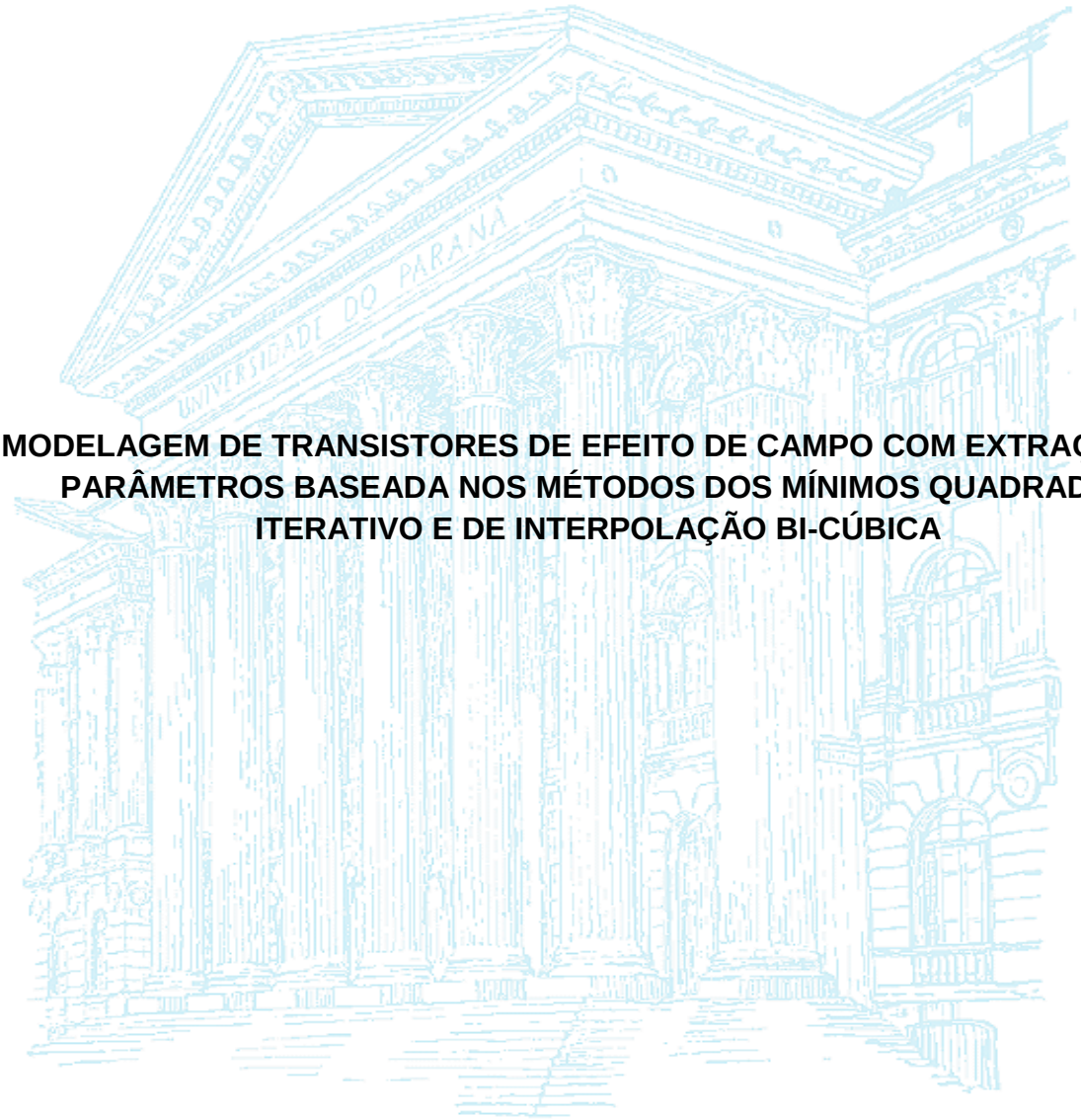
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

VITHOR BERNARDO NYPWIPWY



MODELAGEM DE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO COM EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NOS MÉTODOS DOS MÍNIMOS QUADRADOS ITERATIVO E DE INTERPOLAÇÃO BI-CÚBICA

CURITIBA

Fevereiro de 2014

VITHOR BERNARDO NYPWIPWY

MODELAGEM DE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO COM EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NOS MÉTODOS DOS MÍNIMOS QUADRADOS ITERATIVO E DE INTERPOLAÇÃO BI-CÚBICA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Telecomunicações, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como parte das exigências para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior

CURITIBA

Fevereiro de 2014

MODELAGEM DE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO COM EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NOS MÉTODOS DOS MÍNIMOS QUADRADOS ITERATIVO E DE INTERPOLAÇÃO BI-CÚBICA

VITHOR BERNARDO NYPWIPWY

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

Banca Examinadora

Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Junior (UFPR)
Presidente

Prof. Ismael Chiamenti (UTFPR)

Prof. Oscar da Costa Gouveia Filho (UFPR)

Prof. Eduardo Gonçalves de Lima (UFPR)

Curitiba, 21 de fevereiro de 2014.

“Todas as coisas foram feitas por ele,
e sem ele nada do que foi feito se fez.”
Jo1:3

DEDICATÓRIA

À minha filha,

Aiwane Paulina Nypwipwy Chuva,

por não poder acompanhar seu
nascimento, crescimento e saúde
acima de tudo,

Dedico.

AGRADECIMENTO

À Deus, pelo Dom da Vida, a Sabedoria e a Saúde;

Aos meus pais (in memorian): Armando João Chuva & Paulina Joaquim Canhaua, pela semente lançada

Ao Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior, o meu orientador, pelos ensinamentos, pela dedicação e paciência em me orientar;

Ao colega de Orientação Marcelo Francisco de Oliveira pela disponibilização do Algoritmo de Interpolação Bi-Cúbica;

Aos Professores do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, em particular da Área de Telecomunicações que ministraram formação teórica de suporte por meio de suas disciplinas;

Aos membros do Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo apoio constante durante o mestrado;

Ao CNPq pela bolsa de estudo através do PEC-PG;

Aos colegas do Mestrado: Alex Torres Jr., Ellen Nogueira, Theoma Otobo e Thiago Luz por trilharmos mesmos caminhos, navegarmos por mesmas dificuldades e por chegarmos todos juntos à mesma margem;

Ao colega de Orientação Eduardo Jagher pelo apoio e dedicação incondicional prestado;

Aos meus irmãos, esposa, sobrinhos, primos, tios e a família toda, pelo incentivo, paciência, confiança e acima de tudo pela coragem de me terem encorajado a atravessar o grandioso atlântico em busca de conhecimentos;

Aos meus queridos colegas e compatriotas Moz em Curitiba, pelo apoio, conforto e companhia.

A todos meus amigos e amigas, estudantes e ex-estudantes, conhecidos e conhecidas em todo Brasil, em particular a Juliana Marcondes (PR), Loise Machado (RJ) e Caroline Costa (RS) pela amizade e confiança.

À todo vós, Koxukhuro.

RESUMO

Esta dissertação que tem como objetivo fundamental a extração de parâmetros e a modelagem de transistores de efeito de campo é basicamente dividida em duas partes. A primeira parte propõe um modelo matemático de interpolação através do método dos mínimos quadrados iterativo, com objetivo de extrair parâmetros lineares de transistores MESFETs e HEMTs a partir de tabelas de parâmetros de espalhamento, fornecidos pelo fabricante dos dispositivos. Com os valores dos elementos do circuito de pequenos sinais extraídos, são calculados parâmetros de espalhamento e os resultados são posteriormente comparados com os dados do fabricante.

Na segunda parte, um dos transistores HEMT, cujos parâmetros de circuito equivalente de pequenos sinais foram extraídos na primeira parte, é modelado através do método de interpolação bi-cúbica e simulado operando como amplificador sobre uma linha de transmissão do tipo microstrip, através de dois simuladores: o método dos elementos finitos no domínio do tempo (FETD) e QUCS. Os resultados do método FETD e do simulador QUCS são comparados entre si. Uma modelagem de grandes sinais é realizada através do FETD para a análise dos fenômenos não lineares através de curvas de potência de entrada e de saída.

Palavras chave: Extração de Parâmetros de Circuito equivalente de pequenos sinais, Interpolação por Mínimos Quadrados, Interpolação Bi-Cubica, Elementos Finitos no Dominio do Tempo, MESFET, HEMT.

ABSTRACT

This dissertation has as its fundamental objective the extraction parameters and the field-effect transistors modeling which is basically divided into two parts. The first part proposes a mathematical model of interpolation by the method of least squares iterative, with the aim of extracting linear parameters of MESFETs and HEMTs transistors through of scattering parameter tables that are provided by the manufactured of the devices. However, with the values extracted of small signal circuit elements, scattering parameters are calculated and the results are then compared with the data of the manufacturer.

In the second part, one of the HEMT transistors, whose small signal equivalent circuit parameters were extracted in the first part, is modeled by the bi-cubic interpolation method and simulated operating like amplifier on a transmission line microstrip through two simulators: the finite element time domain method (FETD) and QUCS. And then the results of FETD method and QUCS simulator are compared amongst them. A large signal modeling is performed by FETD for the analysis of nonlinear phenomena by curves of power input and output.

IndexTerms: Small Signal Equivalent Circuit Parameters Extraction, Least Squares Interpolation, Bi-Cubic Interpolation, Finite Element Time Domain, MESFET, HEMT.

LISTA DE ABREVIATURAS

QUCS	Quite Universal Circuit Simulator
FETD	Finite Element Time Domain
GiD	Geometry and Data
SSEC	Small Signal Equivalent Circuit
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistors
HEMT	High-Electron MobilityTransistors
FET	Field Effect Transistors
GaAs	Arsenato de Gálio
GaN	Nitrato de Gálio
SiC	Carbonato de Silício
RF	Radiofreqüência
PEC	Perfect Electric Conductor
ABC	Absorbing Boundary Condition
RNA	Redes Neurais Artificiais

LISTA DE SÍMBOLOS

G_m	Transcondutância
C_m	Transcapacitância
C_{gd}	Capacitância porta-dreno
C_{gs}	Capacitância porta-fonte
C_{ds}	Capacitância dreno-fonte
C_{pgd}	Capacitância paralela porta-dreno
C_{pgs}	Capacitância paralela porta-fonte
C_{pds}	Capacitância paralela dreno-fonte
R_{ds}	Resistência dreno-fonte
L_g	Indutância da porta
L_d	Indutância do dreno
L_s	Indutância da fonte
R_g	Resistência da porta
R_d	Resistência do dreno
R_s	Resistência da fonte
ε	Permissividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
σ	Condutividade elétrica superficial
$\overline{J}$	Densidade de corrente elétrica
e	Campo elétrico
h	Campo magnético
R_S	Resistência superficial
Z_0	Impedância característica
$Z_{ij}(s_m)$	Parâmetros de impedância dependentes da freqüência
$Y_{ij}(s_m)$	Parâmetros de admitância dependentes da freqüência
$S_{ij}(s_m)$	Parâmetros de espalhamento dependentes da freqüência
V_{in}	Tensão de entrada
V_{gs}	Tensão porta - fonte
V_{ds}	Tensão dreno - fonte
V_{GG}	Tensão de alimentação na porta 1
V_{DD}	Tensão de alimentação na porta 2
$V(t)$	Tensão de excitação no domínio do tempo
I_{ds}	Corrente de saída dreno - fonte
I_s	Corrente de saturação do diodo
P_{in}	Potência de entrada
P_{out}	Potência de saída
$f_{\max}$	Freqüência máxima
f	Freqüência do modulador
s	Freqüência complexa
T	Duração do pulso de excitação

ÍNDICE DE QUADROS

QUADRO 2.1: CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES EM USO NO TRABALHO 31
QUADRO 4.1: CONDIÇÕES DOS MATERIAIS E DOS COMPONENTES NA SIMULAÇÃO DO MODELOS DE PEQUENO E DE GRANDE SINAL 49

ÍNDICE DE TABELAS

TABELA 2.1: VALORES DOS PARÂMETROS DOS QUATRO TRANSISTORES 31
TABELA 3.1: DADOS DE V_{ds}, I_{ds}, V_{gs} OBTIDOS DA CURVA $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ DA FIGURA 3.2 35
TABELA 3.2: PARÂMETROS DO DIODO SCHOTTKY MBD101 37
TABELA 4.1: VALORES DOS PARAMETROS DE RUIDO NO PONTO DE POLARIZAÇÃO.....43
TABELA 4.2: VALORES DOS PARÂMETROS DO TRANSISTOR FHX04LG.....51
TABELA 4.3: VALORES DOS PARÂMETROS DE EXCITAÇÃO 56

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1: Tipos de modelos.....1
FIGURA 2.1: Estrutura física idealizada para os transistores MESFET e HEMT 9
FIGURA 2.2: Circuito equivalente de pequeno sinal 10
FIGURA 2.3: Fluxograma do processo de extração de parâmetros.....11
FIGURA 2.4: Circuito contendo elementos intrínsecos (topologia em PI) 12
FIGURA 2.5: Circuito contendo elementos extrínsecos (topologia em T) 15
FIGURA 2.6: Circuito contendo elementos paralelos (topologia em PI).....17
FIGURA 2.7: Espectro da janela de Kaiser usada na ponderação das dispersões em frequência.....28
FIGURA 2.8: Fluxograma de convergência.....30
FIGURA 2.9: Comparação entre o calculado e o medido para o transistor FHX04LG..33
FIGURA 3.1: Modelo de circuito de grandes sinais.....34
FIGURA 3.2: Característica de saída do transistor HEMT - FHX04LG 34
FIGURA 3.3: Comparação entre curvas I-V obtidas do datasheet e da interpolação.....36
FIGURA 3.4: Representação da modelagem do diodo Schottky.....36
FIGURA 4.1: Transistor encapsulado conectado à linha de transmissão do tipo microstrip.....43
FIGURA 4.2: Esquema do amplificador de micro-ondas.....43
FIGURA 4.3: Dados do casamento de impedâncias. a) no porto de entrada b) no porto de saída 44
FIGURA 4.4: Esquema do amplificador de micro-ondas simulado no software QUCS..44
FIGURA 4.5: Metade da estrutura física virtual construída no simulador QUCS.....45
FIGURA 4.6: Condições dos materiais.....46
FIGURA 4.7: Alocação das portas dos componentes 46
FIGURA 4.8: Alocação dos volumes dos materiais.....47
FIGURA 4.9: Modelo geométrico com PEC discretizado com $L_m = 0{,}5\ mm$ 47
FIGURA 4.10: Pulso de tensão para excitação do modelo de pequeno sinal. 48
FIGURA 4.11: Pulso de excitação para fenômenos não lineares.....49
FIGURA 4.12: Resposta no tempo. a) pulso aplicado na porta 1 ; b) pulso aplicado na porta 2. 52
FIGURA 4.13 Analise dos parâmetros S11 e S21 do amplificador de micro-ondas.....52
FIGURA 4.14: Analise dos parâmetros S12 e S22 do amplificador de micro-ondas.....53
FIGURA 4.15: Comparação entre os parâmetros S calculados e o medido no transistor FHX04LG 55
FIGURA 4.16: Pulsos de entrada com potência $P_{in} = 10dBm$ e espectro da potência de saída 57
FIGURA 4.17: Potência de saída calculada a partir da potência de entrada 58

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO 1
1.1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA (CONCEITOS FUNDAMENTAIS) 1
1.1.1. MODELO BASEADO EM FÍSICA 1
1.1.2. MODELO CAIXA CINZA 2
1.1.3. MODELO CAIXA PRETA 3
1.2. OBJETIVO E JUSTIFICATIVA 6
1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO 7

2. EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DE CIRCUITO EQUIVALENTE 9
2.1. MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA TRANSISTORES DE RÁDIOFREQUÊNCIA 9
2.2. METODOLOGIA DE EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS 10
2.2.1. ELEMENTOS INTRÍNSECOS 12
2.2.2. ELEMENTOS EXTRÍNSECOS 15
2.2.3. ELEMENTOS PARALELOS 17
2.3. ALGORITMO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO 18
2.3.1. MÍNIMOS QUADRADOS PARA ELEMENTOS PARALELOS 18
2.3.2. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS PARALELOS 20
2.3.3. MÍNIMOS QUADRADOS PARA ELEMENTOS INTRÍNSECOS E EXTRÍNSECOS 21
2.3.4. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS INTRÍNSECOS E EXTRÍNSECOS DO MODELO 23
2.3.5. PARÂMETROS DE CIRCUITO EQUIVALENTE 25
2.3.6. ERRO QUADRÁTICO MÉDIO 27
2.3.7. MINIMOS QUADRADOS PONDERADOS 28
2.4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS 29
2.4.1. SIMULAÇÕES 29
2.4.2. CONVERGÊNCIA 29
2.4.3. RESULTADOS DA EXTRAÇÃO E DISCUSSÃO 31

3. MODELAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE GRANDES SINAIS 34
3.1. MODELO DE GRANDES SINAIS 34
3.1.1. INTERPOLAÇÃO BI-CÚBICA 35
3.1.2. MODELAGEM DA JUNÇÃO SCHOTTKY 36

4. MODELAGEM COMPUTACIONAL DO HEMT USANDO O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO TEMPO 38
4.1. ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO TEMPO 38
4.2. MODELAGEM DO PROBLEMA ELETROMAGNÉTICO 43
4.2.1. ESTRUTURA FISICA VIRTUAL DO TRANSISTOR OPERANDO NA LINHA MICROSTRIP 45
4.2.2. CONDIÇÕES DE CONTORNO E DE MATERIAIS 46
4.2.3. DISCRETIZAÇÃO ESPACIAL 47
4.3. SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA 48
4.4. RESULTADOS E DISCUSSÃO 51
4.4.1. ANALISE DO AMPLIFICADOR 51

4.4.2. ANALISE DO TRANSISTOR EM PEQUENOS SINAIS 54
4.4.3. ANALISE DO AMPLIFICADOR OPERANDO EM GRANDES SINAIS 56
5. CONCLUSÃO 59
BIBLIOGRAFIA 60
APENDICES 63
ANEXOS 71

1. INTRODUÇÃO

1.1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA (CONCEITOS FUNDAMENTAIS)

Modelo é uma representação simplificada de uma entidade física ou das características de interesse dessa entidade, construída de modo a permitir que seja feita uma análise de uma forma relativamente simples. São construídos a partir de dados observados que descrevem o comportamento e a dinâmica do sistema. Matematicamente, um modelo é constituído por um conjunto de equações diferenciais (tempo contínuo) ou equações de diferenças (tempo discreto) que descrevem a variação temporal e/ou espacial das variáveis de interesse no sistema (RODRIGUES, 1996).

Existem várias formas de classificar os modelos. Uma delas que agrupa três categorias básicas é mostrada na FIGURA 1.1.

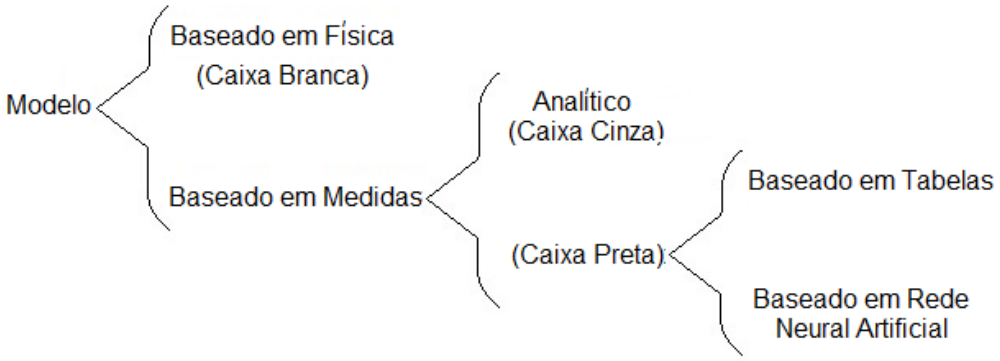


FIGURA 1.1: Tipos de modelos
Fonte: Adaptado e traduzido de (CURTICE, 2008)

1.1.1. MODELO BASEADO EM FÍSICA

Modelos *caixa branca* exigem um conhecimento prévio e minucioso do sistema, bem como as leis teóricas e empíricas que regem o comportamento dinâmico do sistema em estudo. A utilização desta abordagem permite derivar modelos que descrevem a dinâmica interna do sistema, além das relações entre entradas-saídas. Por essa razão este tipo de modelo é também conhecido como modelo *baseado em*

física ou *natureza do processo* ou ainda modelo *conceitual*. Tem vantagem por servir de referência para a calibração de outros tipos de modelos.

A construção deste tipo de modelo pode ser bastante complicada, sobretudo, quando o processo que se pretende modelar é extenso e complexo. Mesmo com o conhecimento do sistema e de todos os fenômenos envolvidos, incluindo o tempo necessário para modelar, torna-se difícil descrevê-lo matematicamente, daí que nem sempre é viável seguir esse procedimento (AGUIRRE, 2007). Uma alternativa para minimizar esse problema é a utilização da abordagem de identificação de sistemas (modelos baseados em medidas, FIGURA 1.1).

1.1.2. MODELO CAIXA CINZA

Esta técnica caracteriza-se por usar informação auxiliar que não se encontra no conjunto de dados usados durante a modelagem. O tipo de informação auxiliar e a forma com que ela é usada varia muito entre as diversas técnicas analíticas disponíveis

A invenção do transistor em meados da segunda metade da década de 40, por parte de um grupo de pesquisadores do Laboratório Bell (DACEY & ROSS, 1955) trouxe um grande impacto revolucionário na tecnologia eletrônica em geral e nos dispositivos de estado sólido em particular. Inicialmente desenvolvidos como simples dispositivos, atualmente têm-se proliferado em uma ampla variedade de tipos que vão desde os mais populares transistores de junção bipolar e de efeito de campo (FET) aos modernos transistores que usam junção heterogênea e os de elétron de alta mobilidade (LUDWIG & BRETCHKO, 2000). Desde então, muitos trabalhos com objetivo de refinar modelos de *circuito equivalente de pequenos sinais* (*SSEC)* foram criados e a partir daí, muitos métodos de extração de parâmetros de FETs foram apresentados.

O primeiro método analítico básico de extração para o modelo do *SSEC* do transistor *GaAs MESFET* apresentado por (MINASIAN, 1977) foi usado para determinar os valores das resistências e indutâncias extrínsecas a partir de dados de parâmetro de espalhamento (DIAMAND & LAVIRON, 1982). Desde então, muitas propostas de *SSEC* com várias vertentes se seguiram. No ano de 1984 (CURTICE & CAMISA, 1984) apresentam um procedimento para definição do modelo de circuito

equivalente para transistores GaAs FET. O procedimento fez com que (DAMBRINE, CAPPY, HELIODORE, & PLAYEZ, 1988) introduzissem um método amplamente utilizado na determinação de oito elementos extrínsecos e sete elementos intrínsecos do modelo de *SSEC*. Melhorias e ampliações no método de DAMBRINE AT ALL, que consistiram na inclusão de resistências diferenciais nos diodos porta-fonte e porta-dreno, bem como uma série de resistências associadas à capacitância porta-dreno C_{gd} foram publicados por (BERROTH & BOSCH, 1991). Trabalhos interessantes explicando a origem e modelagem das capacitâncias parasitas e ainda extração de parâmetros de *SSEC* foram realizados em dois artigos separados publicados no mesmo mês e ano por (ANHOLT & SWIRHUN, 1991).

Estas técnicas analíticas acima descritas não foram usadas neste trabalho por necessitarem da utilização de informação auxiliar que não se encontra no conjunto de dados disponíveis nos datasheets..

1.1.3. MODELO CAIXA PRETA

BASEADO EM TABELA

Segundo (ROOT, 2012) através do seu artigo publicado na revista *IEEE - microwave magazine*, modelos baseados em tabela ou interpolações tomam na entrada parâmetros de medidas, dados matematicamente transformados e durante o processo, armazenam os valores resultantes das relações *I-V* e *Q-V* em tabelas multidimensionais. No decorrer da execução, o simulador realiza dinamicamente interpolação dos dados tabulados ao longo de toda a simulação. O processo de medição das características *I-V* a partir de dados de parâmetros de espalhamento é essencialmente para os dispositivos como, por exemplo, *GaAs MESFETs e HEMTs, MOSFETs* e *JFETs*. Modelos empíricos baseado em física, em contraste, possuem diferentes expressões para as características *I-V* e relações *Q-V* correspondentes a diferentes tecnologias.

As abordagens dos modelos baseadas em medidas são precisas devido ao fato dos dados específicos dos dispositivos serem usados para construir relações

constitutivas não lineares, que ajudam e facilitam a definição de um modelo de grandes sinais.

Limitações da abordagem baseada em tabela têm várias origens. A mais básica está relacionada com a natureza dos algoritmos de interpolação utilizados pelo simulador para definir as relações *I-V* entre pontos discretos dos dados medidos e armazenados nas tabelas. O interpolador precisa definir as derivadas parciais de forma contínua e extrapolá-las de forma adequada usando as mesmas condições que se aplicam a todas as relações *I-V* (RUDOLPH, FAGER, & ROOT, 2012). Alguns destes modelos, mesmo imprecisos, têm sido propostos para simulação de dispositivos que apresentam distorção de ordem elevada, quando as características do sinal de entrada e de saída são comparáveis. A razão para isto é que o desempenho do modelo é determinado pelos detalhes matemáticos dos algoritmos de interpolação, em vez dos dados do dispositivo (MCGINTY, ROOT & PERDOMO, 1997). Outra limitação está relacionada ao fato das tabelas requererem a existência de uma estrutura do tipo grade nos dados. As tensões extrínsecas nas quais as medições são realizadas são geralmente definidas em grades, porém, as tensões intrínsecas que podem ser explicitamente computadas por equações matemáticas, não se ajustam ao formato de grade, não podendo ser diretamente tabulados (ROOT, 1999). Por exemplo, dispondo dos valores de elementos resistivos parasitários e da topologia do circuito equivalente de um determinado transistor, como o da FIGURA 3.1, a relação entre tensões extrínsecas e intrínsecas pode ser considerada simples e representada matematicamente por

$$\begin{bmatrix} V_1^{\text{int}} \\ V_2^{\text{int}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^{ext} \\ V_2^{ext} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1^{DC} \\ I_2^{DC} \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

A solução de equação (1.1) permite que os dados sejam retabulados no espaço intrínseco, de modo que as correntes possam ser tabeladas como funções das tensões intrínsecas. Mesmo que os dados sejam obtidos sobre uma grade de tensões extrínsecas, o espaço correspondente à tensão intrínseca é "deformado" devido a não linearidade da parte intrínseca (ROOT, XU, HOM & IWAMOTO, 2012). A modelagem de dados provenientes das medidas I-V como função de tensões intrínsecas resultam em

características completamente diferentes das do modelo expresso em termos de dados extrínsecos (RUDOLPH, FAGER, & ROOT, 2012).

BASEADO EM REDE NEURAL ARTIFICIAL

Para (ZINGG & GUPTA, 2001) e (HAYKIN, 1999), uma alternativa às limitações e problemas dos modelos baseados em tabelas ou esquemas de interpolação é a sua substituição pelo modelo das Redes Neurais Artificiais (RNAs). As RNAs representam uma técnica matemática de aproximação funcional que pode ser utilizada para ajustar qualquer função não linear com qualquer número de variáveis independentes. Os seus pesos são determinados por meio de algoritmos de treinamento, encaixando de forma eficaz a técnica aos dados medidos. São muito suaves, pois elas apresentam derivadas de ordem infinita não nula. Este é um atributo chave que permite simulações de distorção precisas em baixos níveis de sinal.

Modelos não lineares de transistores baseados em RNA, na maioria dos aspetos, têm demonstrado capacidades superiores em comparação com modelos baseados em tabelas. A partir do mesmo conjunto de dados pelo qual os modelos à base de tabelas são construídos, modelos de RNAs são uniformemente mais precisos, muito mais suaves, e podem acomodar condicionamentos discretos de simetria, tais como possíveis trocas nos terminais dreno-fonte de alguns dispositivos FET (XU, GUNYAN, IWAMOTO, HORN, COGNATA, & ROOT, 2007).

As RNAs vêm desempenhando um papel extremamente importante no campo de projetos de micro-ondas assistidos por computador. Para (XU, YAGOUB, DING, & ZHANG, 2003), o seu verdadeiro valor na área de modelagem de dispositivo não linear tornou-se muito mais significativo com o desenvolvimento do chamado método de treinamento adjunto (*adjoint training method*). Esta técnica permitiu pela primeira vez a computação eficiente de RNA baseada nas relações constitutivas das funções de carga dos transistores a partir de amostras de parâmetros que dependem das condições de polarização.

Finalmente, vale ressaltar que os modelos de RNAs podem ser envolvidos em algoritmos computacionais para garantirem uma convergência além da região de

treinamento (região onde os dados são coletados), tanto para melhoria da robustez das características DC, melhoria do processo transitório, assim como para melhoria das simulações de equilíbrio harmônico (ROOT, XU, IWAMOTO, & GUNYAN, 2007).

1.2. OBJETIVO E JUSTIFICATIVA

O objetivo principal desta dissertação é propor uma técnica de interpolação através do método de mínimos quadrados, enquadrada nos modelos baseado em tabelas, capaz de aproximar e determinar parâmetros do modelo de *SSEC* de transistores de RF. Esta técnica apresenta a vantagem de realizar a operação em um intervalo de tempo curto e com um número reduzido de iterações. Para que este objetivo seja alcançado, um modelo de circuito equivalente será proposto e *usando apenas dados do datasheet do dispositivo*, o modelo será aproximado pelo quociente entre dois polinômios racionais (*polinômios de Cauchy*) através do método de mínimos quadrados ponderados.

A validação da técnica será realizada por meio de comparação direta com as simulações do amplificador usando o transistor modelado. As comparações dos resultados serão realizadas em duas etapas: a primeira – através das curvas de parâmetros de espalhamento e de potência de entrada e de saída fornecidos pelo *datasheet*; a segunda - através das curvas de parâmetros de espalhamento modeladas pelo simulador eletrônico *QUCS*.

O propósito desta dissertação se enquadra na:

- Evidente necessidade de utilização de dados dos elementos do *SSEC* por parte de indivíduos que trabalham na pesquisa e modelagem de elementos não lineares (transistores e diodos). Embora existam nos *datasheets* informações relevantes tais como parâmetros S, características DC, entre outras, muitos pesquisadores enfrentam dificuldades trabalhando com ferramentas como elementos finitos e diferenças finitas devido ao fato de não disporem de dados relativos aos elementos do *SSEC*;

- Contribuição a dar no campo de pesquisa e modelagem de dispositivos de estado sólido. A proposta de uma ferramenta computacional para determinação de parâmetros lineares de circuito equivalente através de um modelo de interpolação constitui um ponto positivo à área de pesquisa em micro-ondas e radiofreqüência;
- Evitar o uso de algoritmos de otimização, pois os parâmetros do algoritmo e os valores mínimos e máximos exigem experiência do usuário.

1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho é dividido em cinco capítulos:

No segundo capítulo, faz-se uma abordagem detalhada sobre todo o procedimento matemático de extração de parâmetros lineares. O capítulo é reforçado com a apresentação dos resultados e discussão sobre a extração de parâmetros de quatro transistores (diferentes) das tecnologias *GaN, GaAs* e *SiC.* O principal objetivo do capítulo é o de apresentar a proposta de extração de parâmetros de circuito equivalente.

O terceiro capítulo trata da modelagem do circuito de grande sinal como um dos subsídios ao quarto capítulo. Nele, as características *I-V* dos transistores são apresentadas e modeladas por meio de interpolação bi-cúbica e por meio do modelo de Curtice. Os dois resultados, para além de comparados entre si, são também comparados com as curvas do datasheet. Também é apresentada uma modelagem para a junção Schottky através de dados de um diodo Schottky.

No quarto capítulo trata-se da modelagem e da construção de um amplificador de micro-ondas usando o simulador eletromagnético baseado no método FETD. As equações de estado foram definidas para o transistor, para o filme condutor, para a fonte e para o dielétrico. As dimensões da linha de transmissão do amplificador são obtidas através de casamento de impedância através da carta de Smith. O amplificador para além de modelado e simulado no método FETD, é também modelado e simulado no programa QUCS. Na modelagem pelo método FETD são usados os parâmetros de

circuito de pequenos sinais e de grandes sinais. Fenômenos não lineares no transistor também são simulados. Os resultados são apresentados e discutidos neste capítulo.

Na conclusão, capítulo cinco, é realizada a avaliação final do método apresentado no capítulo dois e validado no capítulo quatro.

2. EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DE CIRCUITO EQUIVALENTE

2.1. MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA TRANSISTORES DE RÁDIOFREQUÊNCIA

Na faixa de frequências de micro-ondas, as características eletrônicas dos transistores MESFET e HEMT dependem do modelo de SSEC, isto é, dependem dos seus parâmetros intrínsecos (transcondutância G_m, condutância dreno-fonte G_{ds}, capacitâncias porta-dreno C_{gd}, porta-fonte C_{gs} e dreno-fonte C_{ds}) e dos parâmetros extrínsecos (indutância da porta L_g, indutância do dreno L_d, indutância da fonte L_s, resistência da porta R_g, resistência do dreno R_d e resistência da fonte R_s). O *SSEC* constitui um quadripolo sobre o qual se desenvolveu o modelo matemático apresentado neste trabalho. A FIGURA 2.1 mostra a estrutura física idealizada para o MESFET e o HEMT (LUDWIG & BRETCHKO, 2000) e seu circuito equivalente para operações em radiofrequência.

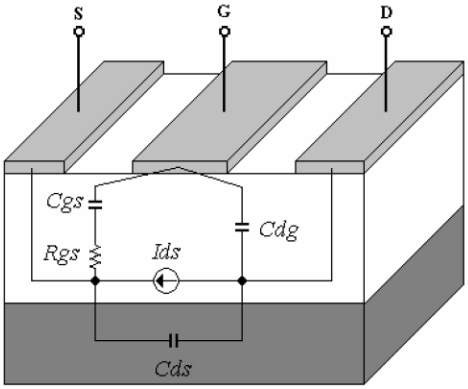


FIGURA 2.1: Estrutura física idealizada para os transistores MESFET e HEMT

Muitos modelos de *SSEC* de transistores FET, com diferentes complexidades, têm sido propostos. Um modelo para os transistores MESFET e HEMT é mostrado na FIGURA 2.2. O circuito apresenta três regiões distintas, delimitadas por tracejado:

- A primeira região contém os elementos intrínsecos (G_m, τ, C_{gd}, C_{gs}, C_{ds} e G_{ds}) e encontram-se envolvidos por um tracejado no centro da FIGURA 2.2;

- A segunda região corresponde aos elementos extrínsecos (L_g, L_d, L_s, R_g, R_d, R_s) e que na FIGURA 2.2 encontram-se entre a região definida pela linha pontilhada e a dos elementos intrínsecos;

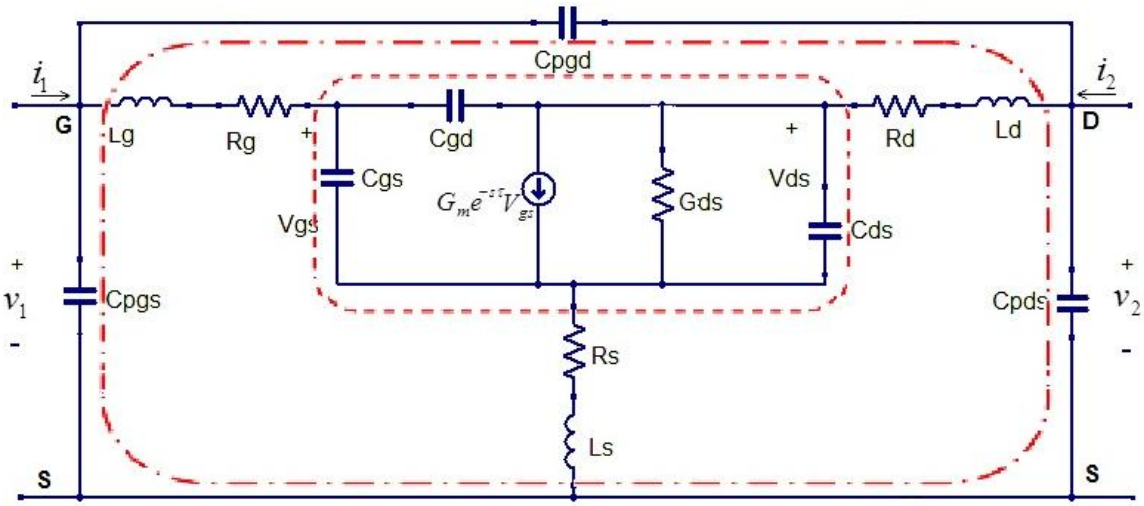


FIGURA 2.2: Circuito equivalente de pequeno sinal

- A terceira, a mais externa da FIGURA 2.2, é constituida pelos elementos paralelos associados aos contatos do dispositivo (capacitâncias entre os contatos porta-dreno C_{pgd}, porta-fonte C_{pgs} e dreno-fonte C_{pds}). Estes elementos são necessários para modelar corretamente os terminais dos transistores encapsulados

Cada uma das três regiões corresponde a uma forma de topologia aplicada no processo de extração de parâmetros. Duas das regiões (dos elementos paralelos e a dos elementos intrínsecos) foram tratadas como sendo modelos com topologia em π (LAI, FAGER, & ANGELOV, 2013) e a terceira região (dos elementos extrínsecos) foi tratada como sendo modelo com topologia em T (LOVELACE, COSTA, & CAMILLERI, 1994).

