

UNICAMP - UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FEEC – FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DSIF – DEPARTAMENTO DE SEMICONDUTORES, INSTRUMENTOS
E FOTÔNICA

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS E MEDIDA DE
RUÍDO DE ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA EM
DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES**

Tese apresentada ao Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Leandro Tiago Manera

Orientador: **Prof. Dr. Peter Jürgen Tatsch**

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin – USP
Prof. Dr. Salvador Pinillos Gimenez – FEI
Prof. Dr. Fabiano Fruett – FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Yoshiaki Doi – FEEC/UNICAMP

Campinas
Fevereiro de 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

M312d Manera, Leandro Tiago
Desenvolvimento de sistemas e medida de ruído de alta e baixa frequência em dispositivos semicondutores / Leandro Tiago Manera. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Peter Jürgen Tatsch.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Ruído. 2. Semicondutores. 3. Amplificadores. 4. Transistores de efeito de campo de semicondutores de óxido metálico. 5. Transistores bipolares. I. Tatsch, Peter Jürgen. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: System for high and low frequency noise measurements design and semiconductor devices characterization

Palavras-chave em Inglês: Noise, Semiconductors, Amplifiers, Metal oxide semiconductor field-effect transistors, Bipolar junction transistors

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Silvio Ernesto Barbin, Salvador Pinillos Gimenez, Fabiano Fruett, Yoshiaki Doi

Data da defesa: 24/02/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Leandro Tiago Manhêra

Data da Defesa: 24 de fevereiro de 2010

Título da Tese: "Desenvolvimento de Sistemas e Medida de Ruído de Alta e Baixa Freqüência em Dispositivos Semicondutores"

Prof. Dr. Peter Jürgen Tatsch (Presidente): Peter Jürgen Tatsch

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin: Silvio Ernesto Barbin

Prof. Dr. Salvador Pinillos Gimenez: Salvador Pinillos Gimenez

Prof. Dr. Ioshiaki Doi: Ioshiaki Doi

Prof. Dr. Fabiano Fruett: Fabiano Fruett

RESUMO

Este trabalho teve como objetivo a montagem de um sistema de caracterização de ruído de alta e de baixa frequência, utilizando equipamentos disponíveis no Centro de Componentes Semicondutores da Unicamp.

Foi montado um sistema para a caracterização do ruído de baixa frequência em dispositivos semicondutores e desenvolveu-se um método para a análise da qualidade de interfaces e cálculo de cargas, utilizando o ruído $1/f$. Na descrição do ruído em baixa frequência é apresentado em detalhes todo o arranjo utilizado para a medição, além dos resultados da medida em transistores nMOS e CMOS do tipo p e do tipo n fabricados no Centro. Detalhes importantes sobre o cuidado com a medição, tais como a utilização de baterias para a alimentação dos dispositivos e o correto aterramento, também são esclarecidos. A faixa de frequência utilizada vai de 1 Hz até 100 KHz. Como aplicação, a medida de ruído é utilizada como ferramenta de diagnóstico de dispositivos semicondutores. Resultados destas medidas também são apresentados.

Foi desenvolvido também um sistema para a medição do ruído em alta frequência. A caracterização teve como objetivo determinar o parâmetro conhecido como Figura de Ruído. Apresenta-se além da descrição do arranjo utilizado na medição, os equipamentos e a metodologia empregada. Em conjunto com as medidas de ruído também são apresentados os resultados das medidas de parâmetros de espalhamento. Para a validação do método de obtenção desse conjunto de medidas, um modelo de pequenos sinais de um transistor HBT, incluindo as fontes de ruído é proposto, e é apresentado o resultado entre a medição e a simulação. A faixa disponível para medida vai de 45 MHz até 30 GHz para os parâmetros de espalhamento e de 10 MHz até 1.6 GHz para medida de figura de ruído.

ABSTRACT

The main goal of this work is the development of a noise characterization system for high and low frequency measurements using equipments available at the Center for Semiconductor Components at Unicamp.

A low noise characterization system for semiconductors was built and by means of $1/f$ noise measurement it was possible to investigate semiconductor interface condition and oxide traps density. Detailed information about the test set-up is presented along with noise measurement data for nMOS, p and n type CMOS transistors. There is also valuable information to careful conduct noise measurements, as using battery powered devices and accurate grounding procedures. The low noise set-up frequency range is from 1 Hz up to 100 KHz. Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of semiconductor devices is also presented. Measurement data is also shown.

A measurement set-up for high frequency noise characterization was developed. Measurements were carried out in order to determine the noise figure parameter (NF) of the HBT devices. Comprehensive information about the test set-up and equipments are provided. Noise data measurements and s-parameters are also presented. In order to validate the measurement procedure, a small signal model for HBT transistor including noise sources is presented. Comparisons between simulation and measured data are performed. The s-parameters frequency range is from 45 MHz to 30 GHz, and noise set-up frequency range is from 10 MHz up to 1.6 GHz.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho

à meu pai, Amauri Manera, guerreiro que não desiste nunca e de tantos ensinamentos;

à minha mãe Cleuza M. Martins Manera, pela fé e por sempre acreditar em mim,

à minha companheira Manaíra, pelo amor, dedicação, carinho, incentivo

e por estar ao meu lado nesta árdua caminhada.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer todas as pessoas que contribuíram de alguma forma para a realização deste trabalho. Em particular:

- ❖ A Deus, por ter me dado força, paciência e perseverança para a conclusão deste trabalho;
- ❖ A minha família que, mesmo a distância, me apoiou e incentivou.
- ❖ Ao Prof. Peter Jürgen Tatsch pela amizade, orientação, confiança e paciência.
- ❖ Ao Prof. Jacobus Willibrordus Swart e o Prof. Newton Frateschi pela oportunidade.
- ❖ A todos os amigos e funcionários do CCS, Felipe, Godoy, Fábio, Marcelo, Heraldo, André, Hugo, Emilio, Regina, Mara, Eudócio, Daniel, Lúcia e Antunes;
- ❖ Ao amigo Leonardo por disponibilizar os transistores HBT;
- ❖ A Profa. Haydee Dourado pelas valiosas dicas;
- ❖ Ao apoio financeiro propiciado pela CAPES;
- ❖ Aos professores Yoshiaki Doi e José Alexandre Diniz pelas profícuas sugestões durante a qualificação;

Este trabalho foi realizado com o apoio das seguintes entidades:

- **CAPES - Auxilio bolsa**
- **CNPq e Celestica;**
- **CCS/UNICAMP;**
- **DSIF/FEEC/UNICAMP;**

SUMÁRIO

APRESENTAÇÃO -----	1
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO -----	3
1.1 – RUÍDO -----	3
1.2 – IMPORTÂNCIA DO MODELAMENTO DO RUÍDO EM DISPOSITIVOS -----	8
1.3 – OBJETIVOS -----	10
1.4 – PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES -----	11
CAPÍTULO 2 - RUÍDO EM DISPOSITIVOS -----	13
2.1 – TEORIA DE RUÍDO EM DISPOSITIVOS-----	13
2.2 – RUÍDO EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES -----	16
2.2.1 – RUÍDO TÉRMICO (RUÍDO JOHNSON) -----	16
2.2.2 – RUÍDO <i>SHOT</i> -----	17
2.2.3 – RUÍDO DE GERAÇÃO E RECOMBINAÇÃO -----	17
2.2.4 – RUÍDO <i>FLICKER</i> OU RUÍDO $1/f$ -----	21
2.3 – RUÍDO <i>FLICKER</i> EM DISPOSITIVOS -----	25
2.3.1 – RUÍDO <i>FLICKER</i> EM JUNÇÕES <i>p-n</i> -----	25
2.3.2 – RUÍDO <i>FLICKER</i> EM TRANSISTORES BJTs -----	26
2.3.3 – RUÍDO <i>FLICKER</i> EM DISPOSITIVOS GaAs -----	26
2.3.4 – RUÍDO <i>FLICKER</i> EM TRANSISTORES MOSFETS -----	27
2.4 – RELAÇÃO ENTRE O RUÍDO <i>FLICKER</i> E ESTADOS DE SUPERFÍCIE EM MOSFETS -----	33
2.5 – RUÍDO COMO FERRAMENTA PARA DIAGNÓSTICO EM SEMICONDUTORES -----	34
2.5.1 – TIPOS DE RUÍDO USADOS COMO FERRAMENTA DE DIAGNÓSTICO -----	35
2.6 – MODELAMENTO DO RUÍDO DE BAIXA FREQUÊNCIA PARA CARGAS NO DIELÉTRICO-----	45
CAPÍTULO 3 – PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL: SISTEMA, MEDIDAS E RESULTADOS -----	51
3.1 – MEDIDAS DE RUÍDO EM ALTA FREQUÊNCIA – RF -----	52
3.1.1 – OBJETIVOS DAS MEDIDAS -----	52

3.1.2 – DESCRIÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE MEDIDAS -----	52
3.1.3 – DESCRIÇÃO DO DISPOSITIVO ANALISADO -----	59
3.1.4 – MEDIDAS REALIZADAS E DETERMINAÇÃO DE MODELOS DOS DISPOSITIVOS ----	62
3.2 – MEDIDAS DE RUÍDO EM BAIXA FREQUÊNCIA -----	80
3.2.1 – OBJETIVOS DAS MEDIDAS -----	80
3.2.2 – DESCRIÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE MEDIDAS -----	80
3.2.3 – DESCRIÇÃO DOS DISPOSITIVOS ANALISADOS -----	87
3.2.4 – MEDIDAS REALIZADAS E RESULTADOS -----	89
3.3 – MEDIDA DE RUÍDO COMO FERRAMENTA DE DIAGNÓSTICO -----	98
3.3.1 – RUÍDO DE BAIXA FREQUÊNCIA EM TRANSISTORES NMOSFETS E A DETERMINAÇÃO DE CARGAS DE INTERFACE -----	100
3.3.2 – RUÍDO DE BAIXA FREQUÊNCIA EM TRANSISTORES CMOS E A DETERMINAÇÃO DE CARGAS DE INTERFACE -----	102
3.3.3 – RUÍDO DE ALTA FREQUÊNCIA EM TRANSISTORES HBT E A ANÁLISE DE PASSIVAÇÃO DE SUPERFÍCIES -----	106
CAPÍTULO 4 – CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS -----	111
ARTIGOS PUBLICADOS -----	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS -----	117
ANEXO A -----	131

LISTA DE SÍMBOLOS, SIGLAS E ABREVIACÕES

- τ ou τ_F :** tempo de trânsito
- (kT/q):** energia térmica (0,0258 V para 300K);
- Al:** alumínio;
- AlGaAs:** liga semicondutora de alumínio, gálio e arsênio;
- Ar:** argônio;
- As:** arsênio;
- Au:** ouro;
- Bw :** Largura de banda, diferença frequência inferior e frequência superior
- C'_{gs} :** capacitância entre os terminais de porta e fonte;
- C_{BC} :** capacitância da região de depleção formada pela junção base/coletor;
- C_{BE} :** capacitância da região de depleção formada pela junção base/emissor;
- C_c :** capacitância corrigida;
- C_{EX} :** capacitância externa entre base e coletor;
- C_f :** capacitância de borda;
- C_{fb} :** capacitância de banda plana;
- C_{gs} :** capacitância de superfície entre porta e fonte;
- CI:** circuito integrado;
- $C_{isolante}$:** capacitância no isolante;
- CMOS:** transistor metal-óxido-semicondutor complementar (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor Transistor*);
- C_{OX} :** Capacitância do óxido de silício;
- C_{PBC} :** capacitância parasita dos *pads* entre base e coletor;
- C_{PBE} :** capacitância parasita dos *pads* entre base e emissor;
- C_{PCE} :** capacitância parasita dos *pads* entre coletor e emissor;
- $C_{sd}(V_G)$:** capacitância da região de depleção, por unidade de área;
- C_{ss} :** capacitância equivalente aos estados de superfície;
- C-V:** curva de capacitância em função da tensão;
- CVD:** deposição química na fase de vapor (*Chemical Vapor Deposition*);
- D_c :** coeficiente de difusão dos elétrons na base;
- e ou q:** carga do elétron ($1,61 \cdot 10^{-19}$ C);

- E:** energia de referência no nível de vácuo;
- E_a:** energia de ativação;
- E_C:** nível de energia mínimo da banda de condução;
- E_{Fm}:** energia do nível de Fermi no metal;
- E_{Fn}:** energia do nível de Fermi no semiconductor tipo n;
- E_g:** magnitude da energia da banda proibida;
- E_{x,y(x,y)}:** campo elétrico nas posições x e y;
- f:** frequência;
- FET:** transistor de efeito de campo (*Field Effect Transistor*);
- F_{MÁX}:** máxima frequência de oscilação;
- F_T:** frequência de corte;
- FTIR:** espectroscopia de absorção do infravermelho;
- Ga:** gálio;
- GaSb** Antimoneto de Gálio;
- Ge:** germânio;
- G_m:** condutância medida;
- g_m:** transcondutância intrínseca;
- h:** constante de Planck ($4,135 \times 10^{-15}$ eV.s);
- HBT:** transistor bipolar de heterojunção (*Heterojunction Bipolar Transistor*);
- I_B:** corrente de base;
- I_C:** corrente de coletor;
- I_{ds}:** corrente de dreno;
- InGaP:** liga semicondutora de índio, gálio e fósforo (fosfeto de gálio-índio);
- In_xGa_{1-x}As:** liga semicondutora de índio, gálio e arsênio, x é a concentração de índio;
- JFET:** Transistores de efeito de junção (*Junction Field Effect Transistors*)
- k:** constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K);
- L_B:** indutância da base;
- L_C:** indutância do coletor;
- L_E:** largura da região de emissor de um transistor HBT;
- L_E:** indutância do emissor quando se tratar do modelo de pequenos sinais;
- L_{eff}:** comprimento efetivo da porta;
- LNA:** amplificador de baixo ruído (*Low Noise Amplifier*);

- LPCVD:** deposição química na fase vapor em baixa pressão (*Low Pressure Chemical Vapor Deposition*);
- MBE:** epitaxia por feixe molecular (*Molecular Beam Epitaxy*);
- m_e :** massa do elétron ($9,11 \cdot 10^{-31}$ kg);
- MMIC:** circuito integrado monolítico de microondas (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*);
- MOSFET:** transistor de efeito de campo do tipo metal-óxido-semicondutor (*Metal-Oxide-Semiconductor FET*);
- NF:** figura de ruído (*Noise Figure*);
- poliSi:** Polissilício;
- Q_0 :** carga efetiva no isolante;
- Q_s :** carga de superfície total;
- r_B :** resistência lateral da base;
- R_{B2} :** resistência de base intrínseca;
- R_{BC} :** resistência interna entre base e coletor;
- R_{BE} :** resistência da junção base e emissor;
- r_c :** resistências parasitas do coletor;
- R_d :** resistência total parasita na região de dreno;
- r_d :** resistência de dreno;
- r_e :** resistências parasitas do emissor;
- R_{EX} :** resistência externa entre base e coletor;
- R_s :** resistência total parasita na região de fonte (quando se tratar de um transistor FET);
- RTA:** tratamento térmico rápido (*Rapid Thermal Annealing*);
- S:** matriz de parâmetros de espalhamento quando de tratar de uma medida em alta frequência;
- S_{11} :** coeficiente de reflexão na entrada com a saída casada;
- S_{12} :** coeficiente de transmissão reverso com a entrada casada;
- S_{21} :** coeficiente de transmissão direta com a saída casada;
- S_{22} :** coeficiente de reflexão na saída com a entrada casada;
- Si:** silício;
- SiGe:** Silício-germânio;
- SIMS:** espectrometria de massa de íons secundários (*Secondary Ion Mass Spectroscopy*);

- Si₃N₄, SiN_x**: nitreto de silício;
- SiO₂**: óxido de silício;
- T**: temperatura absoluta;
- T**: duração de um intervalo de tempo;
- t_{ox}**: espessura do isolante;
- V_{BC}**: tensão entre base e coletor;
- V_{BE}**: tensão entre base e emissor;
- V_{CE}**: tensão entre coletor e emissor;
- V_{ds}**: tensão de dreno no transistor FET intrínseco;
- V_{fb}**: tensão de banda plana;
- V_{gs}**: tensão de porta no transistor FET intrínseco;
- v_s**: velocidade de saturação na região de depleção do coletor;
- V_T**: tensão de limiar;
- W**: largura da porta do transistor MESFET ou MISFET;
- μ**: mobilidade de deriva para baixo campo elétrico;
- σ**: condutividade do canal para uma concentração uniforme de dopantes;
- ε_{isolante}**: permissividade do isolante;
- ε_o**: permissividade no vácuo ($8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m);

APRESENTAÇÃO

A organização da tese segue da seguinte maneira:

No capítulo I, introdução, será apresentado um histórico sobre a evolução e a importância do estudo e modelamento do ruído em dispositivos.

No capítulo II apresentam-se algumas características do ruído em dispositivos; mecanismos físicos responsáveis pela geração do ruído e as funções matemáticas como densidade espectral e desvio médio. A teoria dos principais tipos de ruído, suas características e as aplicações do ruído como ferramenta de diagnóstico também fazem parte deste capítulo, além da descrição de suas medidas.

No capítulo III mostram-se as montagens dos sistemas para realização das medidas em alta frequência, as medidas realizadas e seus resultados. Também são apresentados a medição do ruído de baixa frequência e os detalhes dos equipamentos utilizados e os resultados. Por fim, as medidas e a caracterização do ruído $1/f$ como ferramenta de diagnóstico são demonstradas.

A conclusão e as perspectivas futuras são apresentadas no capítulo IV.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – RUÍDO.

As flutuações ou variações espontâneas não periódicas de correntes, de tensões e de temperatura que ocorrem em dispositivos ou sistemas em equilíbrio térmico, são conhecidas como Ruído. No seu sentido amplo, o ruído é pesquisado em diversas áreas do conhecimento. O estudo do ruído tem aplicação importante em áreas como materiais, magnetismo, dispositivos, confiabilidade, circuitos, óptica, sistemas não-lineares, nanotecnologia [1.1], computação quântica, comunicação sem fio, economia, meio ambiente e música [1.2]. O grande interesse neste assunto deve-se ao fato de que a medida do ruído pode trazer uma grande quantidade de informações sobre todo o sistema envolvido e também sobre a sua interação com o meio externo. O ruído, por exemplo, pode limitar a transferência de informações ou de dados em qualquer sistema de comunicação, mas também pode conter informações preciosas sobre um sistema em particular, como é o caso do estudo da confiabilidade (*reability*) de dispositivos eletrônicos ou da qualidade da interface Si-SiO₂ em transistores MOS. Há também um interesse no modelamento e caracterização do ruído em baixa frequência em dispositivos de microondas, utilizados em sistemas de comunicação [1.3].

A primeira pessoa a estudar o ruído elétrico foi Einstein [1.4]. Ele previu que o movimento browniano dos portadores de cargas provocaria uma flutuação no potencial entre os terminais de qualquer resistência em equilíbrio térmico. Este tipo de flutuação foi chamado de *wärmeeffekt*, ou ruído térmico. Seu efeito foi então observado por Johnson [1.5] e a potência espectral do sinal foi calculada por Nyquist [1.6]. Usando a termodinâmica clássica, Nyquist mostrou que para um resistor R na temperatura T , a potência de ruído seria dada pela equação (1.1).

$$S = 4kTRBw, \quad (1.1)$$

sendo, k a constante de Boltzman e Bw a largura de banda, que é a diferença entre a frequência inferior e superior considerada na medida de ruído.

Nos circuitos eletrônicos foram identificados vários tipos de ruído, causados por efeitos eletrônicos diversos, inerentes a todos os dispositivos ou dependentes dos processos de fabricação ou de defeitos nos semicondutores.

Ruído Térmico

O ruído térmico é o principal tipo dos sistemas eletrônicos. Ele também é tratado como ruído branco (*white noise*). O ruído branco é um sinal ou um processo aleatório, com densidade espectral de potência constante em uma faixa ou banda de frequências. Uma banda infinita de ruído branco teria uma potência infinita. Nos sistemas físicos um sinal do tipo ruído branco aparece dentro de uma banda definida de frequências: analogamente à luz branca, que também contém todas as frequências na faixa visível.

Em um ruído térmico, limitado pelas frequências $[-fc, +fc]$, fc pode ser aproximado por $2.6 \times 10^{10} T$, sendo T a temperatura absoluta. Na figura 1 pode-se observar a diferença entre as densidades espectrais do ruído térmico e do ruído branco. Os limites superior e inferior da frequência fc são definidos para o ruído térmico, quando a densidade da energia contida no espectro cai pela metade [1.6].

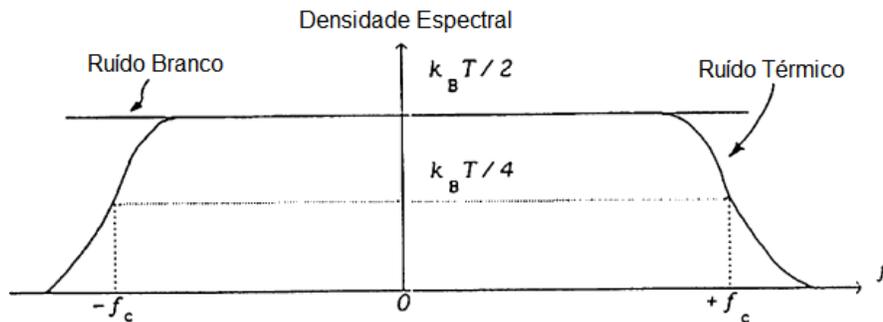


Figura 1 – Diferença entre as densidades espectrais do ruído branco e térmico [1.6].

O ruído térmico é tão fundamental que é utilizado como padrão de comparação para os outros tipos de ruído. Carrega informações fundamentais e práticas sobre as relações entre as fontes de ruído, as resistências ou condutâncias e a quantidade de ruído por largura de banda numa ampla faixa de frequência.

Ruído *Shot*

Já antes da primeira Guerra mundial, os engenheiros perceberam que ocorria uma deterioração do sinal ao se colocarem estágios de amplificadores valvulados em cascata, devido a um ruído de fundo, distinto do ruído térmico. Este ruído foi denominado de ruído *shot*. Schottky [1.7] foi o primeiro a propor um modelo para este efeito usando o teorema de *Campbell*; o teorema de *Campbell* define o valor médio da flutuação na saída de um sistema quando na entrada deste sistema é aplicada uma sucessão de pulsos randômicos de mesma intensidade de potência. Ele demonstrou que para uma corrente média I_{dc} que passa por uma válvula, a densidade espectral de ruído é dada pela equação (1.2).

$$S = 2qI_{dc}Bw \quad (1.2)$$

Schottky baseou-se na idéia de que a corrente de placa não é contínua, e sim, composta por uma seqüência discreta de incrementos de carga que cada elétron produz ao deixar a placa em tempos randômicos. A taxa média de cargas que deixa a placa constitui a componente DC da corrente da base. Ele denominou este fenômeno de *schoteffekt* ou efeito *shot*. Trata-se de um ruído fundamental pois não pode ser eliminado, assim como o ruído térmico. Por outro lado, o ruído térmico pode ser reduzido com a diminuição da temperatura do circuito eletrônico. No caso do ruído *shot*, a redução é normalmente feita pela diminuição da largura de banda. Note que diminuir a corrente não é uma boa técnica para reduzir o efeito do ruído *shot*, pois também reduz o sinal, o que não melhora a razão sinal/ruído.

Ruído *flicker*, $1/f$.

O ruído $1/f$, ou ruído *flicker*, foi descoberto aproximadamente no mesmo período do ruído *shot*. Com alguns catodos, Johnson [1.8] revelou a existência de uma fonte de ruído de baixa freqüência sobreposta ao ruído *shot* puro, que levou a uma flutuação da corrente muito maior que a flutuação *shot* sozinha de $2qI_{dc}Bw$. A figura 2 mostra esta

observação, comparando os níveis de flutuação do ruído *shot* ideal e o ruído *shot* observado.

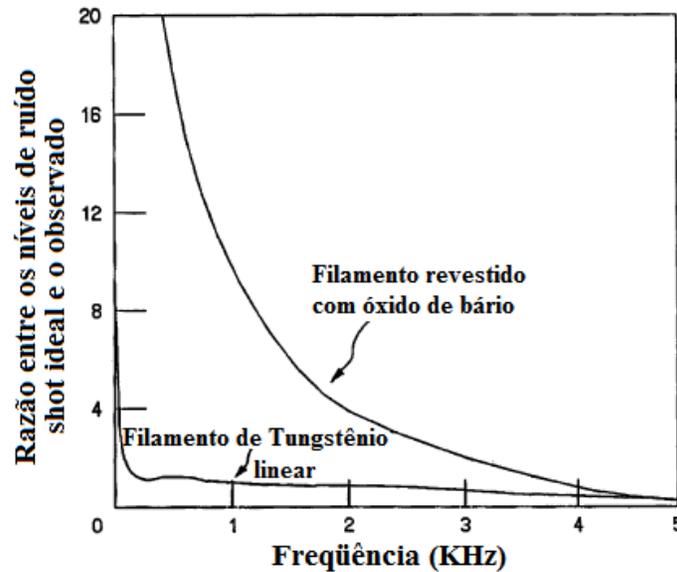


Figura 2 – Primeira observação do ruído *flicker* ou $1/f$ [1.8].

A parte linear da curva apresentada na figura 2 mostra o ruído *shot* puro obtido em válvulas com filamentos de tungstênio. Na válvula com filamento de tungstênio revestido com óxido de bário, o ruído aumentou significativamente e atingiu o valor máximo aproximadamente 10 vezes mais rapidamente que o ruído *shot* puro. A amplitude do ruído diminui com o aumento da frequência, daí a denominação $1/f$. Johnson atribui este excesso de ruído às variações na função de trabalho do material na superfície do catodo devido à migração das partículas do óxido de bário. Esta interpretação foi detalhadamente investigada por *Schottky*, que chamou o efeito de *Fackelneffekt* [1.5].

O ruído *flicker* em dispositivos eletrônicos passou a despertar a atenção dos pesquisadores, tornando-se objeto de pesquisa na eletrônica e na física. Em 1934, *Bernamont* [1.9] apresentou um estudo sobre o ruído na corrente em resistores não metálicos. Ele descobriu que a densidade espectral do ruído variava aproximadamente de maneira proporcional com o inverso da frequência nas baixas frequências, similar ao efeito *flicker* que Johnson havia encontrado nas válvulas. Em frequências mais altas o ruído térmico é maior que o ruído *flicker*. Nesse caso, uma mudança no espectro de $1/f$ para $1/f^2$

foi observada. Essa mudança na inclinação da densidade espectral é bem modelada teoricamente.

Assim que os cristais de germânio estavam disponíveis, logo após a segunda Guerra Mundial, *Montgomery* [1.10] apresentou uma investigação bem detalhada sobre este material. Novamente a densidade espectral de $1/f$ foi observada. Surgiram evidências de que o ruído estaria associado à superfície do cristal de germânio.

Um modelo para o ruído $1/f$ para o cristal de germânio foi desenvolvido por *Herzog e van der Ziel* [1.11]: o espectro apresenta uma constante de tempo característica de $1\mu\text{s}$ que foi identificada como o tempo de vida dos portadores minoritários. O ruído foi então atribuído à excitação e à captura de portadores livres. A passagem destes portadores pela banda de condução, ou a liberação dos mesmos na banda de valência, provoca uma pequena flutuação na corrente.

Mais tarde, *McWhorter* [1.12] desenvolveu um modelo mais sofisticado no qual o ruído foi atribuído ao armadilhamento e a liberação das cargas na superfície. Hoje o modelo de *McWhorter* é à base de vários modelos do ruído *flicker*. Diferente do ruído térmico e do ruído *shot*, o ruído $1/f$ foi definido em termos da natureza da densidade espectral, sem referência a um mecanismo físico específico.

Outro modelo importante é o modelo de *Hooge*, que definiu uma constante de proporcionalidade com seu próprio nome, sendo o ruído $1/f$ inversamente proporcional ao número de cargas móveis livres de uma amostra homogênea [1.13].

Apesar dos grandes avanços nas pesquisas, ainda não se chegou a um modelo totalmente aceito sobre o ruído *flicker*. Vários mecanismos de geração do ruído $1/f$ têm sido propostos, porém nenhuma teoria conclusiva apareceu durante todo este tempo de pesquisa. Dentre os modelos mais aceitáveis e mais conhecidos, que são apresentados em detalhe no capítulo II, podemos citar os modelos de *Hooge*, *McWhorter*, *Voss* e *Clarke* e *Handel*, aplicáveis em casos específicos. O ruído *flicker* ainda é um assunto de grande relevância e um tema ainda muito discutido hoje em dia.

1.2 – IMPORTÂNCIA DO MODELAMENTO DO RUÍDO EM DISPOSITIVOS.

O controle de qualidade e a análise da confiabilidade* de materiais e dispositivos estão entre os tópicos mais significativos no ramo da microeletrônica. Os problemas que envolvem os processos de degradação de dispositivos eletrônicos têm se tornado muito importantes nos últimos anos, devido ao grande aumento da complexidade dos circuitos e sistemas integrados. Por isso, tem surgido uma grande demanda por novos procedimentos [1.14] para avaliar e qualificar os materiais e dispositivos. É necessário um bom entendimento dos principais mecanismos de falhas que afetam os dispositivos eletrônicos e os sistemas, para se conseguir melhorar as características de confiabilidade. O advento de técnicas sofisticadas para análise de falhas e as novas ferramentas de caracterização, estão possibilitando um melhor entendimento dos fenômenos de degradação.

Nas técnicas convencionais de análise determina-se o tempo de vida de um dispositivo ou circuito sob condições extremas de uso, o que é adequado apenas para uma coleta de dados estatísticos e inadequado para a avaliação das condições anteriores à ocorrência do processo de degradação, que na verdade são as que permitem determinar os processos que levaram à falha. Na maioria dos casos, quando o processo de falha ocorre, o dispositivo já sofreu danos irreparáveis, o que significa que já não é mais possível obter informações sobre os fatores que iniciaram o processo de determinar a causa da falha.

Qualquer técnica que for empregada com esta finalidade deve ser então capaz de mostrar, num pequeno intervalo de tempo, os efeitos iniciais do processo de degradação.

A técnica baseada na medida de ruído em baixa frequência atende estes requisitos. Esta técnica vem sendo utilizada desde a década de 60 [1.15, 1.16] para avaliar o controle de qualidade de materiais. A primeira vez que foi utilizada para avaliar um mecanismo de falha específico se deu na década de 70 [1.17, 1.18] e desde então vem sendo usada na maioria dos casos que envolvem processos de degradação, tais como o de radiação, elétrons quentes, ruptura de dielétricos e eletromigração. Mais atualmente vem sendo utilizada na determinação de cargas de interface, por exemplo na interface Si/SiO₂ em dispositivos MOS, substituindo em alguns casos o método de medida capacitância-tensão.

* o termo confiabilidade (*reliability*) aqui utilizado refere-se aos mecanismos de falhas e tempo de vida, e fazem parte da qualificação de um material ou dispositivo.

É notável nos últimos anos a grande quantidade de pesquisas envolvendo o ruído e suas características. Existe um estudo que mostra o aumento (ao longo dos anos) da quantidade de artigos publicados referente ao assunto ruído e confiabilidade [1.14]. Para entender a razão da crescente utilização deste método apresentam-se algumas de suas características, comparando-o com outros existentes:

- O ruído é caracterizado por flutuações espontâneas dos sinais de corrente, de tensão ou de resistência. Estas flutuações são influenciadas pela presença de defeitos contidos na estrutura microscópica dos dispositivos eletrônicos. Nestes casos a técnica de medida de ruído de baixa frequência pode ser uma ferramenta muito útil para verificar o efeito local destes defeitos, o que raramente pode ser feito utilizando outra técnica.

- É uma técnica sensível que pode, por exemplo, avaliar as variações abruptas na resistência da ordem de menos de uma parte por milhão (10^{-6}). Estas variações foram facilmente detectadas nas medidas de eletromigração em trilhas metálicas de circuitos integrados [1.19, 1.20].

- Torna-se bem interessante para avaliar a confiabilidade de sistemas e dispositivos, por ser não destrutivo, altamente sensível aos defeitos locais e por não requerer um procedimento especial para a preparação das amostras.

Porém, algumas dificuldades também são notórias. Geralmente é complicado o desenvolvimento de um modelo quantitativo que relacione as variações microscópicas no interior do dispositivo que está sendo avaliado com os efeitos elétricos correspondentes nos terminais do dispositivo. Outro problema é a limitação pelo ruído dos próprios equipamentos de medida: a sensibilidade da medida é limitada pelo ruído de fundo dos equipamentos envolvidos na caracterização. Além disto, os equipamentos comerciais dedicados para medida de ruído de baixa frequência são extremamente caros, embora este problema pode ser contornado, em parte, utilizando-se sistemas de desenvolvimento próprios, que é objetivo deste trabalho.

Podemos utilizar como ferramenta de diagnóstico os diferentes tipos de ruído existente. Os mais relevantes são: o ruído térmico, o ruído *shot*, *burst noise*, ruído de geração e recombinação, o ruído *flicker* ou $1/f$ e o ruído $1/f^2$. Os diferentes tipos de ruído serão descritos em detalhe no item 2.2.

Outro interesse crescente no estudo de ruído está relacionado com o projeto de circuitos de comunicação em alta frequência [1.21]. Existem vários tipos de ruído sob investigação nos dispositivos modernos de RF, e seus efeitos são os mais variados, sendo a do ruído $1/f$ em dispositivos submicrométricos do tipo CMOS, HBT's e em componentes passivos de RF de extrema importância.

O nível de ruído no estágio de entrada de um receptor tem uma grande influência no nível de sensibilidade geral do sistema, tornando-se muito difícil recuperar o sinal combinado ao ruído. Outro efeito é o ruído de fase contido nos osciladores. O ruído de fase interfere em outros sinais pelo fenômeno de adição. O ruído de baixa frequência é crítico nestes casos pois pode se adicionar com a frequência do oscilador e ser transportado para os estágios seguintes. Por isso, para um correto modelamento destes efeitos é necessário um método bem preciso e confiável de medição do ruído $1/f$

1.3 – OBJETIVOS.

Este trabalho teve como objetivo a montagem de um sistema de caracterização de ruído em ampla faixa de frequência, utilizando equipamentos disponíveis no Centro de Componentes Semicondutores e no laboratório construído no CCS em parceria com a empresa montadora de componentes, a Celestica**.

Foi montado um sistema automatizado para a caracterização do ruído de baixa frequência de dispositivos semicondutores fabricados no centro, tais como, transistores CMOS e HBT's, diodos e resistores. Desenvolveu-se um método para a análise da qualidade de interfaces, cálculo de cargas, identificação de contaminantes e materiais, utilizando o ruído $1/f$. A faixa de frequência utilizada é de 1 Hz até 100 KHz.

Foi desenvolvido também um sistema para a medição do ruído em alta frequência. São apresentados resultados de medições de ruído e de parâmetros de espalhamento (S) e ganho de dispositivos. O intuito da montagem deste sistema foi fornecer condições de medida para o modelamento de ruído em alta frequência. A faixa disponível para medida vai de 45 MHz até 30 GHz para os parâmetros de espalhamento e de 10 MHz até 1.6 GHz para medida de figura de ruído.

** O convênio entre o CCS e a empresa Celestica possibilitou a utilização de vários equipamentos para a realização deste trabalho.

1.4 – PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES.

Entre as principais contribuições deste trabalho, podemos citar:

- ❖ Montagem de um sistema de medição de ruído em baixa frequência para dispositivos semicondutores na faixa de DC até aproximadamente 100 KHz;
- ❖ Desenvolvimento de uma técnica baseada na medida de ruído, para análise da qualidade da interface de dispositivos MOS e determinar com certa precisão a quantidade de cargas presentes nos dielétricos;
- ❖ Montagem de um sistema que possibilitou a medição de parâmetros relacionados ao ruído em alta frequência, tais como a figura de ruído e o ganho dos dispositivos.

CAPÍTULO 2

RUÍDO EM DISPOSITIVOS.

2.1 – TEORIA DE RUÍDO EM DISPOSITIVOS.

Como o ruído é um processo naturalmente randômico, ele é geralmente representado por uma variável temporal randômica, denominada $X(t)$. O valor médio (\bar{X}) e a variância ($\overline{\Delta X^2}$) são dois parâmetros importantes para caracterizar a variável $X(t)$. Uma característica importante de um sinal randômico é a função de densidade espectral de potência, PSDF, do inglês. Esta função descreve como um sinal distribui sua potência nas diferentes frequências. Por definição, a função PSDF representa a potência média do ruído calculado em uma banda de 1 Hertz num determinado tempo, em qualquer frequência f do espectro. O ruído branco tem a função PSDF constante numa grande faixa de frequência.

Para se descrever matematicamente uma forma de onda puramente randômica ou estocástica, utiliza-se a função de autocorrelação e o teorema de *Wiener-Khintchine* [2.1]

Os valores instantâneos de um processo estocástico não podem ser determinados matematicamente, então o processo deve ser caracterizado por suas propriedades estatísticas médias (*average statistical properties*). Uma destas propriedades é a função autocorrelação. A função de autocorrelação descreve a correlação de variáveis randômicas de uma mesma quantidade, medida em dois pontos diferentes, ou seja, correlaciona um sinal consigo mesmo. Pode ser utilizado, por exemplo, para destacar um sinal periódico mesclado a um ruído.

Num processo estatístico estacionário, ou seja, onde as propriedades estatísticas não dependem do intervalo de tempo considerado em uma medida, a função autocorrelação é de acordo com a equação (2.1).

$$c(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x(t+\tau)dt \quad (2.1)$$

Os valores da primeira igualdade na equação (2.1) são representados por valores médios (\bar{X}), T , neste caso, representa a duração de um intervalo de tempo e τ é um atraso.

Uma função estritamente periódica pode ser expandida em série de Fourier. No limite, quando o período tende ao infinito, a expansão em série é substituída por uma integral. Assim pode-se utilizar a integral da função de Fourier juntamente com a média das variáveis do conjunto (*ensemble average*) para se obter o conteúdo da média espectral de uma dada flutuação randômica. Define-se a transformada de Fourier $[X(\omega)]$ e sua inversa $[x(t)]$ através das relações padrões como sendo:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp(-i\omega t) dt \quad (2.2)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) \exp(i\omega t) dt \quad (2.3)$$

As flutuações $x(t)$ são observadas num intervalo de tempo $[-T/2, +T/2]$ e são consideradas nulas fora desse intervalo.