2.2. METODOLOGIA DE EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS

A metodologia de extração em uso neste trabalho é mostrada no fluxograma da FIGURA 2.3. Uma parte da metodologia (a que trata dos elementos intrisecos) é

semelhante à metodologia usada em (DAMBRINE, CAPPY, HELIODORE, & PLAYEZ, 1988). Utilizou-se o procedimento apenas como uma ferramenta para a dedução das equações exatas da admitância e da impedância, aplicadas na determinação dos elementos do modelo *SSEC*. O fluxograma da FIGURA 2.3 ilustra todo o algoritmo do processo de extração de parâmetro definido em etapas:

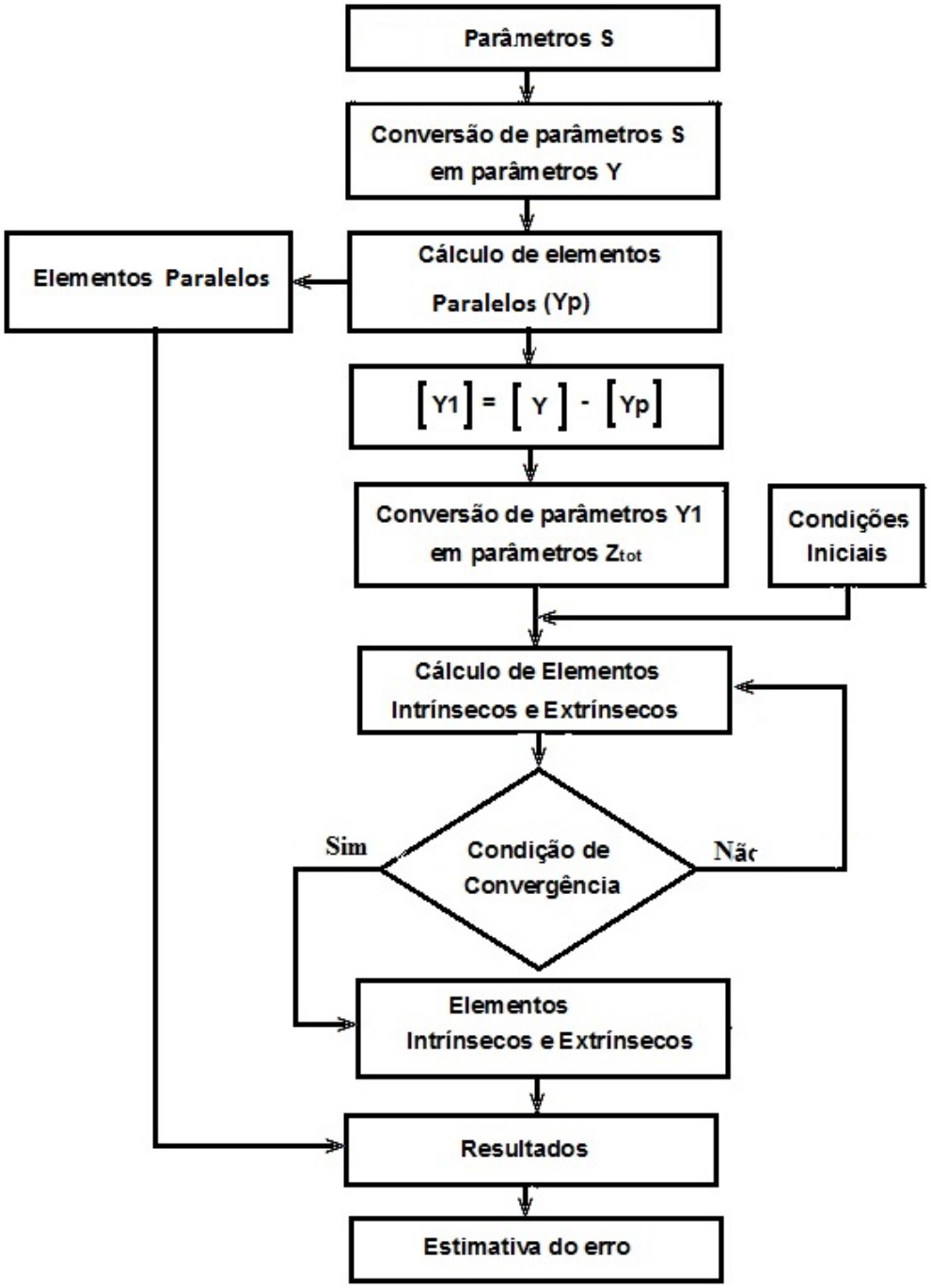


FIGURA 2.3: Fluxograma do processo de extração de parâmetros

- As medidas dos parâmetros S do componente são convertidas em parâmetros de admitância Y usados no cálculo dos elementos paralelos;
- Da matriz Y, subtrai-se a contribuição dos elementos Y_p e o resultado Y_1 é convertido em parâmetro de impedância Z_{tot};
- A matriz de admitância Y_{int} foi convertida em matriz Z_{int}, que somada a Z_{ext} resultou em $Z_{tot} = Z_{\text{int}} + Z_{ext}$ usada nos cálculos dos restantes elementos.

2.2.1. ELEMENTOS INTRÍNSECOS

A FIGURA 2.4 representa a parte dos elementos intrínsecos com a topologia em PI. Para a determinação dos valores dos elementos usaram-se parâmetros de admitância (Y_{int}) como em (DAMBRINE, CAPPY, HELIODORE, & PLAYEZ, 1988).

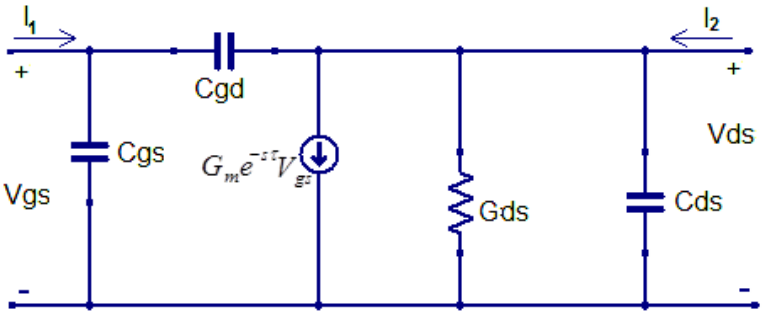


FIGURA 2.4: Circuito contendo elementos intrínsecos (topologia em PI)

Por definição, as componentes da admitância do circuito dos elementos intrínsecos são dadas através da equação

$$Y_{\text{int}}(s) = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

Aplicando as tensões $V_{gs} = V_1(s)$ e $V_{ds} = V_2(s)$ no circuito fluem as correntes $I_G = I_1(s)$ e $I_D = I_2(s)$. Como a admitância $Y_{\text{int}}(s)$ é definida pela relação entre as correntes $I_1(s)$, $I_2(s)$ e as diferenças de potencial na entrada e na saída do quadripolo $V_1(s)$, $V_2(s)$, então a expressão na forma matricial que relaciona as correntes, a admitância $Y_{\text{int}}(s)$ e as tensões é definida por

$$\begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

No domínio da freqüência, as componentes da matriz de admitância calculam-se através das condições

$$Y_{11}(s) = \left.\frac{I_1(s)}{V_1(s)}\right|_{V_2(s)=0} \tag{2.3}$$

$$Y_{12}(s) = \left.\frac{I_1(s)}{V_2(s)}\right|_{V_1(s)=0} \tag{2.4}$$

$$Y_{21}(s) = \left.\frac{I_2(s)}{V_1(s)}\right|_{V_2(s)=0} \tag{2.5}$$

$$Y_{22}(s) = \left.\frac{I_2(s)}{V_2(s)}\right|_{V_1(s)=0} \tag{2.6}$$

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da FIGURA 2.4 e obedecendo as condições das equações (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6) são calculados os elementos da matriz da admitância intrínseca

$$Y_{11}(s) = s(C_{gs} + C_{gd}) \tag{2.7}$$

$$Y_{12}(s) = -sC_{gd} \tag{2.8}$$

$$Y_{21}(s) = -sC_{gd} + G_m e^{-s\tau} \tag{2.9}$$

$$Y_{22}(s) = s(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds} \tag{2.10}$$

O tempo de atraso τ da resposta da fonte de corrente pode ser aproximado por um valor de transcapacitância τG_m em $Y_{21}(s)$. A transcapacitância C_m é um parâmetro importante que deve ser levado em consideração e que faz com que se tenha tempo de atraso combinado à transcondutância G_m (GREBENNIKOV, 2011). Expandindo $G_m e^{-s\tau}$ da equação (2.9) por uma série de Taylor (RUDOLPH, FAGER, & ROOT, 2012)

$$G_m e^{-s\tau} = G_m(1 - s\tau + \ldots). \tag{2.11}$$

resulta na relação

$$G_m e^{-s\tau} \approx G_m - s\tau G_m \tag{2.12}$$

Com os dois primeiros termos da serie obtém-se

$$Y_{21}(s) \approx -s(C_{gd} + C_m) + G_m \tag{2.13}$$

onde a transcapacitância é dada por

$$C_m = \tau G_m \tag{2.14}$$

Então, $Y_{21}(s)$ é representado como

$$Y_{21}(s) \approx -sC + G_m \tag{2.15}$$

onde

$$C = C_{gd} + C_m \tag{2.16}$$

Assim

$$Y_{\text{int}}(s) = \begin{bmatrix} s(C_{gs} + C_{gd}) & -sC_{gd} \\ -(sC - G_m) & s(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds} \end{bmatrix}. \tag{2.17}$$

Como a impedância $Z_{\text{int}}(s)$ e a admitância $Y_{\text{int}}(s)$ se relacionam de forma inversa, $Z_{\text{int}}(s) = (Y_{\text{int}}(s))^{-1}$, então torna-se conveniente escrever $[Y_{\text{int}}(s)]^{-1}$ como:

$$Z_{\text{int}}(s) = \begin{bmatrix} \dfrac{s(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds}}{\Delta} & \dfrac{sC_{gd}}{\Delta} \\ \dfrac{sC - G_m}{\Delta} & \dfrac{s(C_{gs} + C_{gd})}{\Delta} \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

onde: $\Delta = s^2(C_{gs}C_{ds} + C_{gs}C_{gd} + C_{ds}C_{gd} - C_{gd}C_m) + s(C_{gs}G_{ds} + C_{gd}G_{ds} + C_{gd}G_m)$.

2.2.2. ELEMENTOS EXTRÍNSECOS

A FIGURA 2.5 ilustra a parte correspondente aos elementos extrínsecos com topologia em T. A sua caracterização foi obtida diretamente dos parâmetros de impedância Z_{ext}, tal como em (OOI, LEONG, & KOOI, 1997).

Pela definição

$$Z_{ext}(s) = \begin{bmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

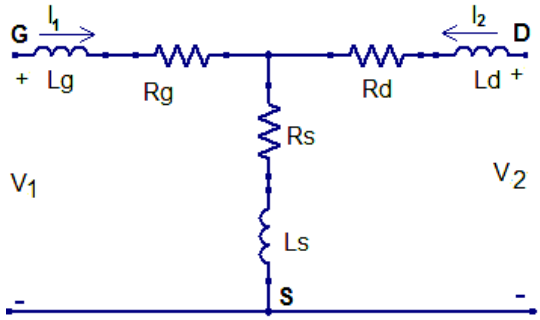


FIGURA 2.5: Circuito contendo elementos extrínsecos (topologia em T)

Neste caso, aplicando tensões $V_1 = V_1(s)$ e $V_2 = V_2(s)$ no circuito da FIGURA 2.5, sobre o terminal G passa a corrente $I_G = I_1(s)$ e sobre o D passa a corrente $I_D = I_2(s)$. Como a impedância $Z_{ext}(s)$ é definida pela relação entre as tensões na entrada $V_1(s)$ e na saída $V_2(s)$ do quadripolo e as correntes $I_1(s)$ e $I_2(s)$ que fluem no circuito, então a expressão matricial que relaciona as tensões, impedância $Z_{ext}(s)$ e as correntes, é dada por

$$\begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix}. \tag{2.20}$$

No domínio da frequência, as componentes da matriz de impedâncias são calculadas pelas condições

$$Z_{11}(s) = \left. \frac{V_1(s)}{I_1(s)} \right|_{I_2(s)=0} \tag{2.21}$$

$$Z_{12}(s) = \left.\frac{V_1(s)}{I_2(s)}\right|_{I_1(s)=0} \tag{2.22}$$

$$Z_{21}(s) = \left.\frac{V_2(s)}{I_1(s)}\right|_{I_2(s)=0} \tag{2.23}$$

$$Z_{22}(s) = \left.\frac{V_2(s)}{I_2(s)}\right|_{I_1(s)=0} . \tag{2.24}$$

Aplicando as leis de Kirchhoff, a 2ª lei nas duas malhas e a 1ª lei em um dos nós da FIGURA 2.5 resultam os elementos da matriz de impedância extrínseca

$$Z_{11}(s) = s(L_g + L_s) + R_g + R_s \tag{2.25}$$

$$Z_{12}(s) = sL_s + R_s \tag{2.26}$$

$$Z_{21}(s) = sL_s + R_s \tag{2.27}$$

$$Z_{22}(s) = s(L_d + L_s) + R_d + R_s \tag{2.28}$$

que agrupados na forma matricial resultam na matriz de impedância extrínseca

$$Z_{ext}(s) = \begin{bmatrix} s(L_g + L_s) + R_g + R_s & sL_s + R_s \\ sL_s + R_s & s(L_d + L_s) + R_d + R_s \end{bmatrix}. \tag{2.29}$$

Tendo $Z_{ext}(s)$ e $Z_{\text{int}}(s)$, a impedância total da parte intrínseca e extrínseca $Z_{tot}(s)$ é definida pela soma de $Z_{ext}(s)$ e $Z_{\text{int}}(s)$ (SHIRAKAWA, ET AL., 1995), tais que

$$Z_{tot}(s) = Z_{ext}(s) + Z_{\text{int}}(s) \tag{2.30}$$

Conhecendo $Z_{tot11}(s)$, $Z_{tot12}(s)$, $Z_{tot21}(s)$ e $Z_{tot22}(s)$, então $Z_{tot}(s)$ na é dada por

$$Z_{tot}(s) = \begin{bmatrix} \dfrac{s(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds}}{\Delta} + s(L_g + L_s) + R_g + R_s & \dfrac{sC_{gd}}{\Delta} + sL_s + R_s \\ \dfrac{sC - G_m}{\Delta} + sL_s + R_s & \dfrac{s(C_{gs} + C_{gd})}{\Delta} + s(L_d + L_s) + R_d + R_s \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

onde

$$\Delta = s^2(C_{gs}C_{ds} + C_{gs}C_{gd} + C_{ds}C_{gd} - C_{gd}C_m) + s(C_{gs}G_{ds} + C_{gd}G_{ds} + C_{gd}G_m) \tag{2.32}$$

NORMALIZAÇÃO

Dividindo o numerador e o denominador dos elementos da impedância total Z_{tot}, equação (2.31) por $C_{gs}C_{ds}+C_{gs}C_{gd}+C_{ds}C_{gd}-C_{gd}C_m$ resulta na matriz com elementos intrínsecos normalizados:

$$Z_{tot}(s)=\begin{bmatrix} \dfrac{s\left(\overline{C}_{ds}+\overline{C}_{gd}\right)+\overline{G}_{ds}}{s^2+as}+s\left(L_g+L_s\right)+R_g+R_s & \dfrac{s\overline{C}_{gd}}{s^2+as}+sL_s+R_s \\ \dfrac{s\overline{C}-\overline{G}_m}{s^2+as}+sL_s+R_s & \dfrac{s\left(\overline{C}_{gs}+\overline{C}_{gd}\right)}{s^2+as}+s\left(L_d+L_s\right)+R_d+R_s \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

onde os termos $\overline{C}_{ds}$, $\overline{C}_{gd}$, $\overline{G}_{ds}$, $\overline{C}$, $\overline{G}_m$ e $\overline{C}_{gs}$ são valores normalizados por $C_{gs}C_{ds}+C_{gs}C_{gd}+C_{ds}C_{gd}-C_{gd}C_m$. E o coeficiente a é uma função não linear das variáveis intrínsecas dada por.

$$a=\frac{C_{gs}G_{ds}+C_{gd}G_{ds}+C_{gd}G_m}{C_{gs}C_{ds}+C_{gs}C_{gd}+C_{ds}C_{gd}-C_{gd}C_m}. \quad (2.34)$$

2.2.3. ELEMENTOS PARALELOS

A FIGURA 2.6 constituída pelos elementos C_{pgd}, C_{pgs} e C_{pds} representa a parte dos elementos paralelos do modelo *SSEC* mostrado na FIGURA 2.2. Para o cálculo dos parâmetros de admitância (Y_p) do circuito aplicaram-se os mesmos procedimentos usados no caso da FIGURA 2.4 e em (COSTA, LIU, & HARRIS, 1991). A admitância (Y_p) é dada por

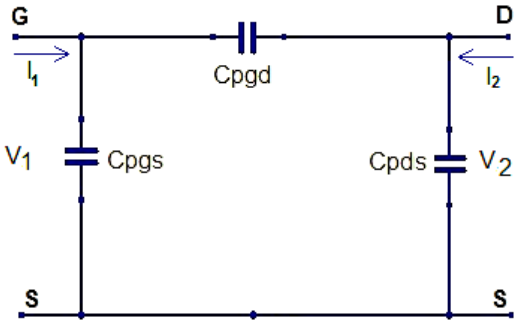


FIGURA 2.6: Circuito contendo elementos paralelos (topologia em PI)

$$Y_p(s) = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

Por definição, $Y_p(s)$ vem da relação entre as correntes $I_1(s)$, $I_2(s)$ e as diferenças de potencial na entrada e na saída do quadripolo $V_1(s)$, $V_2(s)$ da FIGURA 2.6, definida na equação (2.2). No domínio da frequência, usando as mesmas condições definidas entre as equações (2.3) e (2.6), calculam-se os elementos da matriz $Y_p(s)$

$$Y_{11}(s) = s(C_{pgs} + C_{pgd}) \tag{2.36}$$

$$Y_{12}(s) = -sC_{pgd} \tag{2.37}$$

$$Y_{21}(s) = -sC_{pgd} \tag{2.38}$$

$$Y_{22}(s) = s(C_{pds} + C_{pgd}) \tag{2.39}$$

que na forma matricial definem a matriz $Y_p(s)$ como

$$Y_p(s) = \begin{bmatrix} s(C_{pgs} + C_{pgd}) & -sC_{pgd} \\ -sC_{pgd} & s(C_{pds} + C_{pgd}) \end{bmatrix}. \tag{2.40}$$

2.3. ALGORITMO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO

2.3.1. MÍNIMOS QUADRADOS PARA ELEMENTOS PARALELOS

Cada um dos quatro elementos da matriz de admitância $Y_{ij}(s_m)$ é aproximado a um quociente entre dois polinômios (método dos polinômios de Cauchy) de grau N na frequência $s = j2\pi f$ conforme a equação

$$y_{ij}(s) = \frac{b_N s^N + \ldots + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0 s^0}{a_N s^N + \ldots + a_2 s^2 + a_2 s^1 + a_0 s^0} \tag{2.41}$$

Neste modo de aproximação, os elementos da matriz de admitância $Y(s_m)$ introduzem redundâncias no sistema de equações devido ao fato de cada elemento estar diretamente relacionado aos outros três elementos. Essas redundâncias podem ser eliminadas usando quatro frações parciais com um mesmo denominador comum (GARCIA, SARKAR, & SALAZAR, 2002).

Como os graus do numerador e do denominador dos elementos da matriz de impedância da equação (2.31) são 3 e 2 respectivamente, então, para o cálculo dos elementos C_{pgd}, C_{pgs} e C_{pds}, os graus do numerador e denominador passaram sendo 5 e 4 respectivamente, isso pelo fato de, cada elemento capacitivo acrescentado fazer com que o grau do numerador e do denominados aumentem em uma unidade (na matriz de impedância, cada elemento reativo acrescentado é um pólo a mais). Então, a fração da equação (2.41) pode ser escrita de forma simplificada

$$y_{ij}(s) = \frac{\sum_{k=0}^{5} b_{ij(k)} s^k}{s^4 + \sum_{k=0}^{3} a_{(k)} s^k} \tag{2.42}$$

onde $ij = 11, 12, e\ 22$. Não foi usado o parâmetro $ij = 21$ que representa a parte ativa do transistor porque o interesse, no momento, estava direcionado a parte reativa.

Realizando modificações matemáticas simples, a equação (2.42) é transformada em um sistema de equações para os M pontos de frequência de medição do transistor (GARCIA, LORENTE, SALAZAR, & SARKAR, 2004)

$$\begin{aligned} y_{ij}(s_1)\cdot s_1^4 &= \sum_{k=0}^{5} b_{ij(k)} s_1^k - y_{ij}(s_1)\cdot \sum_{k=0}^{3} a_{(k)} s_1^k \\ \vdots \qquad & \qquad \vdots \qquad\qquad\qquad \vdots \\ y_{ij}(s_M)\cdot s_M^4 &= \sum_{k=0}^{5} b_{ij(k)} s_M^k - y_{ij}(s_M)\cdot \sum_{k=0}^{3} a_{(k)} s_M^k \end{aligned} \tag{2.43}$$

que, quando re-escrito na forma matricial, permite o cálculo dos coeficientes dos polinômios através de

$$\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M)\cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M)\cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M)\cdot H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \\ b_{22} \\ a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(s_M)\cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M)\cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M)\cdot s_M^4 \end{bmatrix} \tag{2.44}$$

onde: , $a = [a_3 \quad a_2 \quad a_1 \quad a_0]^T$; H e V_r são matrizes do tipo Vandermonde definida por (GARCIA, SALAZAR, &, SARKAR 2002) e calculadas através de

$$V_r = \begin{bmatrix} s_1^5 & s_1^4 & s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 & s_1^0 \\ s_2^5 & s_2^4 & s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^5 & s_M^4 & s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix} \tag{2.45}$$

$$H = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 & s_1^0 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix}. \tag{2.46}$$

Y_{11}, Y_{12} e Y_{22} são matrizes diagonais com os vetores y_{11}, y_{12} e y_{22} dispostos nas respectivas diagonais principais. Como os coeficientes $b_{ij(k)}$ são todos complexos e para torná-los não complexos, cada uma das linhas da equação (2.44) é convertida em outras duas linhas: uma com a parte real e outra com a parte imaginária, conforme

$$\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M)\cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M)\cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M)\cdot H \end{bmatrix} \\ \mathrm{Im}\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M)\cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M)\cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M)\cdot H \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \\ b_{22} \\ a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathrm{Re}\begin{bmatrix} Y_{11}(s_M)\cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M)\cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M)\cdot s_M^4 \end{bmatrix} \\ \mathrm{Im}\begin{bmatrix} Y_{11}(s_M)\cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M)\cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M)\cdot s_M^4 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \tag{2.47}$$

2.3.2. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS PARALELOS

Da equação (2.40) e conforme (2.42)

$$C_{ij} = \lim_{s \to \infty} \frac{Y_{ij}}{s} = b_{ij(5)}. \tag{2.48}$$

Baseado em (2.40), cada um dos elementos paralelo é calculado como

$$\begin{aligned} C_{pgd} &= -C_{12} \\ C_{pgs} &= C_{11} + C_{12} \\ C_{pds} &= C_{22} + C_{12} \end{aligned} \quad (2.49)$$

E, com $\lfloor Y_{ij}(s_m) \rfloor$ e $\lfloor C_{ij} \rfloor$ é calculada a matriz

$$\left[Z_{ij}(s_m)\right] = \left[\left[Y_{ij}(s_m)\right] - s_m \cdot \left[C_{ij}\right]\right]^{-1} \quad (2.50)$$

como em (COSTA, LIU & HARRIS, 1991).

2.3.3. MÍNIMOS QUADRADOS PARA ELEMENTOS INTRÍNSECOS E EXTRÍNSECOS

Tal como os elementos de $Y_{ij}(s_m)$, os elementos $Z_{ij}(s_m)$ da matriz de impedâncias também são aproximados ao quociente entre dois polinômios através de

$$z_{ij}(s) = \frac{b_N s^N + \ldots + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0}{a_N s^N + \ldots + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0} \quad (2.51)$$

Como o numerador e o denominador dos elementos da equação (2.31) têm graus 3 e 2 respectivamente, então a equação (2.51) é re-escrita como em(2.42)

$$z_{ij}(s) = \frac{\sum_{k=0}^{3} b_{ij(k)} s^k}{s^2 + as} \quad (2.52)$$

onde $ij = 11, 12, 21\ e\ 22$, a, $b_{11(k)}$, $b_{12(k)}$, $b_{21(k)}$ e $b_{22(k)}$ são os coeficientes dos polinômios.

Como no caso da equação (2.42), modificações matemáticas simples são realizadas para os M pontos de freqüência de medição dos transistores, resultando no sistema de equações

$$\begin{aligned} z_{ij}(s_1) \cdot \left(s_1^2 + a \cdot s_1\right) &= \sum_{k=0}^{3} b_{ij(k)} s_1^k \\ \vdots \qquad\qquad & \qquad \vdots \\ z_{ij}(s_M) \cdot \left(s_M^2 + a \cdot s_M\right) &= \sum_{k=0}^{3} b_{ij(k)} s_M^k \end{aligned} \quad (2.53)$$

Com exceção dos elementos $\overline{G}_m$ e $\overline{C}_m$ que fazem parte do parâmetro Z_{21}, todos os restantes elementos $\overline{C}_{gd}$, $\overline{C}_{gs}$, $\overline{C}_{ds}$, $\overline{G}_{ds}$, L_g, L_d, L_s, R_g, R_d e R_s podem ser determinados usando os parâmetros z_{11}, z_{12} e z_{22}. Então, agrupando os parâmetros z_{11}, z_{12} e z_{22} obtém-se

$$\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 \\ 0 & V_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & V_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \\ b_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(s_M)\cdot(s_M^2 + a\cdot s_M) \\ Z_{12}(s_M)\cdot(s_M^2 + a\cdot s_M) \\ Z_{22}(s_M)\cdot(s_M^2 + a\cdot s_M) \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

onde os vetores b_{11}, b_{12} e b_{22} definem-se como sendo: $b_{11} = [b_{11(3)} \quad b_{11(2)} \quad b_{11(1)} \quad b_{11(0)}]^T$, $b_{12} = [b_{12(3)} \quad b_{12(2)} \quad b_{12(1)}]^T$, $b_{22} = [b_{22(3)} \quad b_{22(2)} \quad b_{22(1)}]^T$. Z_{11}, Z_{12} e Z_{22} são matrizes diagonais com os parâmetros z_{11}, z_{12} e z_{22} dispostos nas respectivas diagonais principais. V_r e V_{rr} são matrizes do tipo Vandermonde dadas por

$$V_r = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 & s_1^0 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

$$V_{rr} = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 \end{bmatrix} \qquad 2.56)$$

Os elementos L_s e R_s são calculados na equação (2.54), eles também fazem parte do parâmetro Z_{21}. No o cálculo dos elementos $\overline{G}_m$ e $\overline{C}_m$ através de Z_{21}, como os valores de L_s e R_s já são conhecidos, retiram-se as influências que estes elementos têm no parâmetro Z_{21} e acrescenta-se o coeficiente a como incógnita.

$$[V_{r21}][b_{21}] = [(Z_{21}(s_M) - R_S)\cdot s_M^2 - L_S \cdot s_M^3] \tag{2.57}$$

onde o vetor b_{21} é definido como $b_{21} = [a \quad b_{21(1)} \quad b_{21(0)}]^T$ e a matriz

$$V_{r21} = \begin{bmatrix} -Z_{21}(s_1)\cdot s_1 & s_1^1 & s_1^0 \\ -Z_{21}(s_2)\cdot s_2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -Z_{21}(s_M)\cdot s_M & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix} \tag{2.58}$$

onde Z_{21} é a matriz diagonal.

A partir da solução dos sistemas de equações (2.54) e (2.57) são calculados os coeficientes $b_{ij(k)}$. Tal como no caso anterior, para se obterem coeficientes puramente reais, cada uma das linhas é duplicada, sendo uma com a parte real e outra com a parte imaginária, separadamente, como na equação (2.47).

2.3.4. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS INTRÍNSECOS E EXTRÍNSECOS DO MODELO

Partindo dos elementos da matriz da equação (2.31) são determinadas as condições para o cálculo de todos os parâmetros gerais da matriz de impedâncias da equação (2.31):

Indutâncias:

$$L_{ij} = \lim_{s \to \infty} \frac{Z_{ij}}{s} = b_{ij(3)} \tag{2.59}$$

Resistências:

$$R_{ij} = \lim_{s \to \infty} \left(Z_{ij} - sL_{ij}\right) = b_{ij(2)} - a \cdot b_{ij(3)} \tag{2.60}$$

Capacitâncias:

$$\overline{C}_{ij} = \lim_{s \to \infty} s\left(Z_{ij} - sL_{ij} - R_{ij}\right) = b_{ij(1)} - a \cdot b_{ij(2)} + a^2 \cdot b_{ij(3)} \tag{2.61}$$

Condutância

$$\overline{G}_{ij} = b_{ij(0)} \tag{2.62}$$

Desnormalização

$$\begin{bmatrix} C_{gs}+C_{gd} & -C_{gd} \\ -\left(C_{gd}+C_m\right) & C_{ds}+C_{gd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{C}_{ds}+\overline{C}_{gd} & \overline{C}_{gd} \\ \overline{C}_{gd}+\overline{C}_m & \overline{C}_{gs}+\overline{C}_{gd} \end{bmatrix}^{-1} \tag{2.63}$$

Agrupando as equações (2.59), (2.60), (2.61) e (2.62) na forma matricial podem ser determinadas todas as incógnitas relacionadas aos parâmetros z_{ij}. Para z_{11}

$$\begin{bmatrix} b_{11(3)} \\ b_{11(2)} \\ b_{11(1)} \\ b_{11(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{11} \\ R_{11} \\ \overline{C}_{11} \\ \overline{G}_{ds} \end{bmatrix} = M_{11}c_{11} \tag{2.64}$$

e para z_{12}, z_{21} e z_{22}

$$\begin{bmatrix} b_{12(3)} \\ b_{12(2)} \\ b_{12(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a & 1 & 0 \\ 0 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{12} \\ R_{12} \\ \overline{C}_{12} \end{bmatrix} = M_{12}c_{12} \tag{2.65}$$

$$\begin{bmatrix} b_{22(3)} \\ b_{22(2)} \\ b_{22(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a & 1 & 0 \\ 0 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{22} \\ R_{22} \\ \overline{C}_{22} \end{bmatrix} = M_{22}c_{22} \tag{2.66}$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b_{21(1)} \\ b_{21(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ sL_S+R_S & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ \overline{C}_{21} \\ \overline{G}_{21} \end{bmatrix} = M_{21}c_{21} \tag{2.67}$$

Então, agrupado as equações (2.64), (2.65) e (2.66) em uma única equação matricial contendo uma combinação de matrizes e vetores mais simplificados tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathrm{b}_{11} \\ \mathrm{b}_{12} \\ \mathrm{b}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & 0 & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 \\ 0 & 0 & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{12} \\ c_{22} \end{bmatrix} \tag{2.68}$$

e para (2.67):

$$\left[\mathrm{b}_{21}\right] = M_{21}c_{21} \tag{2.69}$$

Olhando para as equações (2.68) e (2.69) é possível observar que ambas têm em comum, vetores com as constantes $b_{ij(k)}$. Como o objetivo principal é obter um

sistema de equações sem as constantes $b_{ij(k)}$, então a equação (2.68) é substituída na equação (2.54) e a (2.69) é substituída na (2.57), resultando em

$$\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 \\ 0 & V_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & V_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{11} & 0 & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 \\ 0 & 0 & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{12} \\ c_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(s_M)\cdot\left(s_M^2 + a\cdot s_M\right) \\ Z_{12}(s_M)\cdot\left(s_M^2 + a\cdot s_M\right) \\ Z_{22}(s_M)\cdot\left(s_M^2 + a\cdot s_M\right) \end{bmatrix} \tag{2.70}$$

$$V_{r21}M_{21}c_{21} = \left[\left(Z_{21}(s_M) - R_S\right)\cdot s_M^2 - L_S\cdot s_M^3\right] \tag{2.71}$$

Concluindo, as equações (2.70) e (2.71) relacionam os parâmetros da impedância Z_{tot} com todos os elementos intrínsecos e extrínsecos.

2.3.5. PARÂMETROS DE CIRCUITO EQUIVALENTE

Da equação (2.49) resultam os valores das capacitâncias paralelas entre os terminais porta-dreno C_{pgd}, porta-fonte C_{pgs} e dreno-fonte C_{pds}:

$$C_{pgd} = -b_{12(5)} \tag{2.72}$$

$$C_{pgs} = b_{11(5)} + b_{12(5)} \tag{2.73}$$

$$C_{pds} = b_{22(5)} + b_{12(5)} \tag{2.74}$$

Do vetor c_{12} da equação (2.65) resultam os parâmetros: indutância da fonte L_S, resistência da fonte R_S e a capacitância normalizada porta – dreno $\overline{C}_{gd}$ que, no caso são definidos como:

$$L_s = c_{12(1)} \tag{2.75}$$

$$R_s = c_{12(2)} \tag{2.76}$$

$$\overline{C}_{gd} = c_{12(3)} \tag{2.77}$$

Com os valores de L_S, R_S e de $\overline{C}_{gd}$, todos restantes valores são determinados:

$$L_g = c_{11(1)} - c_{12(1)} \tag{2.78}$$

$$R_g = c_{11(2)} - c_{12(2)} \tag{2.79}$$

$$\overline{C}_k = c_{11(3)} \tag{2.80}$$

$$\overline{G}_{ds} = c_{11(4)} \tag{2.81}$$

$$L_d = c_{22(1)} - c_{12(1)} \tag{2.82}$$

$$R_d = c_{22(2)} - c_{12(2)} \tag{2.83}$$

$$\overline{C}_n = c_{22(3)} \tag{2.84}$$

$$\overline{C} = c_{21(2)} \tag{2.85}$$

$$\overline{G}_m = c_{21(3)} \tag{2.86}$$

Os elementos: $\overline{C}_m$, $\overline{G}_{ds}$, $\overline{C}_n$, $\overline{C}_{gd}$, $\overline{C}$ e $\overline{G}_m$ são parâmetros normalizados. Para sua desnormalização é necessário fazer:

$$C_x = \begin{bmatrix} \overline{C}_k & -\overline{C}_{gd} \\ -\overline{C} & \overline{C}_n \end{bmatrix}^{-1} \tag{2.87}$$

Então, os valores desnormalizados dos elementos $\overline{C}_{11}$, $\overline{G}_{ds}$, $\overline{C}_{22}$, $\overline{C}_{gd}$, $\overline{C}$ e $\overline{G}_m$ são determinados como:

$$C_{gd} = \overline{C}_{gd} \cdot \det(C_x) \tag{2.88}$$

$$C_k = \overline{C}_k \cdot \det(C_x) \tag{2.89}$$

$$G_{ds} = \overline{G}_{ds} \cdot \det(C_x) \tag{2.90}$$

$$C_n = \overline{C}_n \cdot \det(C_x) \tag{2.91}$$

$$C = \overline{C} \cdot \det(C_x) \tag{2.92}$$

$$G_m = \overline{G}_m \cdot \det(C_x) \tag{2.93}$$

Os elementos C_k e C_n definem:

$$C_k = C_{ds} + C_{gd} \tag{2.94}$$

$$C_n = C_{gs} + C_{gd} \tag{2.95}$$

E como a capacitância C_{gd} já é conhecida da equação (2.88), então as capacitâncias porta – fonte e dreno – fonte são dadas por:

$$C_{ds} = C_k - C_{gd} \tag{2.96}$$

$$C_{gs} = C_n - C_{gd} \tag{2.97}$$

Aplicando as equações (2.88) e (2.92) na equação (2.13) resulta na transcondutância C_m:

$$C_m = C - C_{gd} \tag{2.98}$$

2.3.6. ERRO QUADRÁTICO MÉDIO

Como a aplicação do modelo no capitulo 4 será feita recorrendo à formulação no espaço de estados, esta será usada como base para recalcular os parâmetros S e consequentemente verificar o erro da aproximação do modelo. Fazendo uso das equações de estado no domínio de frequência

$$s_m Fx = Ax + Bu \tag{2.99}$$

$$y = Cx + Du + s_m Eu \tag{2.100}$$

com as matrizes

$$\begin{cases} F = \begin{bmatrix} L_g + L_s & L_s & 0 & 0 \\ L_s & L_d + L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{gd} + C_{gs} & -C_{gd} \\ 0 & 0 & -C_m & C_{gd} + C_{ds} \end{bmatrix} & A = \begin{bmatrix} -R_g - R_s & -R_s & -1 & 0 \\ -R_s & -R_d - R_s & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -G_m & -G_{ds} \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & E = \begin{bmatrix} C_{pgs} + C_{pgd} & -C_{pgd} \\ -C_{pgd} & C_{pds} + C_{pgd} \end{bmatrix} \\ u = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} & y = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{2.101}$$

Da equação (2.99), para cada frequência de medição obtém-se

$$x = C(s_m F - A)^{-1} Bu \tag{2.102}$$

e substituindo na equação (2.100) resulta em:

$$y = \left[C(s_m F - A)^{-1} B + D + s_m E\right]u \tag{2.103}$$

A matriz que relaciona u com y é a matriz de admitância geral do sistema. Essa matriz é convertida na matriz de espalhamento $S_{ij}^{cal}(s_m)$ para posterior cálculo do erro quadrático médio como

$$Erro = \sqrt{\sum_{ij}\sum_{m=1}^{M} \frac{\left|S_{ij}^{meas}(s_m) - S_{ij}^{cal}(s_m)\right|^2}{\left|S_{ij}^{meas}(s_m)\right|^2}} \tag{2.104}$$

2.3.7. MINIMOS QUADRADOS PONDERADOS

Os polinômios do método de interpolação sendo usados neste trabalho sofrem alguma dependência da frequência. Para reduzir a dispersão da aproximação para pequenos valores de freqüência, assim como para grandes valores da frequência, pesos foram definidos através de uma janela do tipo Kaiser (OPPENHEIM & SCHAFER, 1989), FIGURA 2.7, com o objetivo de minimizar esse impacto. A quantidade de pontos da janela foi definida como sendo igual ao dobro das amostras de frequência do transistor.

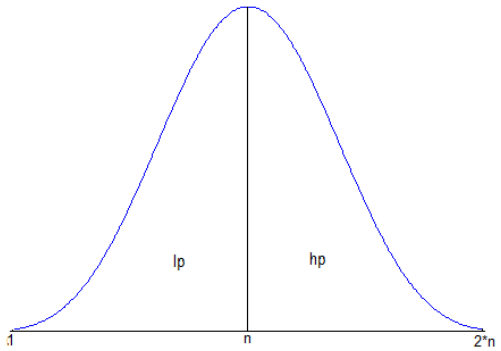


FIGURA 2.7: Espectro da janela de Kaiser usada na ponderação das dispersões em frequência.

O espectro de frequência da janela foi dividido em duas metades. A metade lp foi aplicada na ponderação das dispersões para valores pequenos de frequência, no

caso, os elementos paralelos e a outra metade hp, foi usada para redução das dispersões de valores grandes de frequência, no caso, os restantes elementos.

2.4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

2.4.1. SIMULAÇÕES

Com base no fluxograma da FIGURA 2.3 foi escrito um programa usando o software Matlab. O programa realiza a extração dos parâmetros do modelo de circuito equivalente da FIGURA 2.2 para um determinado ponto de polarização. No processo de extração os valores dos elementos C_{pgd}, C_{pgs}. C_{pds} G_m, C_{gd}, C_{gs}, C_{ds}, G_{ds}, L_g, L_d, L_s, R_g, R_d, R_s, incluindo C_m são determinados.

2.4.2. CONVERGÊNCIA

O coeficiente a não é uma variável independente, mas sim, uma função não linear das demais variáveis, e o seu valor varia em função das características de polarização. A determinação pode ser realizada com o uso da equação (2.34).

Como a é desconhecido foi assumido por hipótese $a = 0$ como ponto de inicio do processo de extração. Com $a = 0$ são calculadas todas as incógnitas, nomeadamente C_{gd}, C_{gs}, C_{ds}, G_{ds}, L_g, L_d, L_s, R_g, R_d e R_s. Destes, os valores de L_s e R_s são usados para calcular C_m e G_m e encontrar o valor estimado do coeficiente a, já que o mesmo não é uma combinação linear da demais incógnitas.

Com os valores de C_{gd}, C_{gs}, C_{ds}, G_{ds}, L_g, L_d, L_s, R_g, R_d, R_s, C_m e G_m é recalculado o valor de a pela equação (2.34) resultando em valor não nulo, mas possivelmente diferente do valor anteriormente estimado. Neste ponto, há duas possibilidades de escolha para o valor do coeficiente a que será usado na iteração seguinte: o valor calculado pela equação (2.34) ou o calculado pela solução do sistema de equação (2.71).

Na primeira escolha, verificou-se que o número de iterações pode ser grande chegando a 70 em alguns casos e na segunda escolha, verificou-se que o número de iterações é reduzido e a convergência é atingida rapidamente. O processo iterativo está ilustrado na FIGURA 2.8.

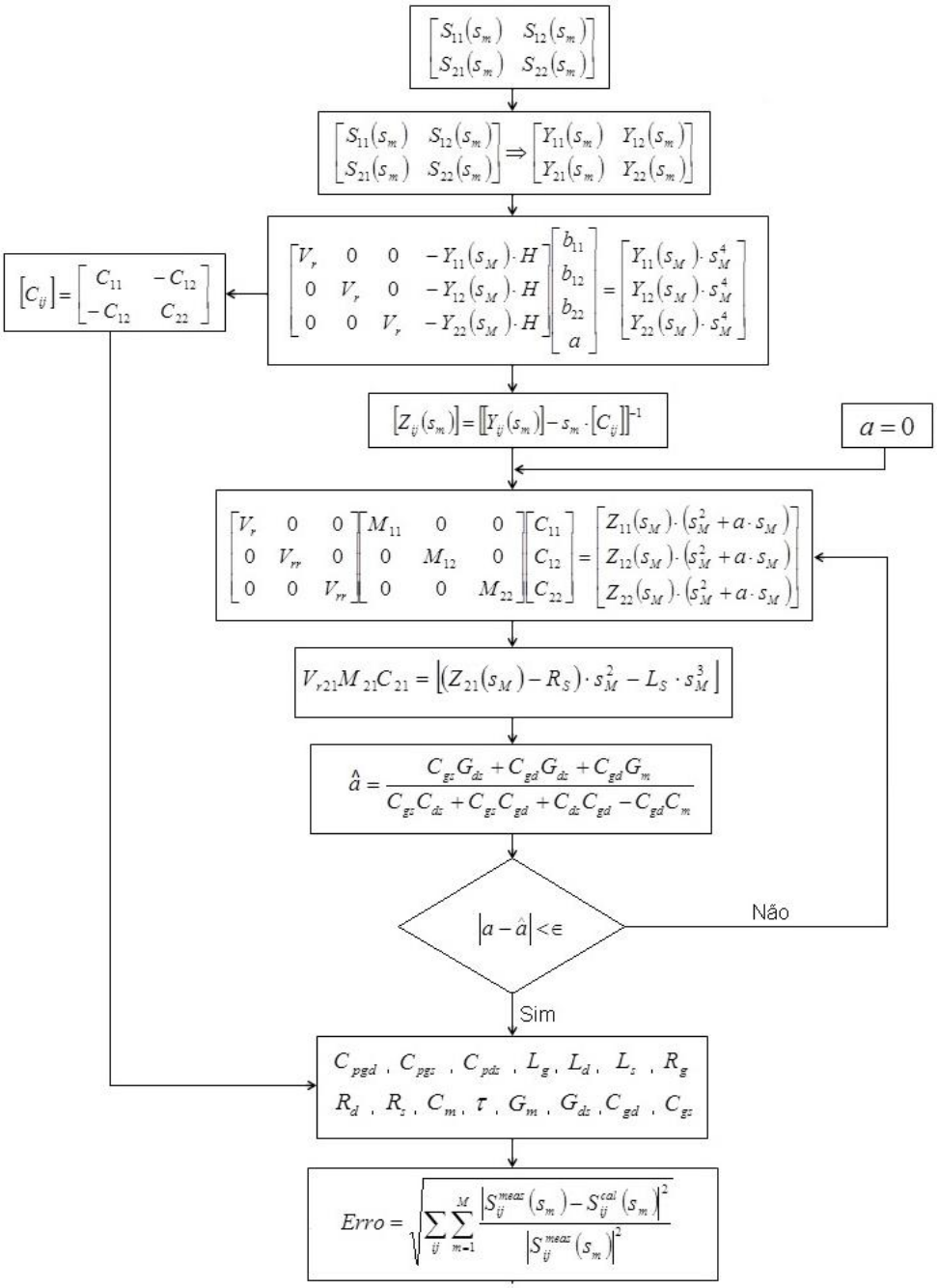


FIGURA 2.8: Fluxograma de convergência

2.4.3. RESULTADOS DA EXTRAÇÃO E DISCUSSÃO

Com objetivo de compreender e avaliar a técnica do método proposto foram usados quatro transistores comerciais, dos quais, dois HEMT (CGH40010 e FHX04LG) e outros dois MESFET (CRF24010 e NE76038), todos encapsulados, e com os respectivos parâmetros S fornecidos pelo fabricante. Neste grupo de transistores, dois são de potência (CGH40010 e CRF24010), um de baixo ruído (NE76038) e o último de muito baixo ruído (FHX04LG). Alguns dos dados característicos dos transistores selecionados são ilustrados no QUADRO 2.1.

Referência do Transistor	Tecnologia do material	Pontos de Polarização	Ponto de Operação	Amostras de Parâmetros S	Intervalo de Frequência
CGH40010	GaN	3	$V_D = 28V;\ I_{DS} = 200mA$	41	0,5 a 6 GHz
CRF24010	SiC	2	$V_D = 48V;\ I_{DS} = 250mA$	40	0,1 a 4 GHz
FHX04LG	GaAs	1	$V_D = 2V;\ I_{DS} = 10mA$	18	1 a 18 GHz
NE76038	GaAs	2	$V_D = 3V;\ I_{DS} = 10mA$	21	0,1 a 18 GHz

QUADRO 2.1: CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES EM USO NO TRABALHO

TABELA 2.1**:** VALORES DOS PARÂMETROS DOS QUATRO TRANSISTORES

Parâmetros	CGH40010	CRF24010	FHX04LG	NE76038	Unidade
Cpgs	0,3552	0,7081	0,1342	0,0308	pF
Cpgd	0,0007	0,0379	0,0029	0,0014	pF
Cpds	0,3307	0,7790	0,0223	0,0142	pF
Lg	0,7610	0,4733	0,3977	0,5921	nH
Ls	0,0199	0,0013	0,0320	0,0923	nH
Ld	0,7341	0,4930	0,2485	0,5030	nH
Rg	0,7216	0,6012	5,8815	5,2479	Ω
Rs	0,0117	0,7261	1,2030	2,4374	Ω
Rd	0,6327	2,8990	1,5151	2,5626	Ω
Cgs	7,1069	2,5060	0,3489	0,3486	pF
Cgd	0,2350	0,5603	0,0346	0,0419	pF
Cds	0,9899	1,0812	0,3133	0,1669	pF
Cm	0,0028	0,1911	0,0005	0,0002	pF
Gds	0,0090	0,0919	0,0063	0,0055	S
Gm	0,6177	1,2848	0,0656	0,0469	S
τ	0,0045	0,0021	0,0071	0,0051	ns
Erro	2,2749	4,9850	9,5393	10,4093	%

Os parâmetros S de cada um dos 4 transistores (separadamente) foram submetidos à técnica. 201 simulações foram realizadas para cada um dos transistores e todas atingiram a convergência após a terceira iteração. A TABELA 2.1 ilustra os valores calculados de todos os elementos dos quatro transistores, usando a técnica proposta.

A discussão sendo apresentada se refere ao transistor GaAs HEMT cuja referência é FHX04LG, com polarização $V_D = 2V$, $I_{DS} = 10mA$. Com os dados da coluna 4 da TABELA 2.1, os parâmetros de espalhamento $S_{ij}^{cal}(s_m)$ dos transistores foram calculados e os resultados comparados diretamente com os medidos $S_{ij}^{meas}(s_m)$ pelo fabricante. A FIGURA 2.9 ilustra a comparação dos parâmetros S medidos e recalculados através do circuito equivalente, em modulo e em fase para as amostras de frequência. Da comparação resultou um erro quadrático médio de aproximação inferior a 10%. A ultima linha da TABELA 2.1 ilustra os erros obtidos para cada um dos 4 transistores simulados.

Os dois transistores GaAs de baixo ruído (FHX04LG e NE76038) apresentam erros de aproximação relativamente grandes. Isto se deve, por um lado, as grandes dispersões na faixa das altas frequências e, por outro lado, alguns dos elementos intrínsecos, como capacitâncias, têm dependência com frequência ao longo de toda a faixa de medida dos parâmetros S, daí que o erro no ajuste pode ser devido a essa dependência da frequência. A outra possível causa do erro, que não pode deixar de ser considerada, pode ser atribuída aos elementos paralelos que apresentam uma dependência com a frequência na faixa de alta frequência.

Os APENDICE A 1, APENDICE A 2 e APENDICE A 3 ilustram a mesma comparação para os transistores: GaN HEMT (referência: CGH40010) com $V_D = 28V$, $I_{DS} = 200mA$ e amostras de frequência de 0,5 à 6,0 GHz; SiC MESFET (referência: CRF24010) com $V_D = 48V$, $I_{DS} = 250mA$ e amostras de frequência de 0,1 à 4,0 GHz e GaAs MESFET (referência: NE76038) com $V_D = 3V$, $I_{DS} = 10mA$ e amostras de frequência de 0,1 à 18,0 GHz, respectivamente.

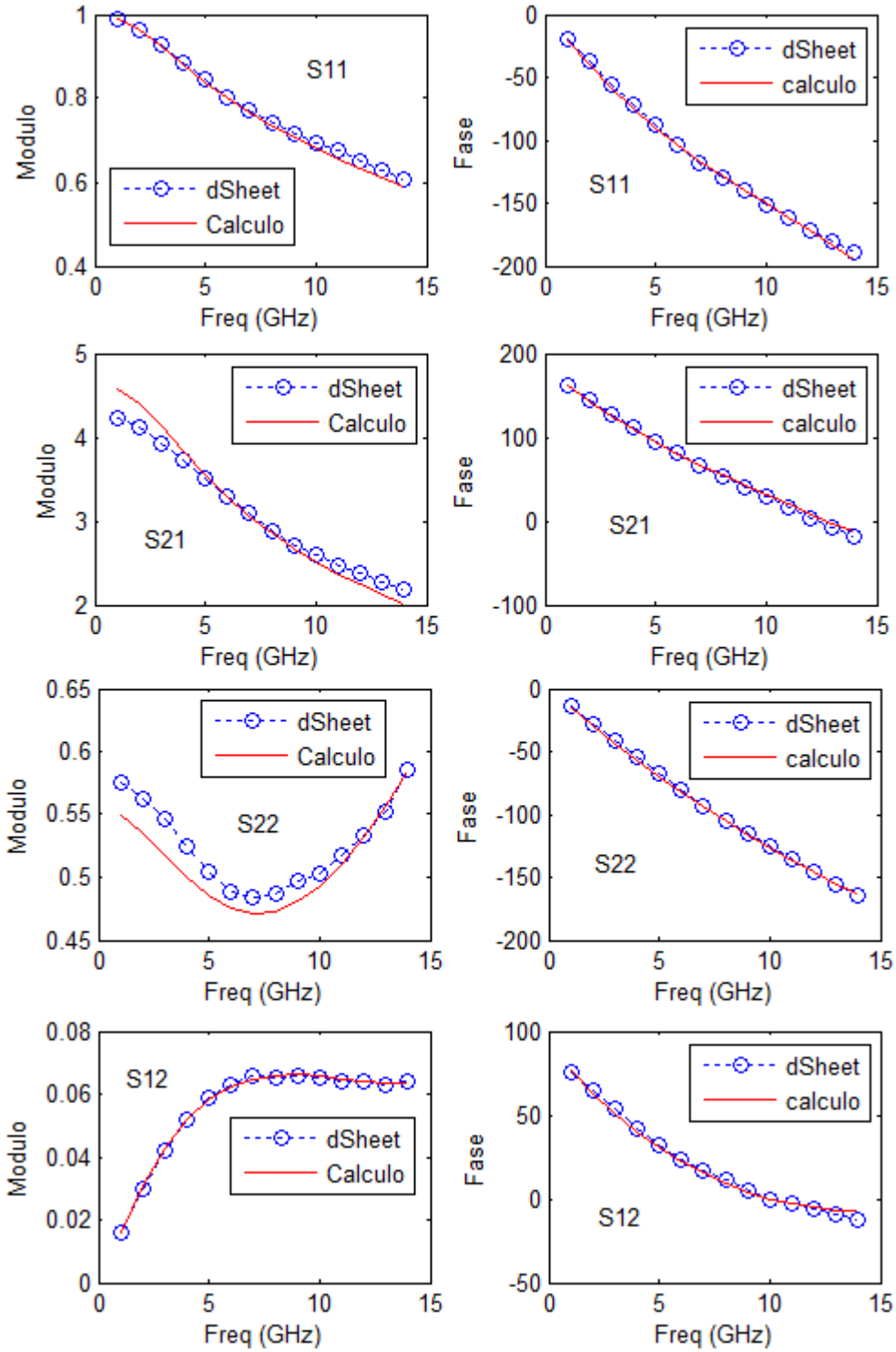


FIGURA 2.9: Comparação entre o calculado e o medido para o transistor FHX04LG

3. MODELAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE GRANDES SINAIS

3.1. MODELO DE GRANDES SINAIS

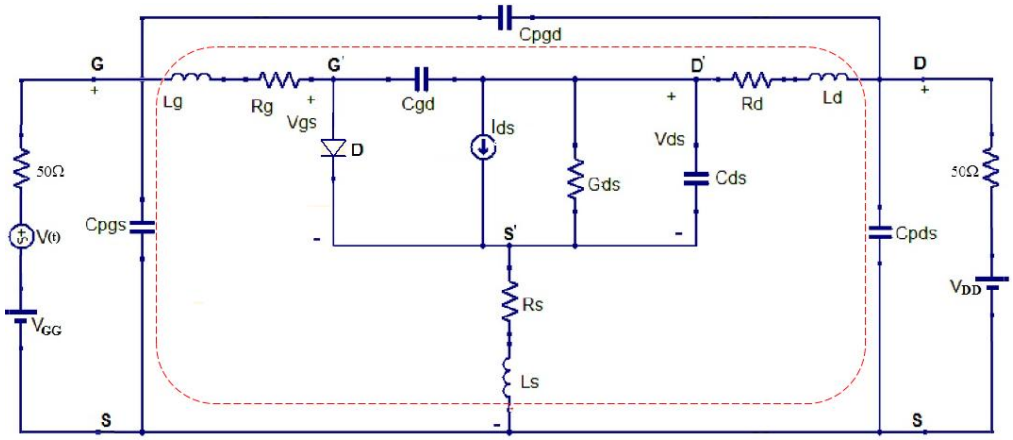


FIGURA 3.1: Modelo de circuito de grandes sinais

Para a definição do modelo de grandes sinais, pretende-se combinar o modelo DC (características I-V) com o modelo de circuito de pequenos sinais detalhado no capitulo 2. Na FIGURA 3.1 está ilustrado o diagrama esquemático do modelo do transistor com a presença de dois elementos não lineares: a fonte de corrente i_{ds} e o diodo D. A FIGURA 3.2 ilustra uma característica típica da fonte de corrente de um dos quatro transistores usado neste trabalho.

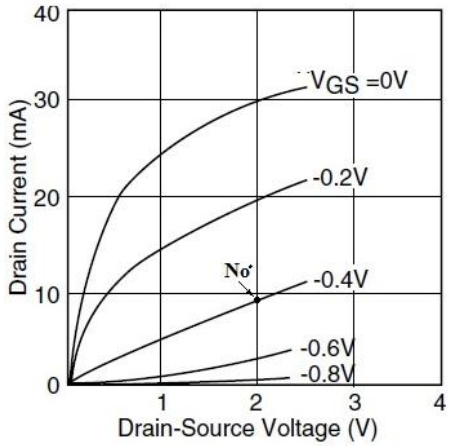


FIGURA 3.2: Característica de saída do transistor HEMT - FHX04LG

Neste trabalho, para modelar a fonte de corrente será modelado pela técnica de interpolação bi-cúbica e o diodo será modelado através da junção Schottky.

3.1.1. INTERPOLAÇÃO BI-CÚBICA

Neste trabalho, a interpolação bi-cúbica (KEYS, 1981) é aplicada para gerar superfícies de interpolação com pontos que são extraídos da curva da função $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ fornecidas pelo fabricante do transistor. A TABELA 3.1 apresenta os dados de V_{ds}, I_{ds}, V_{gs} obtidos da curva de corrente – tensão da FIGURA 3.2. Trata-se de

TABELA 3.1: DADOS DE V_{ds}, I_{ds}, V_{gs} OBTIDOS DA CURVA $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ DA FIGURA 3.2

$V_{ds}(V)$	$I_{ds}(mA)$					
	$V_{gs} = -1V$	$V_{gs} = -0{,}8V$	$V_{gs} = -0{,}6V$	$V_{gs} = -0{,}4V$	$V_{gs} = -0{,}2V$	$V_{gs} = 0V$
0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
0,2508	0,0000	0,1701	0,1701	1,6388	7,2543	12,7835
0,5016	0,0000	0,0810	0,4264	2,8456	10,6209	19,2602
0,7524	0,0000	0,0783	0,6830	3,9660	13,0372	22,7133
1,0032	0,0000	0,1620	0,9395	4,9136	14,6760	24,8704
1,2541	0,0000	0,1592	1,2824	6,0340	16,0556	26,5955
1,5049	0,0000	0,3293	1,7980	6,9816	17,3488	28,0615
2,0065	0,0000	0,5831	2,8293	8,9632	19,7623	30,3023
2,3870	0,0000	0,7518	3,6891	10,4278	21,3133	31,5077

um transistor de muito baixo ruído. Os valores de V_{ds}, I_{ds}, V_{gs} usados correspondem à curva extrínseca pelo fato dos valores da corrente I_{ds} serem relativamente baixos, o que faz com que a curva extrínseca seja muito próxima à curva intrínseca, algo que não ocorre num transistor de potência.

A região de interpolação na curva $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ é definida como:

$$i_{ds}(v_{gs}, v_{ds}) = \sum_{i=0}^{3} \sum_{j=0}^{3} a_{ij} v_{gs}^{i} v_{ds}^{j} \tag{3.1}$$

onde a_{ij} representa o conjunto dos coeficientes dos polinômios de interpolação. Na região de extrapolação linear – cúbica: $a_{ij} = 0$ para $i = 1,2,3$ ou $j = 1,2,3$ e na região de extrapolação bi - linear: $a_{ij} = 0$ para $i, j = 1,2,3$. Esta extrapolação linear vai permitir que, ao longo da simulação não apareçam valores negativos de resistência e isso vai fazer com que o simulador sempre localize o ponto de operação pelo método de Newton.

Cada um dos nós ou pontos da curva é definido pelas coordenadas (V_{gs}, V_{ds}, I_{ds}).

A FIGURA 3.3 ilustra a comparação entre as curvas características da FIGURA 3.2 com as curvas resultantes da interpolação bi-cúbica dos dados da TABELA 3.1. O interpolador oferece a possibilidade de ter mais informação sobre a característica $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ para além do definido no datasheet.

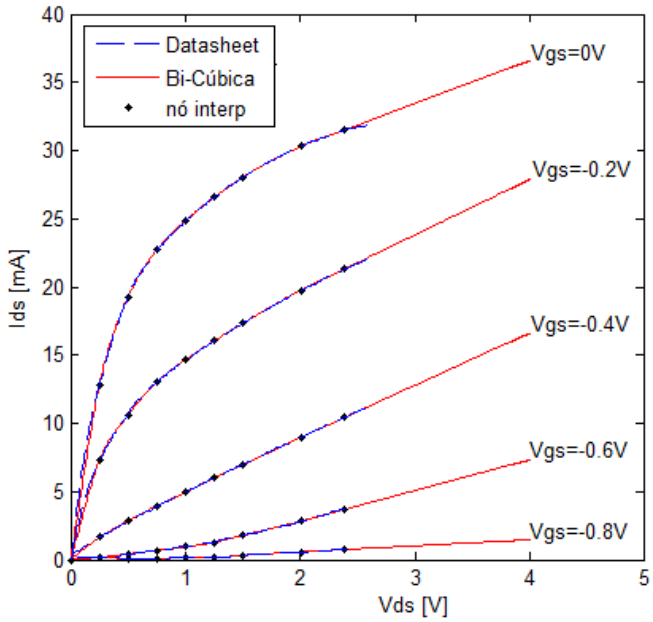


FIGURA 3.3: Comparação entre curvas I-V obtidas do datasheet e da interpolação

Comparando os dois modelos anteriormente apresentados (interpolador bi-cúbico e Curtice) é notório que o modelo do interpolador bi-cúbico se aproxima perfeitamente as características DC de saída do transistor.

3.1.2. MODELAGEM DA JUNÇÃO SCHOTTKY

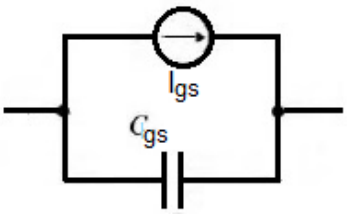


FIGURA 3.4: Representação da modelagem do diodo Schottky

Para a modelagem do diodo da FIGURA 3.1, o mesmo é representado através de dois elementos não lineares FIGURA 3.4, nomeadamente a corrente do dreno – fonte I_{ds} e a capacitância da junção Schottky C_{gs}, determinada pela expressão:

$$C_{gs} = C_{gs0} \cdot \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_j}\right)^{-\frac{1}{10}} \tag{3.2}$$

onde V_j é o potencial da porta Schottky, C_{gs0} é a capacitância porta – fonte no ponto de polarização $v_{gs} = 0V$, cujo valor calculado é $C_{gs0} = 36{,}418.10^{-2}\ pF$.

A carga Q_{gs} associada à capacitância C_{gs} é definida como sendo

$$Q_{gs} = \int C_{gs} dv_{gs} + k \tag{3.3}$$

onde a constante k é definida pela condição

$$Q_{gs}(v_{gs} = 0) = 0 \tag{3.4}$$

Substituindo a equação (3.2) na equação (3.3) e resolvendo a integral na condição da equação(3.4) resulta na carga

$$Q_{gs} = \frac{V_j \cdot C_{gs0}}{1-m}\left[1 - \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_j}\right)^{1-\frac{1}{10}}\right] \tag{3.5}$$

A corrente I_{gs} através da junção Schottky é definida por

$$I_{gs} = I_S \cdot \left(e^{\frac{v_{gs}}{V_T}} - 1\right) \tag{3.6}$$

onde: I_S - corrente de saturação inversa;

v_{gs} - tensão de polarização;

V_T - tensão equivalente de temperatura;

TABELA 3.2: PARÂMETROS DO DIODO SCHOTTKY MBD101

I_S (nA)	V_T (mV)	V_j (V)	m #
20.0	25.0	0.75	0.1

A TABELA 3.2 apresenta os dados do diodo Schottky MBD101 utilizado neste trabalho para modelagem da junção Schottky, uma vez que os datasheets dos transistores não fornecem dados relativos à junção Schottky.

4. MODELAGEM COMPUTACIONAL DO HEMT USANDO O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

4.1. ELEMENTOS FINITOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

As características dinâmicas dos materiais e dispositivos discretos podem ser adequadamente expressas por equações de estado (KUO & HOUSHMAND, 1997) da forma:

$$\frac{d}{dt} F\, x = A\, x + B\, u \tag{4.1}$$

$$y = C\, x + D\, u + \frac{d}{dt} E\, u \tag{4.2}$$

onde (4.1) é a equação de estados, (4.2) é a equação de saída, x é o vetor com as variáveis de estado, u e y são vetores com as variáveis de entrada e de saída, respectivamente e as matrizes, representadas por letras maiúsculas, definem o comportamento do material ou dispositivo. A extensão da equação (4.2) através do termo $E\frac{d}{dt}u$ é necessária para torná-la compatível com a Lei Ampere - Maxwell (PEGORARO & ARTUZI Jr., 2013). Efeitos lineares são incluídos:

- No caso do transistor, para as equações (4.1) e (4.2)

$$\begin{cases} F = \begin{bmatrix} L_g + L_s & L_s & 0 & 0 \\ L_s & L_d + L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{gd} + \dfrac{Q_{gs}(v_{gd})}{v_{gd}} & -C_{gd} \\ 0 & 0 & -C_m & C_{gd} + C_{ds} \end{bmatrix} & A = \begin{bmatrix} -R_g - R_s & -R_s & -1 & 0 \\ -R_s & -R_d - R_s & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -\dfrac{I_{gs}(v_{gs})}{v_{gs}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\dfrac{I_{ds}(v_{gs}, v_{ds})}{v_{ds}} \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} I \\ O \end{bmatrix} & C = \begin{bmatrix} I & O \end{bmatrix} \\ D = \begin{bmatrix} O \end{bmatrix} & E = \begin{bmatrix} C_{pgs} + C_{pgd} & -C_{pgd} \\ -C_{pgd} & C_{pds} + C_{pgd} \end{bmatrix} \\ u = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} & y = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{4.3}$$

onde: $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ e $O = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$. $\frac{Q_{gs}(v_{gd})}{v_{gd}}$ e $\frac{I_{gs}(v_{gs})}{v_{gs}}$ representam os dados da modelagem da junção Schottky, nomeadamente a capacitância da junção Schottky C_{gs} e a corrente do dreno I_{ds}. $\frac{I_{ds}(v_{gs}, v_{ds})}{v_{ds}}$ representa a característica de saída do transistor obtidas pelo interpolador bi-cúbico.

- No dielétrico

$$\begin{cases} F = \mu[I] & A = [O] \\ B = [I \quad O] & C = \begin{bmatrix} I \\ O \end{bmatrix} \\ D = \begin{bmatrix} O & O \\ O & O \end{bmatrix} & E = \varepsilon \begin{bmatrix} O & O \\ O & I \end{bmatrix} \\ x = [-h] & \\ u = \begin{bmatrix} \nabla \times e \\ e \end{bmatrix} & y = \begin{bmatrix} -h \\ \nabla \times h \end{bmatrix} \end{cases} \tag{4.4}$$

onde e é vetor campo elétrico e h é o vetor campo magnético, ε é a permissividade elétrica e μ é a permeabilidade magnética.

- Na linha de transmissão

$$\begin{cases} F = [I] & \\ & A = [O] \\ B = [I] & \\ & C = [O] \\ D = \sigma[I] & \\ & E = [O] \\ x = [k] & \\ & y = [k] \\ u = [e] & \end{cases} \tag{4.5}$$

onde k é a densidade superficial de corrente e $\sigma = \sqrt{\varepsilon_0 / \mu_0}$ $(\Omega^{-1} m^{-1})$ é a condutividade superficial.

- E nas fontes

$$\begin{cases} F = [I] & \\ B = [I] & A = [O] \\ D = \dfrac{1}{Z_0}[I] & C = -[I] \\ & E = [O] \\ x = \begin{bmatrix} V_{GG} \\ V_{DD} \end{bmatrix} & y = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \\ u = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} & \end{cases} \tag{4.6}$$

onde Z_0 é a impedância característica da fonte e x representa o vetor contendo os valores das tensões de alimentação DC V_{GG} e V_{DD} do amplificador da FIGURA 4.2.

E quando efeitos não lineares são incluídos, as matrizes A e F passam a conter elementos dependentes de x, logo a representação

$$A\,x = a(x) \tag{4.7}$$

$$F\,x = f(x) \tag{4.8}$$

torna-se mais conveniente. Assim, (4.1) e (4.2) podem ser re-escritas como

$$\frac{d}{dt} f(x) = a(x) + B\,u \tag{4.9}$$

$$y = C\,x + D\,u + \frac{d}{dt} E\,u\,. \tag{4.10}$$

A regra trapezoidal (OGATA, 2010) é um método numérico largamente utilizado para encontrar soluções no domínio do tempo discreto por se tratar de um método que preserva a estabilidade de sistemas contínuos. Neste método, os termos com derivadas são substituídos por termos com diferenças finitas e os termos sem derivadas são substituídos por médias aritméticas conforme

$$\frac{f(x_{n+1}) - f(x_n)}{\Delta t} = \frac{a(x_{n+1}) + a(x_n)}{2} + B\frac{u_{n+1} + u_n}{2} \tag{4.11}$$

$$\frac{y_{n+1} + y_n}{2} = C\frac{x_{n+1} + x_n}{2} + D\frac{u_{n+1} + u_n}{2} + E\frac{u_{n+1} - u_n}{\Delta t} \tag{4.12}$$

onde Δt é o passo de tempo adotado e o índice n representa o instante de tempo $n\Delta t$.