O teorema de *Parseval* [2.2], diz que a soma ou a integral do quadrado de uma função é igual à soma ou integral do quadrado da sua transformada, ou seja:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |a_n|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |A(x)|^2 dx \quad \text{ou} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} x_1(t)x_2^*(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X_1(\omega)X_2^*(\omega) d\omega$$

* é o operador conjugado.

Aplicando o teorema de *Parseval*, temos:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} [x_T(t)]^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X_T(\omega)|^2 d\omega \quad (2.4)$$

O subscripto T refere-se ao intervalo de tempo onde as flutuações não são nulas.

Convencionalmente, o lado esquerdo da equação (2.4) é igual à energia total das flutuações. Então o valor médio de potência pode ser obtido dividindo-se tudo por T :

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} [x_T(t)]^2 dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{2|X_T(\omega)|^2 d\omega}{T} \quad (2.5)$$

Como $[x_T(t)]^2$ é real, a integral do lado direito da equação (2.5) foi limitado para frequências positivas e um fator de multiplicação de duas vezes foi acrescentado. O termo $\frac{2|X_T(\omega)|^2 d\omega}{T}$ tem dimensão de potência/Hertz. Tomando-se a média de conjunto (*ensemble average*) desse processo estocástico, obtém-se a densidade espectral de potência média $[S(\omega)]$ dada pela equação (2.6).

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2|X_T(\omega)|^2 d\omega}{T} \quad (2.6)$$

Relacionando-se a densidade espectral de potência com a função autocorrelação $[c(\tau)]$ através do teorema *Wiener-Khintchine** [2.3, 2.4].

$$c(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega\tau) d\omega \quad (2.7)$$

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} c(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau \quad (2.8)$$

Assim pode-se observar que usando a equação (2.1) e a equação (2.7) e fazendo τ igual a zero temos o valor da variância ou potência de ruído $[X(\tau)^2]$

$$\overline{X(t)^2} = \int_0^{\infty} S(f) df \quad (2.9)$$

* A densidade espectral de potência de um processo randômico estacionário é a transformada de Fourier da função autocorrelação correspondente.

2.2 – RUÍDO EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES.

O ruído discutido nesta tese é o ruído eletrônico que é causado por pequenas flutuações de tensões ou correntes no interior dos dispositivos. O ruído eletrônico pode ser considerado como a soma de vários ruídos de diferentes naturezas, sendo os mais importantes, o ruído térmico, o ruído *shot*, o ruído de geração e recombinação e o ruído *flicker*.

2.2.1 – RUÍDO TÉRMICO (RUÍDO JOHNSON).

O ruído térmico é causado por mudanças aleatórias nos movimentos dos portadores de cargas (elétrons ou lacunas), devido aos seus choques com os átomos da rede cristalina que estão em vibração térmica. De forma geral a densidade espectral da flutuação da corrente ($S_{I,T}$) cuja unidade é A^2/Hz , pode ser escrita como [2.5]:

$$S_{I,T} = 4 \left[\frac{1}{2} hf + \frac{hf}{\exp(hf / kT) - 1} \right] / R \quad (2.10)$$

sendo h é a constante de Planck, k a constante de Boltzmann, T a temperatura absoluta da rede cristalina e R a resistência da amostra. Para $hf/kT \ll 1$, $S_{I,T}$ pode ser reduzido, de acordo com a expressão:

$$S_{I,T} = \frac{4kT}{R} \quad \text{ou} \quad S_{V,T} = 4kTR \quad \text{em termos de flutuação da tensão.} \quad (2.11)$$

O ruído térmico de resistores de valores conhecidos é comumente usado para a calibração de sistemas de medida de ruído.

2.2.2 – RUÍDO *SHOT*.

O ruído *shot* é gerado quando os portadores de carga atravessam as barreiras de potencial de maneira independente e randômica. Este tipo de ruído ocorre em diodos e transistores bipolares. A corrente I_{DC} destes dispositivos, que parece ser estacionária, é na verdade composta por um grande número de pulsos de corrente independentes e randômicos. A origem física deste fenômeno é a flutuação da taxa de emissão dos portadores.

A densidade espectral de corrente do ruído *shot*, $S_{I,S}$ [A^2/Hz], é definida por [2.5]:

$$S_{I,S} = 2qI_{DC} \quad (2.12)$$

sendo q a carga eletrônica ($1,6 \times 10^{-19}$ C) e I_{DC} a corrente na amostra.

O modelo é válido para frequências da ordem do inverso do tempo de trânsito dos portadores; portadores minoritários para dispositivos com junção *p-n* e portadores majoritários para dispositivos com barreira Schottky.

2.2.3 – RUÍDO DE GERAÇÃO E RECOMBINAÇÃO.

O ruído de geração e recombinação (*g-r*) é devido às flutuações no número de portadores livres (N) no interior do dispositivo, associadas às transições randômicas de cargas livres entre estados com diferentes níveis de energia [2.6]. Exemplos típicos de transições são os que acontecem entre a banda de condução e níveis localizados dentro da banda proibida, e entre a banda de condução e valência. Entretanto, o ruído *g-r* é devido inerentemente às flutuações no número dos portadores, normalmente mantendo a neutralidade de carga da amostra.

No modelo vamos assumir que existem N portadores no dispositivo, com taxa de geração e recombinação denominadas por $g(N)$ e $r(N)$, respectivamente.

A variação de N no tempo vale:

$$\frac{dN}{dt} = g(N) - r(N) + \Delta g(t) - \Delta r(t) \quad (2.13)$$

sendo $N = N_0 - \Delta N$ e N_0 é o numero de portadores em equilíbrio. Δg , Δr são as variações na taxa de geração e recombinação respectivamente.

Expandindo $g(N)$ e $r(N)$ em série de Taylor, tem-se:

$$g(N) = g(N_0 + \Delta N) = g(N_0) + \left. \frac{\partial g}{\partial N} \right|_{N_0} \Delta N \quad (2.14)$$

$$r(N) = r(N_0 + \Delta N) = r(N_0) + \left. \frac{\partial r}{\partial N} \right|_{N_0} \Delta N \quad (2.15)$$

Substituindo as equações (2.14 e 2.15) na equação (2.13), tem-se:

$$\frac{dN}{dt} = -\frac{\Delta N(t)}{\tau} + H(t) \quad \text{sendo } g(N_0) = r(N_0). \quad (2.16)$$

A variável $H(t)$ é um termo de ruído randômico, sendo $H(t) = \Delta g(t) - \Delta r(t)$ e τ o tempo de vida dos portadores, definido por:

$$\frac{1}{\tau} = \left(\frac{dr}{dN} - \frac{dg}{dN} \right) \Big|_{N_0} \quad (2.17)$$

Para $0 \leq t \leq T$ pode-se expandir $H(t)$ e $\Delta N(t)$ em série de Fourier;

$$H(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \exp(j\omega_n t) \quad (2.18)$$

$$\Delta N(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_n \exp(j\omega_n t) \quad (2.19)$$

para $\omega_n = 2\pi.n/T$, sendo n um número inteiro.

Substituindo as equações (2.18 e 2.19) na equação (2.16) tem-se que:

$$\beta_n = \frac{\alpha_n \tau}{1 + j\omega_n \tau} \quad (2.20)$$

Assim a densidade espectral de potência de $H(t)$ e $\Delta N(t)$ será dada por:

$$S_H(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \overline{2T\alpha_n \alpha_n^*} \quad (2.21)$$

$$S_{\Delta N}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \overline{2T\beta_n \beta_n^*} \quad (2.22)$$

$H(t)$ é uma fonte de ruído branco [2.7], portanto $S_H(f) = S_H(0)$. Assim, usando as equações (2.20, 2.21 e 2.22) temos:

$$S_N(f) = \frac{S_H(0)\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (2.23)$$

$$\overline{\Delta N^2} = \int_0^\infty S_N(f) df = \frac{S_H(0)\tau}{4} \quad (2.24)$$

sendo $\overline{\Delta N^2}$ é a variância de N .

Dessa maneira, substituindo (2.23) em (2.24), obtém-se a equação que é amplamente usada para o ruído $g-r$:

$$S_N(f) = 4\overline{\Delta N^2} \frac{\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (2.25)$$

O espectro das flutuações da equação (2.25) é do tipo Lorentziano, com dois parâmetros que são a variância ($\overline{\Delta N^2}$) e o tempo de vida dos portadores. A figura 2.1 mostra a curva típica da densidade espectral de ruído associado às flutuações da corrente

de um dispositivo submicrométrico, que é o resultado das interações dos portadores com um único centro de armadilhamento. Alguns trabalhos mostram que transistores submicrométricos com área ($L \times W$) menor que $1 \mu\text{m}^2$ apresentam um único centro de armadilhamento [2.8].

O perfil do espectro é do tipo Debye-Lorentziano [2.9]. A figura 2.2 mostra uma modulação discreta do nível de corrente (normalizado) no domínio do tempo em um transistor MOSFET submicrométrico. Esse tipo de espectro é conhecido como ruído *RTS*, do inglês *random telegraph signal*.

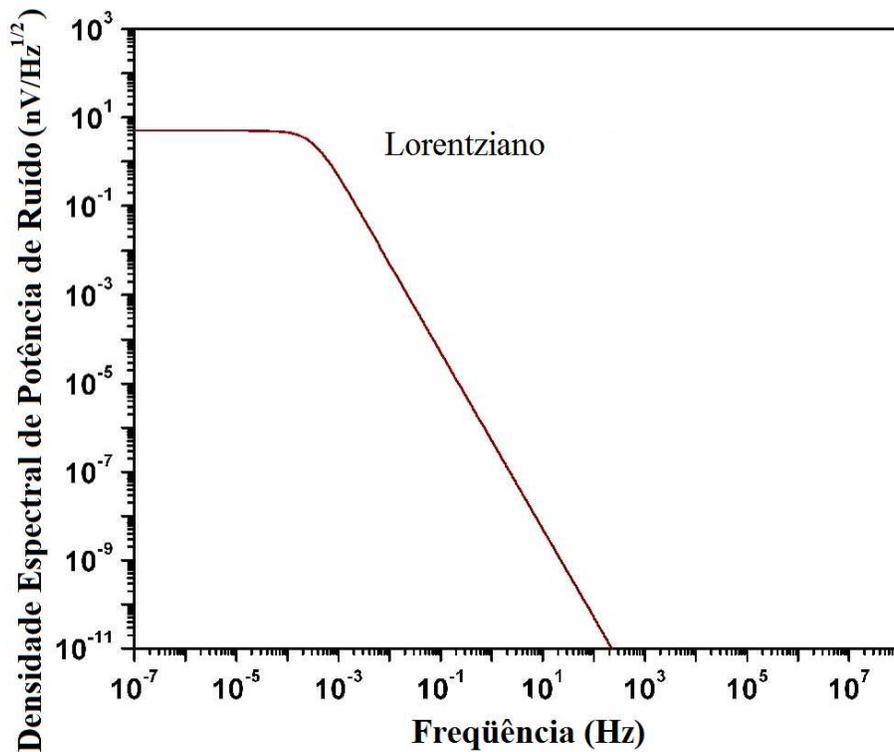


Figura 2.1 – Um perfil típico do espectro Debye-Lorentz [2.9].

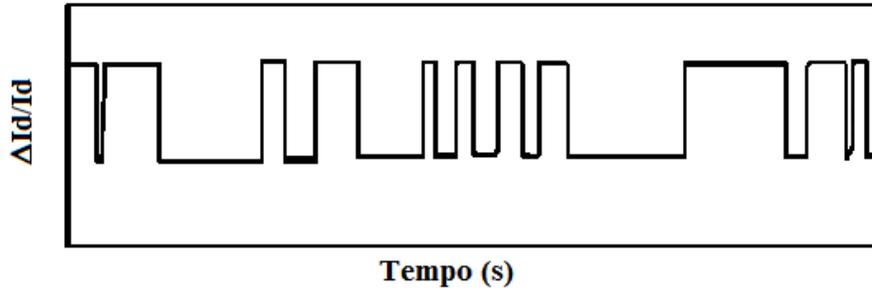


Figura 2.2 – Ruído do tipo *RTS*, mostrando níveis discretos da modulação da corrente no canal de um dispositivo submicrométrico devido ao armadilhamento e a liberação de um único portador [2.8, 2.10].

Dever ser lembrado que nem todo ruído de baixa frequência é ruído *flicker*. O ruído de geração e recombinação é também muito importante. O ruído *g-r* difere do ruído *flicker* pelo fato de que ele provém apenas de estados discretos de energia das armadilhas. O ruído $1/f$ é gerado através de cargas com uma ampla distribuição de níveis de energia.

2.2.4 – RUÍDO *FLICKER* OU RUÍDO $1/f$.

Mesmo após vários anos de esforços, a origem física exata do ruído *flicker*, na maioria dos sistemas, ainda não está totalmente clara. Para diferentes sistemas e dispositivos eletrônicos foram propostos vários modelos para interpretar o ruído eletrônico que varia com o inverso da frequência.

Hooge e Hoppenbrouwers em 1969 [2.11, 2.12] interpretaram o espectro do ruído $1/f$ em termos de flutuações na mobilidade, enquanto que *McWhorter* [2.13] associou o ruído $1/f$ às flutuações no número de portadores e tratou esse ruído como um efeito de superfície. *Handel* [2.14], por sua vez, apresentou um modelo quântico e tratou-o como um fenômeno de onda [2.15]. Porém, todos estes modelos podem ser aplicados apenas em situações bem específicas, pois a maioria dos fenômenos físicos apresenta o ruído $1/f$, e é bem possível que os ruídos observados nesses sistemas sejam de origens diferentes. Mesmo em condutores de filme metálico, uma estrutura fundamental, não se sabe com

clareza se o real mecanismo da flutuação em baixa frequência é um efeito de superfície ou de substrato [2.16].

No mesmo caminho, sobre o ruído de baixa frequência em dispositivos MOS, que é um fator limitante do rendimento destes dispositivos, ainda não se tem uma conclusão definitiva quanto ao mecanismo de geração do ruído. Geralmente a densidade espectral do ruído em transistores MOSFETs tem uma dependência mais complicada com a tensão de porta e o óxido do que os modelos existentes podem prever [2.17, 2.18]. O ruído *flicker* nesses dispositivos é usualmente tratado como superposições de componentes Lorentzianos devido à captura e emissão de cargas do canal pelas armadilhas (vide item 2.3.4). Isso torna possível desenvolver um modelo mais preciso, com características e justificativas físicas, favorecido pela disponibilidade de dispositivos MOS submicrométricos que permitem estudar o ruído gerado por cargas individuais no óxido [2.19].

Modelo de Hooge (Flutuações de mobilidade).

Hooge desenvolveu uma série de experimentos com filmes metálicos e determinou que o ruído nesses materiais pode ser caracterizado pela seguinte fórmula:

$$\frac{S_V(f)}{V^2} = \frac{\alpha_H}{N_C f} \quad \alpha_H = \text{constante de Hooge.} \quad (2.26)$$

$\alpha_H \approx 2 \times 10^{-3}$, uma constante adimensional. N_C é o número de portadores no semicondutor.

Devido ao fato da equação (2.26) ser independente da temperatura e dos parâmetros dos materiais, *Hooge* a declarou como uma equação universal. Mais tarde foi descoberto que o modelo proposto era muito restrito. *McWhorter* [2.13], por exemplo, descobriu que o ruído era fortemente dependente de estados de superfície nos semicondutores. *Voss* e *Clarke* [2.20] também encontraram que a amplitude do ruído em

semimetais não estava em conformidade com a equação (2.26). Assim, a equação de *Hooge* foi modificada com o intuito de incorporar os resultados experimentais de diferentes materiais. A versão modificada é:

$$\frac{S_V(f)}{V^2} = \frac{\mu}{\mu_{ph}} \frac{\alpha_H}{N_C f} \quad (2.27)$$

μ é a mobilidade total e μ_{ph} é a mobilidade do elétron devido ao efeito de espalhamento pela vibração da rede cristalina (*electron phonon scattering*). Esta modificação sugere que a flutuação $1/f$ será resultado apenas do efeito de espalhamento, tornando incorreta a relação original com os filmes metálicos. No entanto é improvável que uma relação universal exista. Não há nem razões teóricas nem experimentais para isso. O ruído *flicker* é gerado por diferentes fontes e portanto deve ter diferentes origens e propriedades distintas. A igualdade nos perfis espectrais em diversos sistemas deve ser devido a processos que podem ser descritos por modelos matemáticos similares. O que é relatado [2.21] é que geralmente existem exceções na caracterização e nas propriedades do ruído *flicker*.

Na verdade, a relação de *Hooge* esta relacionada a alguns mecanismos físicos reais, e é válida apenas para algumas frequências, temperaturas e materiais.

Modelo *McWhorter* (flutuação no número de portadores).

O modelo de *McWhorter* tem-se mantido um dos modelos mais bem aceitos para descrever o ruído $1/f$ em MOSFET's. *McWhorter* considerou que as flutuações no número de portadores é devido à captura de cargas por armadilhas localizadas na interface óxido-semicondutor. O ruído seria um efeito de superfície. Porém, *Vand der Ziel* [2.22] mostrou que o mesmo efeito poderia ser provocado por armadilhas localizadas na região de cargas espaciais próximos a precipitados (defeitos) na região do corpo dos dispositivos. E daí seria um efeito de corpo.

O espectro do tipo $1/f$ surge devido à superposição do ruído de geração e de recombinação do tipo $\tau/[1+(\tau\omega)^2]$, sobre uma ampla faixa de tempo de vida dos portadores (τ), sendo a função de distribuição proporcional a $1/\tau$. No modelo original a distribuição $1/\tau$ de τ era dada como uma distribuição não uniforme de armadilhas ou um efeito não-linear, ou ainda como uma barreira de potencial de superfície na interface Si/SiO₂.

No campo de aplicações em dispositivos de efeito de campo, esse modelo sofreu várias modificações. Usando a abordagem descrita acima o espectro do ruído $S(\omega)$ pode ser aproximado por:

$$S(\omega) \propto [\tan^{-1} \omega\tau_2 - \tan^{-1} \omega\tau_1] / \omega \quad (2.28)$$

$$S(\omega) \propto \begin{cases} \text{const.}, & \text{para } \omega \ll 1/\tau_1 \\ 1/\omega & \text{para } 1/\tau_1 < \omega < 1/\tau_2 \\ \omega & \text{para } \omega \gg 1/\tau_2 \end{cases} \quad (2.29)$$

Nas equações (2.28) e (2.29), τ_1 e τ_2 são respectivamente as constantes de tempo determinadas pela menor a maior distância do tunelamento dos portadores na interface Si/SiO₂. Fica claro pela equação, (2.29) e pela figura 2.3, que esse modelo apresenta um espectro diferente daquele apresentado por *Hooge*. Em frequências muito baixas, o ruído se aproxima de uma constante e não depende mais da frequência. Ou seja, não existe o problema encontrado no modelo de *Hooge*. A tendência de se aproximar para $1/f^2$ em alta frequência está de acordo com vários experimentos [2.23] por isso a equação (2.29) é bem aceita.