A solução da equação (4.11) é obtida pelo método iterativo de Newton (RINGHOFER & SCHMEISER, 1989) conforme

$$x_{n+1} = x_{n+\delta} - J_{n+\delta}^{-1}\left[\frac{2}{\Delta t} f\left(x_{n+\delta}\right) - a\left(x_{n+\delta}\right)\right] + J_{n+\delta}^{-1}\left[\frac{2}{\Delta t} f\left(x_n\right) + a\left(x_n\right) + B\left(u_{n+1} + u_n\right)\right] \quad (4.13)$$

onde $0 \le \delta \le 1$ e J é a matriz jacobiana (KUO & HOUSHMAND, 1997) e seus elementos são calculados como

$$J_{n+\delta} = \frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{2}{\Delta t} f\left(x\right) - a\left(x\right)\right]_{x=x_{n+\delta}} \quad (4.14)$$

A equação (4.13) contém o vetor incógnito u_{n+1} que se for aproximado por u_n torna o método condicionalmente estável limitando Δt a valores muito pequenos. Uma melhor aproximação para u_{n+1} consiste em usar a primeira iteração do método de Newton fazendo $\delta = 0$ em (4.13) para obter o vetor

$$x_{n+1} = x_n + J_n^{-1}\left[2a\left(x_n\right) + B\left(u_{n+1} + u_n\right)\right] \quad (4.15)$$

que, quando substituído em (4.12) fornece

$$y_{n+1} + y_n = 2C\,x_n + 2\,C_n\,a\left(x_n\right) + D_n\,u_n + E_n\,u_{n+1} \quad (4.16)$$

Com

$$C_n = CJ_n^{-1} \quad (4.17)$$

$$D_n = CJ_n^{-1}B + D - \frac{2}{\Delta t}E \quad (4.18)$$

$$E_n = CJ_n^{-1}B + D + \frac{2}{\Delta t}E\,. \quad (4.19)$$

O método dos elementos finitos é usado para montar um sistema de equações a partir da equação (4.16) obtida para cada elemento finito e para cada dispositivo discreto. Conhecendo a informação topológica definida pela malha que forma os elementos finitos, as variáveis de saída podem ser eliminadas e a solução aproximada para u_{n+1} é obtida através da resolução de um sistema de equações lineares

(PEGORARO & ARTUZI Jr., 2013). Aplicando-se esta solução em (4.13), encontra-se x_{n+1} iterativamente, fazendo-se $x_{n+\delta} = x_{n+1}$ a cada nova iteração até que a diferença entre ambos fique abaixo de um valor residual aceitável.

O cálculo da matriz jacobiana inversa pode ser feito de forma mais eficiente sem utilizar derivadas nem inversão da matriz. No método proposto por (BROYDEN, 1965), definem-se os vetores

$$\Delta x = x_{n+1} - x_{n+\delta} \tag{4.20}$$

$$\Delta f = f\left(x_{n+1}\right) - f\left(x_{n+\delta}\right) \tag{4.21}$$

$$\Delta a = a\left(x_{n+1}\right) - a\left(x_{n+\delta}\right) \tag{4.22}$$

e a partir destes, atualiza-se a matriz jacobiana inversa pela equação

$$J_{n+1}^{-1} = J_{n+\delta}^{-1} + \frac{\Delta x - J_{n+\delta}^{-1}\left(\frac{2}{\Delta t}\Delta f - \Delta a\right)}{\Delta x^T J_{n+\delta}^{-1}\left(\frac{2}{\Delta t}\Delta f - \Delta a\right)} \Delta x^T J_{n+\delta}^{-1} \tag{4.23}$$

Apenas a matriz jacobiana inicial $\left(n = \delta = 0\right)$

$$J_0 = \frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{2}{\Delta t} f\left(x\right) - a\left(x\right)\right]_{x=0} \tag{4.24}$$

necessita ser calculada a partir das derivadas e invertida. No caso do transistor, basta obter a matriz de estados do seu circuito equivalente linearizado no ponto sem polarização.

Para elementos e dispositivos discretos em que não há efeitos não lineares envolvidos, o método descrito acima não é necessário porque o método de Newton converge na primeira iteração e a matriz jacobiana é invariante no tempo, bastando usar (4.15) com a matriz jacobina inicial inversa.

4.2. MODELAGEM DO PROBLEMA ELETROMAGNÉTICO

A FIGURA 4.1 mostra um amplificador de micro-ondas à base de um transistor HEMT encapsulado (referência FHX04LG) operando sobre uma linha de transmissão do tipo microstrip implementada em uma placa de circuito impresso e conectado ao plano de terra por meio das trilhas de um circuito de 2 portas.

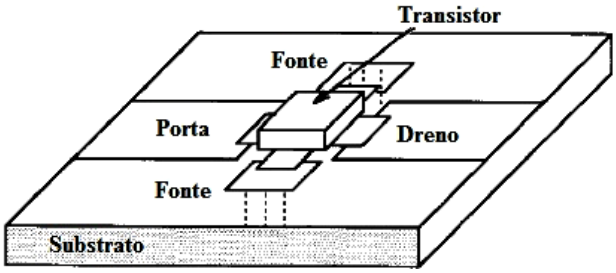


FIGURA 4.1: Transistor encapsulado conectado à linha de transmissão do tipo microstrip.
Fonte: Adaptado de (KUO & HOUSHMAND, 1997)

Em função dos dados do datasheet do transistor FHX04LG, o amplificador será projetado para um ganho $10.9dB$ a frequência de $12GHz$ e terá o esquema representado na FIGURA 4.2.

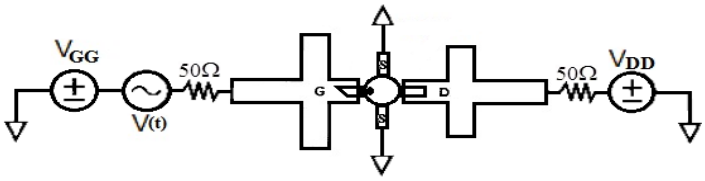


FIGURA 4.2: Esquema do amplificador de micro-ondas

Com base nas características de figura de ruído do dispositivo (fator de ruído mínimo $F_{\min}$, resistência equivalente de ruído R_n, coeficiente ótimo de reflexão da fonte Γ_{opt}) para um ponto de frequência de máximo ganho e mínimo ruído (TABELA 4.1), são definidas através da carta de Smith as condições para o casamento de impedância na porta de entrada.

TABELA 4.1: VALORES DOS PARAMETROS DE RUIDO NO PONTO DE POLARIZAÇÃO

Frequências	Γ_{opt}		$F_{\min}$	R_n
(GHz)	(Modulo)	(Fase)	(dB)	(Normalizado)
12	0,72	152	0,75	0,04

Usando o simulador QUCS (versão 0.016) e um arquivo $s2p$ com os dados dos parâmetros de espalhamento medidos, uma fonte de potência de 50Ω no lado da entrada, a permissividade elétrica relativa $\varepsilon_r = 2{,}33$, largura da trilha (filme) $w = 2{,}28mm$ e a espessura do substrato $h = 0{,}7874mm$, definidos em (KUO & HOUSHMAND, 1997), nas condiçoes ideiais, é realizado o casamento de impedancia do lado da entrada. A FIGURA 4.3 a) ilustra as dimensões resultantes do casamento. Do lado de saida são medidos os paramentros de espalhamnento do transistor, a frequência $12GHz$.

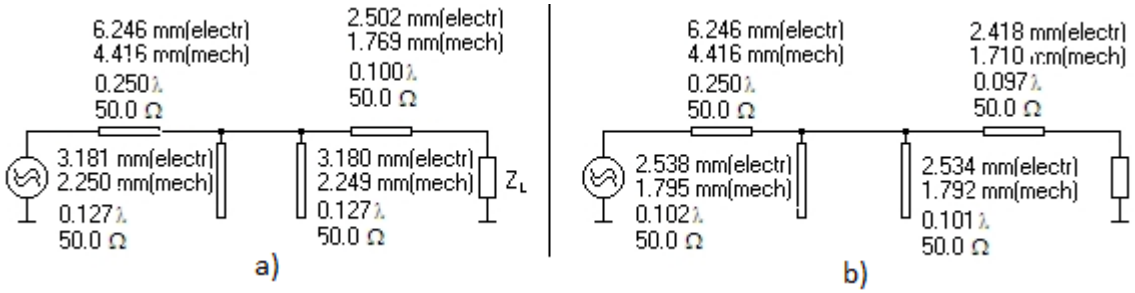


FIGURA 4.3: Dados do casamento de impedâncias. a) no porto de entrada b) no porto de saída

O parâmetro $S_{22} = -0{,}571 - j0{,}167$ medido na FIGURA 4.3 a) é introduzido na carta de Smith para definição das condições de casamento de impedâncias do lado da saída do transistor. Essa operação resultou nas dimensões da FIGURA 4.3 b).

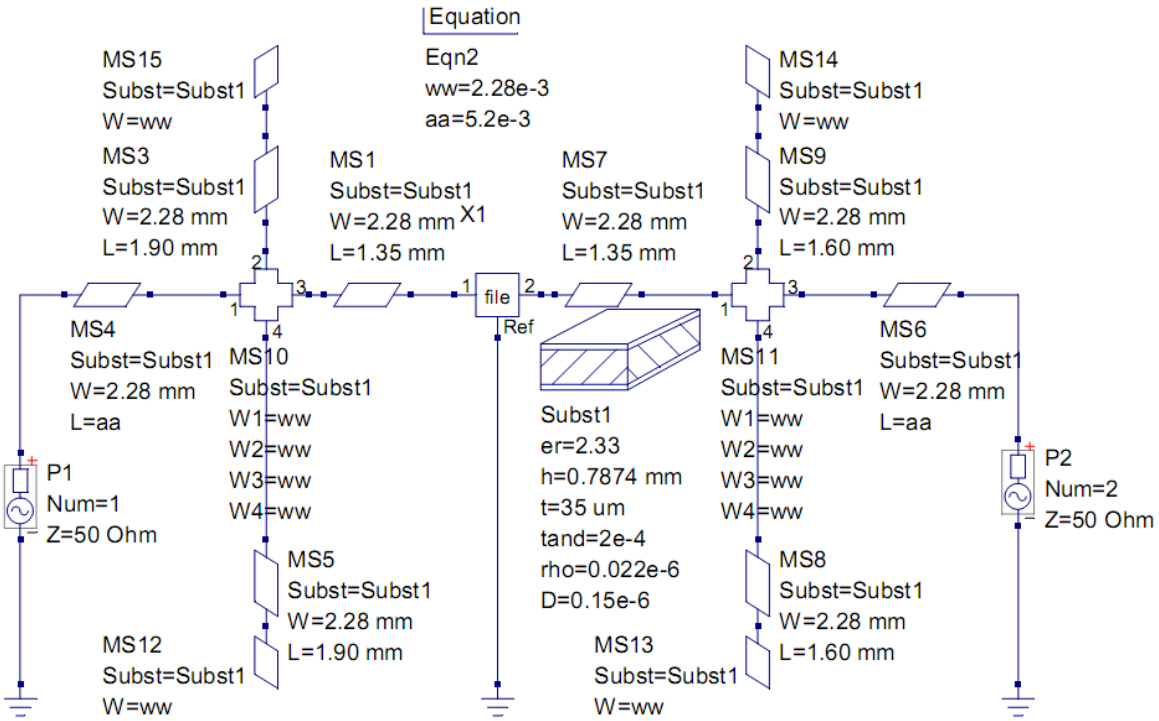


FIGURA 4.4: Esquema do amplificador de micro-ondas simulado no software QUCS

As características físicas descritas na FIGURA 4.3 são ajustadas para um casamento no ponto de polarização ($V_D = 3V$ e $I_{DS} = 10\,mA$) do dispositivo nas condições reais de conexão e terminação das linhas de transmissão. As dimensões físicas foram ajustadas até que as condições de casamento de impedâncias correspondessem ao valor de ganho máximo $G_{as} = 10{,}9dB$ definido para $f = 12GHz$. A FIGURA 4.4 ilustra o layout do amplificador de micro-ondas resultante do casamento de impedâncias, simulado no software QUCS.

4.2.1. ESTRUTURA FISICA VIRTUAL DO TRANSISTOR OPERANDO NA LINHA MICROSTRIP

Virtualmente a estrutura física do HEMT operando em uma linha transmissão microstrip, com impedância característica de 50Ω, foi construída usando o software GiD (Geometry and Data). Essa estrutura é equivalente ao circuito elétrico com parâmetros concentrados simulados no software QUCS, FIGURA 4.4.

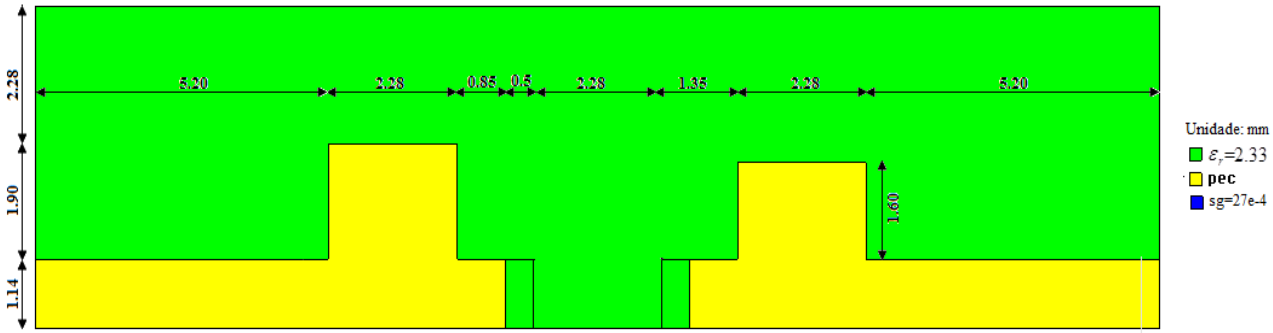


FIGURA 4.5: Metade da estrutura física virtual construída no simulador QUCS

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 4.5 mostra a meia estrutura construída.

4.2.2. CONDIÇÕES DE CONTORNO E DE MATERIAIS

Nas condições dos materiais, o substrato (material isolante) da linha microstrip foi modelado com permissividade elétrica relativa de $\varepsilon_r = 2{,}33$ e dimensões $10{,}64 \times 0{,}7874 \times 19{,}94$, em mm. A caixa de encapsulamento foi modelada com dimensões $10{,}64 \times 4{,}7244 \times 19{,}94$, em mm.

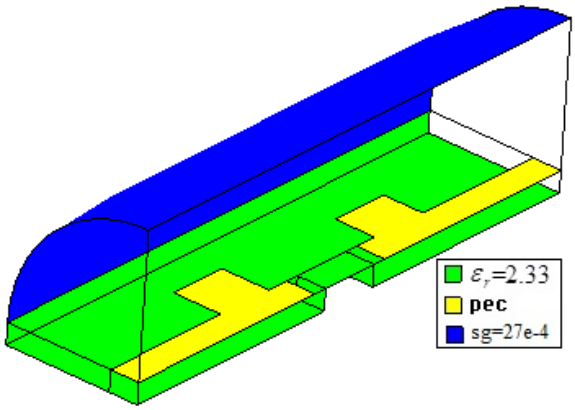


FIGURA 4.6: Condições dos materiais

As magnitudes $\varepsilon_r = 2{,}33$, $h = 0{,}7874\,mm$ do substrato e $h = 4{,}7244\,mm$ da caixa são as mesmas usadas em (KUO & HOUSHMAND, 1997). As linhas de transmissão foram modeladas como condutores elétricos perfeitos (PEC) com condutividade superficial $\sigma = 1.10^6\,\Omega^{-1}m^{-1}$, FIGURA 4.6.

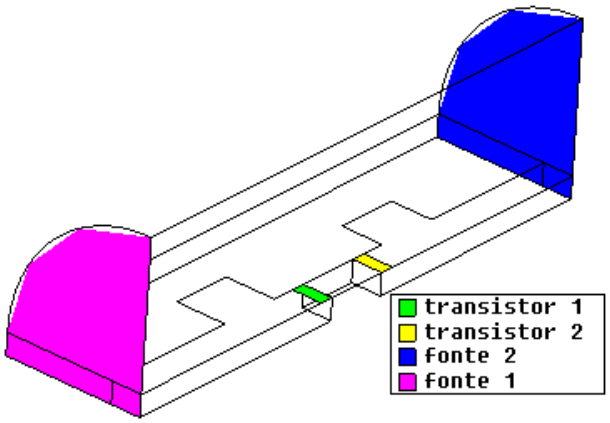


FIGURA 4.7: Alocação das portas dos componentes

Foram também atribuídas as portas dos componentes indicadas por: fonte (1 e 2) e transistor (1 e 2) na FIGURA 4.7.

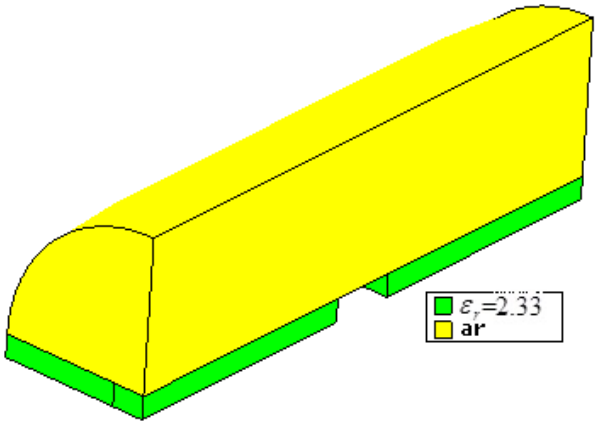


FIGURA 4.8: Alocação dos volumes dos materiais

Os volumes dos materiais foram definidos como ar ($\varepsilon_r = 1$) e um substrato correspondente a $\varepsilon_r = 2{,}33$, FIGURA 4.8.

4.2.3. DISCRETIZAÇÃO ESPACIAL

Para simulação usando o algoritmo FETD, a estrutura foi dividida (discretizada) em células como no (ZHANG & MEI, 1988). O comprimento médio das arestas da malha de discretização está diretamente relacionado com o comprimento de onda da máxima frequência envolvida nos cálculos ($12GHz$). Quanto maior for a frequência, menor deverá ser a malha discretizada para permitir que a velocidade com que a onda se propaga no meio seja a mais real possível, caso contrário, estará originando resultados incorretos.

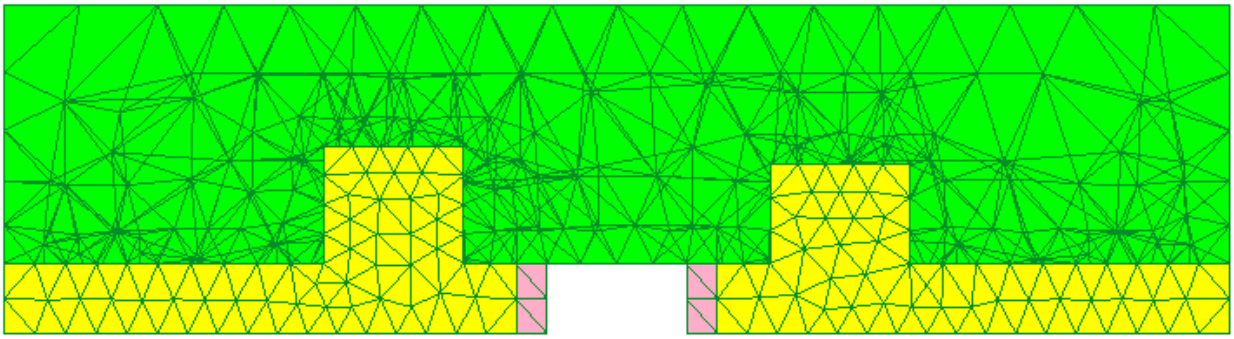


FIGURA 4.9: Modelo geométrico com PEC discretizado com $L_m = 0{,}5\ mm$

No caso da trilha (PEC) e os terminais de entrada e saída do transistor (transistor 1, transistor 2), uma aresta média de 0,5 mm foi utilizada durante as simulações para discretização espacial da geometria mostrada na FIGURA 4.9.

4.3. SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Neste trabalho, a excitação aplicada na simulação do modelo de pequenos sinais pelo método FETD foi um pulso de tensão expresso por:

$$V(t) = \frac{sen\left(\frac{6\pi t}{T} - 3\pi\right)\cos\left(\frac{3\pi t}{T} - \frac{3\pi}{2}\right)}{\left(\frac{6\pi t}{T} - 3\pi\right)\left[1 - \left(\frac{6t}{T} - 3\right)^2\right]}\cos(2\pi f t) \tag{4.25}$$

onde T é a duração do pulso que não deve ultrapassar a frequência máxima possível de ser analisada:

$$f_{\max} = \frac{9}{2T} \tag{4.26}$$

Mas para garantir um comportamento do pulso dentro de seu espectro definido, é recomendável que a duração seja escolhida de modo que:

$$T = \frac{3}{2 f_{\max}} \tag{4.27}$$

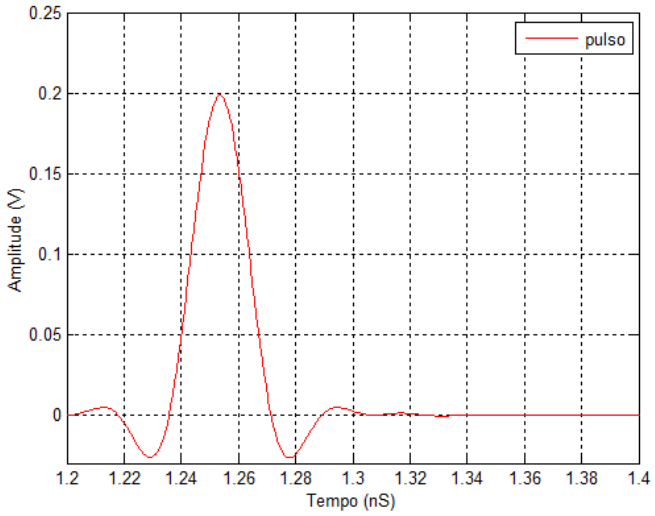


FIGURA 4.10: Pulso de tensão para excitação do modelo de pequeno sinal.

A FIGURA 4.10 ilustrada a forma de onda do pulso (não modulado $f = 0$) inicializado no instante $t = 0\text{s}$ com duração de tempo $T = 0{,}107143\text{nS}$ correspondente a frequência de $f_{\max} = 14\,\text{GHz}$ e amplitude de tensão $V = 0{,}20\ \text{V}$.

Na simulação do modelo de pequenos sinais foram geradas 3962 arestas e a frequência máxima no espaço livre é de 33,8 GHz. O pulso (FIGURA 4.10) apresenta característica espectral plana até 14 GHz e nula acima de 42,0 GHz. O tempo de simulação é de 5 ns com passo de 0,66507 ps. As condições dos materiais e dos componentes na simulação encontram-se no QUADRO 4.1.

Condições dos materiais	
Material	Quantidade
AR	1712 tetraedros
$\varepsilon_r = 2{,}33$	1102 tetraedros
$\sigma = 27.10^{-4}\,\Omega^{-1}m^{-1}$	150 triângulos
PEC	476 triângulos
Condições dos Componentes (Fonte)	
Elemento	Quantidade
PORTA 1	56 triângulos
PORTA 2	54 triângulos
Condições dos Componentes (Transistor)	
Elemento	Quantidade
PORTA 1	4 triângulos
PORTA 2	4 triângulos

QUADRO 4.1: CONDIÇÕES DOS MATERIAIS E DOS COMPONENTES NA SIMULAÇÃO DO MODELOS DE PEQUENO E DE GRANDE SINAL

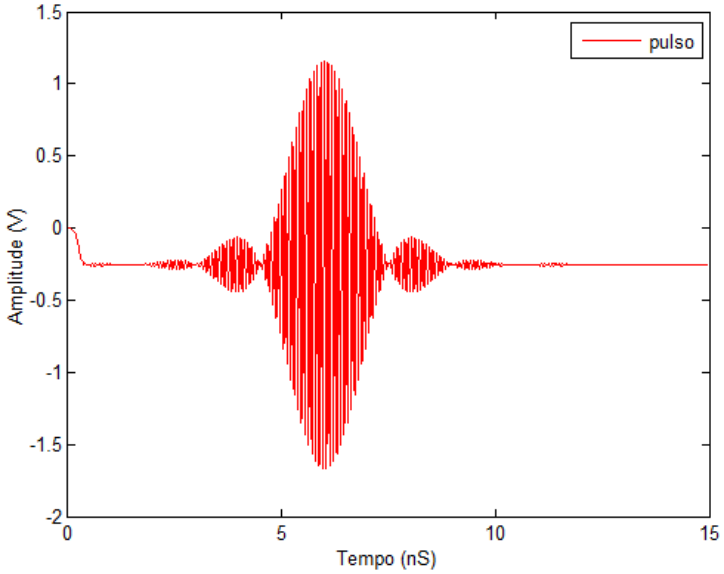


FIGURA 4.11: Pulso de excitação para fenômenos não lineares

Na simulação dos fenômenos não lineares (modelo de grandes sinais), a excitação foi realizada através de um pulso de Gauss modulado a frequência central de $f = 12\,\mathrm{GHz}$ e amplitude de tensão $V = 2\ \mathrm{V}$, FIGURA 4.11. Foram geradas 3962 arestas e a frequência máxima no espaço livre é de 33,8 GHz. O pulso com característica espectral plana foi definido até a frequência de 0,2 GHz e considerado nulo acima de 0,5 GHz. O tempo de simulação é de 15 ns com passo de 0,47353 ps. As condições dos materiais e dos componentes na simulação são as mesmas do QUADRO 4.1

Das simulações realizadas (pequenos sinais e grandes sinais) resultaram em matrizes contendo as tensões no domínio do tempo. Para determinação dos parâmetros de espalhamento, as tensões no domínio do tempo foram submetidas a uma transformada rápida de Fourier (fft) para 2^{15} pontos. Os parâmetros de espalhamento S_{11}, S_{12}, S_{21} e S_{22}, em $[dB]$, são determinados pelas equações:

$$S_{11} = \frac{V_1 - \frac{V_{10}}{2}}{\frac{V_{10}}{2}} = \frac{2 \cdot V_1}{V_{10}} - 1 \qquad (4.28)$$
$$S_{11}dB = 20\log_{10}\left(\left|S_{11}\right|\right)$$

$$S_{21} = \frac{V_2}{\frac{V_{10}}{2}} = \frac{2 \cdot V_2}{V_{10}} \qquad (4.29)$$
$$S_{21}dB = 20\log_{10}\left(\left|S_{21}\right|\right)$$

$$S_{22} = \frac{2 \cdot V_1}{V_{20}} - 1 \qquad (4.30)$$
$$S_{22}dB = 20\log_{10}\left(\left|S_{22}\right|\right)$$

$$S_{12} = \frac{2 \cdot V_2}{V_{20}} \qquad (4.31)$$
$$S_{12}dB = 20\log_{10}\left(\left|S_{12}\right|\right)$$

onde V_{10} e V_{20} são as tensões da fonte do pulso $V(t) = V$ aplicadas, separadamente. A divisão da tensão V_{10} e da V_{20} por 2 deveu-se ao fato de se ter simulado apenas metade da estrutura física virtual.

4.4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.4.1. ANALISE DO AMPLIFICADOR

Um circuito equivalente foi analisado neste trabalho utilizando a técnica dos elementos finitos no domínio do tempo (FETD). Trata-se de um amplificador de micro-ondas, cuja disposição é mostrada na FIGURA 4.4. O circuito é similar ao analisado com a técnica de diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) por (KUO & HOUSHMAND, 1997) e por (CHANG, COCCIOLI, QIAN, & ITOH, 1999).

As análises de pequenos sinais e de grandes sinais do circuito da FIGURA 3.1 são realizadas no amplificador. Os dados de entrada dos parâmetros do circuito equivalente de pequenos sinais estão ilustrados na TABELA 4.2. Os mesmos são obtidos da TABELA 4.2 referentes ao transistor FHX04LG.

TABELA 4.2**:** VALORES DOS PARÂMETROS DO TRANSISTOR FHX04LG

Parâmetros	VALOR	Unidade	Parâmetros	VALOR	Unidade
Cpgs	0,1342	pF	Rd	1,5151	Ohm
Cpgd	0,0029	pF	Cgs	0,3489	pF
Cpds	0,0223	pF	Cgd	0,0346	pF
Lg	0,3977	nH	Cds	0,3133	pF
Ls	0,0320	nH	Cm	0,0005	pF
Ld	0,2485	nH	Gds	0,0063	Siemens
Rg	5,8815	Ohm	Gm	0,0656	Siemens
Rs	1,2030	Ohm	τ	0,0071	nSeg

As condições de polarização $V_{gs} = -0{,}4V$ e $V_{ds} = 2V$ são asseguradas por duas fontes de alimentação DC ligadas aos terminais porta – fonte V_{GG} e dreno – fonte V_{DD}, e a fonte de sinal RF é representada pelo gerador $V(t)$ ligado ao terminal porta-fonte. O sinal RF é um pulso (FIGURA 4.10) utilizado para excitar o circuito. O amplificador também é simulado pelo QUCS.

A FIGURA 4.12 a) e a FIGURA 4.12 b) mostram a resposta no domínio do tempo do amplificador quando o pulso é aplicado, em separado, na porta 1 (entrada) e na porta 2 (saída), respectivamente.

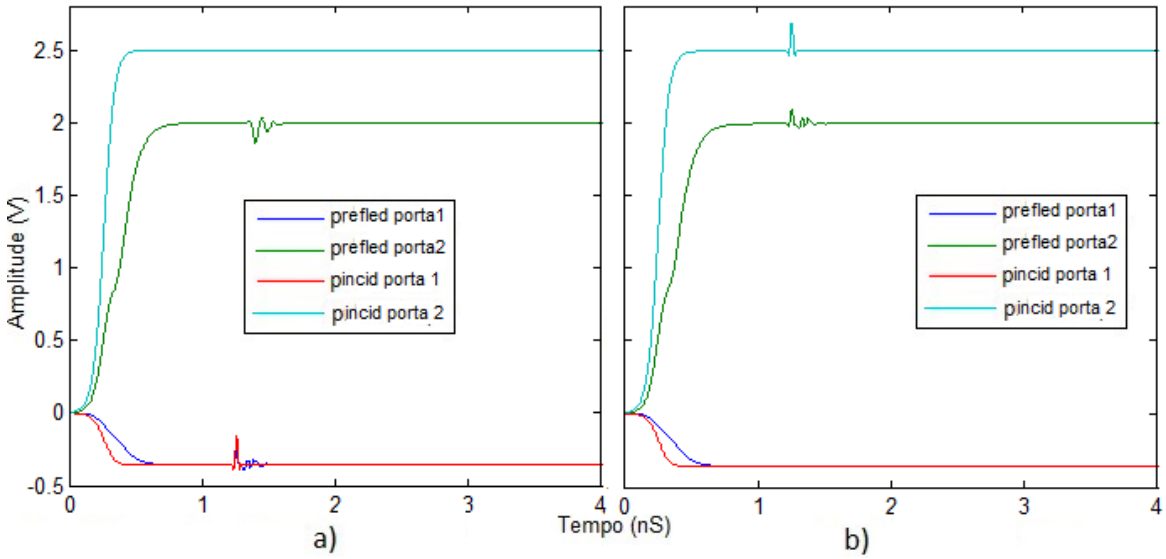


FIGURA 4.12: Resposta no tempo. a) pulso aplicado na porta 1 ; b) pulso aplicado na porta 2.

A FIGURA 4.13 e a FIGURA 4.14 representam os parâmetros de espalhamento do amplificador simulado pelo método FETD. As análises pelo método FETD são realizadas para o transistor do amplificador operando:

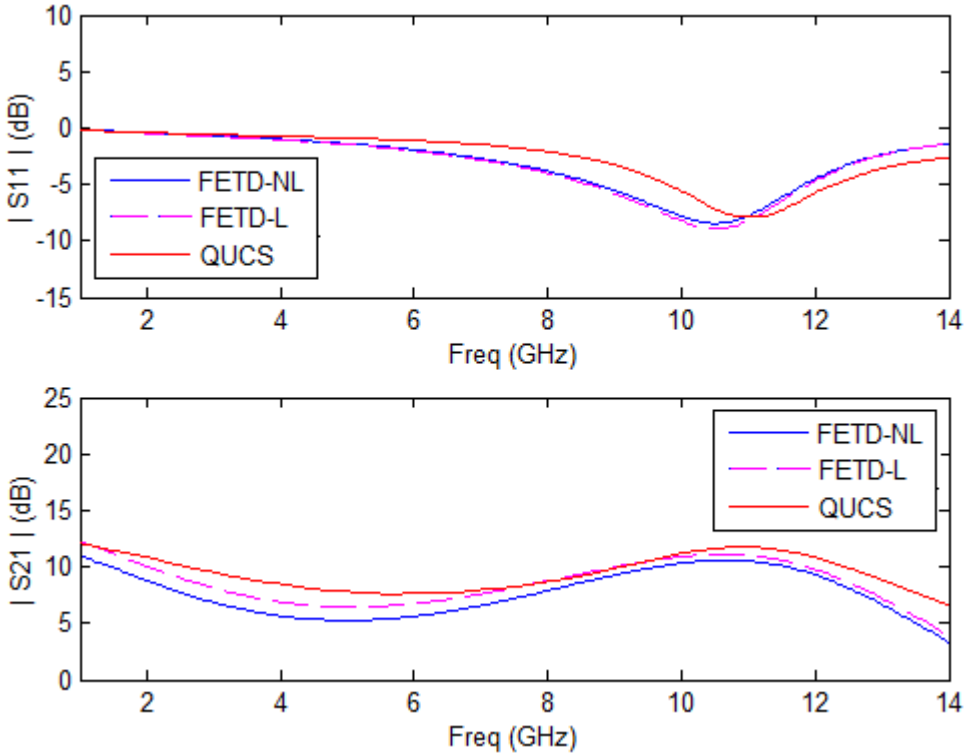


FIGURA 4.13 Analise dos parâmetros S11 e S21 do amplificador de micro-ondas

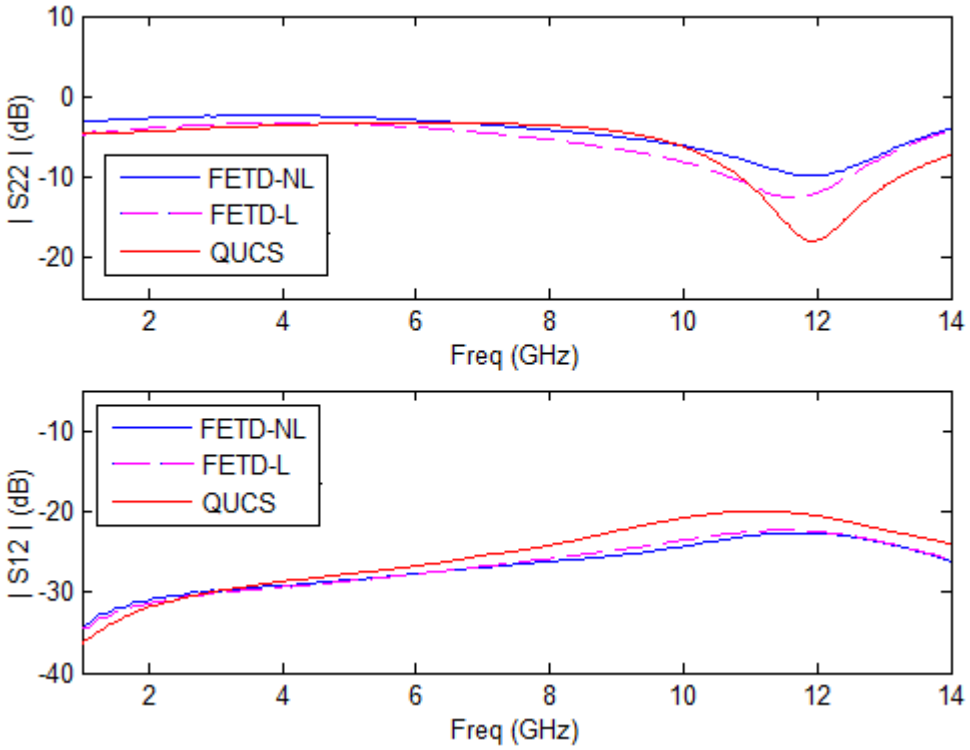


FIGURA 4.14: Analise dos parâmetros S12 e S22 do amplificador de micro-ondas

- Com todos os elementos não lineares modelados no capítulo 3, cujas descrições se encontram nas matrizes F e A da equação (4.3);
- Sem os elementos não lineares, onde os seus valores nas matrizes F e A da equação (4.3) são substituídos pelos valores correspondentes nas matrizes F e A da equação (2.101). Os valores de C_{gs}, G_m e G_{ds} são os mesmos obtidos da extração de parâmetros no capítulo 2.

As duas figuras mostram também os resultados obtidos através da simulação, nas mesmas condições de casamento de impedância, pelo software comercial QUCS. Vê-se que as curvas das simulações pelo FETD com todos os elementos não lineares presentes são semelhantes às curvas da simulação pelo QUCS.

As curvas da simulação pelo método de elementos finitos no domínio do tempo (com elementos lineares “FETD-L” ou elementos não lineares “FETD-NL”) apresentam um deslocamento na frequência que pode estar relacionado, por um lado com o próprio método FETD e, por outro lado, com a junção Schottky, nomeadamente a capacitância

C_{gs} cujo valor vem da extração de parâmetros do capítulo 2 e as características do diodo Schottky MBD101 utilizado.

Os ganhos S21 nas três simulações foram projetados, segundo o datasheet, para $10{,}9\,dB$ à frequência de $12\,GHz$. A simulação QUCS apresenta um resultado do ganho de $10{,}87\,dB$ na frequência em causa, enquanto que as simulações FETD apresentam ganhos de $9{,}356\,dB$ para FETD-NL e $9{,}755\,dB$ para FETD-L. Estas diferenças do FETD com a simulação QUCS, na ordem de $1{,}514\,dB$ e $1{,}115\,dB$ respectivamente, são causadas, por um lado pelo deslocamento em freqüência e pela radiação eletromagnética no método FETD e por outro lado pelo modelo de aproximação e modelagem dos elementos não lineares.

4.4.2. ANALISE DO TRANSISTOR EM PEQUENOS SINAIS

Para melhorar a análise, o transistor foi novamente simulado pelo método FETD em regime de pequenos sinais, operando sobre uma linha de transmissão do tipo microstrip sem as condições de casamento de impedância anteriormente definidos (não como amplificador). A simulação consistiu em usar apenas os parâmetros lineares resultantes da extração do capítulo 2. Os valores das tensões porta – fonte V_{GG} e dreno – fonte V_{DD} foram tornados nulos e o pulso de excitação é o mesmo da FIGURA 4.10.

A FIGURA 4.15 apresenta o resultado das simulações pelo método FETD comparadas diretamente aos resultados da extração apresentados no capítulo 2. Analisando os gráficos, as curvas FETD, de extração e do datasheet para os quatro parâmetros de espalhamento, é notória a diferença apresentada pelo método FETD. Os resultados do método FETD não coincidem com os da extração e do datasheet. A razão das diferenças pode estar relacionada, por um lado, com radiação eletromagnética no método FETD e, por outro lado, com as dimensões usadas na linha de transmissão neste trabalho, uma vez desconhecidas as dimensões da linha de transmissão usadas pele fabricante no momento das medidas.

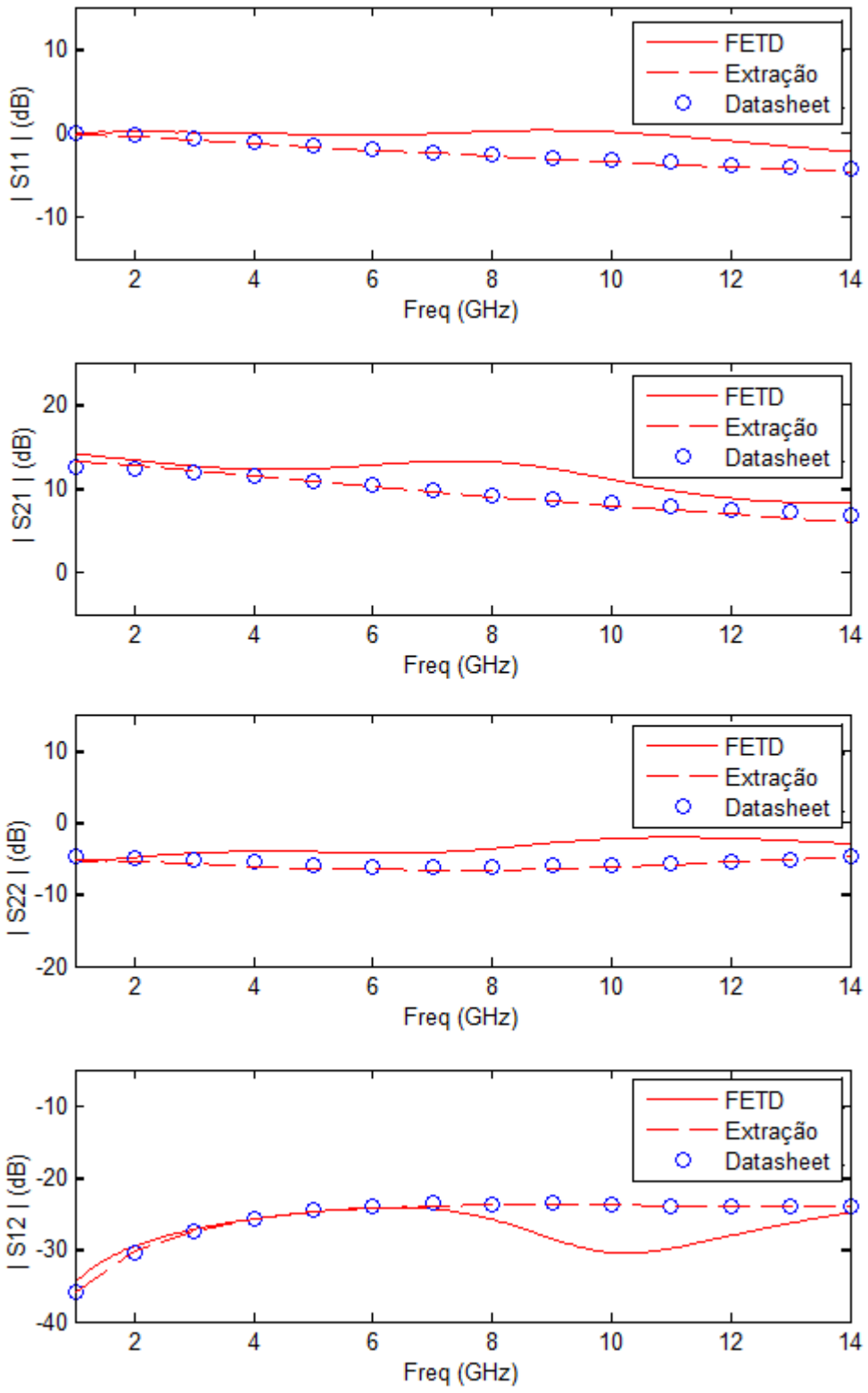


FIGURA 4.15: Comparação entre os parâmetros S calculados e o medido no transistor FHX04LG

4.4.3. ANALISE DO AMPLIFICADOR OPERANDO EM GRANDES SINAIS

Como em (KUO & HOUSHMAND, 1997), uma análise de grandes sinais para avaliar fenômenos não lineares sobre o transistor foi também levada em consideração através da determinação da potência de entrada, que é a potência fornecida

$$P_{in} = \frac{|V_{in}|^2}{2 \cdot Z_0} = \frac{\left|V/2\right|^2}{2 \cdot Z_0} \tag{4.32}$$

e a potência de saída, que é a energia dissipada, calculada pela da equação:

$$P_{out} = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right|^2 \cdot P_{in} = \left|\frac{2 \cdot V_{out}}{V}\right|^2 \cdot P_{in} \tag{4.33}$$

onde $Z_0 = 50\Omega$.

TABELA 4.3: VALORES DOS PARÂMETROS DE EXCITAÇÃO

$P_{in}(dBm)$	$V_{in}(V)$	$P_{out}(dBm)$
-10,0	0,2000	-1,0360
-9,0	0,2244	-0,0530
-8,0	0,2518	0,9240
-7,0	0,2825	1,8970
-6,0	0,3170	2,8610
-5,0	0,3557	3,8170
-4,0	0,3991	4,7660
-3,0	0,4477	5,7040
-2,0	0,5024	6,6290
-1,0	0,5637	7,5400
0,0	0,6325	8,4340
1,0	0,7096	9,3070
2,0	0,7962	10,1520
3,0	0,8934	10,9570
4,0	1,0024	11,7090
5,0	1,1247	12,3920
6,0	1,2619	12,9890
7,0	1,4159	13,5220
8,0	1,5887	14,0100
9,0	1,7825	14,4720
10,0	2,0000	14,9180

O sinal de entrada para esta análise é um pulso de tensão modulado na frequência central de $12GHz$ (FIGURA 4.11) cuja amplitude teve uma varredura de 21 pontos correspondente aos dados de potência de entrada fornecidos pelo datasheet do transistor. A TABELA 4.3 ilustra os valores da potência de entrada e os da tensão de excitação.

A resposta no domínio de frequência é obtida a partir de uma análise de Fourier do sinal no domínio do tempo. A FIGURA 4.16 ilustra o espectro do sinal de frequência do sinal de entrada (o mesmo da FIGURA 4.11) correspondente a uma potência de entrada de $P_{in} = 10dBm$, e o espectro da potência de saída. O espectro da potência de saída apresenta harmônicos nas frequências múltiplas de $12GHz$, isto é, $24GHz$, $36GHz$, $48GHz$, respectivamente.

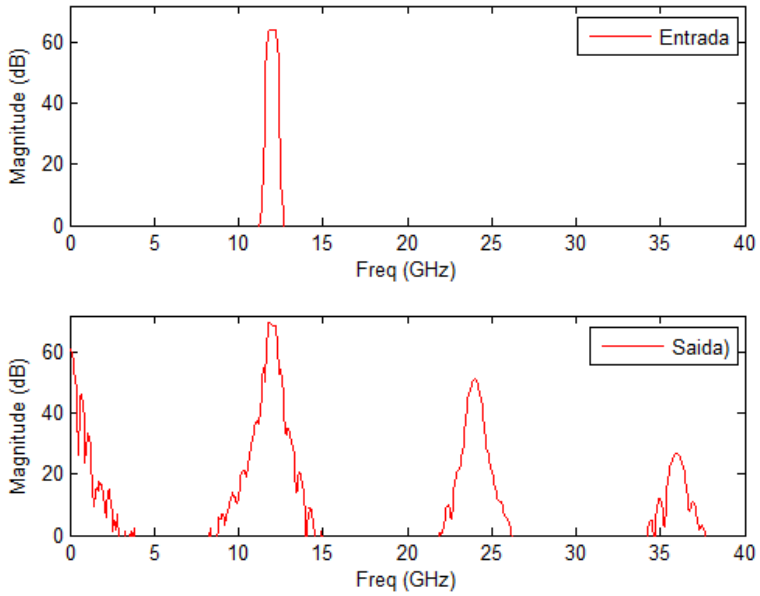


FIGURA 4.16: Pulsos de entrada com potência $P_{in} = 10dBm$ e espectro da potência de saída

A FIGURA 4.17 mostra a potência de saída P_{out} calculada a partir dos 21 pontos da tensão de entrada V_{in} obtidos da potência de entrada P_{in}. A curva da potência de saída obtida através da técnica FETD apresenta uma tendência de saturação muito lenta, quando comparada com a curva de potência de saída do datasheet. Essa lentidão na saturação pode estar associada às capacitâncias intrínsecas C_{gd}, C_{ds} e C_m que, no modelo de grandes sinais dependem da tensão V_{gs}. Na analise de fenômenos

não lineares, estas capacitância têm dependência também da tensão V_{ds}, daí que, possivelmente, a saturação da curva de potência de saída no FETD tenha que ser modelada tendo em consideração essa dependência das capacitâncias intrínsecas com as tensões V_{gs} e V_{ds}.

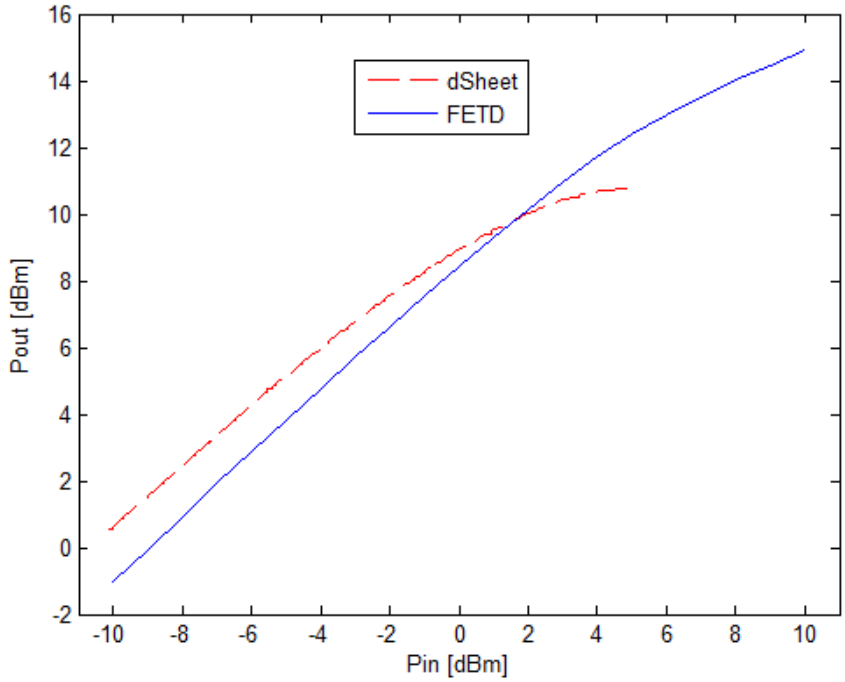


FIGURA 4.17: Potência de saída calculada a partir da potência de entrada

5. CONCLUSÃO

A utilização da formulação através da técnica de interpolação pelo método de mínimos quadrados tornou-se capaz de extrair e determinar parâmetros do modelo de *SSEC* de transistores de RF. A técnica, em relação à operação, mostrou-se rápida em termos de tempo de execução e breve em termos de número de iterações. Um dos pontos que também merece uma consideração se relaciona com o erro quadrático médio cujo valor é, por um lado, largamente influenciado pela distância de separação ou dispersão entre dois pontos consecutivos da frequência, e por outro lado, influenciado pelo aumento da frequência. A técnica é válida na medida em que os dados da comparação direta entre resultados da modelagem dos parâmetros extraídos e os da modelagem dos parâmetros do datasheet são satisfatórios. As curvas do ganho modeladas no FETD e no QUCS apresentam uma diferença muito pequena.

Como continuações deste trabalho podem ser levantados alguns tópicos listados como segue:

- Implementação de um protótipo do transistor modelado onde deverão ser realizadas medições de parâmetros de espalhamento e de potências de saída para comparação com os dados deste trabalho;
- Utilização de vários pontos de polarização para estimação da dependência não linear das capacitâncias intrínsecas;
- Aprimoramento do método de extração de parâmetros de circuito equivalente através de transistores de heterojunção bipolar;
- Melhoramento da técnica através da extração de parâmetros de circuito equivalente com efeito de encapsulamento modelado por linhas de transmissão e modelado por indutores e capacitores;

BIBLIOGRAFIA

AGUIRRE, LUIS ANTONIO. **Introdução à Identificação de Sistemas. Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais.** 3ª. Belo Horizonte: UFMG, 2007.

ANHOLT, R. e SWIRHUN, S. **Measurement and analysis of GaAs MESFET parasitic capacitances**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques*. pp 1247 – 1251, JULY 1991.

BERROTH, MANFRED e BOSCH, ROLAND. **High-frequency equivalent circuit of GaAs FETs for large-signal applications**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2, pp 224 – 229, February 1991.

BROYDEN, CHARLES GEORGE. **A class of methods for solving nonlinear simultaneous equations**. *Mathematics of Computation (American Mathematical Society)* (92), 19, pp 577–593, October 1965.

CHANG, SUNG-HSIEN. COCCIOLI, ROBERTO. QIAN, YONGXI E ITOH, TATSUO. **A Global Finite-Element Time-Domain Analysis of Active Nonlinear Microwave Circuits**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 12, pp 2410 – 2416, December 1999.

COSTA, DAMIAN. LIU, WILLIAM U. e HARRIS Jr., JAMES S. **Direct Extraction of the AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transis tor Small- Signal Equivalent Circuit.** *IEEE - Transactions on Electron Devices*. pp 2018 – 2024, September 1991.

CURTICE, WALTER R. **A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques*. pp : 448 – 456, May 1980.

CURTICE, WALTER R. e CAMISA, RAYMOND. L. **Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques* 12, pp 1573 – 1578, December 1984.

DACEY, G. C. e ROSS, I. M. **The Field Effect Transistor**. *Bell System Technical Journal* 34, pp 1149-1189, 1955.

DAMBRINE, G. CAPPY, A. HELIODORE, F. e PLAYEZ, E. **A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit**. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*. pp 1151 - 1159, July 1988.

DIAMAND, F. e LAVIRON, M.. **Measurement of the extrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current conditions**. *IEEE - 12th European Microwave Conference.* pp 451 – 456, 1982.

GARCIA, L. A. LORENTE, R. S. SALAZAR, M. P. SARKAR, T. K. **Efficient Electromagnetic Optimization of Microwave Filters and Multiplexers Using Rational Models**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques*. pp: 508 – 521, February 2004.

GARCIA, L. A. SALAZAR, M. P. e SARKAR, T. K.. **Filter Model Generation from Scattering Parameters using the Cauchy Method**. *EUMA - European Microwave Conference*. pp 1-4 Setember 2002.

GARCIA, L. A. SARKAR, T. K. e SALAZA, M. P. **Robust computation and modelling of wideband system responses using the Cauchy method**. *IEEE - Antennas and Propagation Society International Symposium*. pp 720 – 723, 2002.

GREBENNIKOV, ANDREI. **RF AND MICROWAVE TRANSMITTER DESIGN.** Hoboken, NewJersey: WILEY - John Wiley & Sons, Inc., 2011.

HAYKIN, SIMON. **Neural Networks: A Comprehensive Foundation**. 2. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1999.

KEYS, ROBERT G. **Cubic convolution interpolation for digital image processing**. *IEEE - TRANSACTIONS ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSIN* 6, pp 1153 – 1160, DECEMBER 1981.

KUO, CHIEN-NAN e HOUSHMAND, BIJAN. **Full-Wave Analysis of Packaged Microwave Circuits with Active and Nonlinear Devices: An FDTD Approach**. *IEEE - Transactions On Microwave Theory And Techniques.* pp 819 – 826, May 1997.

LAI, S. FAGER, C. K. e ANGELOV, I. **LDMOS Modeling**. *IEEE microwane magazine - Microwave Transistor Modeling,* pp 108 – 116, Jan/Feb 2013.

LOVELACE, D. COSTA, J. e CAMILLERI, N. **Extraction Small-Signal Model Parameters of Silicon MOSFET Transistor**. *IEEE - Microwave Theory and Techniques. Microwave Symp. Digest*: pp 865 – 868, May 1994.

LUDWIG, R. e BRETCHKO, P.. **Circuit Design. Theory and Applications**. New Jersey: Prentice Hall, Upper Saddle River, 2000.

MCGINTY, DON. ROOT, DAVID E. e PERDOMO, JULIO. **A production FET modeling and library generation system**. *IEEE - GaAs MANTECH Conference Technology Digital.* pp 145–148, July 1997.

MINASIAN, R. A. **Simplified GaAs M.E.S.F.E.T. model to 10 GHz**. *IEEE - Electronics Letters* 1, pp 549 – 551, September 1977.

OGATA, KATSUHIKO. **Modern Control Engineering**. 5ª ed. Englewood Cliffs - New Jersey: Prentice Hall, 2010.

OOI, B. L. LEONG, M. S. e KOOI, P. S. **A Novel Approach for Determining the GaAs MESFET Small-Signal Equivalent-Circuit Elements**. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*. pp 2084 – 2088, December 1997.

OPPENHEIM, ALAN V, e SCHAFER, RONALD W. **Discrete-Time Signal Processing**. 2ª ed. Upper Saddle River: PRENTICE HALL, 1989.

PEGORARO, ANDRÉ LUIZ. e ARTUZI Jr, WILSON ARNALDO. **Extended State-Space Finite-Element Formulation to Incorporate Frequency Dependent Surface Models in Time Domain**. *IEEE - TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*. 6 pp 1231 – 1238, December 2013.

RINGHOFER, C. e SCHMEISER C.. **An Approximate Newton Method for the Solution of the Basic Semiconductor Device Equations**. *SIAM Journal on Numerical Analysis, Society for Industrial and Applied Mathematics* 25.3. pp 507 – 516, 1989.

RODRIGUES, GIOVANI GUIMARÃES. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Não-Lineares Utilizando Modelos NARMAX Polinomiais - Aplicação a Sistemas Reais***; Originalmente Apresentado como Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais*. Belo Horizonte: UFMG, 1996.

ROOT, DAVID E. XU, JIANJUN. IWAMOTO, MASAYA. GUNYAN, DANIEL. **Nonlinear FET modeling fundamentals and neural network applications**. *Proc. IEEE International Microwave Symposium Workshop* 2007.

ROOT, DAVID E. XU, JIANJUN. HOM, JASON. IWAMOTO, MASAYA. **The large-signal model: theoretical foundations, practical considerations, and recent trends "***in Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques*". Cambridge, UK: Cambridge University Press ch5, 2012.

ROOT, DAVID E. **Future Device Modeling Trends**. *IEEE - microwave magazine.* Pp 45 – 59, 2012.

ROOT, DAVID E. **Measurement - based mathematical active device modeling for high frequency circuit simulation**. *IEICE - Trans. Electronic.* Vols. E82-C, pp. 924 – 936, June 1999.

RUDOLPH, MATTHIAS. FAGER, CHRISTIAN e ROOT, DAVID E. **Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques**. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2012.

SHIRAKAWA, K. OIKAWA, H. SHIMURA, T. KAWASAKI, Y. OHASHI, Y. SAITO, T. DAIDO, Y. L. **An Approach to Determining an Equivalent Circuit for HEMT's**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques*. pp 499 – 503, March 1995.

XU, JIANJUN. GUNYAN, DANIEL. IWAMOTO, MASAYA. HORN, JASON. COGNATA, ALEX. **Drain-source symmetric artificial neural network-based FET model with robust extrapolation beyond training data**. *IEEE - MTT-S International Microwave Symposium*. pp 2011-2014June 2007.

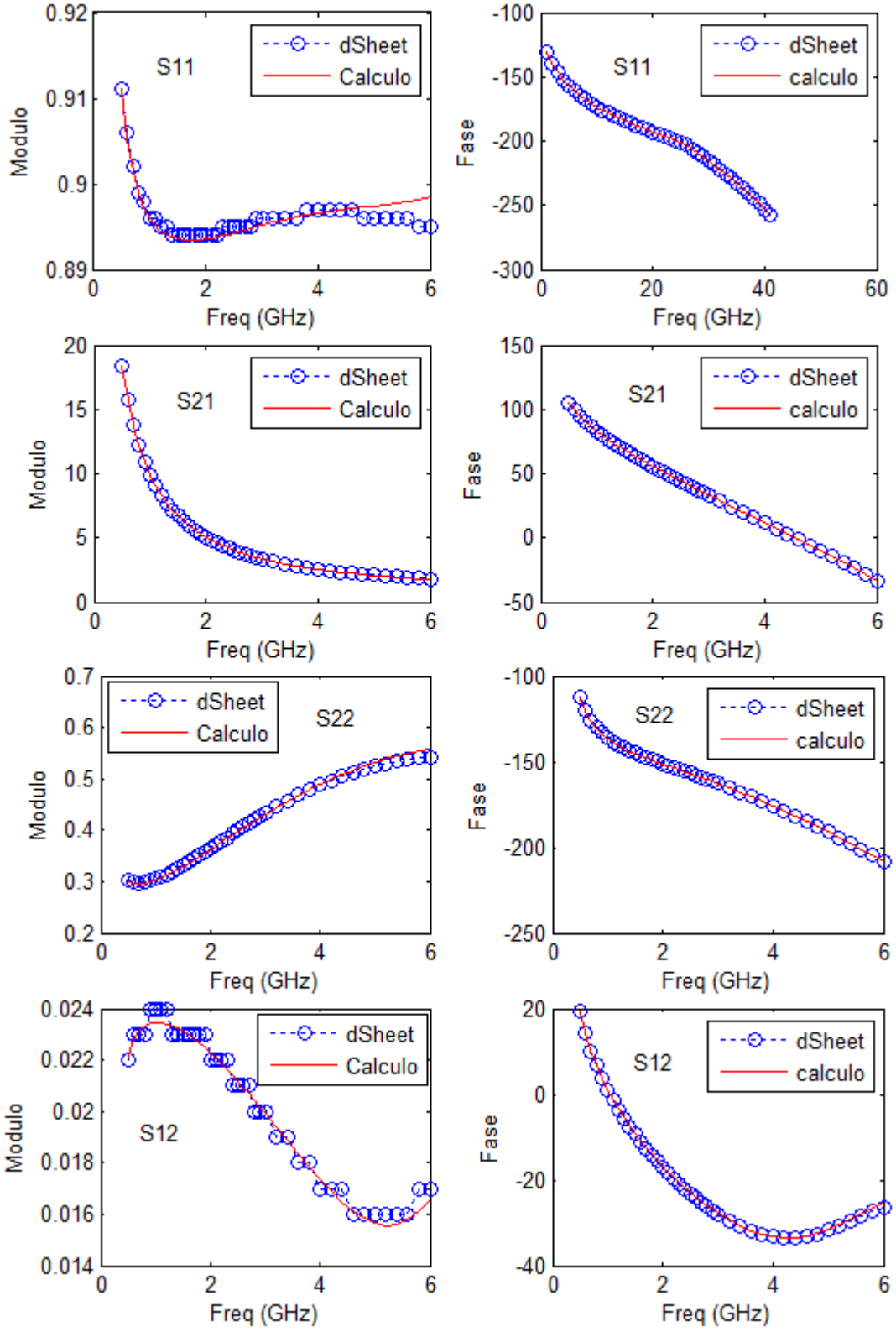
XU, JIANJUN. YAGOUB, MUSTAPHA C. E. DING, RUNTAO. ZHANG, QI JUN. **Exact adjoint sensitivity analysis for neural based microwave modeling and design**. *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques.* pp 226 – 237, January 2003.

ZHANG, XIAOLEI e MEI, KENNTH K. **Time-Domain Finite Difference Approach to the Calculation of the Frequency-Dependen Char act eris tics of Micros trip Discontinuities.** *IEEE - TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUE*. pp 1775 – 1787, December 1988.

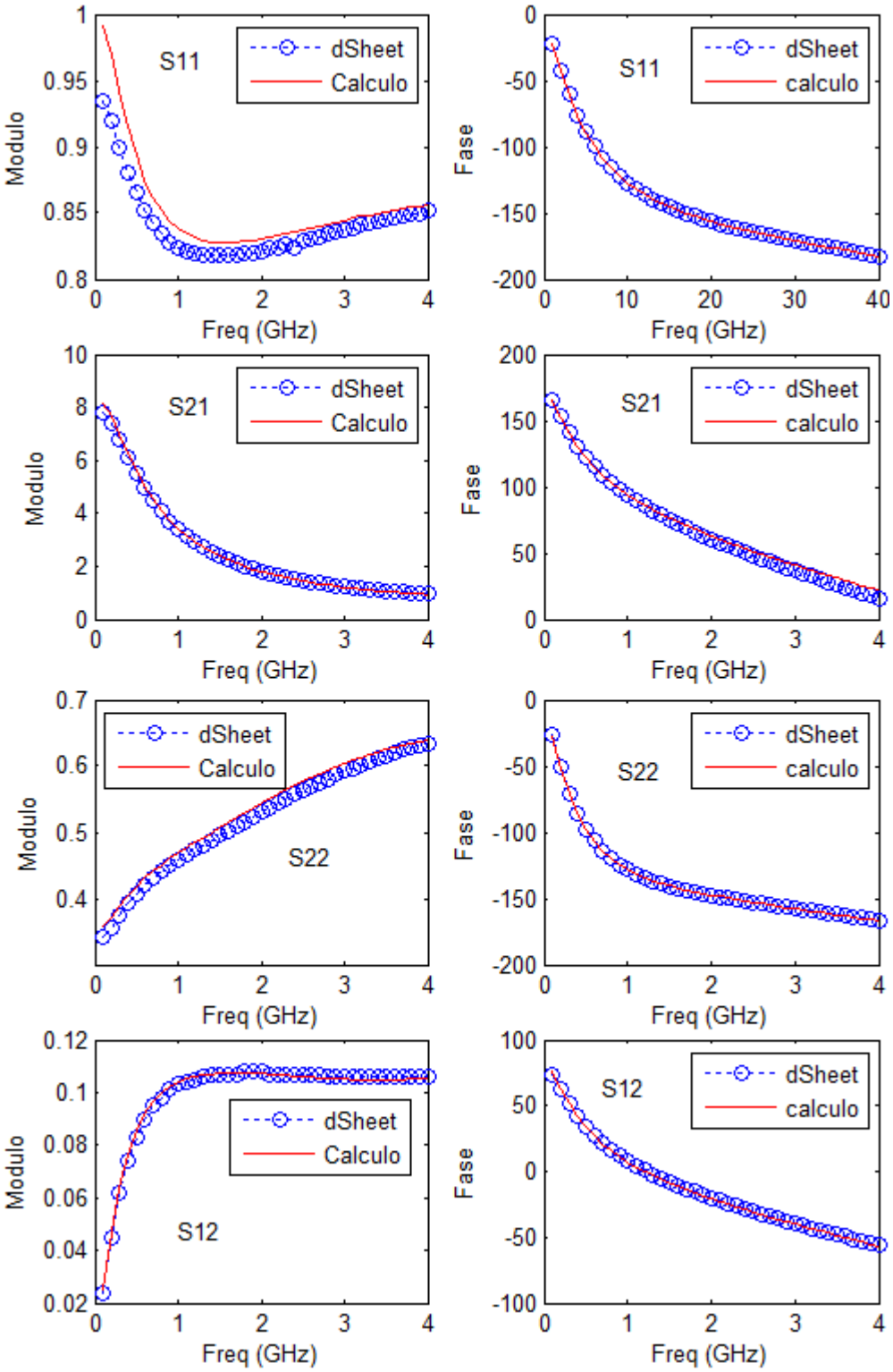
ZINGG, RETO e GUPTA, K. C. **An Approach for Knowledge-Aided-Design (KAD) of Microwave Circuits using Artificial Neural Networks.** *IEEE - MTT-S International Microwave Symposium Digest***.** pp 1011 – 1014, 2001.

APENDICES

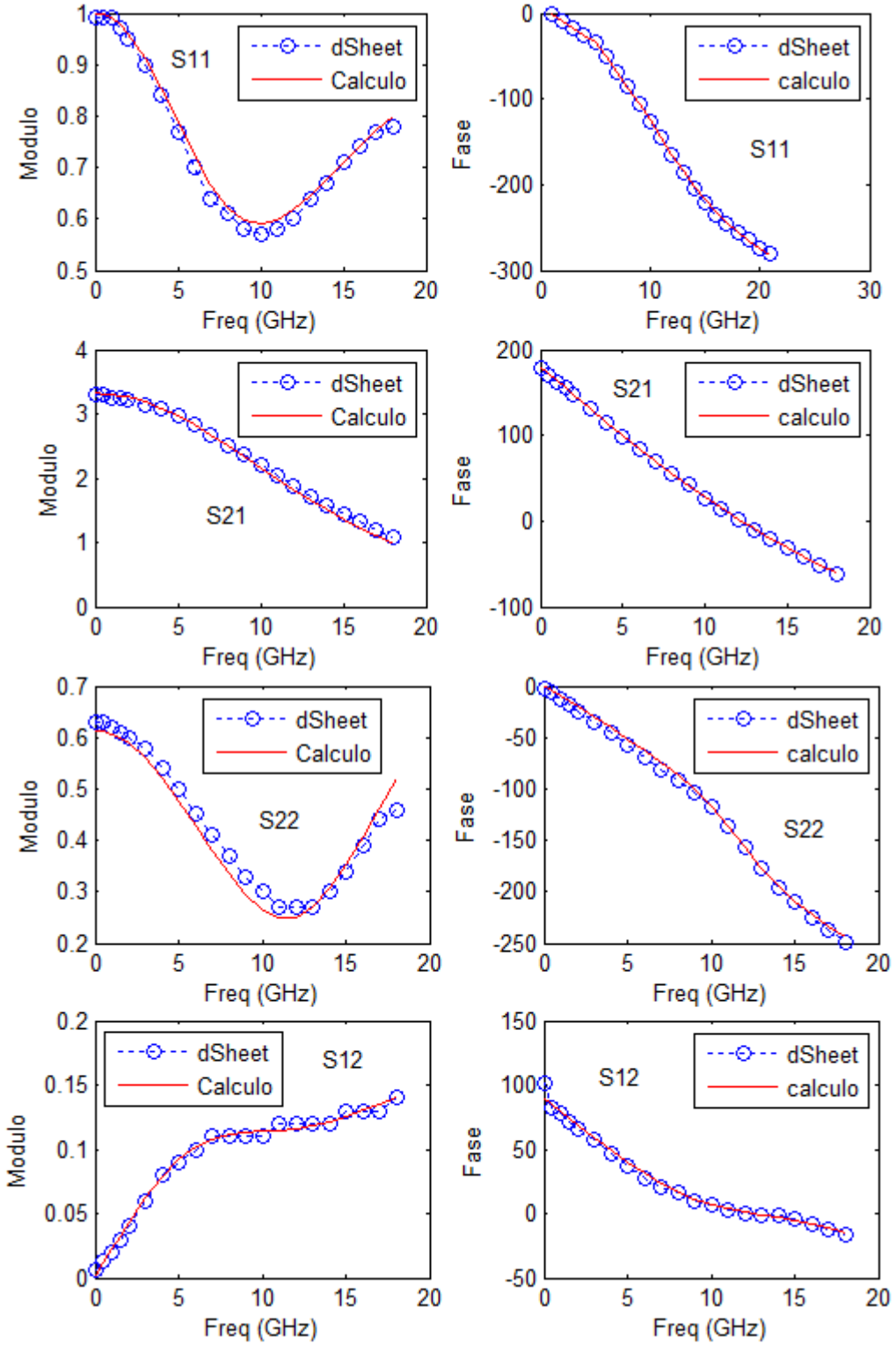
APENDICE A 1: COMPARAÇÃO ENTRE O CALCULADO E O MEDIDO PARA O TRANSISTOR CGH40010