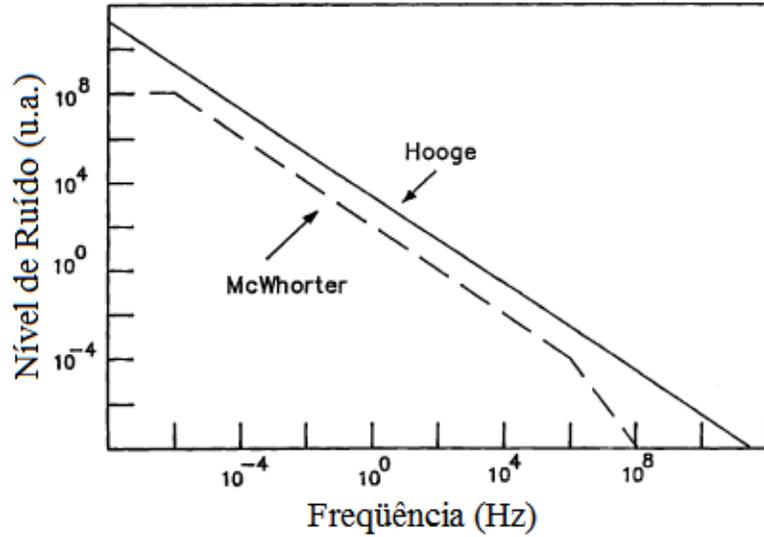


Figura 2.3 – Diferença entre os perfis espectrais do modelo de *Hooge* e de *McWhorter* em função da frequência [2.24].

2.3 – RUÍDO *FLICKER* EM DISPOSITIVOS.

2.3.1 – RUÍDO *FLICKER* EM JUNÇÕES *p-n*.

Em um diodo p^+n^- a corrente que flui na direção direta é devido às lacunas. Elas se recombinam com elétrons na superfície da região n ou na superfície da região de cargas espaciais, ou em ambos os lugares. O ruído surge devido às flutuações (δs) da velocidade de recombinação de superfície (s) desses portadores e apresenta um espectro $S_s(f)$ que varia como o inverso da frequência, numa grande faixa. O ruído foi proposto como proporcional à velocidade de recombinação de superfície. Podemos entender esse efeito através do modelo *McWhorter* da seguinte maneira:

- As flutuações δs em s são proporcionais as flutuações δN_t dos elétrons armadilhados no óxido. Então, a densidade espectral $S_s(f)$ é proporcional a $S_{N_t}(f)$, e se $S_{N_t}(f)$ é proporcional a $\overline{N_t}$, este também é proporcional às densidades de carga de superfície N_{ss} [2.5].

É interessante lembrar que esse não é o único efeito responsável pelo ruído $1/f$ em junções $p-n$. Se por acaso o efeito de recombinação de superfície fosse desprezível, ainda assim existiria o ruído $1/f$ devido aos deslocamentos na rede cristalina, causados por defeitos lineares na região de cargas espaciais. E ainda se este tipo de ruído não fosse considerado, existiria o ruído causado por flutuações na constante de difusão de Einstein ($qD=kT\mu$), pois flutuações na mobilidade causam variações na constante de difusão.

A maioria dos simuladores trata o ruído *flicker* em diodos como sendo:

$$S_{I_d} = \frac{KF(I_{DC})^{AF}}{f} + 2qI_{DC} \quad (2.30)$$

S_{I_d} é densidade espectral da corrente de ruído, KF e AF são coeficientes do ruído *flicker* e I_{DC} é a corrente de polarização no diodo.

2.3.2 – RUÍDO *FLICKER* EM TRANSISTORES BJTs.

Em transistores bipolares de junção, as duas fontes mais importantes de ruído *flicker* são os defeitos na rede cristalina e as contaminações no material semiconductor, e a recombinação dos portadores na junção base-emissor. A densidade espectral de ruído em BJTs pode ser dada por:

$$S_{I_b} = \frac{2qI_{DC}f_c^m B}{f} \quad (2.31)$$

I_{DC} é a corrente *dc* na amostra, f_c é a frequência de transição entre o ruído *flicker* e o ruído branco, B é a banda de frequência e o expoente m tem um valor entre 1 e 2.

2.3.3 – RUÍDO *FLICKER* EM DISPOSITIVOS DE GAAS.

Os dispositivos de Arseneto de Gálio são menos ruidosos que os dispositivos de silício em frequências mais elevadas, porém são mais ruidosos em frequências abaixo de 1MHz [2.25, 2.26]. Isto se deve ao fato de os dispositivos *GaAs* terem sido otimizados apenas para as aplicações digitais e de RF onde o ruído $1/f$ não tem grande importância.

2.3.4 – RUÍDO *FLICKER* EM MOSFET'S.

Uma variedade de modelos foi proposta para explicar o ruído $1/f$ em transistores MOSFET's [2.27-2.30]. Nenhum modelo tem se destacado, porém, um dos modelos mais bem aceitos está associado à captura e emissão de portadores por armadilhas no canal, bem próximo à interface Si/SiO₂. Modelo de *McWhorter*. As flutuações nas densidades de estados no óxido se acoplam com o canal basicamente de duas maneiras: diretamente através das flutuações nas cargas de inversão e indiretamente através das flutuações nos níveis de ocupação das armadilhas. Resultados obtidos com medidas de transistores n MOS de canal curto indicam que ambos os fatores são importantes [2.8]. De maneira geral, o estudo de ruído em transistores MOS tipo n mostra que esses dispositivos tendem ao modelo de flutuações numéricas de portadores. Em transistores do tipo p , o ruído é geralmente atribuído para ambos os modelos, de flutuação numérica e flutuações na mobilidade [2.31].

Basicamente podemos aplicar a teoria desenvolvida para o ruído de geração e recombinação no ruído $1/f$. A superposição de um grande número de espectros Lorentziano pode resultar em um espectro do tipo $1/f$ [2.5, 2.6]. Para avaliarmos essa suposição, podemos reescrever, usando a equação (2.25):

$$S_N(f) = \overline{4\Delta N^2} \int_0^{\infty} \frac{\tau \cdot g(\tau) d\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (2.32)$$

A probabilidade da função $g(\tau)d\tau$ é normalizada fazendo-se;

$$\int_0^{\infty} g(\tau) d\tau = 1 \quad (2.33)$$

No caso particular em que $g(\tau)d\tau = \frac{d\tau/\tau}{\ln(\tau_1/\tau_0)}$, para $\tau_0 \leq \tau \leq \tau_1$ e $g(\tau)d\tau = 0$, de tal maneira que $g(\tau)$ seja normalizada, temos:

$$S_N(f) = \frac{2\overline{\Delta N^2}}{\pi f \ln(\tau_1/\tau_0)} [\tan^{-1}(\omega\tau_1) - \tan^{-1}(\omega\tau_0)],$$

que pode ser aproximado para:

$$S_N(f) = \frac{4\overline{\Delta N^2}\tau_1}{\ln(\tau_1/\tau_0)} \quad \text{se } \omega \ll \frac{1}{\tau_1} \quad (2.34)$$

$$S_N(f) = \frac{\overline{\Delta N^2}}{f \ln(\tau_1/\tau_0)} \quad \text{se } \frac{1}{\tau_1} \ll \omega \ll \frac{1}{\tau_0} \quad (2.35)$$

$$S_N(f) = \frac{\overline{\Delta N^2/\tau_0}}{\pi^2 f^2 \ln(\tau_1/\tau_0)} \quad \text{se } \omega \gg \frac{1}{\tau_0} \quad (2.36)$$

Podemos observar que nas frequências muito baixas o espectro é plano, que corresponde ao ruído branco, ou seja, não depende da frequência e vai até $1/f^2$ para frequências bem superiores, variando $1/f$ para uma ampla faixa intermediária. A figura 2.4 representa a observação acima. Nesta figura onze perfis de espectro Lorentzianos foram somados, cada um com uma constante de tempo (τ) arbitrária dez vezes maior que o anterior. O resultado da soma dos espectros fornece um espectro do tipo $1/f$.

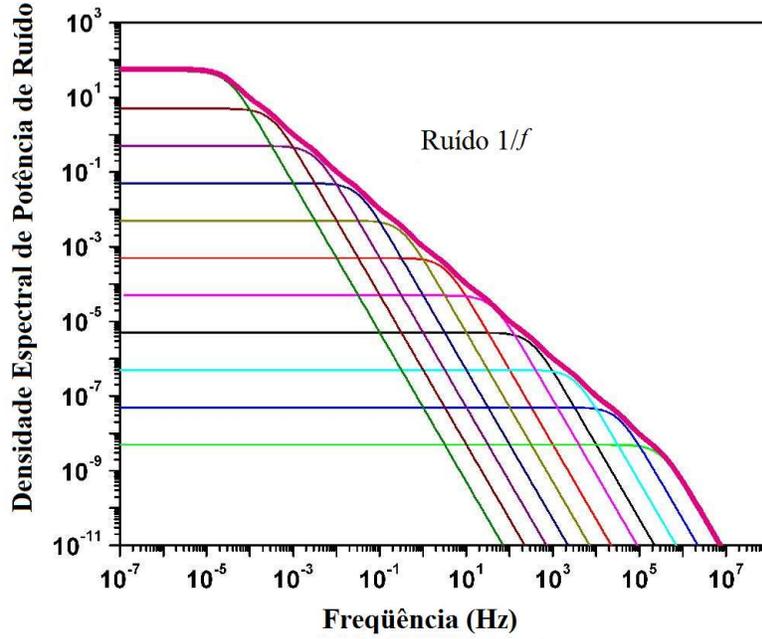


Figura 2.4 – Densidade espectral do ruído $1/f$ que pode ser obtido pela soma de vários perfis Lorentzianos. Neste caso onze espectros Lorentzianos foram somados, cada um com uma constante de tempo arbitrária (τ) dez vezes maior que a anterior [2.32].

Na maioria dos casos, a diferença nas versões do modelo de *McWhorter* está relacionada com a distribuição dos centros de captura de cargas. A formulação apresentada a seguir refere-se a um modelo típico de ruído *flicker* utilizado para MOSFET's.

O espectro do ruído $[S_N(f)]$ devido a um centro de captura n_T na energia E , em uma unidade de volume $\Delta x \Delta y \Delta z$, pode ser dado por:

$$S_N(f) = 4n_T(E)\Delta E\Delta x\Delta y\Delta z f_i(1-f_i) \frac{\tau}{1+\omega^2\tau^2} \quad (2.37)$$

$f_i = \left\{1 + \exp\left[\frac{E - E_F}{k_B T}\right]\right\}^{-1}$ é a probabilidade de captura de portadores.

A constante de tempo de relaxamento τ , ou o mecanismo do processo de captura de um centro localizado a uma distância z da interface silício-óxido é;

$\tau = \tau_0 \exp(\alpha z)$ sendo τ_0 uma constante de proporcionalidade e α uma constante com valor típico de 10^8 cm^{-1} .

Como $f_i(1-f_i)$ na equação (2.37) comporta-se como uma função do tipo delta em torno do nível de Fermi, a maior contribuição na integral será devida então aos centros de captura próximos ao nível de Fermi, ou seja, pode-se obter o resultado da integral da equação (2.37) usando o valor do nível de Fermi, E_F . Integrando ao longo de z , de zero até o limite superior z_1 , tem-se;

$$S_{\Delta N_i}(\omega) = \frac{k_B T n_T(E_F) \Delta x \Delta y z_1}{f \ln(\tau_1 / \tau_0)}, \quad \text{para } \frac{1}{\tau_1} < \omega < \frac{1}{\tau_0} \quad (2.38)$$

τ_1 é a constante de tempo de relaxamento de uma armadilha na distância z_1 .

Como o espectro do ruído devido às flutuações na corrente de dreno é igual às flutuações devido aos números de portadores, tem-se;

$$S_{I_D} / I_D^2 = S_N / N^2 \quad (2.39)$$

Na inversão fraca, o número total de portadores na região do canal pode ser aproximado por:

$$N = W L C_{ox}' (V_G - V_T) / q \quad (2.40)$$

sendo C_{ox}' a capacitância de óxido por unidade de área, V_G a tensão de porta e V_T a tensão de limiar do transistor MOS.

Resolvendo a integral da equação (2.38) ao longo de todo o canal, tem-se;

$$\frac{S_{I_D}(f)}{I_D^2} = \frac{k_B T q^2 N_T(E_F)}{C_{ox}'^2 W L (V_G - V_T)^2 \ln(\tau_1 / \tau_0)} \frac{1}{f}, \quad \text{para } \frac{1}{\tau_1} < \omega < \frac{1}{\tau_0} \quad (2.41)$$

A maioria dos modelos de ruído *flicker* tem uma relação similar com a equação (2.41). Mas é interessante notar que várias investigações têm sido feitas sobre o ruído $1/f$. Inconsistências irão existir, mesmo entre os resultados experimentais de vários trabalhos, e sobretudo entre os modelos teóricos e os resultados.

Apresentam-se na seqüência um resumo de alguns resultados teóricos e experimentais do ruído *flicker* em transistores MOSFET's [2.19]:

1- Com relação à dependência do tamanho do dispositivo: quase todos os trabalhos experimentais [2.33-2.36] e teóricos mostram que o nível de ruído é inversamente proporcional à área do canal, exceto para dispositivos de canal curto ($2-5\mu\text{m}^2$), nos quais o ruído aumenta com a potência de três do comprimento do canal, aproximadamente [2.37].

2- Densidade de cargas armadilhadas: há uma aceitação geral de que a densidade espectral de ruído é proporcional à densidade de cargas armadilhadas na interface silício-óxido para ambos os resultados, experimentais [2.34, 2.36, 2.38, 2.39] e teóricos [2.37, 2.40, 2.41].

3- Polarização do dreno: o ruído depende fracamente da polarização aplicada no dreno, tanto para pequenas tensões V_D como na região linear [2.41].

4- Capacitância do óxido: são apresentadas duas classes diferentes de resultados com relação à dependência do espectro de ruído com a capacitância de óxido. *Hsu* [2.42], *Christensson* e *Lundstrom* [2.43] afirmaram que o ruído de dreno é proporcional à C_{ox}^{-2} enquanto que outros grupos mostram que o ruído de porta varia diretamente proporcional à $1/C_{\text{ox}}$ [2.33, 2.34, 2.40, 2.44].

5- Polarização de porta: o espectro de ruído de dreno $S_{\text{ID}}(f)$ é aproximadamente proporcional a V_G na inversão fraca, mas varia muito próximo de V_G^{-2} na inversão forte [2.37, 2.41]. O ruído de porta, $S_{\text{VG}}(f)$ é visto como proporcional à V_G principalmente quando relacionados aos estados de superfície [2.30]. Alguns trabalhos incorporaram essas

duas dependências num único modelo, considerando o modelo de flutuação de mobilidade, usando o modelo de *Hooge* (item 2.2.4).

6- Expoente de frequência: foi observado que o expoente da frequência pode aumentar ou diminuir monotonicamente com V_G dependendo da natureza do dispositivo usado nas medidas [2.45, 2.46] e em alguns casos podem existir flutuações do expoente com a tensão de porta [2.47-2.49].

7- Temperatura: quase todos os modelos apresentam uma variação quase nula com a temperatura. No entanto, resultados experimentais mostram que a dependência com a temperatura é forte e bem complicada [2.50]. A potência de ruído pode variar até duas ordens de grandeza, mesmo numa pequena faixa de variação de temperatura (100 – 300K), sem considerar que o expoente da frequência também é função da temperatura.

De uma maneira geral, a densidade espectral de ruído total da corrente de dreno de um transistor MOS tem a aparência típica da figura 2.5.

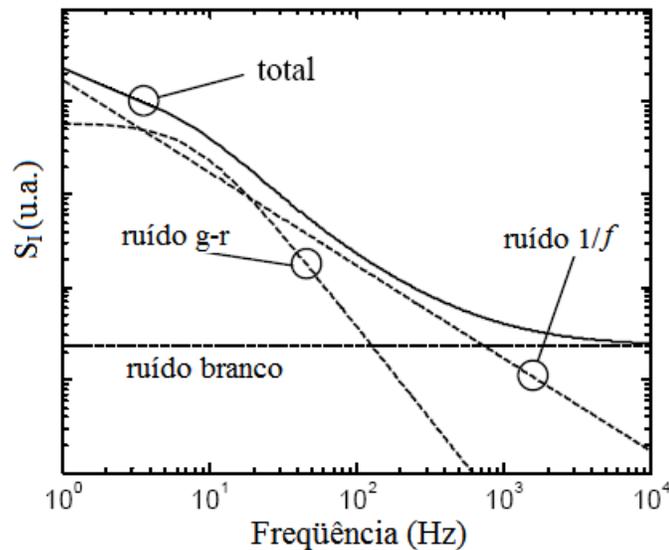


Figura 2.5 - O ruído total é a superposição do ruído $1/f$, do ruído de $g-r$ e do ruído branco. O ruído térmico sempre está presente, neste caso, o ruído $1/f$ e o ruído de $g-r$ Lorentziano também são observados.

2.4 – RELAÇÃO ENTRE O RUÍDO *flicker* E ESTADOS DE SUPERFÍCIE EM MOSFET'S.

Um dos primeiros trabalhos a apresentar alguma evidência sobre a relação entre o espectro do ruído $1/f$ e a densidade de estados de interface em MOSFET's foi apresentado por *Sah* e *Hielscher* [2.51]. A relação de proporcionalidade foi observada entre a densidade de estados de superfície da interface Si/SiO₂ e a potência de ruído $1/f$ referida à porta do transistor. Foi observada uma correlação entre o ruído e a parte real da impedância da porta. Notou-se também que a densidade de estados e o espectro do ruído são fortemente dependentes do processo de fabricação e da qualidade da interface. Posteriormente essa relação passou a ser usada como uma ferramenta de diagnóstico de processos de fabricação, por exemplo, no estudo e avaliação da confiabilidade de dispositivos semicondutores em geral e, mais ainda, como uma ferramenta para determinar, com uma ótima precisão, a densidade de cargas de interfaces.

A relação do ruído com as cargas de interface também foi estudada por meio da medida de condutância do canal do transistor MOSFET sob inversão forte em função das cargas na porta [2.38]. A densidade espectral de ruído normalizada (S_{I_d}/I_d^2) devida aos defeitos de superfície pode ser modelada como:

$$\frac{S_{I_d}}{I_d^2} = \frac{S_{Rds}}{R_{ds}^2} \frac{R_{ds}^2}{(R_{ds} + R_{ch})^2} \quad (2.42)$$

sendo R_{ch} a resistência do canal que varia com a tensão de porta-fonte, $R_{ds} = R_d + R_s$ a resistência de porta-fonte e fonte-dreno e S_{Rds} a densidade espectral de ruído.

Com o transistor em inversão forte, o ruído permanece constante numa dada frequência, visto que o potencial de superfície não altera muito com a polarização da porta.

As densidades de carga e assim o ruído $1/f$ são afetados pela temperatura. O ruído tem apenas uma relação indireta com a temperatura: normalmente é observado que o ruído *flicker* decresce com o aumento da temperatura.

2.5 – RUÍDO COMO FERRAMENTA PARA DIAGNÓSTICO EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES.