APENDICE A 2: COMPARAÇÃO ENTRE O CALCULADO E O MEDIDO PARA O TRANSISTOR CRF24010



APENDICE A 3: COMPARAÇÃO ENTRE O CALCULADO E O MEDIDO PARA O TRANSISTOR NE76038



APENDICE A 4: ROTINA DE EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS

```
fr=dados(:,1);
S11 = dados ( : , 2 ) .* exp ( 1i * dados ( : , 3 ) * pi / 180 );
S21 = dados ( : , 4 ) .* exp ( 1i * dados ( : , 5 ) * pi / 180 );
S12 = dados ( : , 6 ) .* exp ( 1i * dados ( : , 7 ) * pi / 180 );
S22 = dados ( : , 8 ) .* exp ( 1i * dados ( : , 9 ) * pi / 180 );

S = 2 * 1i * pi * fr; Z0 = 50; Y0 = 1 / Z0;

delta = ( 1 + S11 ) .* ( 1 + S22 ) - S12 .* S21;
Y11 = Y0 * (( 1 - S11 ) .* ( 1 + S22 ) + S12 .* S21 ) ./ delta; Y12 = -2 * Y0 * S12 ./ delta;
Y21 = -2 * Y0 * S21 ./ delta; Y22 = Y0 * (( 1 + S11 ) .* ( 1 - S22 ) + S12 .* S21 ) ./ delta;
j=1;

for k = 0 :0.1: 20;
    [n,m]=size(fr);
    w=kaiser(2*n,k);
    hp = w(1:n);
    w(1:n)=[];
    w=diag(w);

Vr = [hp .* S.^5 , hp.* S.^4 , hp.* S.^3 , hp.* S.^2 , hp.* S.^1 , hp.* S.^0];

Y = [hp .* Y11 .* S.^4 ; hp .* Y12 .* S.^4 ; hp .* Y22 .* S.^4];

H11 = [-hp .* Y11 .* S.^3 , -hp .* Y11 .* S.^2 , -hp .* Y11 .* S.^1 , -hp .* Y11 .* S.^0 ];
H12 = [-hp .* Y12 .* S.^3 , -hp .* Y12 .* S.^2 , -hp .* Y12 .* S.^1 , -hp .* Y12 .* S.^0 ];
H22 = [-hp .* Y22 .* S.^3 , -hp .* Y22 .* S.^2 , -hp .* Y22 .* S.^1 , -hp .* Y22 .* S.^0 ];

YH = [ H11 ; H12 ; H22 ]; V = [ blkdiag(Vr , Vr , Vr) YH ]; V = [ real(V) ; imag(V) ]; Y = [ real(Y) ; imag(Y) ];

ac = V \ Y;

Cpgs = ac(1)+ac(7); Cpgd = -ac(7); Cpds = ac(13)+ac(7);

for i = 1 : 3;
      if Cp(i) < 0
      Cp(i) = abs(Cp(i));
   end
end

cap = [ac(1) , ac(7) ; ac(7) , ac(13)];

Yc11 = Y11 - S * cap(1,1); Yc12 = Y12 - S * cap(1,2);
Yc21 = Y21 - S * cap(2,1);Yc22 = Y22 - S * cap(2,2);

absY = Yc11 .* Yc22 - Yc12 .* Yc21;

Z11 = Yc22 ./ absY; Z12 = -Yc12 ./ absY; Z21 = -Yc21 ./ absY; Z22 = Yc11 ./ absY;

Vr11 = w * [S.^3 , S.^2 , S.^1 , S.^0]; Vr12 = w * [S.^3 , S.^2 , S.^1]; V = blkdiag(Vr11 , Vr12 , Vr12);

a=0.0; a1=0.0;
```

```
for i=1:20;
    b(i,1) = a; b(i,2) = a1;

    Z = [w*Z11.*(S.^2+a*S) ; w*Z12.*(S.^2+a*S) ; w*Z22.*(S.^2+a*S)];

    Vr11 = [1 0 0 0
            a 1 0 0
            0 a 1 0
            0 0 0 1];

    Vr12 = [1 0 0
            a 1 0
            0 a 1];

    V1 = blkdiag(Vr11 , Vr12 , Vr12); D = V * V1; D = [real(D) ; imag(D)]; Z = [real(Z) ; imag(Z)];

    X = D \ Z;

    Ls = X(5); Lg = X(1) - Ls; Ld = X(8) - Ls; %nH
    Rs = X(6); Rg = X(2) - Rs; Rd = X(9) - Rs; %Ohm

    Z1 = w * (( Z21 - Rs ) .* S.^2 - Ls * S.^3 ); Va1 = w * [S , -1*S.^0 , S.*(S * Ls + Rs - Z21 )];
    Va = [real(Va1) ; imag(Va1)]; Z1 = [real(Z1) ; imag(Z1)];

    ab = Va \ Z1; c = inv( [X(3) , X(7) ; ab(1) , X(10)] );

    Cgd = -c(1,2); Cgs = c(1,1) - Cgd; Cds = c(2,2) - Cgd;

    Gds = X(4) * det(c); Gm = ab(2) * det(c);

    Cm = ( ab(1) - X(7) ) * det(c); C = ab(1); a = ab(3);
    a1 = ( Cgs*Gds+Cgd*Gds+Cgd*Gm)/(Cgs*Cds+Cgd*Cgs+Cgd*Cds-Cgd*Cm);
  end

L = [Lg Ls Ld]'; R = [Rg Rs Rd]'; Cap = [Cgs Cgd Cds]'*1000; %pF

if Cm < 0
   G = [Gds Gm -Cm]';
   tau=Cm/Gm;
else
   G = [Gds Gm Cm]';
   tau=-Cm/Gm;
end

for i = 1 : 3;
   if R(i) < 0
      R(i) = 0;
   end
   if L(i) < 0
      L(i) = abs(L(i));
   end
end

parametro=[L R Cap G];
clear delta m
```

```
 F = [ Ls+Lg Ls        0       0
       Ls    Ls+Ld     0       0
        0     0     Cgd+Cgs  -Cgd
        0     0      -Cm   Cgd+Cds ];

  A = [ -Rs-Rg   -Rs   -1       0
         -Rs  -Rs-Rd   0      -1
          1      0     0       0
          0      1    -Gm    -Gds ];

  B = [ 1 0
        0 1
        0 0
        0 0 ];

  C = [ 1 0 0 0
        0 1 0 0 ];

  D = [ 0 0
        0 0 ];

  E = [ Cpgs+Cpgd -Cpgd
        -Cpgd Cpds+Cpgd ];

for i = 1 : n;
    m = (C * inv( S(i) * F - A )*B + D + S(i) * E) * Z0;
    delta  =( 1 + m(1,1) ) * ( 1 + m(2,2) ) - m(1,2) * m(2,1);
    s11(i,1) = (( 1 - m(1,1)) * (m(2,2) + 1) + m(1,2) * m(2,1)) / delta;  s12(i,1) = ( -2 * m(1,2)) / delta;
    s21(i,1) = ( -2 * m(2,1)) / delta;    s22(i,1) = (( m(1,1) + 1) * (1 - m(2,2)) + m(1,2) * m(2,1)) / delta;
end

meas = [S11 , S12 , S21 , S22];
calc = [s11 , s12 , s21 , s22];
num = abs( meas - calc ) .^2;
den = abs( meas ) .^2;

a11 = sum( num( : , 1 )) / sum( den( : , 1 )); a12 = sum( num( : , 2 )) / sum( den( : , 2 ));
a21 = sum( num( : , 3 )) / sum( den( : , 3 )); a22 = sum( num( : , 4 )) / sum( den( : , 4 ));

 t(1,j) = ( a11 + a12 + a21 + a22 ) ^0.5*100;  t(2,j)= k; j=j+1;
end

 [~,n]=size(t);
u=min(t(1,:));
for i=1 : n;
  if t(1,i) == u
      k=t(2,i);
  end
end
[n,m]=size(fr);
w=kaiser(2*n,k); hp = w(1:n); w(1:n)=[]; w=diag(w);

Vr = [hp .* S.^5 , hp.* S.^4 , hp.* S.^3 , hp.* S.^2 , hp.* S.^1 , hp.* S.^0];
Y = [hp .* Y11 .* S.^4 ; hp .* Y12 .* S.^4 ; hp .* Y22 .* S.^4];

H11 = [-hp .* Y11 .* S.^3 , -hp .* Y11 .* S.^2 , -hp .* Y11 .* S.^1 , -hp .* Y11 .* S.^0 ];
```

```
H12 = [-hp .* Y12 .* S.^3 , -hp .* Y12 .* S.^2 , -hp .* Y12 .* S.^1 , -hp .* Y12 .* S.^0 ];
H22 = [-hp .* Y22 .* S.^3 , -hp .* Y22 .* S.^2 , -hp .* Y22 .* S.^1 , -hp .* Y22 .* S.^0 ];
YH = [ H11 ; H12 ; H22 ]; V = [ blkdiag(Vr , Vr , Vr) YH ]; V = [ real(V) ; imag(V) ]; Y = [ real(Y) ; imag(Y) ];

ac = V \ Y;

Cpgs = ac(1)+ac(7); Cpgd = -ac(7); Cpds = ac(13)+ac(7);
Cp=[Cpgs,Cpgd,Cpds]'*1000; %pF

for i = 1 : 3;
      if Cp(i) < 0
      Cp(i) = abs(Cp(i));
   end
end

cap = [ac(1) , ac(7) ; ac(7) , ac(13)];

Yc11 = Y11 - S * cap(1,1); Yc12 = Y12 - S * cap(1,2);
Yc21 = Y21 - S * cap(2,1); Yc22 = Y22 - S * cap(2,2);
 absY = Yc11 .* Yc22 - Yc12 .* Yc21;

Z11 = Yc22 ./ absY; Z12 = -Yc12 ./ absY; Z21 = -Yc21 ./ absY; Z22 = Yc11 ./ absY;%Ohm
Vr11 = w * [S.^3 , S.^2 , S.^1 , S.^0]; Vr12 = w * [S.^3 , S.^2 , S.^1]; V = blkdiag(Vr11 , Vr12 , Vr12);

a=0.0; a1=0.0;

for i=1:20;

    b(i,1) = a1; b(i,2) = a;
    Z = [w*Z11.*(S.^2+a*S) ; w*Z12.*(S.^2+a*S) ; w*Z22.*(S.^2+a*S)];

    Vr11 = [1 0 0 0
            a 1 0 0
            0 a 1 0
            0 0 0 1];

    Vr12 = [1 0 0
            a 1 0
            0 a 1];

    V1 = blkdiag(Vr11 , Vr12 , Vr12); D = V * V1; D = [real(D) ; imag(D)]; Z = [real(Z) ; imag(Z)]; X = D \ Z;

    Ls = X(5); Lg = X(1) - Ls; Ld = X(8) - Ls; %nH
    Rs = X(6); Rg = X(2) - Rs; Rd = X(9) - Rs; %Ohm

    Z1 = w * (( Z21 - Rs ) .* S.^2 - Ls * S.^3 ); Va1 = w * [S , -1*S.^0 , S.*(S * Ls + Rs - Z21 )];
    Va = [real(Va1) ; imag(Va1)]; Z1 = [real(Z1) ; imag(Z1)];

    ab = Va \ Z1;

    c = inv( [X(3) , X(7) ; ab(1) , X(10)] );
    Cgd = -c(1,2); Cgs = c(1,1) - Cgd; Cds = c(2,2) - Cgd; Gds = X(4) * det(c); Gm = ab(2) * det(c);
    Cm = ( ab(1) - X(7) ) * det(c); C = ab(1); a = ab(3);
    a1 = ( Cgs * Gds + Cgd * Gds + Cgd * Gm)/(Cgs * Cds + Cgd * Cgs + Cgd * Cds - Cgd * Cm);
  end
     L = [Lg Ls Ld]'; R = [Rg Rs Rd]'; Cap = [Cgs Cgd Cds]'*1000; %pF
```

```
    if Cm < 0
       G = [Gds Gm -Cm]';
       tau=Cm/Gm
    else
       G = [Gds Gm Cm]';
       tau=-Cm/Gm
    end

    for i = 1 : 3;
       if R(i) < 0
          R(i) = 0;
       end
       if L(i) < 0
          L(i) = abs(L(i));
       end
    end
clear delta m

  F = [ Ls+Lg Ls        0       0
        Ls    Ls+Ld     0       0
         0     0     Cgd+Cgs  -Cgd
         0     0      -Cm   Cgd+Cds ];

  A = [ -Rs-Rg   -Rs   -1       0
         -Rs  -Rs-Rd   0      -1
          1      0     0       0
          0      1    -Gm    -Gds ];

  B = [ 1 0
        0 1
        0 0
        0 0 ];

  C = [ 1 0 0 0
        0 1 0 0 ];

  D = [ 0 0
        0 0 ];

  E = [ Cpgs+Cpgd -Cpgd
        -Cpgd Cpds+Cpgd ];
for i = 1 : n;
   m = (C * inv( S(i) * F - A )*B + D + S(i) * E) * Z0;
   delta  =( 1 + m(1,1) ) * ( 1 + m(2,2) ) - m(1,2) * m(2,1);
   s11(i,1) = (( 1 - m(1,1)) * (m(2,2) + 1) + m(1,2) * m(2,1)) / delta;  s12(i,1) = ( -2 * m(1,2)) / delta;
   s21(i,1) = ( -2 * m(2,1)) / delta;   s22(i,1) = (( m(1,1) + 1) * (1 - m(2,2)) + m(1,2) * m(2,1)) / delta;
end

meas = [S11 , S12 , S21 , S22]; calc = [s11 , s12 , s21 , s22];
num = abs( meas - calc ) .^2; den = abs( meas ) .^2;

a11 = sum( num( : , 1 )) / sum( den( : , 1 )); a12 = sum( num( : , 2 )) / sum( den( : , 2 ));
a21 = sum( num( : , 3 )) / sum( den( : , 3 )); a22 = sum( num( : , 4 )) / sum( den( : , 4 ));

erro_min = ( a11 + a12 + a21 + a22 ) ^0.5*100
```

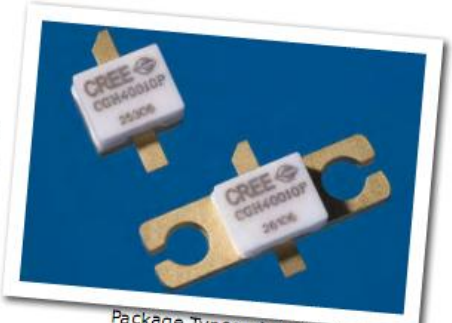
ANEXOS

ANEXO 1: DATASHEET DO TRANSISTOR CGH40010

CGH40010

10 W, RF Power GaN HEMT

Cree's CGH40010 is an unmatched, gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor (HEMT). The CGH40010, operating from a 28 volt rail, offers a general purpose, broadband solution to a variety of RF and microwave applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities making the CGH40010 ideal for linear and compressed amplifier circuits. The transistor is available in both screw-down, flange and solder-down, pill packages.



Package Types: 440166, & 440196
PN's: CGH40010F & CGH40010P

FEATURES

- Up to 6 GHz Operation
- 16 dB Small Signal Gain at 2.0 GHz
- 14 dB Small Signal Gain at 4.0 GHz
- 13 W typical P_{SAT}
- 65 % Efficiency at P_{SAT}
- 28 V Operation

APPLICATIONS

- 2-Way Private Radio
- Broadband Amplifiers
- Cellular Infrastructure
- Test Instrumentation
- Class A, AB, Linear amplifiers suitable for OFDM, W-CDMA, EDGE, CDMA waveforms

RoHS COMPLIANT

Rev 3.2 – April 2012

Large Signal Models Available for SiC & GaN

Subject to change without notice.
www.cree.com/wireless

Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25˚C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units	Conditions
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	84	Volts	25˚C
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10, +2	Volts	25˚C
Storage Temperature	T_{STG}	-65, +150	˚C	
Operating Junction Temperature	T_J	225	˚C	
Maximum Forward Gate Current	I_{GMAX}	4.0	mA	25˚C
Maximum Drain Current[1]	I_{DMAX}	1.5	A	25˚C
Soldering Temperature[2]	T_S	245	˚C	
Screw Torque	τ	60	in-oz	
Thermal Resistance, Junction to Case[3]	$R_{θJC}$	8.0	˚C/W	85˚C
Case Operating Temperature[3,4]	T_C	-40, +150	˚C	30 seconds

Note:
[1] Current limit for long term, reliable operation
[2] Refer to the Application Note on soldering at www.cree.com/products/wireless_appnotes.asp
[3] Measured for the CGH40010F at P_{DISS} = 14 W.
[4] See also, the Power Dissipation De-rating Curve on Page 6.

Electrical Characteristics (T_C = 25˚C)

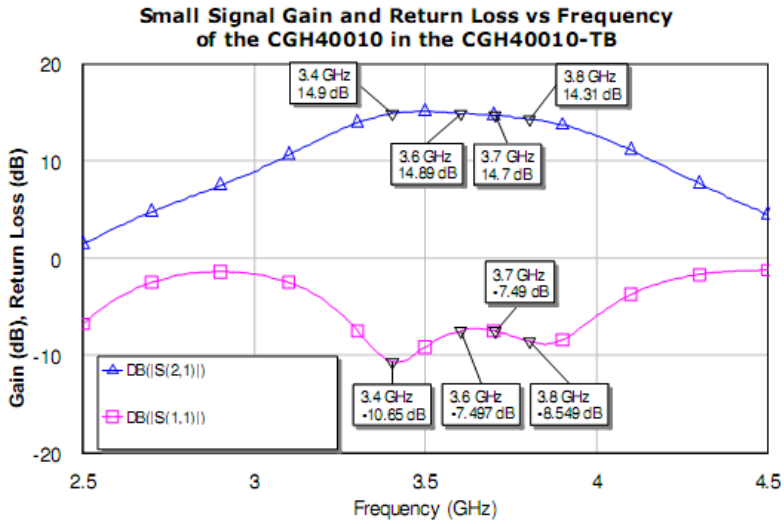
Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics[1]						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	-3.8	-3.0	-2.3	V_{DC}	V_{DS} = 10 V, I_D = 3.6 mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-2.7	-	V_{DC}	V_{DS} = 28 V, I_D = 200 mA
Saturated Drain Current	I_{DS}	2.9	3.5	-	A	V_{DS} = 6.0 V, V_{GS} = 2.0 V
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{BR}	120	-	-	V_{DC}	V_{GS} = -8 V, I_D = 3.6 mA
RF Characteristics[2] (T_C = 25˚C, F_0 = 3.7 GHz unless otherwise noted)						
Small Signal Gain	G_{SS}	12.5	14.5	-	dB	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA
Power Output[3]	P_{SAT}	10	12.5	-	W	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA
Drain Efficiency[4]	η	55	65	-	%	V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA, P_{SAT}
Output Mismatch Stress	VSWR	-	-	10 : 1	Ψ	No damage at all phase angles, V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA, P_{OUT} = 10 W CW
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C_{GS}	-	4.5	-	pF	V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz
Output Capacitance	C_{DS}	-	1.3	-	pF	V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz
Feedback Capacitance	C_{GD}	-	0.2	-	pF	V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz

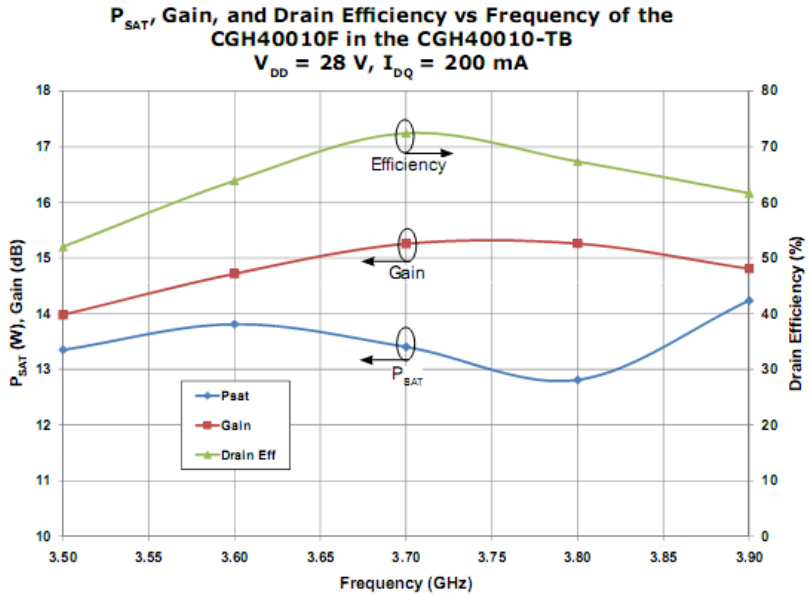
Notes:
[1] Measured on wafer prior to packaging.
[2] Measured in CGH40010-TB.
[3] P_{SAT} is defined as I_G = 0.36 mA.
[4] Drain Efficiency = P_{OUT} / P_{DC}

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Performance



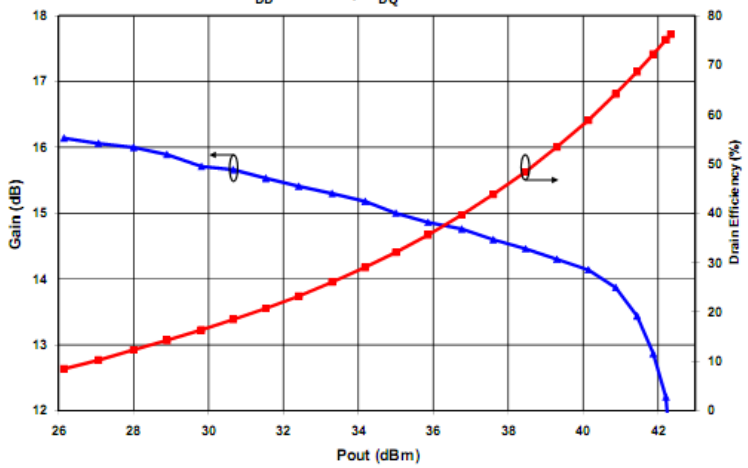


Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

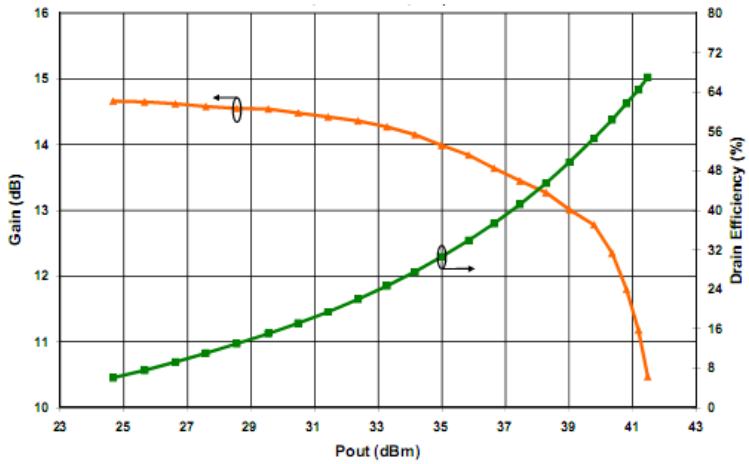
Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Performance

Swept CW Data of CGH40010F vs. Output Power with Source and Load Impedances Optimized for Drain Efficiency at 2.0 GHz
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA



Swept CW Data of CGH40010F vs. Output Power with Source and Load Impedances Optimized for Drain Efficiency at 3.6 GHz
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA

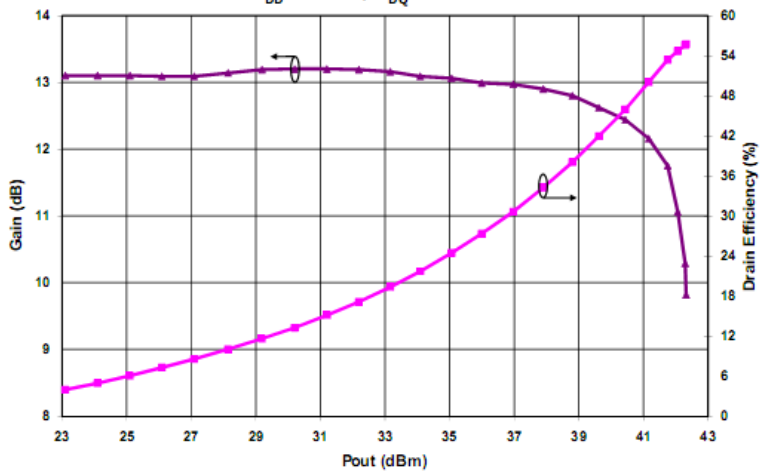


Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

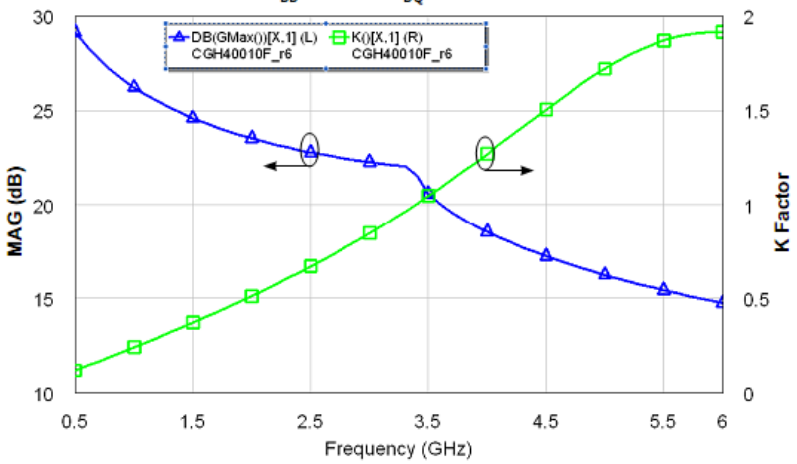
Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Performance

Swept CW Data of CGH40010F vs. Output Power with Source and Load Impedances Optimized for P1 Power at 3.6 GHz
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA



Simulated Maximum Available Gain and K Factor of the CGH40010F
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA

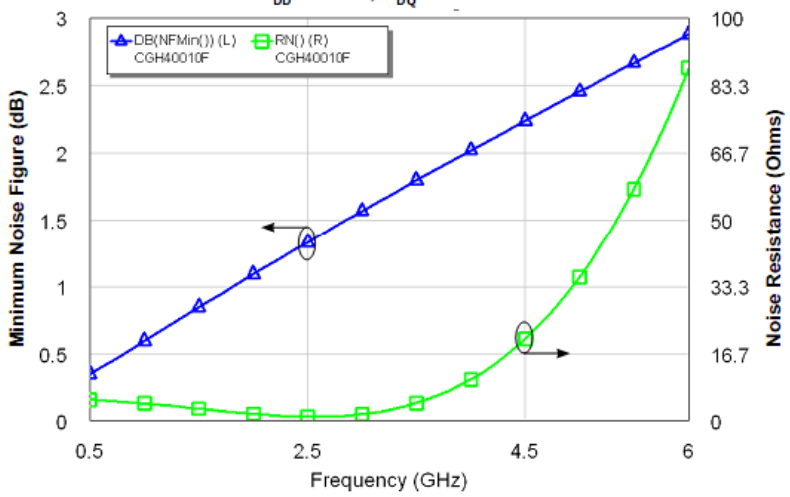


Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Noise Performance

Simulated Minimum Noise Figure and Noise Resistance vs Frequency of the CGH40010F
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA



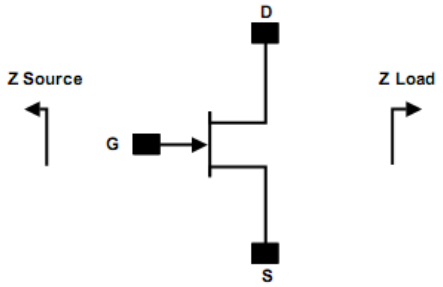
Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

Parameter	Symbol	Class	Test Methodology
Human Body Model	HBM	1A > 250 V	JEDEC JESD22 A114-D
Charge Device Model	CDM	1 < 200 V	JEDEC JESD22 C101-C

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

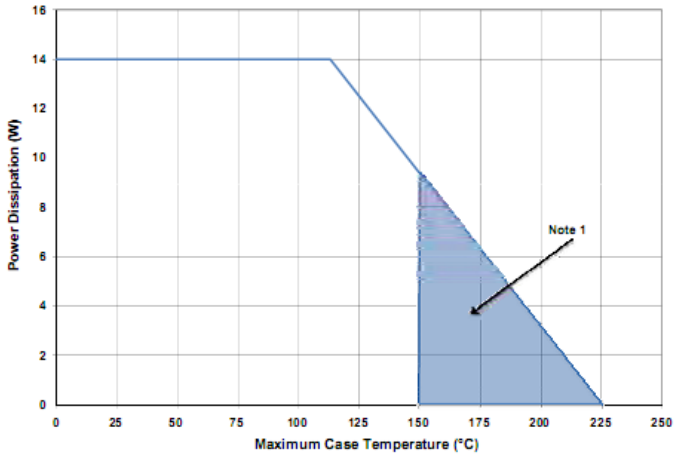
Source and Load Impedances



Frequency (MHz)	Z Source	Z Load
500	20.2 + j16.18	51.7 + j15.2
1000	8.38 + j9.46	41.4 + j28.5
1500	7.37 + j0	28.15 + j29
2500	3.19 - j4.76	19 + j9.2
3500	3.18 - j13.3	14.6 + j7.46

Note 1. V_{DD} = 28V, I_{DQ} = 200mA in the 440166 package.
Note 2. Optimized for power, gain, P_{SAT} and PAE.
Note 3. When using this device at low frequency, series resistors should be used to maintain amplifier stability.

CGH40010 Power Dissipation De-rating Curve



Note 1. Area exceeds Maximum Case Operating Temperature (See Page 2).

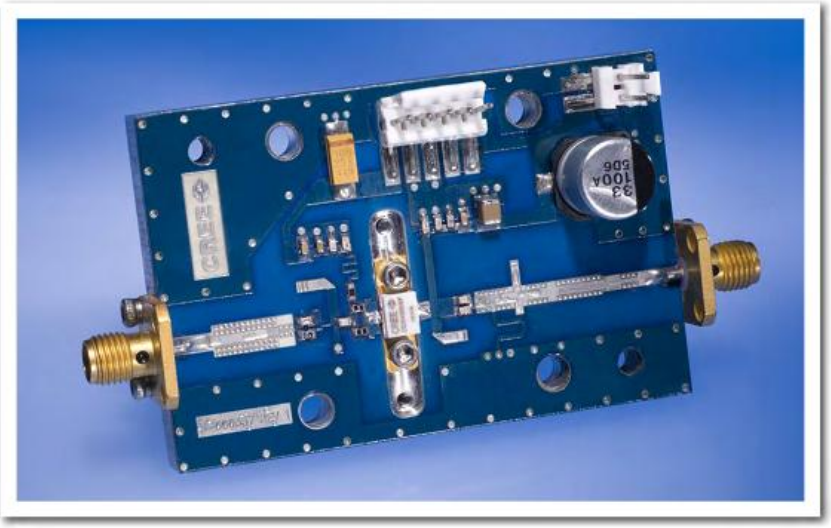
Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

CGH40010-TB Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

Designator	Description	Qty
R1,R2	RES,1/16W,0603,1%,0 OHMS	1
R3	RES,1/16W,0603,1%,47 OHMS	1
R4	RES,1/16W,0603,1%,100 OHMS	1
C6	CAP, 470PF, 5%,100V, 0603	1
C17	CAP, 33 UF, 20%, G CASE	1
C16	CAP, 1.0UF, 100V, 10%, X7R, 1210	1
C8	CAP 10UF 16V TANTALUM	1
C14	CAP, 100.0pF, +/-5%, 0603	1
C1	CAP, 0.5pF, +/-0.05pF, 0603	1
C2	CAP, 0.7pF, +/-0.1pF, 0603	1
C10,C11	CAP, 1.0pF, +/-0.1pF, 0603	2
C4,C12	CAP, 10.0pF,+/-5%, 0603	2
C5,C13	CAP, 39pF, +/-5%, 0603	2
C7,C15	CAP,33000PF, 0805,100V, X7R	2
J3,J4	CONN SMA STR PANEL JACK RECP	1
J2	HEADER RT>PLZ.1CEN LK 2 POS	1
J1	HEADER RT>PLZ .1CEN LK 5POS	1
-	PCB, RO4350B, Er = 3.48, h = 20 mil	1
Q1	CGH40010F or CGH40010P	1

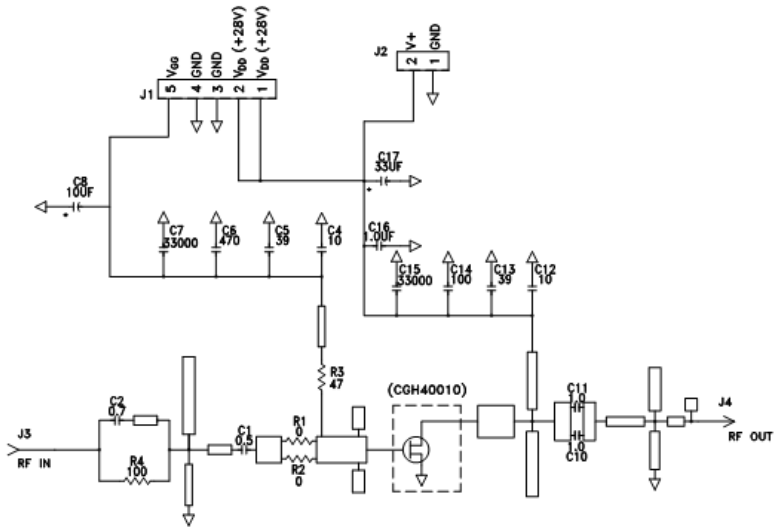
CGH40010-TB Demonstration Amplifier Circuit



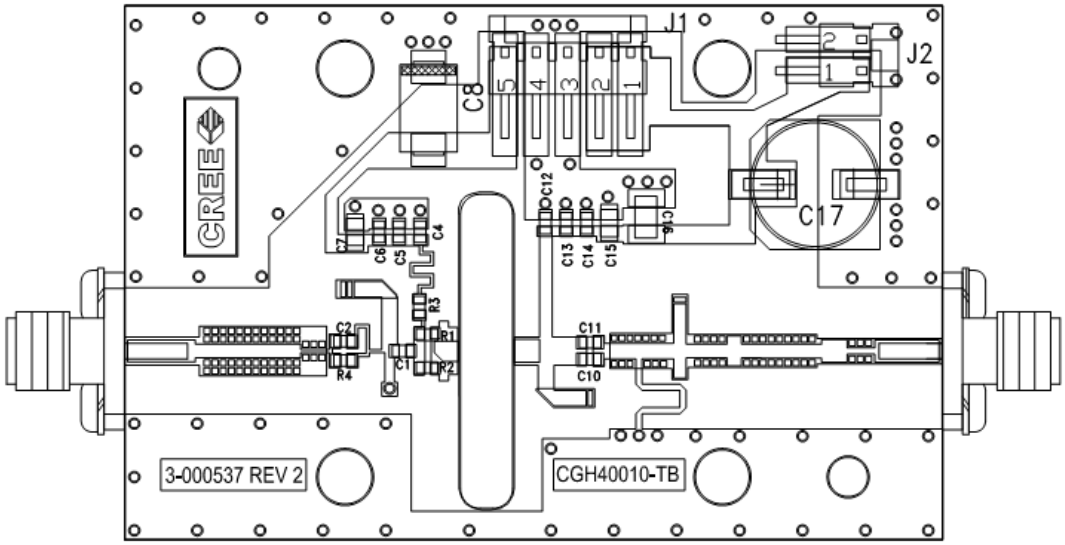
Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

CGH40010-TB Demonstration Amplifier Circuit Schematic



CGH40010-TB Demonstration Amplifier Circuit Outline



Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Package S-Parameters for CGH40010
(Small Signal, V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA, angle in degrees)

Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
500 MHz	0.909	-123.34	17.19	108.22	0.027	21.36	0.343	-90.81
600 MHz	0.902	-133.06	14.86	101.82	0.028	15.60	0.329	-98.65
700 MHz	0.897	-140.73	13.04	96.45	0.028	10.87	0.321	-104.84
800 MHz	0.894	-146.96	11.58	91.78	0.029	6.84	0.317	-109.84
900 MHz	0.891	-152.16	10.41	87.61	0.029	3.33	0.316	-113.95
1.0 GHz	0.890	-156.60	9.43	83.82	0.029	0.19	0.318	-117.42
1.1 GHz	0.889	-160.47	8.62	80.31	0.029	-2.66	0.321	-120.40
1.2 GHz	0.888	-163.90	7.93	77.02	0.029	-5.28	0.326	-123.02
1.3 GHz	0.887	-166.99	7.34	73.90	0.029	-7.72	0.332	-125.36
1.4 GHz	0.887	-169.80	6.82	70.92	0.029	-10.01	0.338	-127.51
1.5 GHz	0.887	-172.39	6.38	68.05	0.029	-12.18	0.345	-129.50
1.6 GHz	0.887	-174.80	5.98	65.28	0.028	-14.24	0.353	-131.37
1.7 GHz	0.887	-177.07	5.63	62.59	0.028	-16.21	0.360	-133.15
1.8 GHz	0.887	-179.22	5.32	59.97	0.028	-18.09	0.369	-134.87
1.9 GHz	0.887	178.73	5.04	57.41	0.028	-19.91	0.377	-136.54
2.0 GHz	0.888	176.76	4.78	54.89	0.027	-21.66	0.385	-138.17
2.1 GHz	0.888	174.86	4.55	52.42	0.027	-23.35	0.393	-139.77
2.2 GHz	0.888	173.02	4.34	49.99	0.027	-24.98	0.402	-141.34
2.3 GHz	0.888	171.23	4.15	47.60	0.026	-26.56	0.410	-142.90
2.4 GHz	0.889	169.48	3.97	45.24	0.026	-28.08	0.418	-144.45
2.5 GHz	0.889	167.76	3.81	42.90	0.026	-29.55	0.426	-145.99
2.6 GHz	0.890	166.07	3.66	40.59	0.025	-30.98	0.434	-147.53
2.7 GHz	0.890	164.39	3.53	38.30	0.025	-32.36	0.442	-149.06
2.8 GHz	0.890	162.74	3.40	36.03	0.025	-33.69	0.450	-150.59
2.9 GHz	0.891	161.10	3.28	33.78	0.024	-34.97	0.458	-152.12
3.0 GHz	0.891	159.46	3.17	31.55	0.024	-36.20	0.465	-153.65
3.2 GHz	0.892	156.21	2.97	27.12	0.023	-38.51	0.479	-156.72
3.4 GHz	0.893	152.96	2.79	22.73	0.022	-40.63	0.493	-159.80
3.6 GHz	0.893	149.69	2.64	18.38	0.022	-42.52	0.505	-162.90
3.8 GHz	0.894	146.38	2.50	14.05	0.021	-44.17	0.517	-166.03
4.0 GHz	0.894	143.03	2.38	9.72	0.020	-45.56	0.527	-169.19
4.2 GHz	0.894	139.61	2.28	5.40	0.019	-46.67	0.537	-172.39
4.4 GHz	0.895	136.11	2.18	1.07	0.019	-47.46	0.546	-175.64
4.6 GHz	0.895	132.53	2.09	-3.29	0.018	-47.90	0.554	-178.95
4.8 GHz	0.895	128.85	2.01	-7.68	0.017	-47.96	0.561	177.69
5.0 GHz	0.895	125.06	1.94	-12.10	0.017	-47.61	0.568	174.25
5.2 GHz	0.895	121.15	1.88	-16.58	0.016	-46.84	0.573	170.72
5.4 GHz	0.895	117.11	1.82	-21.12	0.016	-45.67	0.578	167.10
5.6 GHz	0.895	112.94	1.77	-25.73	0.015	-44.12	0.582	163.38
5.8 GHz	0.895	108.62	1.72	-30.42	0.015	-42.30	0.586	159.54
6.0 GHz	0.895	104.15	1.68	-35.20	0.015	-40.33	0.589	155.56

Download this s-parameter file in ".s2p" format at http://www.cree.com/products/wireless_s-parameters.asp

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Package S-Parameters for CGH40010
(Small Signal, V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 200 mA, angle in degrees)

Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
500 MHz	0.911	-130.62	18.41	105.41	0.022	19.44	0.303	-112.24
600 MHz	0.906	-139.65	15.80	99.47	0.023	14.31	0.299	-119.83
700 MHz	0.902	-146.70	13.80	94.50	0.023	10.17	0.298	-125.50
800 MHz	0.899	-152.41	12.22	90.19	0.023	6.68	0.299	-129.85
900 MHz	0.898	-157.17	10.96	86.34	0.024	3.67	0.302	-133.28
1.0 GHz	0.896	-161.24	9.92	82.82	0.024	0.99	0.305	-136.05
1.1 GHz	0.896	-164.79	9.06	79.56	0.024	-1.41	0.309	-138.34
1.2 GHz	0.895	-167.95	8.33	76.49	0.024	-3.62	0.314	-140.30
1.3 GHz	0.895	-170.80	7.70	73.57	0.023	-5.66	0.320	-142.01
1.4 GHz	0.894	-173.41	7.17	70.78	0.023	-7.56	0.326	-143.54
1.5 GHz	0.894	-175.82	6.70	68.08	0.023	-9.35	0.332	-144.94
1.6 GHz	0.894	-178.09	6.28	65.47	0.023	-11.05	0.338	-146.24
1.7 GHz	0.894	179.78	5.92	62.92	0.023	-12.66	0.345	-147.48
1.8 GHz	0.894	177.75	5.59	60.43	0.023	-14.19	0.352	-148.68
1.9 GHz	0.894	175.81	5.30	57.99	0.023	-15.65	0.358	-149.84
2.0 GHz	0.894	173.94	5.04	55.59	0.022	-17.05	0.365	-150.99
2.1 GHz	0.894	172.13	4.80	53.23	0.022	-18.39	0.372	-152.12
2.2 GHz	0.894	170.37	4.58	50.91	0.022	-19.67	0.379	-153.26
2.3 GHz	0.895	168.65	4.38	48.61	0.022	-20.90	0.386	-154.39
2.4 GHz	0.895	166.96	4.20	46.33	0.021	-22.08	0.393	-155.54
2.5 GHz	0.895	165.30	4.03	44.08	0.021	-23.20	0.400	-156.69
2.6 GHz	0.895	163.66	3.88	41.84	0.021	-24.27	0.407	-157.85
2.7 GHz	0.895	162.04	3.74	39.63	0.021	-25.28	0.414	-159.03
2.8 GHz	0.895	160.43	3.60	37.43	0.020	-26.25	0.420	-160.22
2.9 GHz	0.896	158.83	3.48	35.24	0.020	-27.16	0.427	-161.42
3.0 GHz	0.896	157.24	3.37	33.06	0.020	-28.02	0.433	-162.64
3.2 GHz	0.896	154.06	3.16	28.74	0.019	-29.57	0.446	-165.13
3.4 GHz	0.896	150.87	2.98	24.44	0.019	-30.88	0.457	-167.69
3.6 GHz	0.896	147.66	2.82	20.16	0.018	-31.95	0.468	-170.31
3.8 GHz	0.897	144.41	2.68	15.89	0.018	-32.76	0.478	-173.00
4.0 GHz	0.897	141.10	2.56	11.61	0.017	-33.30	0.488	-175.77
4.2 GHz	0.897	137.72	2.45	7.33	0.017	-33.55	0.497	-178.61
4.4 GHz	0.897	134.26	2.35	3.03	0.017	-33.50	0.505	178.47
4.6 GHz	0.897	130.71	2.26	-1.31	0.016	-33.18	0.512	175.46
4.8 GHz	0.896	127.06	2.17	-5.68	0.016	-32.58	0.518	172.36
5.0 GHz	0.896	123.30	2.10	-10.09	0.016	-31.74	0.524	169.16
5.2 GHz	0.896	119.42	2.04	-14.57	0.016	-30.72	0.529	165.86
5.4 GHz	0.896	115.41	1.98	-19.10	0.016	-29.60	0.534	162.44
5.6 GHz	0.896	111.26	1.92	-23.71	0.016	-28.46	0.537	158.89
5.8 GHz	0.895	106.97	1.87	-28.40	0.017	-27.41	0.540	155.20
6.0 GHz	0.895	102.53	1.82	-33.19	0.017	-26.54	0.543	151.36

Download this s-parameter file in ".s2p" format at http://www.cree.com/products/wireless_s-parameters.asp

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Typical Package S-Parameters for CGH40010
(Small Signal, V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 500 mA, angle in degrees)

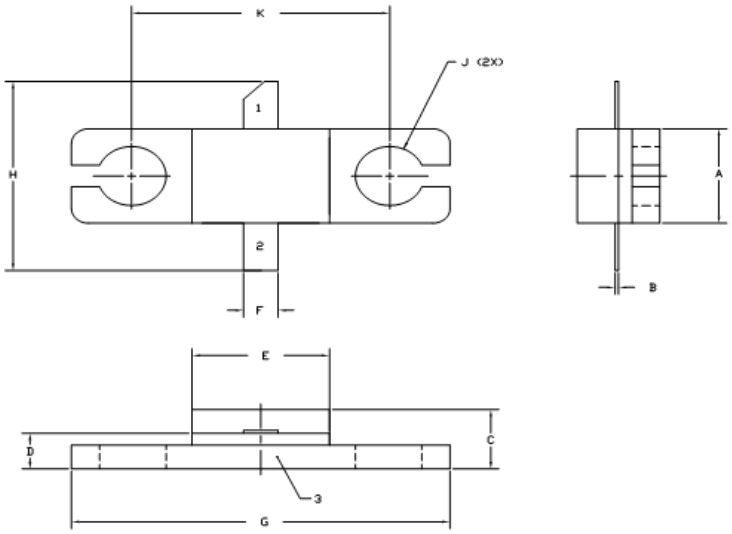
Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
500 MHz	0.914	-135.02	18.58	103.70	0.020	18.36	0.300	-126.80
600 MHz	0.909	-143.57	15.88	98.05	0.020	13.67	0.302	-133.51
700 MHz	0.906	-150.23	13.83	93.33	0.021	9.90	0.304	-138.40
800 MHz	0.904	-155.61	12.23	89.23	0.021	6.77	0.307	-142.08
900 MHz	0.903	-160.09	10.95	85.56	0.021	4.08	0.311	-144.94
1.0 GHz	0.902	-163.93	9.91	82.21	0.021	1.71	0.314	-147.23
1.1 GHz	0.901	-167.29	9.04	79.09	0.021	-0.41	0.319	-149.10
1.2 GHz	0.901	-170.29	8.31	76.15	0.021	-2.35	0.323	-150.69
1.3 GHz	0.900	-173.00	7.69	73.35	0.021	-4.12	0.328	-152.07
1.4 GHz	0.900	-175.50	7.15	70.66	0.021	-5.78	0.333	-153.29
1.5 GHz	0.900	-177.81	6.69	68.07	0.021	-7.32	0.338	-154.41
1.6 GHz	0.900	-179.98	6.27	65.54	0.021	-8.77	0.344	-155.44
1.7 GHz	0.900	177.96	5.91	63.08	0.020	-10.15	0.349	-156.43
1.8 GHz	0.899	176.00	5.59	60.67	0.020	-11.45	0.355	-157.38
1.9 GHz	0.899	174.12	5.30	58.30	0.020	-12.68	0.361	-158.30
2.0 GHz	0.899	172.31	5.04	55.97	0.020	-13.85	0.366	-159.22
2.1 GHz	0.899	170.54	4.80	53.67	0.020	-14.96	0.372	-160.14
2.2 GHz	0.900	168.83	4.58	51.40	0.020	-16.01	0.378	-161.06
2.3 GHz	0.900	167.15	4.39	49.16	0.019	-17.01	0.384	-161.99
2.4 GHz	0.900	165.49	4.21	46.94	0.019	-17.95	0.390	-162.93
2.5 GHz	0.900	163.87	4.04	44.73	0.019	-18.85	0.396	-163.88
2.6 GHz	0.900	162.26	3.89	42.54	0.019	-19.69	0.402	-164.86
2.7 GHz	0.900	160.66	3.75	40.37	0.019	-20.48	0.407	-165.85
2.8 GHz	0.900	159.08	3.62	38.21	0.019	-21.21	0.413	-166.86
2.9 GHz	0.900	157.51	3.50	36.05	0.018	-21.89	0.418	-167.89
3.0 GHz	0.900	155.93	3.39	33.91	0.018	-22.52	0.424	-168.95
3.2 GHz	0.900	152.79	3.18	29.65	0.018	-23.61	0.435	-171.12
3.4 GHz	0.900	149.64	3.00	25.40	0.017	-24.48	0.445	-173.38
3.6 GHz	0.900	146.45	2.85	21.17	0.017	-25.11	0.454	-175.73
3.8 GHz	0.900	143.23	2.71	16.93	0.017	-25.51	0.463	-178.17
4.0 GHz	0.900	139.94	2.58	12.69	0.017	-25.67	0.471	179.30
4.2 GHz	0.900	136.58	2.47	8.43	0.016	-25.60	0.479	176.67
4.4 GHz	0.899	133.14	2.38	4.15	0.016	-25.32	0.486	173.94
4.6 GHz	0.899	129.61	2.29	-0.17	0.016	-24.85	0.492	171.12
4.8 GHz	0.899	125.97	2.21	-4.53	0.016	-24.24	0.498	168.18
5.0 GHz	0.898	122.23	2.13	-8.94	0.016	-23.54	0.503	165.13
5.2 GHz	0.898	118.36	2.07	-13.41	0.016	-22.80	0.507	161.96
5.4 GHz	0.898	114.36	2.01	-17.95	0.017	-22.11	0.511	158.66
5.6 GHz	0.897	110.22	1.95	-22.56	0.017	-21.54	0.514	155.22
5.8 GHz	0.897	105.94	1.90	-27.26	0.018	-21.16	0.517	151.63
6.0 GHz	0.897	101.51	1.86	-32.04	0.019	-21.04	0.519	147.87

Download this s-parameter file in ".s2p" format at http://www.cree.com/products/wireless_s-parameters.asp

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Product Dimensions CGH40010F (Package Type — 440166)



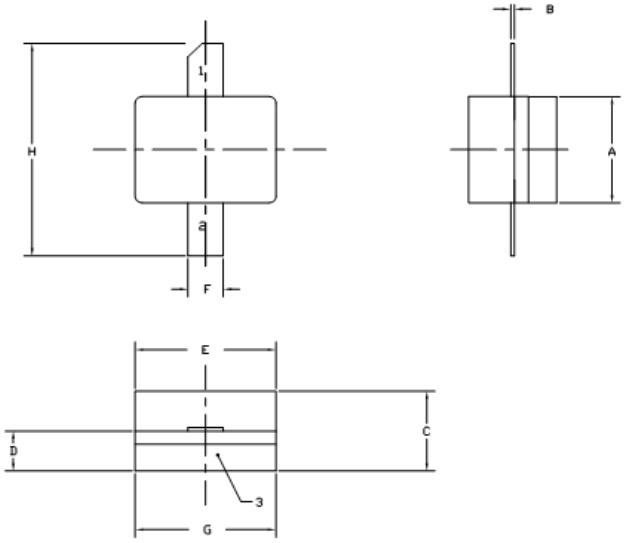
NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.004	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.43
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.545	0.555	13.84	14.09
H	0.280	0.360	7.11	9.14
J	ø .100		2.54	
K	0.375		9.53	

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

Product Dimensions CGH40010P (Package Type — 440196)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.003	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.17
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.195	0.205	4.95	5.21
H	0.280	0.360	7.11	9.14

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

Disclaimer

Specifications are subject to change without notice. Cree, Inc. believes the information contained within this data sheet to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree. Cree makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose. "Typical" parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. These values can and do vary in different applications and actual performance can vary over time. All operating parameters should be validated by customer's technical experts for each application. Cree products are not designed, intended or authorized for use as components in applications intended for surgical implant into the body or to support or sustain life, in applications in which the failure of the Cree product could result in personal injury or death or in applications for planning, construction, maintenance or direct operation of a nuclear facility.

For more information, please contact:

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
www.cree.com/wireless

Sarah Miller
Marketing & Export
Cree, RF Components
1.919.407.5302

Ryan Baker
Marketing
Cree, RF Components
1.919.407.7816

Tom Dekker
Sales Director
Cree, RF Components
1.919.407.5639

Copyright © 2006-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
Fax: +1.919.869.2733
www.cree.com/wireless

ANEXO 2: DATASHEET DO TRANSISTOR CRF24010

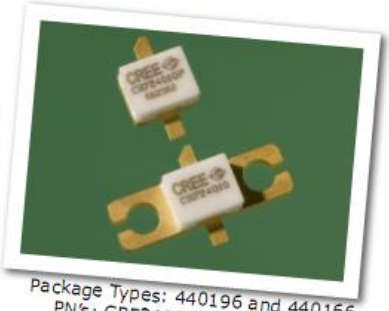
PRELIMINARY

CREE

CRF24010

10 W, SiC RF Power MESFET

Cree's CRF24010 is an unmatched silicon carbide (SiC) RF power Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor (MESFET). SiC has superior properties compared to silicon or gallium arsenide, including higher breakdown voltage, higher saturated electron drift velocity, and higher thermal conductivity. SiC MESFETs offer greater efficiency, greater power density, and wider bandwidths compared to Si and GaAs transistors.



Package Types: 440196 and 440166
PN's: CRF24010P and CRF24010F

FEATURES

- 15 dB Small Signal Gain
- High Efficiency
- 10 W minimum P_{1dB}
- Up to 2700 MHz Operation
- 48 V Operation
- High Breakdown Voltage
- High Temperature Operation

APPLICATIONS

- Wideband Military Communications
- Secure Comms for Homeland Defense
- Class A, A/B Amplifiers
- TDMA, EDGE, CDMA, W-CDMA
- Broadband Amplifiers
- MMDS

Typical Performance

RoHS COMPLIANT

- Drain Efficiency of 45% at 1950 MHz
- IMD -31 dBc at 1950 MHz
- 15 dB Gain at 1950 MHz

Note: Measured in amplifier circuit CRF24010-TB at V_{DS} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA.

Rev 1.8 – August 2007

Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25°C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units
Drain-source Voltage	V_{DSS}	120	Volts
Gate to source Voltage	V_{GS}	-20, +3	Volts
Storage Temperature	T_{STG}	-55, +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	255	°C
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	5.6	°C/W
Soldering Temperature	T_S	225	°C

Electrical Characteristics (T_C = 25°C)

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	-12	-10	-	VDC	V_{DS} = 10 V, I_D = 0.5 mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-9	-	VDC	V_{DS} = 48 V, I_D = 400 mA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	1.2	1.5	1.8	A	V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0 V
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)DSS}$	100	-	-	VDC	V_{GS} = 18, I_D = 10 mA
Forward Transconductance	g_m	140	160	-	mS	V_{DS} = 48 V, I_D = 250 mA
Case Operating Temperature	T_C	-30	-	125	°C	
Screw Torque[1]	T	-	-	60	in-oz	
RF Characteristics						
Gain	G_{ss}	13	15	-	dB	V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA, f = 1950 MHz
Power Output at 1 dB Compression	P_{1dB}	10	12	-	W	V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA, f = 1950 MHz
Power Output at 3 dB Compression	P_{3dB}	15	17	-	W	V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA, f = 1950 MHz
Drain Efficiency[2,3]	η	40	45	-	%	V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 250 mA, f = 1950 MHz P_{OUT} = P_{1dB}
Intermodulation Distortion	IMD_3	-	-31	-	dBc	V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 250 mA, f_1 = 1950 MHz, f_2 = 1950.1 MHz, P_{OUT} = 10W PEP
Minimum Noise Figure	NF_{min}	-	3.1	-	dB	V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA, f_1 = 1950 MHz
Output Mismatch Stress	VSWR	10 : 1	-	-	Ψ	No damage at all phase angles, V_{DD} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA, f = 1950 MHz, P_{OUT} = 10W CW
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C_{GS}	-	2.5	-	pF	V_{DS} = 48 V, V_{GS} = -16 V, f = 1 MHz
Output Capacitance	C_{DS}	-	1.9	-	pF	V_{DS} = 48 V, V_{GS} = -16 V, f = 1 MHz
Reverse Transfer Capacitance	C_{GD}	-	0.45	-	pF	V_{DS} = 48 V, V_{GS} = -16 V, f = 1 MHz

Notes:
[1] Torque for the 440166 package type.
[2] Drain Efficiency = P_{OUT} / P_{DC}
[3] Power Added Efficiency (PAE) = (P_{OUT} - P_{IN}) / P_{DC}

Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

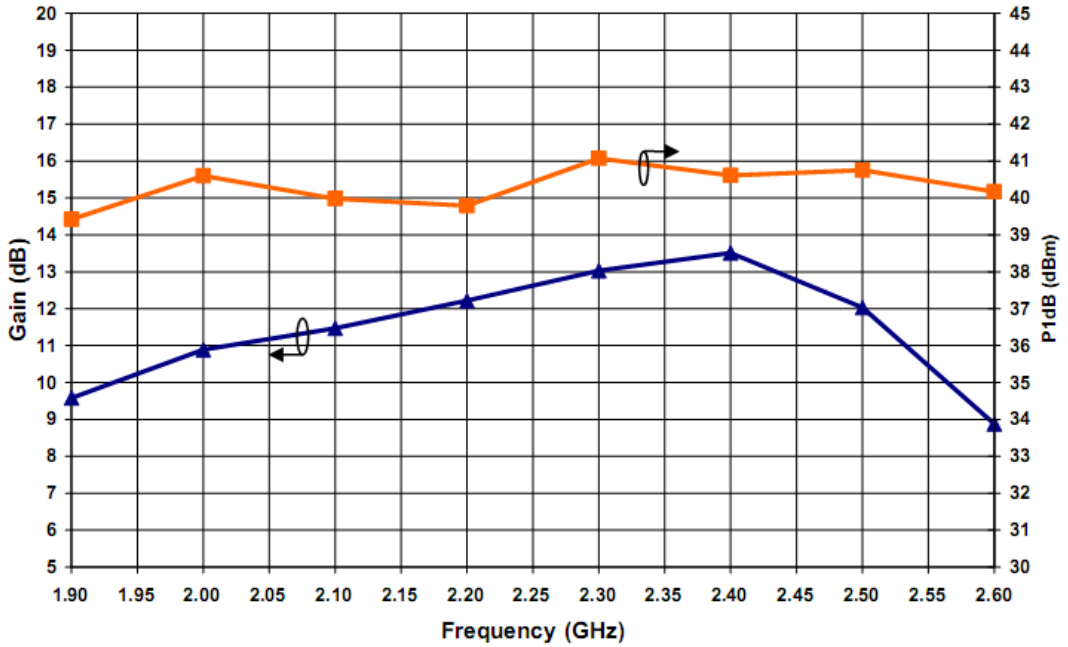
Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

Parameter	Symbol	Class	Test Methodology
Human Body Model	HBM	1B	JESD22-A114
Charge Device Model	CDM	C5	JESD22-C101

Broadband Performance (T_C = 25°C, V_{DS} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA in Flange Package)

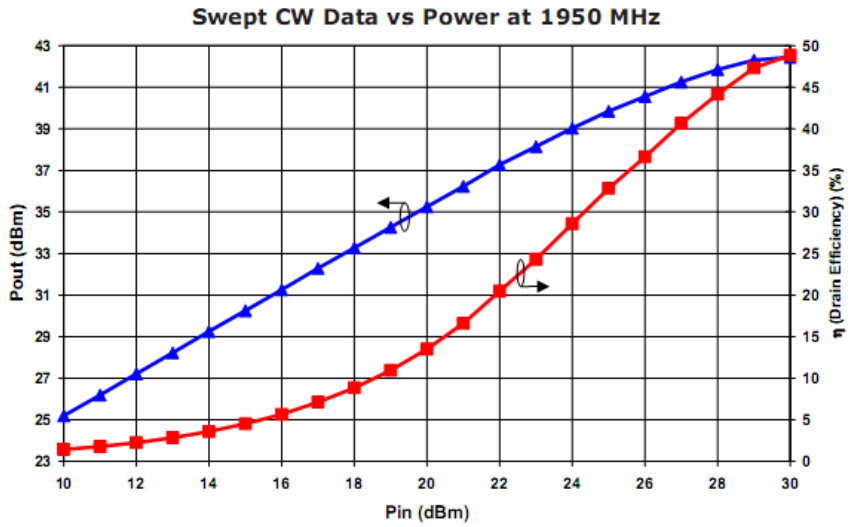
Swept P1dB and Gain for the CRF24010 in a Broadband Test Fixture

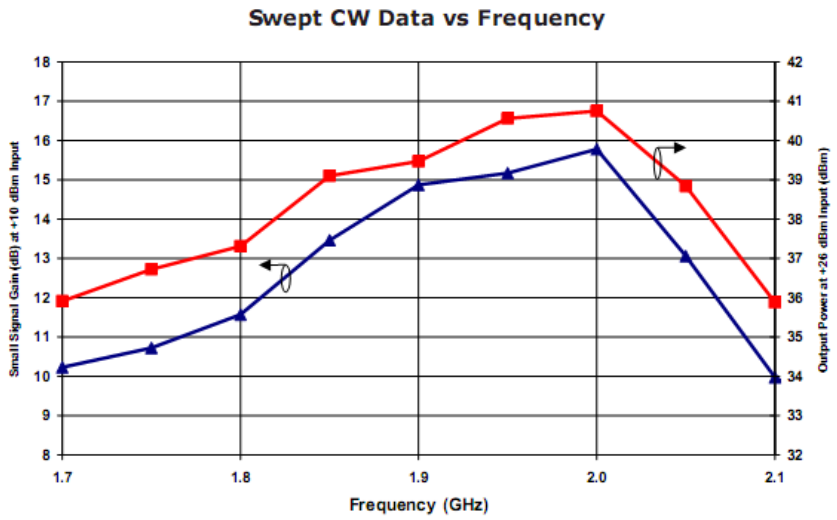


Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

Typical CRF24010-TB Performance (V_{DS} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA in the Flange Package)





Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

Typical Package S-Parameters
(Small Signal, V_{DS} = 48 V, I_{DQ} = 250 mA, magnitude / angle)

Frequency	S(1,1)	S(2,1)	S(1,2)	S(2,2)
100.0MHz	0.935 / -22.097	7.829 / 165.893	0.024 / 73.361	0.341 / -26.953
200.0MHz	0.920 / -42.676	7.370 / 152.734	0.045 / 62.187	0.356 / -50.854
300.0MHz	0.900 / -60.781	6.758 / 141.088	0.062 / 51.523	0.374 / -70.354
400.0MHz	0.881 / -76.139	6.110 / 131.067	0.074 / 42.232	0.392 / -85.633
500.0MHz	0.865 / -88.933	5.497 / 122.511	0.083 / 34.306	0.407 / -97.471
600.0MHz	0.852 / -99.537	4.950 / 115.167	0.090 / 27.540	0.420 / -106.682
700.0MHz	0.842 / -108.354	4.474 / 108.786	0.095 / 21.708	0.431 / -113.933
800.0MHz	0.834 / -115.739	4.064 / 103.160	0.098 / 16.614	0.441 / -119.725
900.0MHz	0.828 / -121.985	3.712 / 98.128	0.101 / 12.099	0.450 / -124.423
1.000GHz	0.824 / -127.324	3.408 / 93.564	0.103 / 8.043	0.458 / -128.294
1.100GHz	0.821 / -131.937	3.146 / 89.373	0.104 / 4.354	0.466 / -131.533
1.200GHz	0.819 / -135.963	2.917 / 85.485	0.105 / 0.962	0.473 / -134.284
1.300GHz	0.818 / -139.514	2.717 / 81.845	0.106 / -2.188	0.481 / -136.655
1.400GHz	0.818 / -142.674	2.541 / 78.410	0.107 / -5.136	0.488 / -138.729
1.500GHz	0.818 / -145.513	2.385 / 75.148	0.107 / -7.916	0.495 / -140.568
1.600GHz	0.818 / -148.084	2.246 / 72.032	0.107 / -10.553	0.502 / -142.219
1.700GHz	0.818 / -150.432	2.121 / 69.041	0.107 / -13.067	0.509 / -143.721
1.800GHz	0.819 / -152.591	2.009 / 66.159	0.108 / -15.476	0.516 / -145.104
1.900GHz	0.820 / -154.592	1.908 / 63.373	0.108 / -17.792	0.523 / -146.390
2.000GHz	0.821 / -156.457	1.816 / 60.670	0.108 / -20.028	0.530 / -147.598
2.100GHz	0.823 / -158.208	1.733 / 58.043	0.107 / -22.191	0.537 / -148.744
2.200GHz	0.824 / -159.860	1.657 / 55.482	0.107 / -24.290	0.544 / -149.838
2.300GHz	0.826 / -161.428	1.587 / 52.981	0.107 / -26.332	0.550 / -150.892
2.400GHz	0.824 / -162.924	1.523 / 50.536	0.107 / -28.322	0.557 / -151.911
2.500GHz	0.829 / -164.358	1.464 / 48.139	0.107 / -30.265	0.563 /-152.904
2.600GHz	0.831 / -165.738	1.410 / 45.789	0.107 / -32.166	0.569 / -153.875
2.700GHz	0.832 / -167.073	1.360 / 43.479	0.107 / -34.029	0.575 / -154.829
2.800GHz	0.834 / -168.368	1.314 / 41.208	0.106 / -35.856	0.581 / -155.768
2.900GHz	0.836 / -169.630	1.271 / 38.972	0.106 / -37.652	0.587 / -156.696
3.000GHz	0.837 / -170.865	1.231 / 36.767	0.106 / -39.418	0.592 / -157.616
3.100GHz	0.839 / -172.075	1.194 / 34.593	0.106 / -41.158	0.597 / -158.529
3.200GHz	0.841 / -173.266	1.160 / 32.446	0.106 / -42.874	0.602 / -159.437
3.300GHz	0.842 / -174.441	1.127 / 30.323	0.106 / -44.569	0.607 / -160.342
3.400GHz	0.844 / -175.604	1.098 / 28.223	0.106 / -46.244	0.612 / -161.246
3.500GHz	0.845 / -176.757	1.070 / 26.145	0.106 / -47.902	0.616 / -162.148
3.600GHz	0.846 / -177.904	1.044 / 24.085	0.106 / -49.544	0.621 / -163.051
3.700GHz	0.848 / -179.046	1.020 / 22.042	0.106 / -51.173	0.625 / -163.955
3.800GHz	0.849 / 179.813	0.997 / 20.014	0.106 / -52.790	0.628 / -164.862
3.900GHz	0.850 / 178.671	0.976 / 17.999	0.106 / -54.398	0.632 / -165.772
4.000GHz	0.852 / 177.526	0.957 / 15.996	0.106 / -55.998	0.635 / -166.687

Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

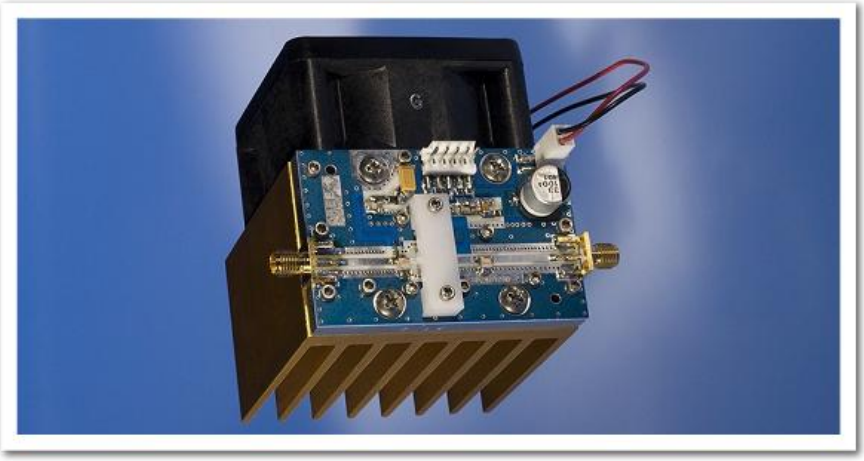
Typical Package S-Parameters
(Small Signal, V_{DS} = 48 V, I_{DQ} = 500 mA, magnitude / angle)

Frequency	S(1,1)	S(2,1)	S(1,2)	S(2,2)
100.0MHz	0.933 / -24.697	9.470 / 164.826	0.022 / 72.184	0.281 / -34.171
200.0MHz	0.917 / -47.336	8.814 / 150.896	0.041 / 60.244	0.311 / -62.220
300.0MHz	0.898 / -66.755	7.970 / 138.866	0.055 / 49.176	0.344 / -83.098
400.0MHz	0.881 / -82.780	7.113 / 128.773	0.066 / 39.787	0.372 / -98.337
500.0MHz	0.867 / -95.802	6.332 / 120.339	0.073 / 31.953	0.394 / -109.583
600.0MHz	0.856 / -106.375	5.654 / 113.216	0.078 / 25.378	0.411 / -118.050
700.0MHz	0.847 / -115.027	5.079 / 107.100	0.082 / 19.781	0.425 / -124.563
800.0MHz	0.841 / -122.187	4.592 / 101.752	0.084 / 14.932	0.436 / -129.678
900.0MHz	0.837 / -128.190	4.179 / 96.993	0.086 / 10.659	0.445 / -133.774
1.000GHz	0.834 / -133.288	3.828 / 92.961	0.088 / 6.834	0.454 / -137.115
1.100GHz	0.831 / -137.674	3.526 / 88.750	0.089 / 3.362	0.462 / -139.886
1.200GHz	0.830 / -141.491	3.266 / 85.096	0.090 / 0.172	0.469 / -142.221
1.300GHz	0.829 / -144.852	3.039 / 81.675	0.090 / -2.790	0.475 / -144.221
1.400GHz	0.829 / -147.841	2.840 / 78.445	0.091 / -5.564	0.482 / -145.960
1.500GHz	0.828 / -150.526	2.665 / 75.375	0.091 / -8.183	0.488 / -147.492
1.600GHz	0.829 / -152.959	2.509 / 72.440	0.091 / -10.671	0.495 / -148.863
1.700GHz	0.829 / -155.183	2.370 / 69.618	0.091 / -13.047	0.501 / -150.104
1.800GHz	0.830 / -157.231	2.246 / 66.896	0.091 / -15.328	0.507 / -151.244
1.900GHz	0.830 / -159.132	2.133 / 64.258	0.091 / -17.526	0.513 / -152.301
2.000GHz	0.831 / -160.907	2.032 / 61.696	0.091 / -19.652	0.519 / -153.294
2.100GHz	0.832 / -162.576	1.940 / 59.200	0.091 / -21.714	0.525 / -154.235
2.200GHz	0.833 / -164.155	1.855 / 56.763	0.091 / -23.720	0.530 / -155.136
2.300GHz	0.834 / -165.657	1.778 / 54.379	0.091 / -25.676	0.536 / -156.004
2.400GHz	0.836 / -167.092	1.708 / 52.042	0.091 / -27.587	0.542 / -156.847
2.500GHz	0.837 / -168.471	1.643 / 49.748	0.091 / -29.458	0.547 / -157.670
2.600GHz	0.838 / -169.802	1.583 / 47.492	0.091 / -31.294	0.552 / -158.479
2.700GHz	0.839 / -171.093	1.528 / 45.273	0.091 / -33.096	0.558 / -159.277
2.800GHz	0.840 / -172.348	1.477 / 43.085	0.091 / -34.870	0.563 / -160.067
2.900GHz	0.842 / -173.575	1.430 / 40.926	0.091 / -36.616	0.568 / -160.852
3.000GHz	0.843 / -174.777	1.386 / 38.795	0.091 / -38.340	0.572 / -161.634
3.100GHz	0.844 / -175.960	1.346 / 36.687	0.091 / -40.041	0.577 / -162.415
3.200GHz	0.845 / -177.126	1.308 / 34.602	0.091 / -41.724	0.581 / -163.197
3.300GHz	0.846 / -178.281	1.273 / 32.537	0.091 / -43.390	0.586 / -163.981
3.400GHz	0.848 / -179.426	1.240 / 30.490	0.091 / -45.041	0.590 / -164.768
3.500GHz	0.849 / 179.435	1.210 / 28.259	0.091 / -46.679	0.594 / -165.559
3.600GHz	0.850 / 178.299	1.181 / 26.443	0.091 / -48.306	0.597 / -166.355
3.700GHz	0.851 / 177.164	1.155 / 24.440	0.091 / -49.924	0.601 / -167.157
3.800GHz	0.852 / 176.027	1.130 / 22.447	0.091 / -51.534	0.604 / -167.96
3.900GHz	0.853 / 174.886	1.107 / 20.464	0.091 / -53.138	0.607 / -168.783
4.000GHz	0.853 / 173.738	1.086 / 18.489	0.091 / -54.738	0.610 / -169.607

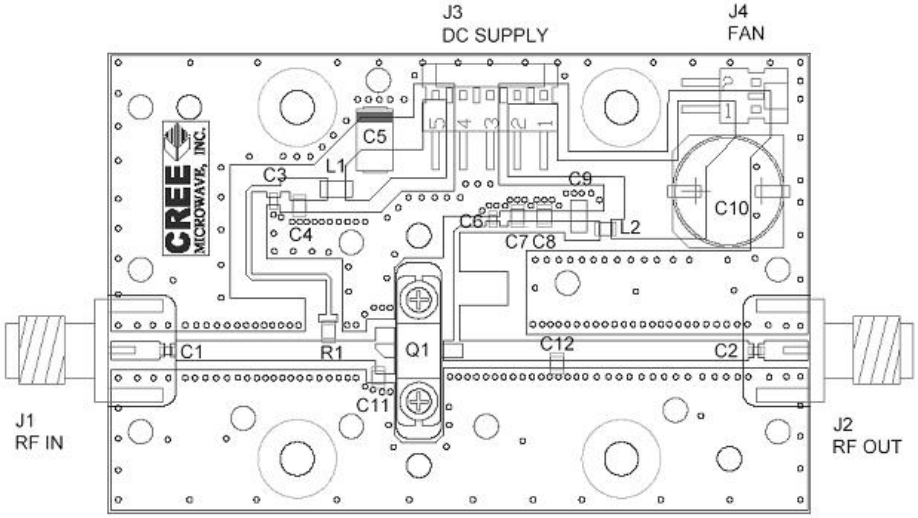
Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

CRF24010-TB Demonstration Test Fixture



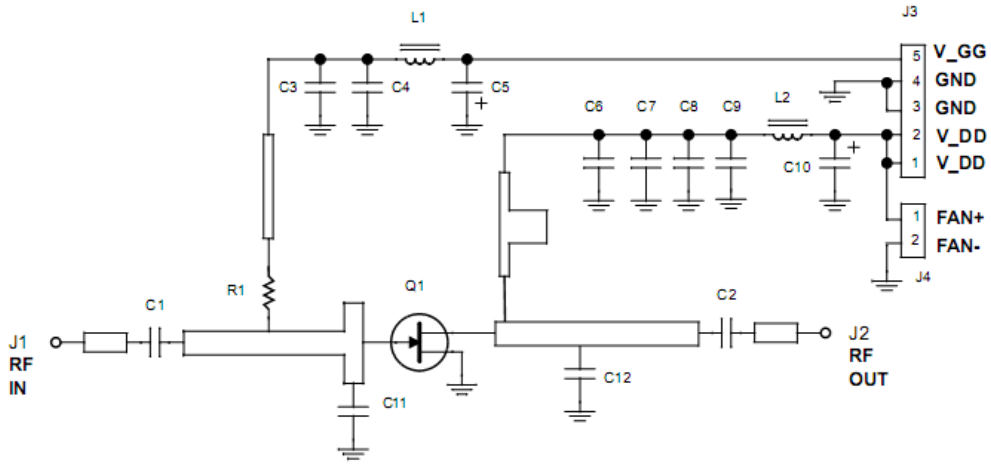
CRF24010-TB Demonstration Test Fixture Diagram



Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

CRF24010-TB Demonstration Test Fixture Schematic



CRF24010-TB Demonstration Test Fixture Bill of Materials

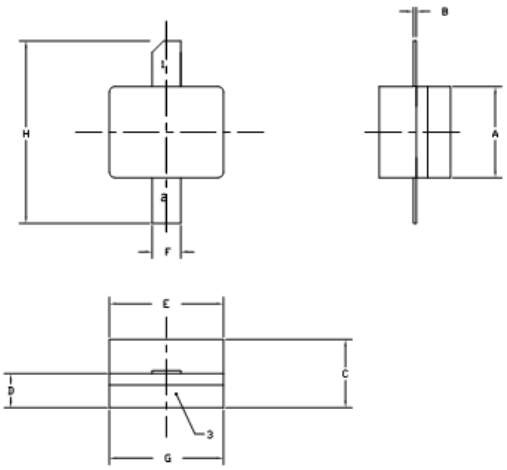
Designator	Description	Qty
C1,C2,C3,C6	CAP, 27pF, 100V, ATC12061C104MAT2A	4
C4	CAP, 0.1uF, 25V, 0805, CERAMIC	1
C5	CAP, 10uF, 25V, TANTALUM	1
C7	CAP, 2.2nF, 100V, AVX08051C222MAT2A	1
C8	CAP, 10nF, 100V, 0805, CERAMIC	1
C9	CAP, 0.1uF, 100V, 1206 CERAMIC	1
C10	CAP, 33uF, 100V, ALUMINUM ELECTROLYTIC	1
C11	CAP, 3.9pF, 150V, PORCELAIN, ATC-100B3R9OBW500X	1
C12	CAP, 2.4pF, 150V, PORCELAIN, ATC-100B2R4OBW500X	1
R1	RES, 39 OHM, 0.1W, 0805	1
L1	FERRITE, 80 OHM, STEWARD HI1206K101R	1
L2	FERRITE, MURATA BLM21P220SG	1
J1,J2	CONNECTOR, SMA, FLANGE MOUNT, FEMALE	2
J3	CONNECTOR, MOLEX, 5-PIN, MALE	1
J4	CONNECTOR, MOLEX, 2-PIN, MALE	1
Q1	CRF24010	1

Note: Some values may differ due to substitution in the event of temporarily unavailable parts.

Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

Product Dimensions - CRF24010P (Package Type — 440196)



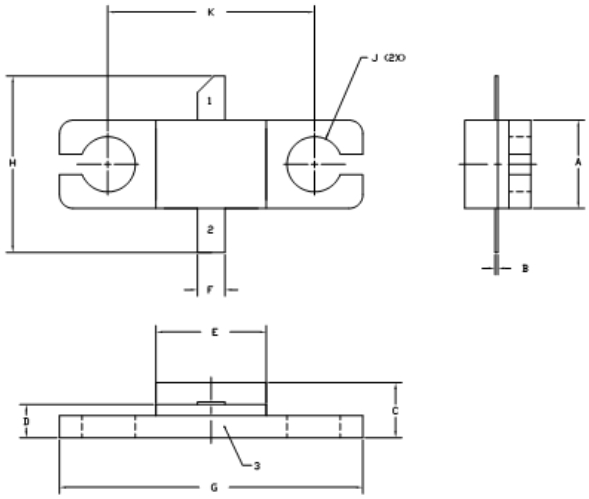
NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.009" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.003	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.17
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.195	0.205	4.95	5.21
H	0.280	0.360	7.112	9.114

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

Product Dimensions - CRF24010F (Package Type — 440166)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.009" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.004	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.43
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.545	0.555	13.84	14.09
H	0.280	0.360	7.87	8.38
J	ø .100		2.54	
K	0.375		9.53	

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

Disclaimer

Specifications are subject to change without notice. Cree, Inc. believes the information contained within this data sheet to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree. Cree makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose. "Typical" parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. These values can and do vary in different applications, and actual performance can vary over time. All operating parameters should be validated by customer's technical experts for each application. Cree products are not designed, intended, or authorized for use as components in applications intended for surgical implant into the body or to support or sustain life, in applications in which the failure of the Cree product could result in personal injury or death, or in applications for planning, construction, maintenance or direct operation of a nuclear facility. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

For more information, please contact:

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
www.cree.com/wireless

Ryan Baker
Cree, Marketing
919.287.7816

Tom Dekker
Cree, Sales Director
919.313.5639

Copyright © 2002-2007 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1.919.313.5300
www.cree.com/wireless

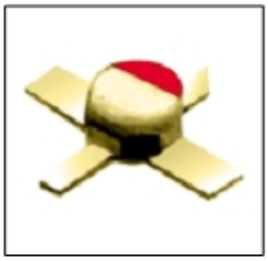
ANEXO 3: DATASHEET DO TRANSISTOR FHX04LG

FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

FEATURES

- Low Noise Figure: 0.75dB (Typ.)@f=12GHz (FHX04)
- High Associated Gain: 10.5dB (Typ.)@f=12GHz
- Lg ≤ 0.25µm, Wg = 200µm
- Gold Gate Metallization for High Reliability
- Cost Effective Ceramic Microstrip (SMT) Package
- Tape and Reel Packaging Available



DESCRIPTION

The FHX04LG, FHX05LG, FHX06LG is a High Electron Mobility Transistor(HEMT) intended for general purpose, low noise and high gain amplifiers in the 2-18GHz frequency range.The devices are packaged in cost effective, low parasitic, hermetically sealed metal-ceramic package for high volume telecommunication, TVRO, VSAT or other low noise applications.

Fujitsu's stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.

ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature Ta=25°C)

Item	Symbol	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	3.5	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-3.0	V
Total Power Dissipation	P_t*	180	mW
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +175	°C
Channel Temperature	T_{ch}	175	°C

*Note: Mounted on Al_2O_3 board (30 x 30 x 0.65mm)

Fujitsu recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain-source operating voltage (V_{DS}) should not exceed 2 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 0.2 and -0.05 mA respectively with gate resistance of 4000Ω.
3. The operating channel temperature (T_{ch}) should not exceed 80°C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature Ta=25°C)

Item		Symbol	Condition	Limit Min.	Limit Typ.	Limit Max.	Unit
Saturated Drain Current		I_{DSS}	V_{DS} = 2V, V_{GS} = 0V	15	30	60	mA
Transconductance		g_m	V_{DS} = 2V, I_{DS} =10mA	35	45	-	mS
Pinch-off Voltage		V_p	V_{DS} = 2V, I_{DS} =1mA	-0.2	-0.7	-1.5	V
Gate Source Breakdown Voltage		V_{GSO}	I_{GS} = -10µA	-3.0	-	-	V
Noise Figure	FHX04LG	NF	V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10mA, f = 12GHz	-	0.75	0.85	dB
Associated Gain	FHX04LG	G_{as}		9.5	10.5	-	dB
Noise Figure	FHX05LG	NF		-	0.9	1.1	dB
Associated Gain	FHX05LG	G_{as}		9.5	10.5	-	dB
Noise Figure	FHX06LG	NF		-	1.1	1.35	dB
Associated Gain	FHX06LG	G_{as}		9.5	10.5	-	dB
Thermal Resistance		R_{th}	Channel to Case	-	300	400	°C/W

AVAILABLE CASE STYLES: LG

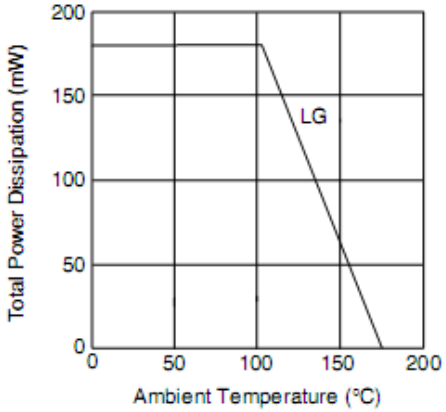
Note: RF parameters are measured on a sample basis as follows:

Lot qty.			Sample qty.	Accept/Reject
1200	or	less	125	(0,1)
1201	to	3200	200	(0,1)
3201	to	10000	315	(1,2)
10001	or	over	500	(1,2)

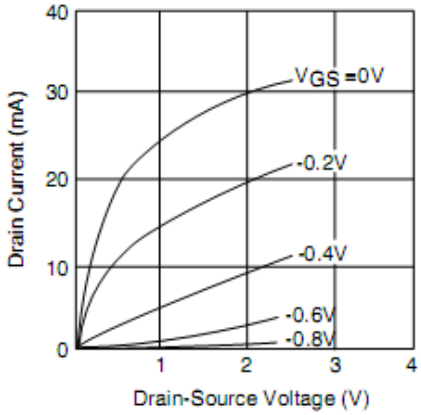
FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

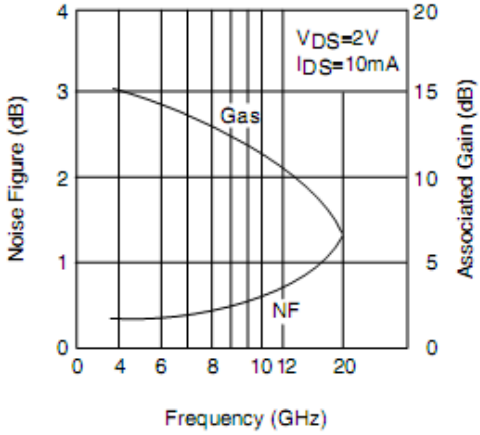
POWER DERATING CURVE



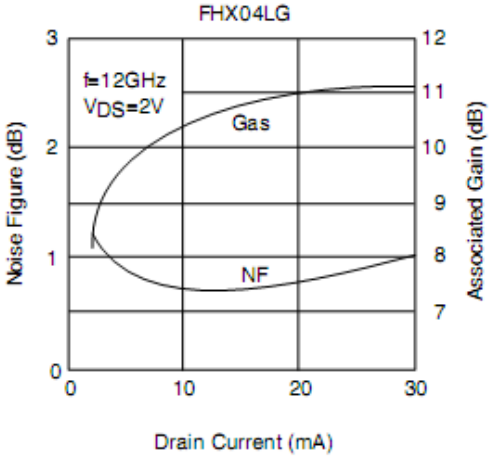
DRAIN CURRENT vs. DRAIN-SOURCE VOLTAGE



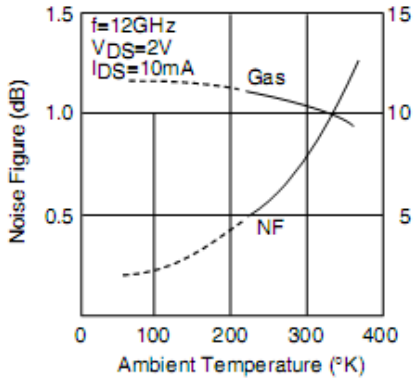
NF & Gas vs. FREQUENCY
FHX04LG



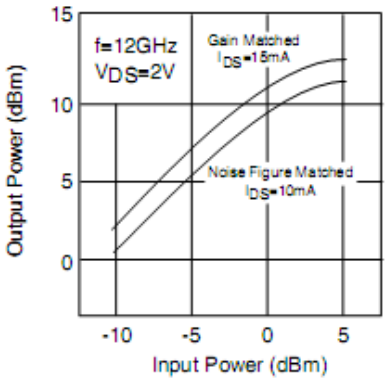
NF & Gas vs. I_{DS}
FHX04LG



NF & Gas vs. TEMPERATURE
FHX04LG



OUTPUT POWER vs. INPUT POWER

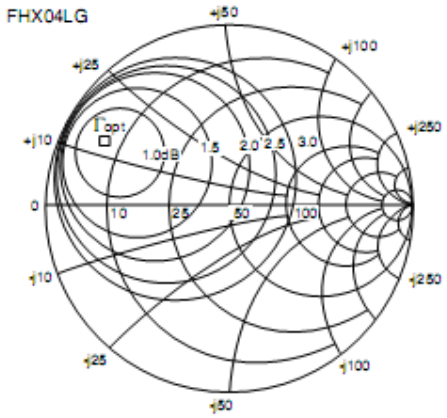


FUJITSU

FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

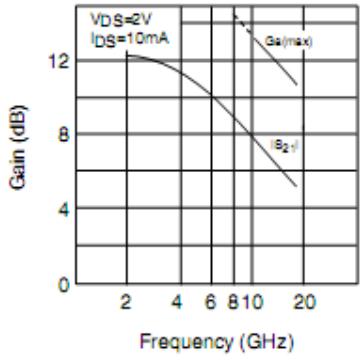
TYPICAL NOISE FIGURE CIRCLE



f=12GHz
V_{DS}=2V
I_{DS}=10mA

Γopt=0.72∠152°
Rn/50=0.04
NFmin=0.75dB

Ga(max) AND $|S_{21}|$ vs. FREQUENCY
FHX04LG



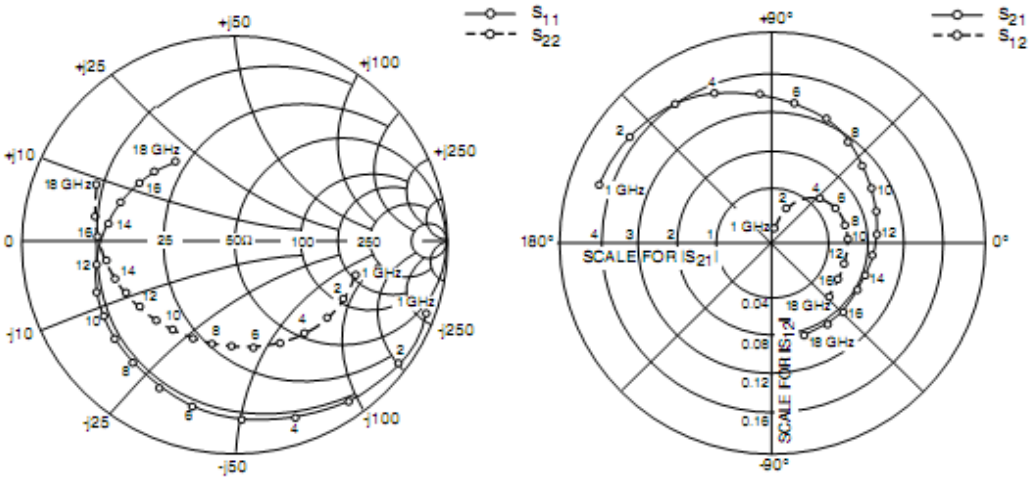
NOISE PARAMETERS
FHX04LG
V_{DS}=2V, I_{DS}=10MA

Freq. (GHz)	Γopt (MAG)	Γopt (ANG)	NFmin (dB)	Rn/50
2.0	0.99	29.0	0.33	0.43
4.0	0.97	53.0	0.35	0.30
6.0	0.93	77.0	0.45	0.20
8.0	0.87	101.0	0.55	0.12
10.0	0.80	127.0	0.66	0.07
12.0	0.72	152.0	0.75	0.04
14.0	0.63	178.0	0.88	0.03
16.0	0.53	-156.0	1.05	0.05
18.0	0.42	-129.0	1.30	0.09

FUJITSU

FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT



S-PARAMETERS
FHX04LG
V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22	
(GHZ)	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1.0	0.990	-19.3	4.232	162.1	0.016	75.1	0.576	-14.3
2.0	0.965	-37.5	4.115	144.1	0.030	64.8	0.563	-28.1
3.0	0.928	-55.2	3.923	127.4	0.042	53.3	0.546	-41.2
4.0	0.886	-72.1	3.737	110.9	0.052	41.9	0.525	-54.4
5.0	0.844	-88.3	3.518	95.6	0.059	32.2	0.505	-67.6
6.0	0.804	-103.4	3.302	80.8	0.063	23.9	0.489	-80.7
7.0	0.771	-117.4	3.090	66.4	0.066	16.6	0.484	-93.0
8.0	0.741	-129.6	2.876	53.1	0.065	11.5	0.487	-104.5
9.0	0.717	-140.3	2.703	40.7	0.066	4.9	0.497	-115.1
10.0	0.695	-150.8	2.592	28.6	0.065	-0.3	0.503	-124.9
11.0	0.675	-161.2	2.476	16.4	0.064	-3.0	0.517	-135.7
12.0	0.650	-171.5	2.374	4.2	0.064	-6.4	0.534	-145.8
13.0	0.630	178.9	2.277	-7.8	0.063	-9.3	0.552	-156.1
14.0	0.607	170.2	2.176	-19.1	0.064	-12.5	0.585	-164.6
15.0	0.585	161.8	2.144	-30.7	0.065	-16.4	0.617	-171.7
16.0	0.557	151.8	2.151	-43.2	0.066	-22.2	0.642	177.8
17.0	0.522	140.9	2.142	-56.9	0.067	-29.4	0.673	169.5
18.0	0.480	128.4	2.136	-71.2	0.068	-39.2	0.694	159.7

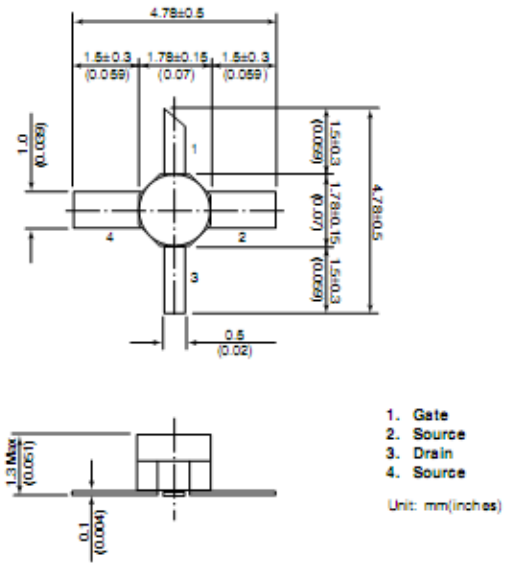
Download S-Parameters, click here

FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

Case Style "LG"

Metal-Ceramic Hermetic Package



For further information please contact:

FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.
2355 Zanker Rd.
San Jose, CA 95131-1138, U.S.A.
Phone: (408) 232-9500
FAX: (408) 428-9111
www.fcsi.fujitsu.com

FUJITSU MICROELECTRONICS EUROPE, GmbH
Quantum Devices Division
Network House
Norreys Drive
Maidenhead, Berkshire SL6 4FJ
Phone:+44 (0)1628 504800
FAX:+44 (0)1628 504888

CAUTION

Fujitsu Compound Semiconductor Products contain **gallium arsenide (GaAs)** which can be hazardous to the human body and the environment. For safety, observe the following procedures:

- Do not put these products into the mouth.
- Do not alter the form of this product into a gas, powder, or liquid through burning, crushing, or chemical processing as these by-products are dangerous to the human body if inhaled, ingested, or swallowed.
- Observe government laws and company regulations when discarding this product. This product must be discarded in accordance with methods specified by applicable hazardous waste procedures.

Fujitsu Limited reserves the right to change products and specifications without notice.
The information does not convey any license under rights of Fujitsu Limited or others.

© 1998 FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.
Printed in U.S.A. FCSI0598M200

FUJITSU

ANEXO 4: DATASHEET DO TRANSISTOR NE76038

NEC

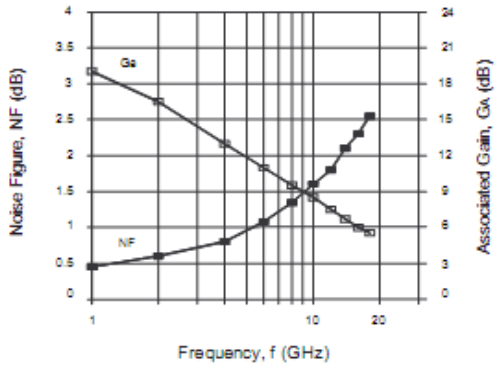
LOW NOISE L TO Ku-BAND GaAs MESFET

NE76038

FEATURES

- **LOW NOISE FIGURE:** 1.8 dB typical at 12 GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN:** 7.5 dB typical at 12 GHz
- **L_G = 0.3 µm, W_G = 280 µm**
- **LOW COST PLASTIC PACKAGING**
- **TAPE & REEL PACKAGING OPTION AVAILABLE**

NOISE FIGURE & ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY
V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA



DESCRIPTION

NE76038 is a high performance gallium arsenide metal semiconductor field effect transistor housed in a plastic package. Its low noise figure makes this device appropriate for use in the second or third stages of low noise amplifiers operating in the 1 - 14 GHz frequency range. The device is fabricated using ion implantation for improved RF and DC performance, reliability, and uniformity. These devices feature a recessed 0.3 micron gate and triple epitaxial technology.

NEC's stringent quality assurance and test procedures ensure the highest reliability and performance.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE76038 38		
SYMBOLS	**PARAMETERS AND CONDITIONS**	**UNITS**	**MIN**	**TYP**	**MAX**
NF_{OPT}[1]	Optimum Noise Figure at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA f = 4 GHz f = 12 GHz	 dB dB		 0.8 1.8	 1.2
G_A	Associated Gain at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA f = 4 GHz f = 12 GHz	 dB dB	 12.0	 13.0 7.5	
I_{DSS}	Saturated Drain Current at V_{DS} = 3 V, V_{GS} = 0 V	mA	15	30	50
V_P	Pinch-off Voltage at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 0.1 mA	V	-3.0	-0.8	-0.5
g_m	Transconductance at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA	mS	30	40	70
I_{GSO}	Gate to Source Leakage Current at V_{GS} = -3 V	µA			10

Note:
1. Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening test with the fixture tuned for the "generic" type but not for each specimen.

This datasheet has been downloaded from http://www.digchip.com at this page

NE76038

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS[1] (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{DS}	Drain to Source Voltage	V	5
V_{GD}	Gate to Drain Voltage	V	-5
V_{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3
I_{DS}	Drain Current	mA	I_{DSS}
P_{IN}	RF Input (CW)	dBm	+15
T_{CH}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +150
P_T	Total Power Dissipation	mW	240
R_{TH}[2, 3]	Thermal Resistance	°C/W	1250

Notes:
1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. R_{TH} for plastic package mounted on glass epoxy substrate is 965°C/W.
3. R_{TH} for chip mounted on copper heat sink is 190°C/W.

TYPICAL NOISE PARAMETERS (T_A = 25°C)

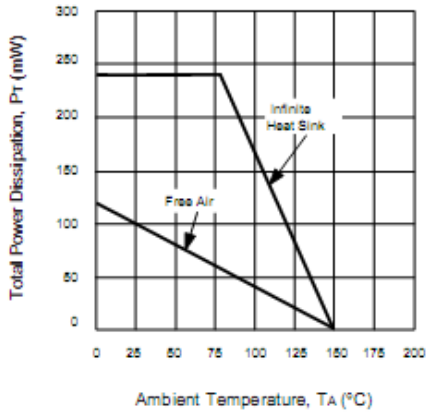
V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA

FREQ. (GHz)	NF_{OPT} (dB)	G_A (dB)	Γ_{OPT}		Rn/50
			MAG	ANG[1]	
0.5	0.40	21.67	0.84	5	0.79
1.0	0.45	20.01	0.82	10	0.75
2.0	0.60	18.88	0.76	28	0.70
4.0	0.80	15.53	0.66	58	0.61
6.0	1.10	13.24	0.55	101	0.50
8.0	1.35	11.32	0.50	152	0.40
10.0	1.60	9.49	0.48	-166	0.31
12.0	1.80	8.15	0.54	-130	0.25
14.0	2.10	7.11	0.63	-105	0.20
16.0	2.30	6.54	0.70	-87	0.15
18.0	2.55	5.68	0.77	-75	0.12

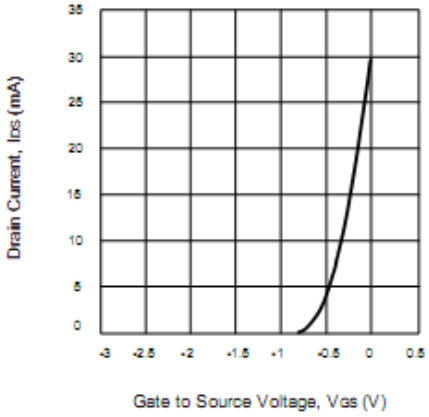
Note:
1. Γ_{OPT} is referenced to the bend of the lead, as shown on back page.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

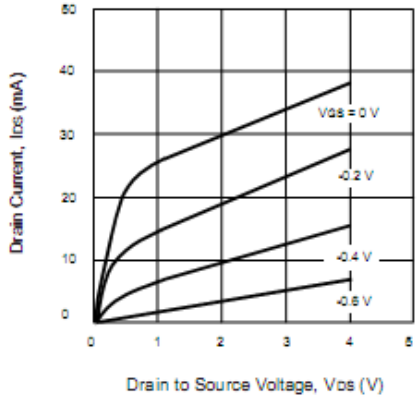
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



DRAIN CURRENT vs. GATE TO SOURCE VOLTAGE V_{DS} = 3 V



DRAIN CURRENT vs. DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



TYPICAL SCATTERING PARAMETERS[1] (T_A = 25°C)

V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA

FREQUENCY	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		K	MAG[2]
(GHz)	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.1	0.99	-2	3.29	178	0.006	101	0.63	-2	0.174	27.390
0.5	0.99	-9	3.29	171	0.013	82	0.63	-6	0.183	24.033
1.0	0.99	-17	3.25	163	0.02	78	0.62	-12	0.127	22.109
1.5	0.97	-25	3.25	155	0.03	71	0.61	-18	0.249	20.348
2.0	0.95	-34	3.22	147	0.04	66	0.60	-24	0.297	19.058
3.0	0.90	-51	3.15	131	0.06	57	0.58	-35	0.392	17.202
4.0	0.84	-68	3.07	115	0.08	47	0.54	-46	0.500	15.840
5.0	0.77	-86	2.97	99	0.09	37	0.50	-58	0.638	15.185
6.0	0.70	-106	2.83	84	0.10	28	0.45	-70	0.763	14.518
7.0	0.64	-126	2.66	69	0.11	21	0.41	-81	0.866	13.835
8.0	0.61	-145	2.51	55	0.11	16	0.37	-92	0.981	13.583
9.0	0.58	-165	2.37	42	0.11	10	0.33	-104	1.116	11.264
10.0	0.57	175	2.21	27	0.11	7	0.30	-118	1.228	10.152
11.0	0.58	156	2.05	15	0.12	3	0.27	-136	1.217	9.514
12.0	0.60	139	1.87	2	0.12	-0	0.27	-157	1.282	8.737
13.0	0.64	125	1.72	-10	0.12	-1	0.27	-178	1.301	8.274
14.0	0.67	114	1.57	-20	0.12	-2	0.30	164	1.325	7.756
15.0	0.71	104	1.45	-32	0.13	-4	0.34	150	1.175	7.941
16.0	0.74	95	1.32	-41	0.13	-8	0.39	135	1.158	7.653
17.0	0.77	86	1.19	-52	0.13	-12	0.44	122	1.127	7.453
18.0	0.78	80	1.09	-61	0.14	-17	0.46	111	1.094	7.043

V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 30 mA

0.1	0.99	-2	4.36	178	0.004	94	0.57	-2	0.335	30.374
0.5	0.99	-10	4.36	171	0.011	82	0.57	-6	0.174	25.981
1.0	0.98	-19	4.30	161	0.02	78	0.57	-12	0.198	23.324
1.5	0.96	-28	4.27	153	0.03	72	0.56	-18	0.265	21.533
2.0	0.93	-37	4.19	144	0.04	67	0.55	-24	0.347	20.202
3.0	0.86	-56	4.02	127	0.05	58	0.52	-35	0.526	19.053
4.0	0.79	-74	3.83	111	0.07	49	0.48	-45	0.614	17.381
5.0	0.71	-93	3.62	95	0.08	41	0.44	-56	0.754	16.556
6.0	0.64	-114	3.37	80	0.08	35	0.39	-67	0.954	16.245
7.0	0.58	-134	3.13	66	0.09	29	0.35	-78	1.052	14.015
8.0	0.55	-154	2.91	52	0.09	26	0.32	-88	1.191	12.451
9.0	0.53	-173	2.71	39	0.10	22	0.29	-100	1.213	11.546
10.0	0.53	167	2.51	26	0.10	20	0.26	-114	1.324	10.587
11.0	0.55	149	2.31	14	0.11	16	0.23	-132	1.304	9.918
12.0	0.58	133	2.11	1	0.11	13	0.23	-155	1.362	9.237
13.0	0.63	120	1.94	-9	0.12	10	0.24	-178	1.259	9.023
14.0	0.66	110	1.77	-20	0.13	8	0.27	163	1.206	8.599
15.0	0.70	101	1.65	-31	0.14	3	0.31	149	1.083	8.955
16.0	0.73	92	1.50	-41	0.14	-2	0.36	134	1.078	8.600
17.0	0.76	84	1.35	-51	0.15	-7	0.41	121	1.007	9.034
18.0	0.78	78	1.23	-59	0.15	-12	0.45	110	1.006	8.680

Note:
1. S-Parameters are de-embedded to the bend of the lead as shown on back page.
2. Gain calculations:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left(K \pm \sqrt{K^2 - 1}\right).$$ When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, \quad K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\,|S_{12}S_{21}|}, \quad \Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain
MSG = Maximum Stable Gain

NE76038 NONLINEAR MODEL

FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS (1)

Parameters	Q1	Parameters	Q1
VTO	-0.73	RG	0
VTOSC	0	RD	0
ALPHA	4	RS	0
BETA	0.063	RGMET	0
GAMMA	0	KF	0
GAMMADC(2)	0.06	AF	1
Q	2.2	TNOM	27
DELTA	0.7	XTI	3
VBI	0.626	EG	1.43
IS	1.98e-11	VTOTC	0
N	1.4	BETATCE	0
RIS	0	FFE	1
RID	0		
TAU	3.2e-12		
CDS	0.11e-12		
RDB	Infinity		
CBS	0		
CGSO(3)	0.4e-12		
CGDO(4)	0.04e-12		
DELTA¹	0.3		
DELTA²	0.2		
FC	0.5		
VBR	Infinity		

(1) Series IV Libra TOM Model
The parameter in Libra corresponds to the parameter in PSpice:

(2)	GAMMADC	GAMMA
(3)	CGSO	CGS
(4)	CGDO	CGD

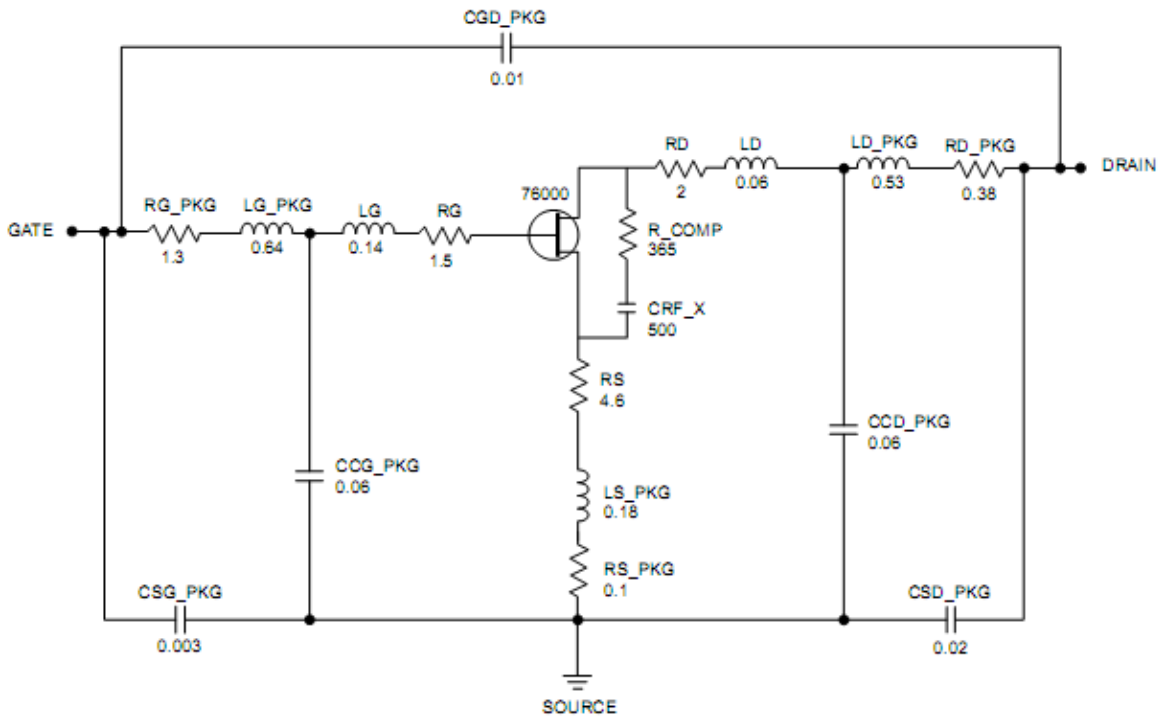
UNITS

Parameter	Units
capacitance	picofarads
inductance	nanohenries
resistance	ohms

MODEL RANGE
Frequency: 0.1 to 18 GHz
Bias: Vos= 3 V, Io= 10 mA to 30 mA
Date: 8/30/96

NE76038 NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC



UNITS

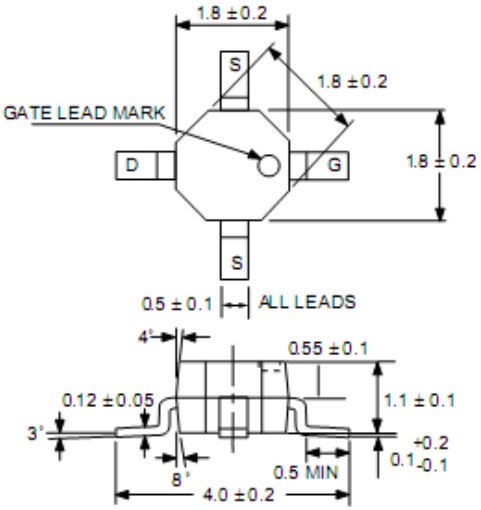
Parameter	Units
capacitance	picofarads
inductance	nanohenries
resistance	ohms

MODEL RANGE

Frequency: 0.1 to 18 GHz
Bias: V_{DS} = 3 V, I_D = 10 mA to 30 mA
Date: 8/30/96

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)

PACKAGE OUTLINE 38



ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	AVAILABILITY	PACKAGE OUTLINE
NE76038	Bulk up to 1 K	38
NE76038-T1	1K/Reel	38