Neste item apresenta-se a utilização da medida de ruído de baixa frequência e alta frequência como ferramenta de diagnóstico em semicondutores. Os diversos tipos de ruído e suas respectivas aplicações serão elucidados.

O ruído é um problema que afeta vários sistemas, tanto biológicos como tecnológicos. Em todos estes sistemas o ruído não pode ser eliminado por completo. Nos sistemas eletrônicos, define o valor mínimo de detecção ou processamento dos sinais. Está também dentro deste contexto o ruído de baixa frequência; gerado em diversos tipos transistores é um grande obstáculo para o projeto de circuitos analógicos. Um exemplo clássico é o ruído em osciladores controlados por tensão (VCO) onde o ruído de baixa frequência é convertido em ruído de fase [2.52]. Com a miniaturização dos dispositivos (*downscaling*) ocorre ainda uma diminuição dos níveis de tensão, que por sua vez, diminui a razão sinal/ruído. Por isso, o ruído $1/f$, em breve, pode se tornar uma das principais preocupações não só no projeto de circuitos analógicos, mas também nos dos circuitos digitais.

A figura 2.6 apresenta o diagrama de confiabilidade dos dispositivos em projetos de circuitos ao longo do tempo, e mostra que o nível de ruído de baixa frequência já é um problema em aplicações analógicas e de radiofrequência, e logo deve exceder o limiar de confiabilidade dos dispositivos para projetos de circuitos digitais.

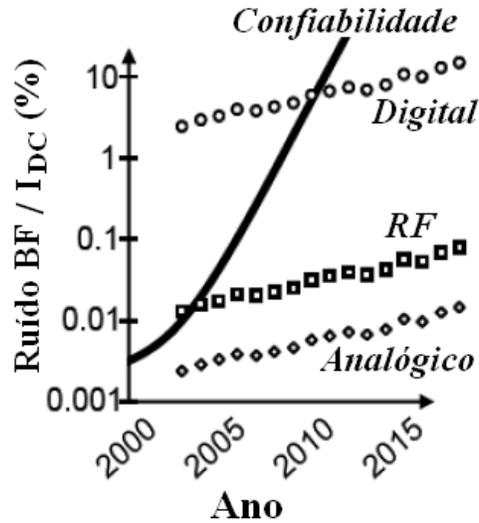


Figura 2.6 – Nível relativo de ruído de baixa frequência e os limites de confiabilidade em diferentes aplicações [2.53].

Isto demonstra que o efeito do ruído $1/f$ nos circuitos eletrônicos digitais e analógicos e em dispositivos, é um desafio extremamente importante para o futuro. A crescente quantidade de pesquisas sobre o assunto mostra que o ruído de baixa frequência é uma importante ferramenta para diagnóstico de falhas e confiabilidade dos dispositivos. Verifica-se que o ruído $1/f$ está diretamente ligado aos defeitos, ao armadilhamento de cargas e aos processos físicos de espalhamento de elétrons e fótons. O ruído de baixa frequência pode ser usado como um portador de informações para avaliação e percepção de mecanismos físicos de um sistema particular e ainda prover informações sobre a qualidade e confiabilidade dos dispositivos.

2.5.1 – TIPOS DE RUÍDO USADOS COMO FERRAMENTA DE DIAGNÓSTICO.

Dentre os diversos tipos de ruídos eletrônicos existentes, os seis mais utilizados como ferramenta de diagnóstico são: o ruído térmico, o ruído *shot*, o ruído RTS, ruído de geração-recombinação, o ruído $1/f$ e o ruído $1/f^2$.

1 – RUÍDO TÉRMICO.

O ruído térmico destaca-se como o principal método de calibração de sistemas de medida de ruído por ser de fácil determinação e depender diretamente do valor da resistência ou da temperatura da amostra ($S_v = 4kTR$). Em alguns casos, pode ser utilizado para:

- a) Medir a temperatura em ambientes hostis [2.54]:
- b) Medir o valor da resistência interna da base, resistência de espalhamento, de transistores bipolares.
- c) Avaliar o contato térmico entre um filme resistivo e o substrato: o ruído térmico de um filme polarizado é proporcional à TR (temperatura e resistência da amostra) quando a temperatura do filme resistivo T é mais alta do que a temperatura do substrato, T_s . O termo, resistência térmica, é a relação entre a temperatura de excesso ($\Delta T = T - T_s$) e a potência dissipada no filme. Valores muito altos de resistência térmica são uma indicação de degradação do filme e por isso uma indicação de falhas futuras. Portanto, a observação do aumento significativo do ruído em filmes resistivos sob polarização contínua, está diretamente ligada ao aumento no risco de falhas, devido ao mecanismo de degradação baseado na variação de temperatura ΔT .

2 – RUÍDO SHOT.

Este tipo de ruído está sempre presente em diodos. É o resultado da emissão randômica de portadores através de uma barreira de potencial. O espectro da flutuação de corrente é plano e proporcional à carga elementar q dos portadores e da corrente na amostra ($S_I = 2qI_{dc}$).

Em regime de baixo nível de corrente, o desvio na proporcionalidade entre S_I e I_{dc} é geralmente utilizado para detectar resistências parasitas em fotodiodos (*shunt resistance*). Em maiores níveis de correntes, o início da corrente de avalanche é facilmente detectado quando o aumento na densidade espectral do ruído de corrente deixa de ser

linear com o aumento da corrente. O ruído *shot* é uma ferramenta de diagnóstico muito utilizada em diodos *zener*, fotodiodos e diodos avalanche [2.55, 2.56]. Para a detecção do início da corrente de avalanche deve-se usar um sistema de medida de ruído capaz de medir o espectro de corrente até no mínimo de 10 MHz, devido à presença do ruído $1/f$ ou do ruído de geração e recombinação, que em baixa frequência pode ocultar o ruído *shot*.

3 – RUÍDO RTS.

Também conhecido como ruído impulsivo (*burst noise*), é um excelente indicador da atividade de captura e liberação de um único portador e ocorre comumente em dispositivos de pequenas dimensões (área menor que $1\mu\text{m}^2$). Estes dispositivos geralmente são submetidos a altos campos e trabalham em regime de alta densidade de corrente. Assim, normalmente apresentam uma degradação maior e níveis de ruídos também maiores.

Vários estudos foram realizados sobre o ruído *RTS*. Demonstrou-se [2.57] experimentalmente que o ruído impulsivo é uma superposição do ruído *RTS* sobre o ruído *flicker*, porém os dois processos são estatisticamente independentes. O ruído *RTS* ocorre em dispositivos com um pequeno número de portadores, onde um portador pode ser capturado ou liberado por um único centro de armadilhamento. Ele apenas prevalece sobre o ruído $1/f$ (sempre presente) quando o número de portadores livres num canal de um transistor MOS for menor que 10^5 [2.58].

No entanto, a ocorrência do ruído *RTS* não está exclusivamente limitada aos dispositivos de pequenas dimensões. Por também se tratar de uma variação na condutividade do dispositivo (a variação do nível de Fermi, da temperatura e do número de portadores livres, são outros efeitos que influenciam diretamente no ruído *RTS*), é fortemente dependente das variações nas tensões de porta e dreno em JFETs e MOS. O ruído *RTS* foi utilizado para qualificar dispositivos JFETs como sendo de baixa qualidade [2.59, 2.60].

4 – RUÍDO DE GERAÇÃO E RECOMBINAÇÃO.

O ruído $g-r$ é uma flutuação na condutividade, e assim como o ruído RTS , está relacionado às flutuações do número de portadores. Um fato interessante é que para determinadas faixas de temperaturas os dispositivos podem não apresentar o ruído de geração e recombinação, pois o nível de energia pode estar bem acima ou abaixo do nível de Fermi, fazendo com que a comunicação entre as armadilhas (*traps*) e os portadores livres seja desprezível.

Os dispositivos de silício com altíssimo grau de pureza geralmente não apresentam o ruído $g-r$, o que normalmente não acontece com os dispositivos de heteroestruturas ou semicondutores compostos, pois os defeitos na rede cristalina são sempre um problema. Por isso, o ruído $g-r$ é uma ferramenta de espectroscopia importante para o diagnóstico de centros de armadilhamento em dispositivos de silício e os que também usam os compostos $Al_xGa_{1-x}As$ [2.61, 2.62], por exemplo.

Em amostras de semicondutores compostos de baixa qualidade o ruído $g-r$ é originado nos contatos ou na superfície; em amostras de melhor qualidade, a fonte do ruído é localizada no seu corpo (*bulk*). Especificamente, as amostras de $Al_xGa_{1-x}As$ com composição $x \leq 0,2$ à 300K não apresentam este tipo de ruído [2.63].

Portanto, o ruído de geração e recombinação é uma ferramenta de diagnóstico muito poderosa no estudo de centros de armadilhamentos em compostos semicondutores III-V e II-VI. Os resultados obtidos com a medida de ruído $g-r$ são bem correlacionados com as técnicas de transiente de espectroscopia de nível profundo, do inglês *DLTS* (*deep level transient spectroscopy*). Outro tipo de ruído que tem sua origem na flutuação da condutividade e que pode predominar sobre o ruído $g-r$, é o ruído *flicker*, ou $1/f$.

5 – RUÍDO $1/f$.

É o tipo de ruído mais utilizado para avaliar a qualidade de um material semicondutor ou dispositivo. O espectro da variação da condutância é inversamente proporcional à frequência e em geral as flutuações têm duas origens:

- a) flutuação no número de portadores livres, assim como nos ruídos $g-r$ e RTS ,

b) flutuação na mobilidade.

Ambos os efeitos comprovadamente existem [2.64, 2.65], no entanto, um pode predominar sobre o outro. Os itens a seguir apresentam algumas aplicações do ruído $1/f$ como ferramenta de diagnóstico.

A – Avaliação da qualidade da rede cristalina:

Nos mecanismos de espalhamento na rede cristalina o ruído $1/f$ pode ser descrito como (para melhor entendimento, verificar as equações 2.26 e 2.27):

$$\frac{S_{\mu_{latt}}}{\mu_{latt}^2} = \frac{\alpha_{latt}}{fN} \quad (2.43)$$

μ_{latt} é a mobilidade e α_{latt} é a constante de *Hooge*, ambas considerando o efeito de espalhamento.

Se, no entanto, existir outros mecanismos de espalhamento como, por exemplo, o espalhamento cristalino e o espalhamento por impurezas, então [2.12, 2.66]:

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{latt}} + \frac{1}{\mu_{imp}} \quad (2.44)$$

A rede cristalina de um material semiconductor pode ser danificada por tensões mecânicas e por radiação de prótons ou íons. Efeitos desta natureza apontam para um aumento considerável no valor de α enquanto que a mudança observada na mobilidade é de apenas 10%.

Para se avaliar o efeito da variação da condutividade em uma amostra de silício foram implantados átomos de boro com energia de 1 MeV, tendo-se a temperatura de recozimento como parâmetro [2.67]. Verificou-se que o recozimento provoca uma diminuição no parâmetro de *Hooge* do ruído $1/f$. O valor de α é proporcional a $e^{\Delta E/k.T_{an}}$, sendo T_{an} a temperatura de recozimento e $\Delta E = 1.1$ eV, que é a energia de ativação correspondente à auto-difusão dos átomos de boro no silício. Através deste estudo, descobriu-se que a temperatura ótima de recozimento, levando em conta o compromisso

entre a diminuição do ruído $1/f$ e o aumento do ruído de geração e recombinação com o aumento da temperatura de recozimento, é [2.67]:

$$T_{an} \approx 0,6T_m \quad (2.45)$$

sendo T_m é a temperatura de fusão em Kelvin.

O ponto ótimo na figura de ruído de dispositivos de arseneto de gálio é atribuído à uma melhor qualidade na camada epitaxial, crescida em uma temperatura ideal dada pela equação 2.45.

Baixos valores de α não significam necessariamente que o semiconductor é de alta qualidade; geralmente estes valores são acompanhados de baixos valores de μ_{latt} , porém baixos valores de α_{latt} certamente apontam para um material de alta qualidade.

B – Ruído em contatos como ferramenta de diagnóstico:

O interesse nos dispositivos de compostos semicondutores das famílias III-V, II-VI vem aumentando gradativamente. O desenvolvimento de contatos elétricos de baixo ruído nestes dispositivos é uma tarefa complicada. Nestes casos, a análise de ruído tem ajudado na melhoria dos contatos e na confiabilidade [2.68].

A deposição de filmes de $AuSi$ sobre substratos de $GaAs$ em temperaturas iguais ou superiores a 430°C , induz à formação de glóbulos, criando áreas de contatos com múltiplos pontos. O estudo do ruído nestes tipos de contatos demonstrou que a deposição em ambientes de H_2 a 425°C gera contatos ôhmicos contínuos ou sem falhas [2.68].

Alguns dos fatores como o óxido nativo nos semicondutores, a temperatura de recozimento e a composição do gás de recozimento [2.69], são extremamente críticos para a obtenção de contatos ôhmicos de baixo ruído. A figura 2.7 mostra uma grande diferença no nível de ruído quando uma pequena mudança na resistência de contato em amostras de $GaSb$ ocorre [2.70]. Nesta figura, os contatos ôhmicos de $GaSb$ foram recozidos sob a presença de gás verde (*forming gas*) e sob a presença de H_2 . O valor espectral do ruído $1/f$ de contato, S_R/R^2 , em 10 Hz, melhorou cerca de 300 vezes, enquanto que a resistência diminuiu de 17 para 12 ohms.

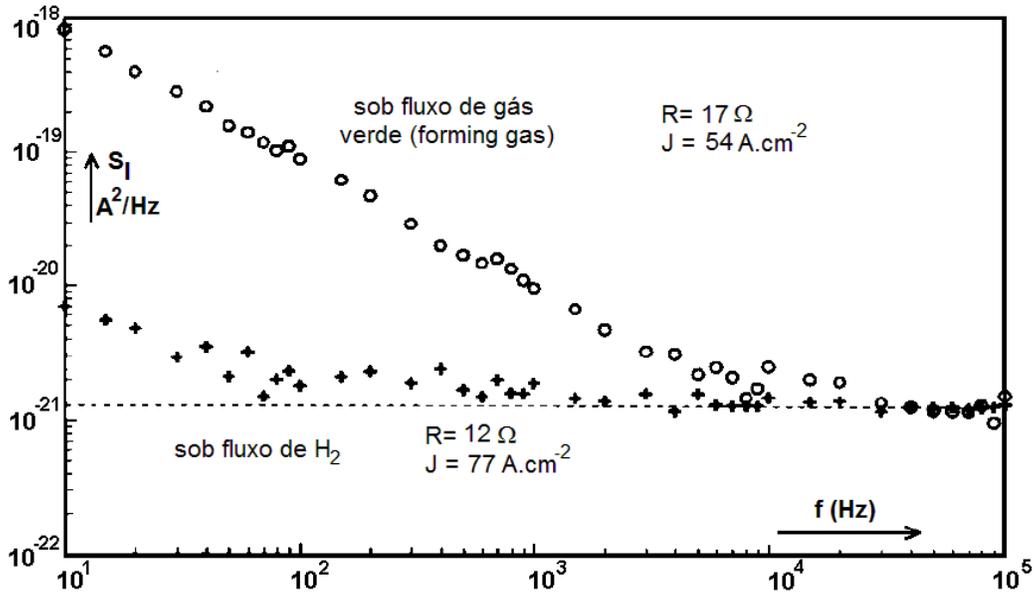


Figura 2.7 – Espectro de ruído de contato para amostras tipo *p* de *GaSb* [2.70].

C – Avaliação da degradação induzida por corrente:

As degradações que ocorrem em filmes finos condutores causadas por eletromigração está diretamente ligada com o surgimento de falhas ou buracos, também chamados de mordida de rato, e no conseqüente aumento da densidade de corrente nessas regiões. As figuras 2.8a e 2.8b mostram um exemplo de eletromigração:

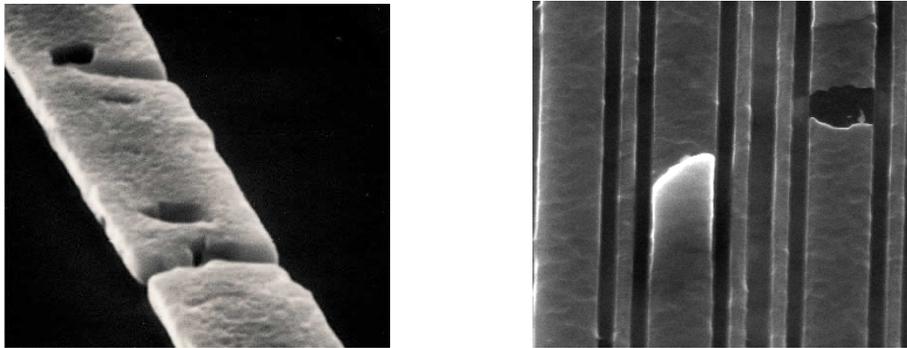


Figura 2.8 – (a) Rupturas causadas por eletromigração [2.71]. (b) Buraco causado por eletromigração [2.72].

A equação geral para o valor da resistência é [2.73]:

$$R = \frac{1}{I^2} \int \rho J^2 dA \quad (2.46)$$

Usando a equação de *Hooge*:

$$\frac{S_R}{R^2} = \frac{\alpha}{Nf} \quad (2.47)$$

Assim, a equação da densidade espectral do ruído $1/f$ da resistência (S_R) é:

$$S_R = \frac{1}{I^4} \int \frac{\alpha \rho^2}{Nf} J^4 dA \quad (2.48)$$

sendo I a corrente que passa pela amostra, N o número de portadores livres (cm^{-2}), ρ a resistência de folha (Ω), J a densidade de corrente ($\text{A}\cdot\text{cm}^{-1}$) e dA o elemento infinitesimal de área (cm^2).

Levando em consideração os valores de densidade de corrente próximas às regiões de falhas, foram calculadas as integrais acima e os resultados estão apresentados na figura 2.9. Os valores de R_0 e S_{R0} , respectivamente, referem-se ao valor da resistência e do ruído de uma amostra sem a ocorrência de falhas. A figura 2.9 mostra o aumento do valor resistência e do ruído com o aumento do diâmetro de um buraco/falha, normalizado com os valores em uma amostra intacta.

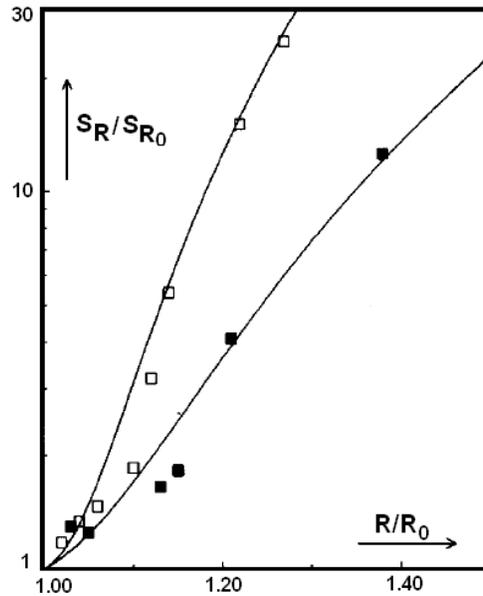


Figura 2.9 – Ruído $1/f$ em um filme danificado por eletromigração [2.74].

O aumento da resistência e do ruído é provocado pelo aumento do diâmetro da falha. As linhas sólidas foram calculadas usando um modelo simples [2.74]. As medidas experimentais são para a razão (W/L) de 10/100 (■), e de 10/300 (□). Os resultados experimentais estão em boa concordância com os cálculos.

Pode-se observar que o aumento de 15% no valor da resistência corresponde a um aumento de 10 vezes no valor do ruído. Isto explica porque a medida de ruído é mais sensível que a medida do valor da resistência, e justifica a utilização da medida de ruído $1/f$ na avaliação da degradação de filmes provocados por eletromigração. Em interconexões de alumínio e resistores de filmes finos, o aumento relativo no valor do ruído *flicker* é usado na análise de falhas.

D – Avaliação da resistência série em TECs:

O ruído $1/f$ da corrente de porta em transistores de efeito de campo (TEC) pode ser usado na detecção de falhas em dispositivos.

A resistência série de canal de transistores de efeito de campo de arseneto de gálio do tipo HEMT (*High Electron Mobility Transistor*), com canal curto, podem contribuir consideravelmente no ruído $1/f$. A medida relativa da densidade espectral do ruído S_I/I^2 em função de tensão de porta é muito usado como diagnóstico da falta de qualidade de interface nestes dispositivos [2.75].

A primeira evidência relacionando a densidade espectral de ruído $1/f$ e as cargas de interface em transistores MOS foi apresentada por *Sah e Hielscher* [2.51]. Foi observada uma relação direta entre a densidade de cargas de superfície na interface Si-SiO₂ e o ruído $1/f$ relativo à porta do transistor ($S_{V_{gate}}$). Uma correlação entre o ruído e a parte real da impedância de porta também foi observada. O estudo mostra que a densidade de cargas de superfície assim como o ruído $1/f$ é altamente dependente do processo de fabricação e da qualidade da interface. Em transistores MOS, a contribuição do ruído $1/f$ está relacionado com a resistência série do canal, que varia com a tensão de porta, e a resistência série do dispositivo. A densidade espectral de ruído normalizada (S_{Id}/I_d^2) referente às cargas de interface pode ser modelada conforme a equação 2.49 [2.76]:

$$\frac{S_{I_d}}{I_d^2} = \frac{S_{R_{ds}}}{R_{ds}^2} \frac{R_{ds}^2}{(R_{ds} + R_{ch})^2} \quad (2.49)$$

sendo R_{CH} a resistência de canal que varia com a tensão de porta-substrato (V_{gs}), R_{ds} a resistência de dreno-fonte e $S_{R_{ds}}$ a densidade espectral de ruído.

A relação entre o ruído $1/f$ e a densidade de estados de superfície também pode ser avaliada através da medida da condutância do canal na inversão forte em função das cargas na porta (*gate charge*) do transistor MOS [2.38]. Para os transistores MOS, o parâmetro de *Hooge* também é geralmente usado para caracterizar o ruído de diferentes materiais e estruturas.

$$\alpha = \frac{S_I}{I^2} fN \quad (2.50)$$

sendo N o numero total de elétrons na banda de condução e a relação S_I/I^2 a densidade relativa de ruído. Valores desejáveis para α variam entre 10^{-4} e 10^{-5} [2.77]

6 – RUÍDO $1/f^2$.

Nos ruídos citados anteriormente, a corrente serve como base para a medida da flutuação da condutividade. O ruído conhecido como $1/f^2$, ao contrário dos outros ruídos, está relacionado com a resistência de fuga, ou flutuações na resistência, induzida pela corrente contínua (I_{DC}) na amostra. No entanto, para a observação do ruído $1/f^2$ existe um limiar de densidade de corrente e de temperatura. Valores de densidade de corrente maiores que $2 \times 10^6 \text{ Acm}^{-2}$, em trilhas de alumínio, valor e material de referência, favorece o aparecimento de eletromigração, resistência de fuga e flutuações. Nesses casos a densidade espectral de ruído não é mais proporcional à I^2 , como nos ruídos de *g-r*, *RTS* e $1/f$. Acima de $6 \times 10^6 \text{ Acm}^{-2}$ as trilhas se desfazem.

Como ferramenta de diagnóstico, o ruído $1/f^2$ é extremamente útil no estudo da eletromigração [2.78-2.80] porque justamente a eletromigração é que da origem ao ruído. Além disso, através da densidade espectral de ruído é possível obter o valor preciso da

energia de ativação da eletromigração [2.81, 2.82]. A expressão empírica da densidade espectral de potência de ruído de tensão (S_v) é:

$$S_v = \frac{I^\beta C}{f^\gamma T} \exp\left(\frac{-E_a}{kT}\right) \quad \text{V}^2/\text{Hz} \quad (2.51)$$

sendo $\beta \geq 3$ e $\gamma \geq 2$, C um parâmetro que depende da geometria e da tecnologia e E_a a energia de ativação da eletromigração.

O ruído $1/f^2$ também é conhecido como ruído de eletromigração, do inglês *EM noise* [2.83].

2.6 – MODELAMENTO DO RUÍDO DE BAIXA FREQUÊNCIA PARA CARGAS NO DIELÉTRICO.

As cargas armadilhadas no óxido de silício, próximo e acima da banda de condução, podem afetar a mobilidade na camada de inversão, o ruído $1/f$ e a eficiência na transferência de cargas, em várias estruturas MOS. No entanto, as técnicas para avaliar este efeito, tais como a medida CxV (capacitância-tensão), a medição da condutância e do transitório de capacitância, estão limitados às bandas de energias localizadas dentro da banda proibida do silício. O método apresentado aqui, utilizando a medição do ruído em baixa frequência, busca determinar a densidade de cargas armadilhadas no óxido próximo e acima da banda de condução do silício. Esta técnica é amplamente utilizada [2.38, 2.47, 2.84] e substitui os outros métodos citados acima.

Como a medição do ruído em baixa frequência ainda é um tema em ampla discussão, é interessante elucidar alguns modelos que estão sendo utilizados no estudo do ruído $1/f$ em transistores MOSFET's;

1 – O modelo de flutuação de portadores, baseado na proposta de McWhorter, atribui o ruído $1/f$ às flutuações nas transições de cargas entre a interface Si-SiO₂ e o canal de condução. O modelo assume que a densidade espectral de ruído de porta é independente da tensão de porta, em inversão forte, para distribuições uniformes de densidades de cargas armadilhadas no óxido, e proporcional à $(WL)^{-1} Cox^{-2}$. Este modelo

baseia-se em vários experimentos [2.28, 2.85, 2.86] que comprovam a proporcionalidade entre as cargas no óxido e o ruído $1/f$.

2- Quando o modelo de flutuação da mobilidade baseado na relação de *Hooge*, é aplicado em MOSFET's, com algumas modificações, [2.87] verifica-se que o ruído é proporcional à $(V_{GS}-V_T) / (WLCox)$ [2.34, 2.88].

3 – Modelo que combina os modelos de flutuação de portadores e de flutuação da mobilidade descritos. Ele é geralmente empregado quando existe uma grande variedade de dados de medição.

O modelo utilizado neste trabalho foi o de flutuação de portadores pois, verificou-se que apesar de sua simplicidade quando comparado a outros modelos, ele atende bem à proposta para a determinação da quantidade de cargas no óxido dos transistores e pode ser facilmente utilizado com ferramenta para avaliar os processos de fabricação.

- Modelamento:

A figura 2.10 apresenta o sistema de coordenadas para o esquema estrutural do dispositivo (a) e para o diagrama de energia (b). Nota-se que a localização das armadilhas é determinada por quatro coordenadas; x , y , z e E . ΔV_0 é um elemento de volume ($\Delta x \Delta y \Delta z$) e ΔE é um elemento de energia. A interface Si-SiO₂ refere-se a $x=0$ e $E = 0$, na parte inferior da banda de condução, e aumenta com o aumento da energia acima de E_c . Nota-se que $\Delta V_0 \Delta E$ em (b) está localizado em $x > 0$ e $E > 0$.

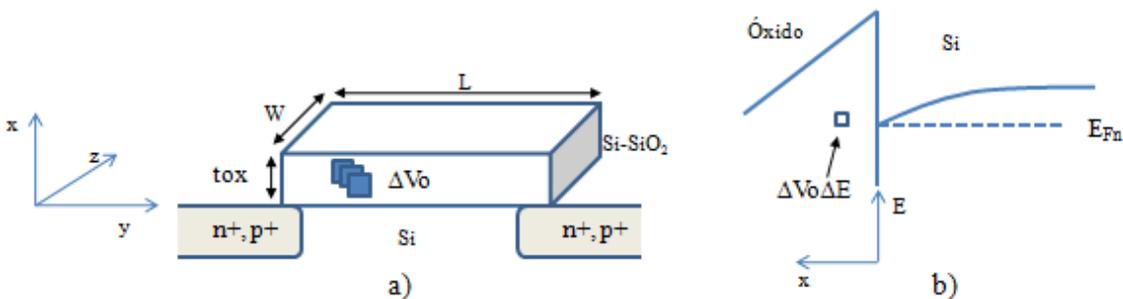


Figura 2.10 - Sistemas de coordenadas; a) esquema estrutural e b) diagrama de energia

Devido ao encurvamento da banda de energia no óxido, as cargas armadilhadas estão localizadas acima da banda de condução do silício, como determinado pela condição

de banda plana. O modelo de flutuação no número de portadores atribui o ruído $1/f$ às armadilhas que estão localizadas ao longo de uma linha de referência, que aumenta com o aumento da distância da interface e com o aumento da energia acima da banda de condução do silício, assim como ilustrado na figura 2.11.

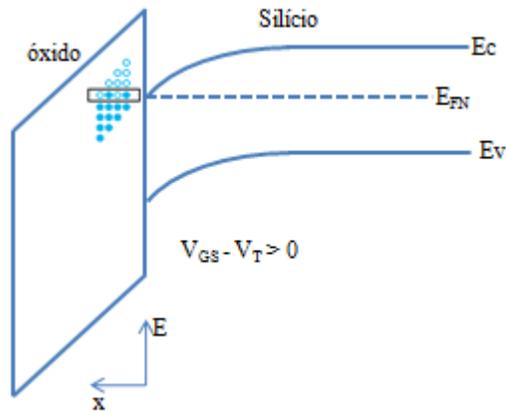


Figura 2.11 – Esquema ilustrativo da região de acesso da medida da amplitude do ruído $1/f$ em função da frequência em inversão forte.

Para o modelo proposto, algumas considerações são importantes:

- a) É assumido que o armadilhamento de uma carga na camada de inversão por um centro de armadilhamento no óxido de silício provoca apenas uma flutuação na densidade de portadores no canal. Assim, o espalhamento devido ao armadilhamento produz uma flutuação desprezível na mobilidade.
- b) O transistor é polarizado em inversão forte, de tal maneira que os portadores na banda de condução penetram e deixam o óxido com o mesmo nível de energia. Flutuações devido às transições também são desprezíveis
- c) O dispositivo é polarizado na região linear, por isso pode-se assumir que o encurvamento da banda é aproximadamente constante entre fonte de dreno. Da mesma maneira, pode-se considerar que a carga na camada de inversão Q_N , a mobilidade μ_N , e o campo elétrico E , são constantes ao longo do canal.

Em um transistor MOSFET, a equação da corrente pode ser definida como:

$$I_D = \frac{W}{L} \mu_N Q_N V_{DS} \quad (2.52)$$

sendo $Q_N = Cox(V_{GS} - V_T)$

A barreira de óxido visto pelo portador na camada de inversão possui altura ϕ_B . Sabe-se que a função de onda de um elétron decai exponencialmente dentro dessa barreira e o tempo associado ao evento do armadilhamento é:

$$\tau_T = \tau_0 e^{2\alpha x} \quad (2.53)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{2m_e^* \phi_B}{\hbar^2}} \quad (2.54)$$

sendo x a profundidade do óxido em relação à interface Si-SiO₂ e m_e^* a massa efetiva do elétron no óxido, \hbar a constante de *Planck* dividido por 2π . O valor típico de α é 10^8 cm^{-1} e τ_0 é tipicamente usado com o valor de 10^{-1} s [2.28].

Para o desenvolvimento da equação que relaciona a densidade de ruído espectral na porta do transistor com as cargas efetivas no óxido, considera-se uma quantidade de armadilhas em um volume ΔV_0 caracterizadas por uma constante de tempo Δt . Se todas as armadilhas estão distribuídas em torno do nível de quasi-fermi, então as que estiverem alguns kT abaixo do nível de quasi-fermi vão estar preenchidas e aquelas que estiverem alguns kT acima, estarão vazias. Assim, apenas as armadilhas próximas ao nível de quasi-fermi contribuem com as flutuações.

A densidade espectral das flutuações do número de elétrons capturados em um volume ΔV , com energia ΔE , é definido por [2.89, 2.90]

$$S_{N_T \Delta V \Delta E} = \frac{\tau_T}{1 + \omega^2 \tau_T^2} N_T(x, E) f_T (1 - f_T) \Delta V_0 \Delta E \quad (2.55)$$

sendo N_T o número de densidade de armadilhas ($\text{cm}^{-3} \text{eV}^{-1}$), ω a frequência em radianos e f_T a probabilidade de uma armadilha estar preenchida, definida pelo fator de Fermi:

$$f_T = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E_T - E_{F_N}}{kT}\right)} \quad (2.56)$$

Nota-se que $f_T(1-f_T)$ é uma função que determina que apenas as armadilhas próximas ao nível de quasi-fermi contribuem com as flutuações ou ruído.

Quando uma unidade de carga é capturada a uma distancia d_t dentro óxido, ela induz uma flutuação nas cargas do canal do transistor menor que uma unidade de carga, ou seja:

$$|\delta Q_N| = \frac{tox - dt}{tox} |\delta Q_T| \quad (2.57)$$

Porém, quando a espessura do óxido, tox é muito maior que d_t , pode-se assumir que:

$$|\delta Q_N| = |\delta Q_T| \quad (2.58)$$

Por isso, pode-se considerar que a densidade espectral das flutuações nas cargas do óxido é igual à densidade espectral de flutuação das flutuações induzidas nas cargas do canal;

$$S_{Q_N, \Delta V_o \Delta E} = q^2 S_{N_T, \Delta V_o \Delta E} \quad (2.59)$$

Considerando-se então uma flutuação do número de portadores em um elemento de $\Delta y \Delta z$ do canal, devido à flutuação provocada por uma carga em um elemento $\Delta V_o \Delta E$ no óxido, a flutuação da corrente de dreno é dada por:

$$\Delta I_{D, \Delta V_o \Delta E} = \frac{W}{L} \mu_N V_{DS} \frac{(\delta Q_N \Delta y \Delta z)}{WL} \quad (2.60)$$

Reescrevendo a equação acima usando a equação 2.52;

$$\Delta I_{D, \Delta V_o \Delta E} = \frac{I_D}{QN} \frac{(\delta Q_N \Delta y \Delta z)}{WL} \quad (2.61)$$

sendo $\delta Q_N \Delta y \Delta z$ simplesmente q multiplicado pelo número total de portadores no elemento $\Delta y \Delta z$. Assim, a densidade espectral da corrente de dreno é:

$$\Delta S_{I_D, \Delta V_o \Delta E} = \frac{I_D^2}{W^2 L^2 Q_N^2} S_{Q_N \Delta V_o \Delta E} \quad (2.62)$$

e a densidade espectral de ruído de tensão referido a porta, S_{V_G} é:

$$\Delta S_{V_G, \Delta V_o \Delta E} = \frac{\Delta S_{I_D, \Delta V_o \Delta E}}{gm^2} \quad (2.63)$$

considerando gm como a transcondutância do dispositivo.

Integrando-se a equação 2.63 em x , y , z e E , e usando as equações 2.55 e 2.59, tem-se:

$$S_{V_G} = \frac{q^2}{WLC_{ox}^2} \int_0^{dm} \int_{E_V}^{E_C} \frac{Nt(x, E) \tau_T(x)}{1 + \omega^2 \tau_T^2(x)} f_T(E)(1 - f_T(E)) dx dE \quad (2.64)$$

A integral em y e z eliminou o fator WL do denominador. A integral em E de $Nt_T(E)(1 - f_T(E))$ é aproximadamente $kTNt(E_{F_N})$ [2.28]. A integral em x vai de 0 até a distância dm , e o valor de dm é suficiente amplo de modo a considerar todas as armadilhas que contribuem para o ruído na frequência de interesse. Trocando as variáveis para integrar em τ ao invés de x (eq. 2.53), obtém-se a equação tradicional derivada do modelo de flutuação de portadores [2.28]:

$$S_{V_G} = \frac{k.Tq^2}{8WLC_{ox}^2 \alpha} \frac{Nt(E_{F_N})}{f} \left(\frac{V^2}{\text{Hz}} \right) \quad (2.65)$$

Nt é a densidade de armadilhas no óxido ($\text{cm}^{-3}\text{eV}^{-1}$) adjacente ao nível de quasi-fermi e f é a frequência em hertz.

A equação 2.65 mostra que a amplitude do ruído varia inversamente com a frequência, com a área e com o quadrado da capacitância do óxido. A equação apresenta a mesma funcionalidade da equação 2.41, porém, a equação 2.65 apresenta a relação direta entre a densidade espectral de ruído de porta e a densidade de armadilhas.

CAPÍTULO 3

PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL: SISTEMA, MEDIDAS E RESULTADOS.

INTRODUÇÃO.

Nesse capítulo serão apresentadas as medidas que foram utilizadas nesta tese para a caracterização do ruído em dispositivos. Está dividido em duas partes: o ruído em alta frequência e o ruído em baixa frequência.

A caracterização do ruído em alta frequência teve como objetivo determinar o parâmetro conhecido como Figura de Ruído, NF, do inglês *noise figure*. Apresenta-se além da descrição do arranjo utilizado na medição, os equipamentos e a metodologia empregada. Em conjunto com as medidas de ruído também são apresentados os resultados das medidas de parâmetros de espalhamento, parâmetros S.

Para a validação do método de obtenção desse conjunto de medidas, um modelo de pequenos sinais de um transistor HBT, incluindo as fontes de ruído é proposto, e são comparados os resultados da medição e de simulação.

Na descrição do ruído em baixa frequência é apresentado em detalhes todo o arranjo utilizado para a medição, além dos resultados das medidas em transistores nMOS e CMOS do tipo *p* e do tipo *n*. Detalhes importantes sobre o cuidado com a medição, tais como a utilização de baterias para polarizar os dispositivos e o correto aterramento, também são esclarecidos.

Como aplicação, a medida de ruído é utilizada como ferramenta de diagnóstico de dispositivos semicondutores. Foram levantados os valores das cargas de estados rápidos em função da tensão de porta e em função da frequência. Resultados destas medidas também são apresentados.

3.1 - MEDIDAS DE RUÍDO EM ALTA FREQUÊNCIA – RF.

3.1.1 – OBJETIVOS DAS MEDIDAS.

O principal objetivo deste item é descrever de forma detalhada a configuração de montagem de um sistema de medidas de ruído em alta frequência, bem como as medidas realizadas. Não é intuito deste item a apresentação aprofundada de modelos matemáticos relacionadas a estas medidas.

As medidas apresentadas foram realizadas em transistores HBTs de InGaP/GaAs fabricados no CCS e no LPD [3.1, 3.2]. A característica de resposta em alta frequência permitiu a caracterização do ruído. A faixa de operação dos equipamentos é de 10 MHz a 1.6 GHz. As medidas apresentadas podem ser também realizadas em outros tipos de dispositivos como transistores CMOS, amplificadores, diodos, misturadores, *LNAs*, desde que projetados para operar dentro da faixa de medida especificada.

3.1.2 – DESCRIÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE MEDIDAS.

Quando as dimensões dos componentes dos circuitos integrados são comparáveis com comprimento de onda dos sinais de tensão e corrente, não se pode desprezar as mudanças na fase dos sinais que percorrem os circuitos. As medidas destes sinais também envolvem um problema prático, ou seja, em alta frequência devem ser medidos a amplitude dos sinais, referida a potência do sinal, e a fase de uma onda viajando em uma dada direção. Uma representação que está de acordo com estas medidas e com as idéias de ondas incidentes, refletidas e transmitidas é a medida da matriz de espalhamento ou parâmetros S .

As medidas de parâmetros S estão mais comumente relacionadas à caracterização de circuitos e dispositivos em alta frequência. No entanto, para a caracterização de sinais AC e de ruído deve-se medir sucessivamente os parâmetros de espalhamento e o ruído do dispositivo sob teste. Assim, o sistema de caracterização em alta frequência deve ser capaz de realizar as medidas de parâmetros S e a medida de ruído.

Um dos sistemas que atende a este tipo de requisito é o NP5B (*Noise Parameter System and S-Parameter Measurement*) da empresa *ATN Microwave*. Este sistema consiste

basicamente de três subsistemas; uma estação microprovadora *ATN*, um sistema HP8510 (*vector network analyzer*) e um sistema de medida de ruído, o HP8970. O software da *ATN* realiza o controle destes sistemas. O custo estimado do sistema completo é de algumas centenas de milhares de dólares.

Devido ao custo elevado do sistema NP5B, procurou-se utilizar outro método de medida para a caracterização dos dispositivos em alta frequência e ruído, montando um sistema com equipamentos disponíveis.

A – CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE CARACTERIZAÇÃO EM RF.

O item a seguir descreve apenas o arranjo montado para a realização das medidas de parâmetro de espalhamento.

As medidas em alta frequência, maiores que 45 MHz, foram feitas com um analisador de parâmetros de rede. A figura 3.1 mostra o esquema simplificado do sistema HP8510C para a realização desse tipo de medida, bem como as ligações para o dispositivo.

Antes de iniciar as medidas em alta frequência, alguns parâmetros devem ser determinados tais como: ponto de polarização dos transistores, faixa de medida da frequência e nível de potência nas portas de entrada e saída. Além disso, a calibração do sistema deve ser executada para que as indutâncias e capacitâncias parasitas dos equipamentos e dos cabos que fazem a ligação não influenciem nas medidas. Os parâmetros utilizados foram:

- Potência das portas: Fonte (*Source*) 1: -9,0 dBm e Fonte (*Source*) 2: -9,0 dBm;
- Variação de frequência: 45,0 MHz a 30,0 GHz (401 pontos de medidas);
- Polarizações V_{CE} e I_B variáveis;
- Porta 1 do equipamento ligada à base do HBT;
- Porta 2 do equipamento ligada ao subcoletor do HBT;
- Saída 1 da fonte DC ligada à ponteira que está conectada à base;
- Saída 2 da fonte DC ligada à ponteira que está conectada ao subcoletor;
- Calibração do sistema utilizada: LRM (*Load, Reflection, Matching*) [3.3, 3.4];

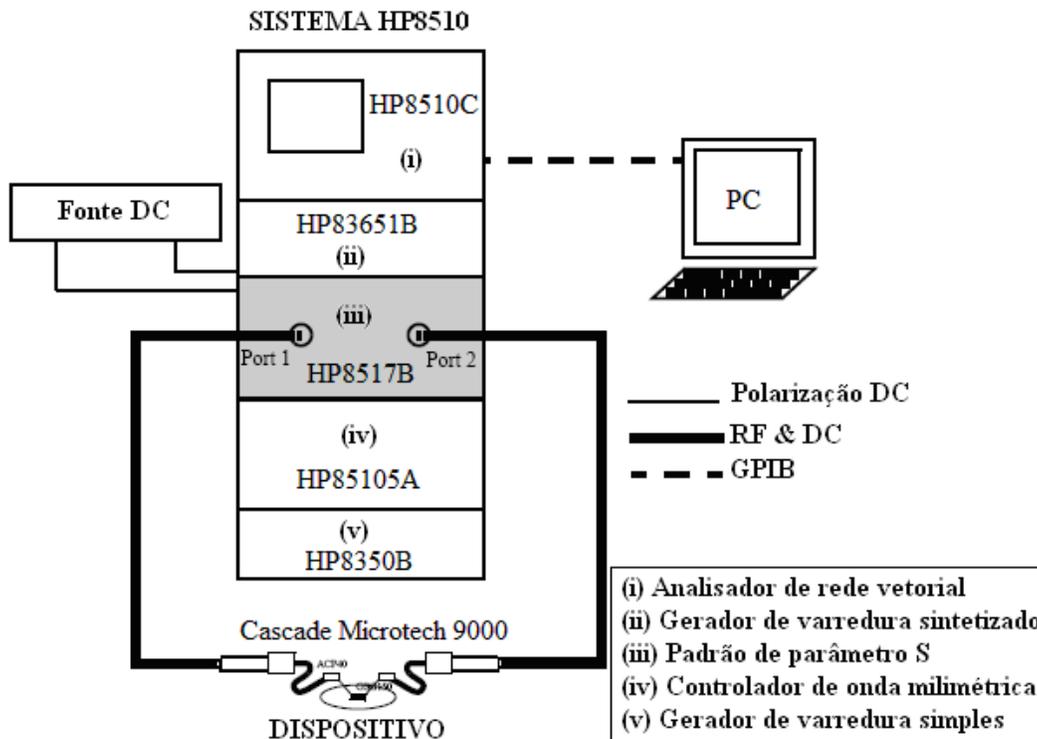


Figura 3.1 – Esquema simplificado do sistema HP8510.

As duas pontas de prova utilizadas para as medidas, assim como os *pads* nos dispositivos, possuem um padrão especial que deve ser do tipo GSG (*ground, signal, ground*). Cada ponta de prova tem três terminais do tipo GSG. Uma das pontas é conectada entre a base, que é a entrada do sinal (terminal *signal*, também denominado de *Port 1*) e o emissor, sendo que os dois terminais *ground* estão conectados ao emissor. A outra ponta de prova é conectada entre o coletor, que é a saída do sinal (terminal *signal*, também denominado de *Port 2*) e o emissor, sendo que os dois terminais *ground* estão conectados ao emissor.

A figura 3.2 apresenta a fotografia de um transistor HBT de InGaP/GaAs, com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$, conectado a uma ponta de prova do tipo GSG. As pontas de prova também podem ser utilizadas para polarizar o transistor com tensões DC, pois elas possuem um circuito que separa o sinal de alta frequência do sinal de polarização DC, denominado de *bias T*. Para acessar os transistores através das pontas de prova, os *pads* dos transistores devem respeitar os diâmetros de cada terminal e as distâncias entre os terminais GSG de cada ponta de prova (*pitch*), que estão alinhados entre si. As ponteiras, ACP40 utilizadas neste trabalho, apresentam diâmetros de $40 \mu\text{m}$, com distanciamento entre seus

centros de 150 μm . Assim, os *pads* para medidas de RF devem ter entre 50 e 80 μm de lado, com distanciamento entre os seus respectivos centros de 150 μm . Maiores detalhes podem ser encontrados em [3.5, 3.6].

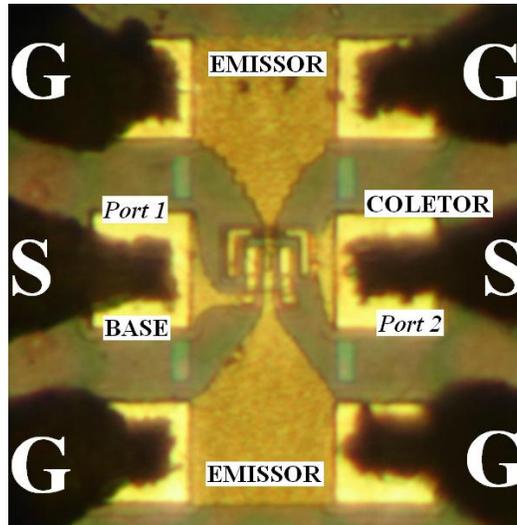


Figura 3.2 – Fotografia ilustrando a conexão de uma ponta de prova do tipo GSG com um transistor HBT de InGaP/GaAs [3.7].

Após a verificação da calibração do sistema HP8510 (conferência dos pontos de curto, carga e aberto), foram obtidas as curvas em alta frequência dos transistores. O analisador de parâmetros de rede HP8510C fornece os valores dos parâmetros de rede para uma determinada faixa de frequência. Os parâmetros S fornecidos pelo analisador podem ser no máximo quatro, e são definidos da seguinte maneira (maiores detalhes sobre os parâmetros S podem ser encontrados em [3.8]):

- S_{11} : é o coeficiente de reflexão na entrada com a saída casada;
- S_{21} : é o coeficiente de transmissão direta com a saída casada;
- S_{12} : é o coeficiente de transmissão reverso com a entrada casada;
- S_{22} : é o coeficiente de reflexão na saída com a entrada casada.

Uma entrada e/ou saída é definida como casada quando não há reflexão de potência, isto é, toda potência fornecida é transferida [3.8]. As medidas foram realizadas numa faixa de 45 MHz até 30 GHz e os resultados são apresentados no item 3.1.4.

B – CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE CARACTERIZAÇÃO EM RF E RUÍDO.

Para a realização da medida de ruído em alta frequência foram utilizados os equipamentos relacionados abaixo:

- HP8970B – Sistema de medida de figura de ruído e ganho de inserção.
- HP364A – Fonte de ruído (*noise source*).
- Microprovadora (*Cascade Microtech*) – bancada com ponta de provas do tipo GSG (ACP40).
- HP6626A - Fonte de alimentação com monitoramento de tensão e corrente.
- Desacopladores/isoladores - *Bias tee*, modelo ZFBT-6G-FT.

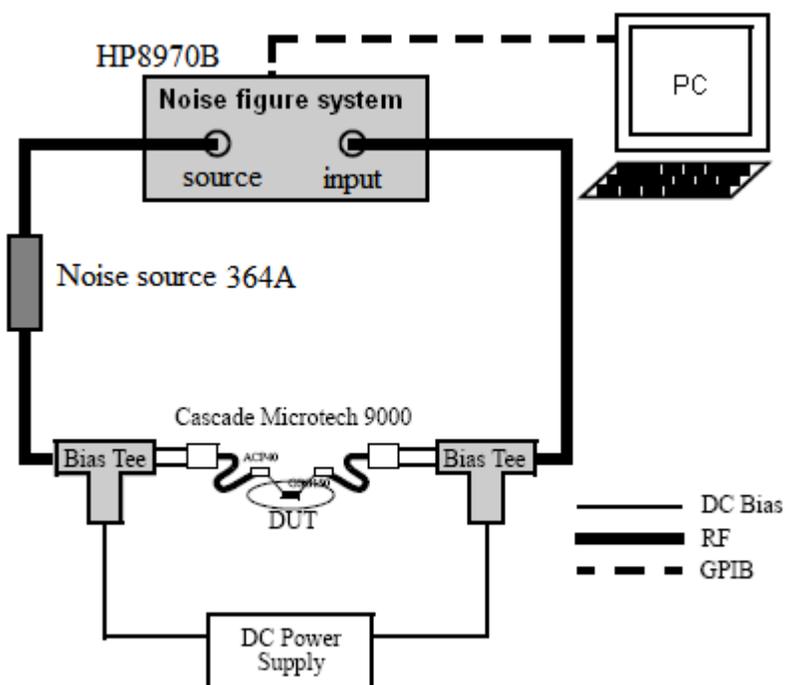


Figura 3.3 – Esquema de ligação para a medida de ruído em alta frequência.

A figura 3.3 mostra o esquema de ligação utilizado para a medida do ruído. A fonte de ruído é conectada à fonte (*source*) do medidor e é ligada, através de um desacoplador (*bias tee*), à ponta de prova. A ponta de prova é ligada à base do transistor, conforme figura

3.4. O desacoplador serve para separar o sinal DC do sinal de RF. O modelo utilizado atende à faixa de DC a 6 GHz.

Uma fonte de alimentação (HP6626A) é usada para polarizar o dispositivo. Usando o desacoplador, as tensões de base-emissor V_{BE} , e coletor-emissor V_{CE} , são aplicadas ao transistor.

Resumidamente, o terminal fonte do medidor fica conectado à base do transistor. O coletor, por sua vez, está ligado ao terminal de entrada (*input*). Os dados são coletados com auxílio de um computador.

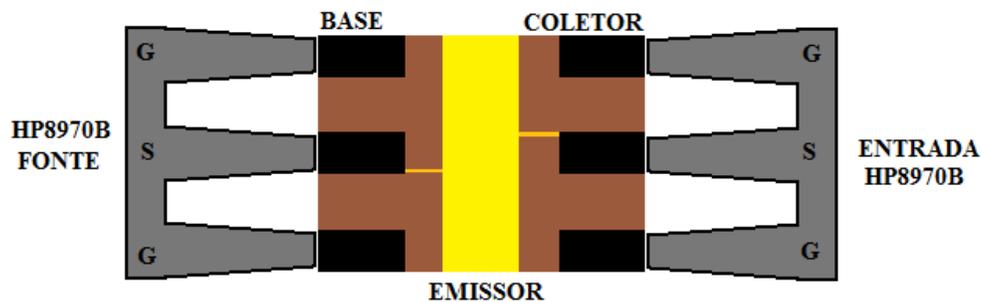


Figura 3.4 – Esquema ilustrativo de ligação do transistor.

O equipamento mais importante desta montagem é o medidor de figura de ruído, HP8970B, mostrado na figura 3.5. Com este instrumento é possível medir a figura de ruído na faixa de 0 a 30 dB, com resolução de 0.01 dB. A medida de ganho de inserção pode ser feita de -20 dB a +40 dB, com resolução de 0.01 dB, para ganho de inserção maior que -9.99 dB. Nele também é gerada a tensão pulsada para alimentação da fonte de ruído.

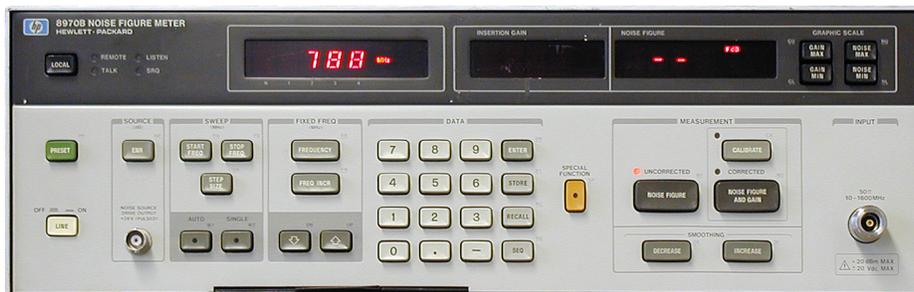


Figura 3.5 – HP8970B, medidor de figura de ruído e ganho de inserção

Inicialmente é necessário inserir no HP8970B os dados da fonte de ruído, HP364A. Os valores de ruído em função da frequência são conhecidos e estão assinalados no próprio dispositivo.

A fonte de ruído é simplificada um diodo, que na faixa de frequência de operação gera o ruído térmico, com valores conhecidos. Esta fonte é de extrema importância para a obtenção do valor da figura de ruído, pois é através dos valores pré-determinados da fonte que o equipamento faz a comparação e obtém o valor da figura de ruído.

Na sequência faz-se a ligação de todo o sistema, de modo a produzir um curto entre a fonte e a entrada. Para isso, são necessárias placas de alumina que são utilizadas na calibração no sistema HP8510C, mostrada na figura 3.6.

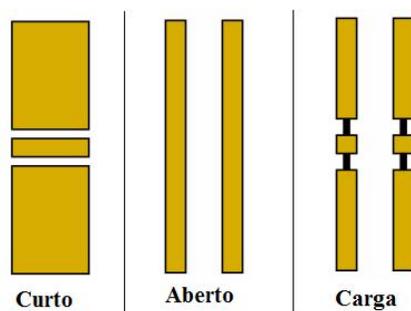


Figura 3.6 – Detalhes da placa de alumina usada para a calibração.

Com o sistema em curto inicia-se o procedimento de calibração. É feita uma varredura de frequência numa faixa pré-programada, de 10 MHz à 1600 MHz, com passo em frequência escolhido previamente. Automaticamente é calculada a figura de ruído total gerada por todos os componentes; como cabos, pontas de prova, *bias tee*, conectores e adaptadores. Este valor é gravado no HP8970B e usado como o valor absoluto de referência.

Assim, quando retirar-se a alumina usada para fazer o curto e acrescentar-se o dispositivo, somente o ruído gerado por ele será computado como valor da figura de ruído e/ou ganho de inserção.

Para cada passo de frequência anteriormente escolhido, o equipamento mostra o valor da figura de ruído e o ganho de inserção.

3.1.3 – DESCRIÇÃO DO DISPOSITIVO ANALISADO.

DETALHES DO DISPOSITIVO

O transistor bipolar de heterojunção, mais conhecido como HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*), é um transistor que possui uma ou mais junções constituídas de diferentes materiais. Estas heterojunções são usualmente formadas combinando-se os compostos III-V da tabela periódica como, por exemplo, AlGaAs/GaAs e InGaP/GaAs. Através deste tipo de junção é possível realizar uma alta dopagem da camada da base o que permite operação em altas frequências. Além desta característica, esses transistores apresentam alta transcondutância e elevados ganhos de corrente [3.9]

Para a fabricação dos transistores foram utilizadas amostras de GaAs com orientação [100] e sete camadas epitaxiais crescidas por MOCVD (*Metalorganic Chemical Vapor Deposition*). As lâminas foram processadas pela KOPIN [3.2]. A tabela 3.1 apresenta os dados das sete camadas epitaxiais.

As três primeiras camadas (CAPA) têm a finalidade de melhorar o contato ôhmico entre o metal e o emissor, sendo que a camada central de CAPA tem a função de variar gradualmente o parâmetro de rede e da faixa de energia proibida entre as duas outras camadas de CAPA. A quarta camada (EMISSOR) é a região de emissor do HBT, com formação da heterojunção. As demais camadas são, respectivamente, as regiões de base, coletor e subcoletor. As especificações das camadas foram obtidas através de simulações computacionais, visando à otimização do desempenho dos transistores [3.2].

Tabela 3.1 – Especificações das camadas epitaxiais.

<i>Camada</i>	<i>Material</i>	<i>Espessura (nm)</i>	<i>Dopagem (cm⁻³)</i>
CAPA	In _y Ga _{1-y} As (y = 0,5)	50	>1,0x10 ¹⁹ (n ⁺)
CAPA	In _y Ga _{1-y} As (y = 0 a 0,5)	50	> 1,0x10 ¹⁹ (n ⁺)
CAPA	GaAs (Si)	100	5,0·x10 ¹⁸ (n ⁺)
EMISSOR	In _y Ga _{1-y} P (y = 0,5) (Si)	50	5,0x10 ¹⁷ (n)
BASE	GaAs (C)	80	4,0x10 ¹⁹ (p ⁺)
COLETOR	GaAs (Si)	500	4,0x10 ¹⁶ (n)
SUBCOLETOR	GaAs (Si)	500	5,0x10 ¹⁸ (n ⁺)

As figuras 3.7 e 3.8 apresentam fotografias de um dos transistores não auto-alinhados fabricados, com área de emissor de 20 x 06 μm² e de 20 x 16 μm² respectivamente.

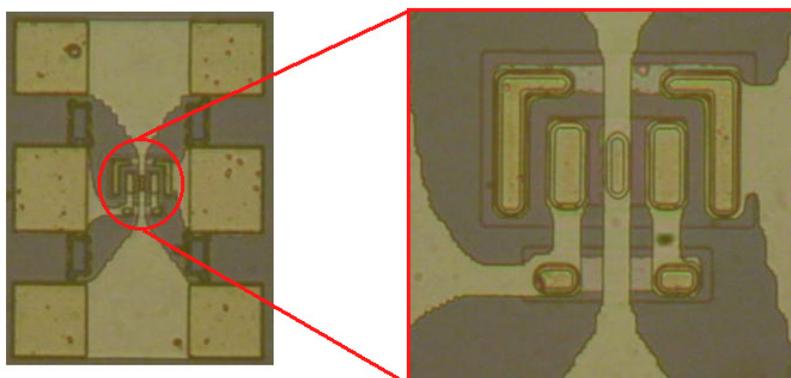


Figura 3.7 - Imagem superior do transistor fabricado com área de emissor de 20 x 06 μm².

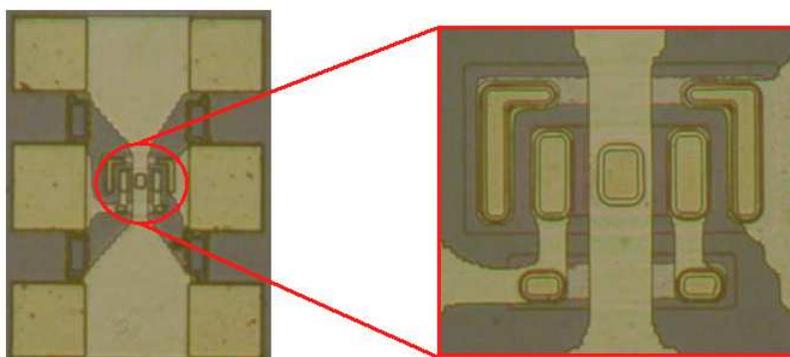
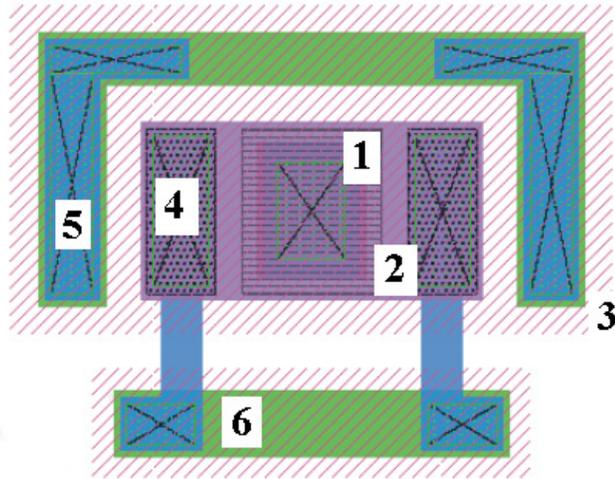


Figura 3.8 - Imagem superior do transistor fabricado com área de emissor de 20 x 16 μm².



- | | |
|--------------------------------------|--|
| 1 – Região de emissor; | 2 – Região de base; |
| 3 – Área ativa do transistor; | 4 – Contato da camada de base; |
| 5 – Contato da camada de subcoletor; | 6 – Interligações dos contatos de base |

Figura 3.9 – Detalhe do transistor HBT com suas respectivas camadas.

As fotografias apresentadas nas figuras 3.7 e 3.8 mostram o transistor HBT com os contatos para medidas em alta frequência. A região ativa, em destaque nas fotos, pode ser identificada seguindo-se o esquema que é apresentado na figura 3.9.

A figura 3.10 apresenta a curva característica típica de saída (DC) de um transistor HBT.

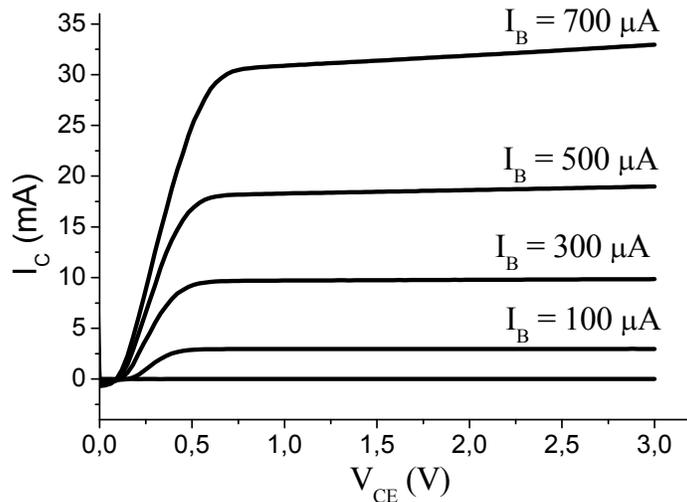


Figura 3.10 – Curva característica de um transistor HBT.

Dois tipos de transistores foram utilizados na medida de ruído de alta frequência: o transistor passivado e o não passivado. A diferença entre eles é a deposição de uma camada de nitreto de silício anterior à realização da etapa de isolamento de interconexão [3.7]. O filme de nitreto de silício de passivação foi depositado por plasma ECR, sem um tratamento anterior de plasma de H₂ e/ou N₂. O efeito da passivação de superfície pode ser observado através da medida de ruído. Mais detalhes destas medidas serão apresentados no item 3.3.3.

3.1.4 – MEDIDAS REALIZADAS E DETERMINAÇÃO DE MODELOS DOS DISPOSITIVOS.

O objetivo deste item é apresentar um modelo de pequenos sinais do transistor que inclua também o efeito das fontes de ruído do dispositivo. Para isto, os dados obtidos com as medições serão comparados com os dados da simulação, e através desta comparação, um modelo de pequenos sinais é apresentado.

Também são apresentados os resultados das medidas de parâmetro S e de ruído realizados nos transistores HBT.

A – RESULTADOS DAS MEDIDAS EM RF.

A caracterização dos transistores HBTs em alta frequência é de extrema importância uma vez que estes dispositivos constituem a célula básica dos circuitos integrados bipolares de alta frequência. A medição destes dispositivos envolve primordialmente a obtenção dos parâmetros S, e todas as informações adicionais daí provenientes como frequência de corte, ganho, máxima frequência de oscilação e circuito equivalente. Para uma completa caracterização do transistor é necessária a obtenção dos parâmetros de ruído, tais como a figura de ruído e as fontes intrínsecas devido às resistências internas do HBT.

As medidas foram realizadas no laboratório do Centro de Componentes Semicondutores, onde se encontra um sistema completo de medidas em microondas, controlado por um analisador de rede HP8510C, com capacidade para caracterização de até 60 GHz. Acoplados à este sistema encontra-se uma estação de pontas *Cascade* que permite medidas diretas na lâmina, limitada somente pela capacitância das pontas de prova. As pontas são confeccionadas em tecnologia de guia de onda coplanar (CPW) na configuração

ground-signal-ground que lhes confere baixíssima capacitância com largura de banda até 40 GHz. A polarização dos transistores é efetuada via analisador de redes por uma fonte de altíssima precisão, dispensando o uso de desacopladores para polarização (*bias-T*), que em geral limitam a banda do sistema de medidas. Todo o sistema é controlado por computador, o que permite a realização automática das medidas. A calibração é feita através dos padrões de curto, aberto, linha de transmissão e carga de 50 ohms, impressos em substrato de alumina, descritos anteriormente. Por se tratar de um transistor, o interesse é pelos parâmetros S de um quadropolo ativo de microondas de 2 portas.

Foram medidos transistores HBT passivados. As polarizações para a medida do ganho de inserção estão relacionadas na tabela 3.2.

As figuras 3.11 e 3.12 mostram a medida do parâmetro de ganho de inserção S_{21} , em dB, de um transistor passivado com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ e de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ respectivamente. As características de impedância de entrada, S_{11} , e impedância de saída, S_{22} , são mostradas nas figuras 3.13, e 3.14.

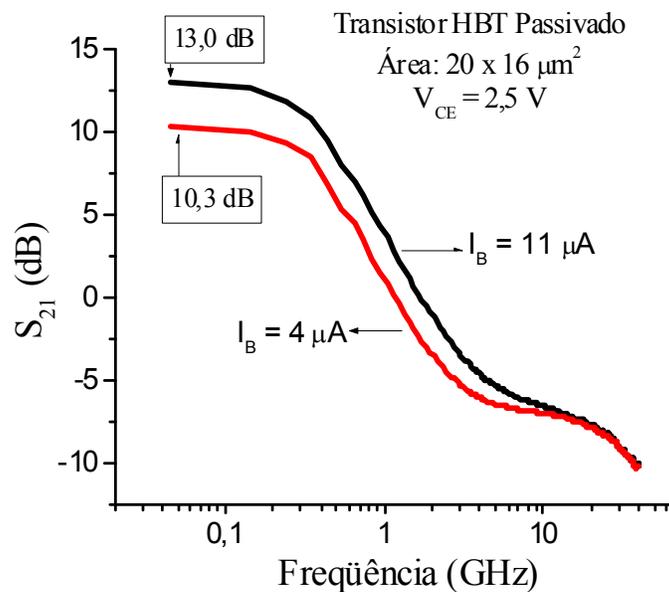


Figura 3.11 – Ganho de inserção, S_{21} do Transistor HBT passivado com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$.

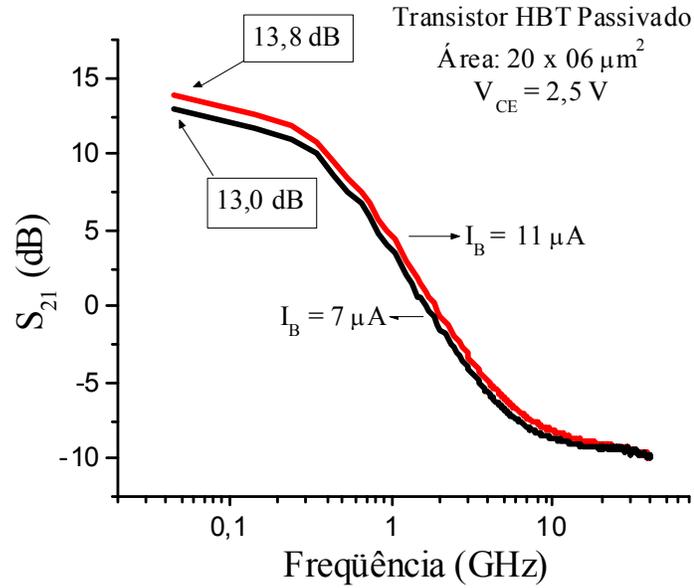


Figura 3.12 – Ganho de inserção, S_{21} do Transistor HBT passivado com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$.

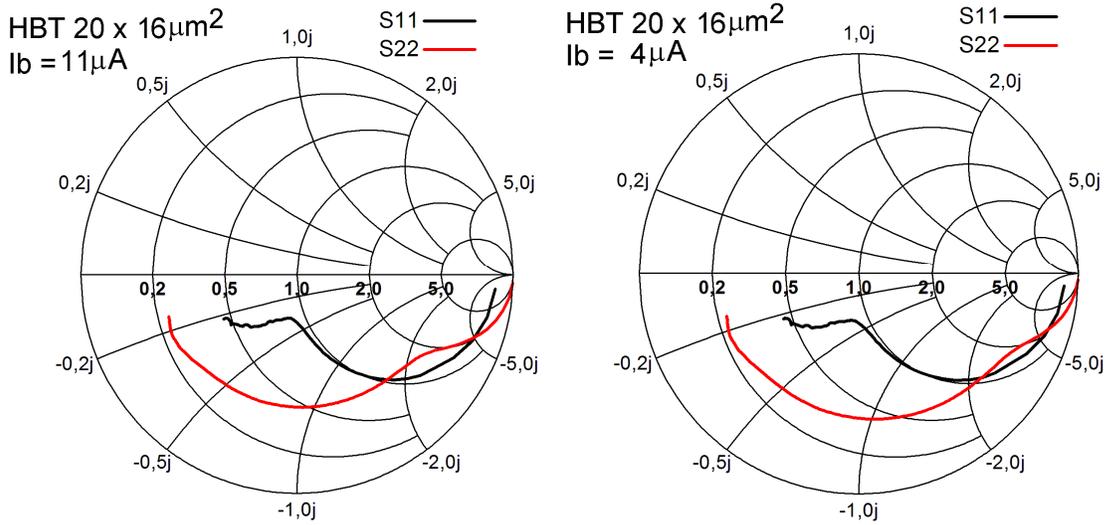


Figura 3.13 – Impedância de entrada, S_{11} , e impedância de saída, S_{22} , do transistor HBT passivado, com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$.

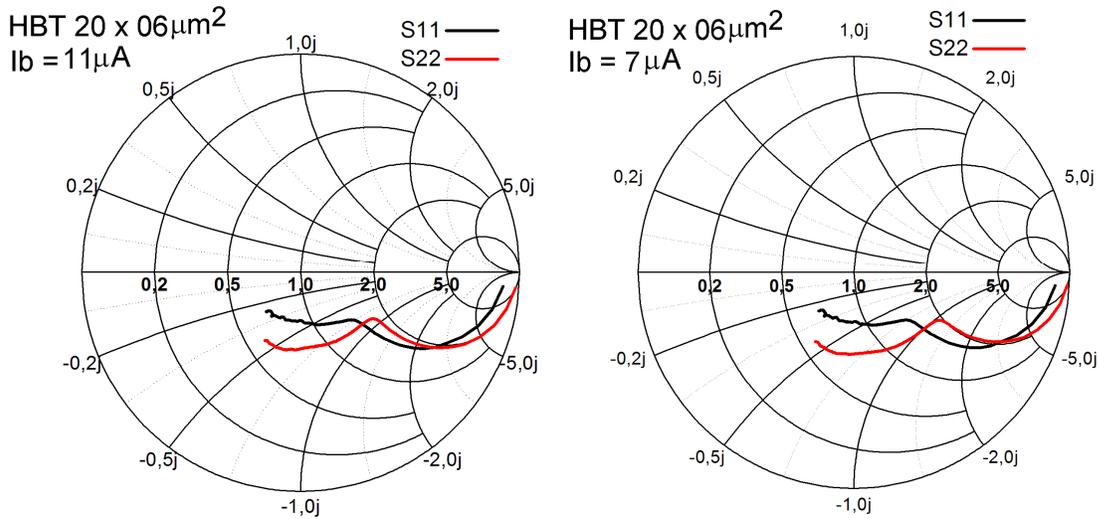


Figura 3.14 – Impedância de entrada, S11, e impedância de saída, S22, do transistor HBT passivado, com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$.

As tabelas 3.2 e 3.3 apresentam os valores do ganho DC, β_{DC} , da frequência de corte, F_T , e da frequência máxima, F_{MAX} , para os transistores passivados e não passivados. Maiores detalhes sobre as medidas de RF nos transistores HBT podem ser encontradas em [3.1, 3.2, 3.7]

Tabela 3.2 – Valores de ganho DC, frequência de corte e frequência máxima dos HBT com área de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ [3.7].

	Polarização DC ($V_{CE} = 2,50 \text{ V}$)						β_{DC}		F_T (GHz)		F_{MAX} (GHz)	
	I_C (mA)		V_{BE} (V)		I_B (μA)		[P]	[NP]	[P]	[NP]	[P]	[NP]
	[P]	[NP]	[P]	[NP]	[P]	[NP]						
$20 \times 06 \mu\text{m}^2$	4,8	3,15	1,30	1,28	70	70	68,5	45,0	11,9	9,52	8,28	6,55
	8,76	6,25	1,32	1,3	13	130	67,3	48,0	14,9	13,0	9,64	7,57
	22,3	17,3	1,38	1,34	30	300	74,3	57,6	19,5	17,8	11,1	9,01
	27,7	21,0	1,40	1,35	37	363	74,8	57,9	20,2	18,5	11,3	9,12

sendo que I_B é a corrente de base, I_C a corrente de coletor, V_{BE} a tensão de base-emissor e V_{CE} a tensão de coletor-emissor.

Tabela 3.3 – Valores de ganho DC, frequência de corte e frequência máxima dos HBT com área de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ [3.7].

	Polarização DC ($V_{CE} = 2,50 \text{ V}$)						β_{DC}		$F_T \text{ (GHz)}$		$F_{MAX} \text{ (GHz)}$	
	$I_C \text{ (mA)}$		$V_{BE} \text{ (V)}$		$I_B \text{ (}\mu\text{A)}$		[P]	[NP]	[P]	[NP]	[P]	[NP]
	[P]	[NP]	[P]	[NP]	[P]	[NP]						
$20 \times 16 \mu\text{m}^2$	5,1	3,05	1,27	1,26	70	70	72,4	43,5	8,4	6,5	5,32	3,99
	9,7	6,60	1,30	1,29	130	130	75,0	50,7	12,2	10,1	6,50	4,69
	24,6	19,3	1,34	1,33	295	295	83,3	65,4	16,5	15,5	8,02	6,04
	33,7	26,4	1,36	1,35	395	382	85,3	69,1	17,7	16,1	8,54	6,38

B – RESULTADOS DAS MEDIDAS DE RUÍDO.

Para a medida de figura de ruído utilizou-se a montagem descrita no item 3.1.2. Foram medidos os transistores com área de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ e $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ com duas polarizações distintas, e uma faixa de frequência de 10 MHz a 1600 MHz.

A corrente dos dispositivos foi limitada devido ao alto ganho dos transistores e da limitação da potência de entrada do medidor de figura de ruído. Assim, foram utilizadas as polarizações mostradas na tabela 3.4, com valores de corrente de base I_B de $7 \mu\text{A}$ e $11 \mu\text{A}$, denominadas de P1 e P2, respectivamente. O valor de V_{CE} ficou fixo em $2,50 \text{ V}$ e os valores de I_C e V_{BE} são fornecidos pela fonte de alimentação. Para os transistores com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ a polarização utilizada foi a P1, enquanto que para os transistores com área de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ a polarização foi a P2.

Tabela 3.4 – Polarizações DC utilizadas para a medida de ganho de inserção e figura de ruído dos transistores HBT passivados.

Tamanho da área de emissor	Polarização DC			
	$V_{CE} \text{ (V)}$	$I_C \text{ (mA)}$	$V_{BE} \text{ (V)}$	$I_B \text{ (}\mu\text{A)}$
P1 ($20 \times 06 \mu\text{m}^2$)	2,50	1,16	1,25	7
P2 ($20 \times 16 \mu\text{m}^2$)	2,50	0,81	1,22	11

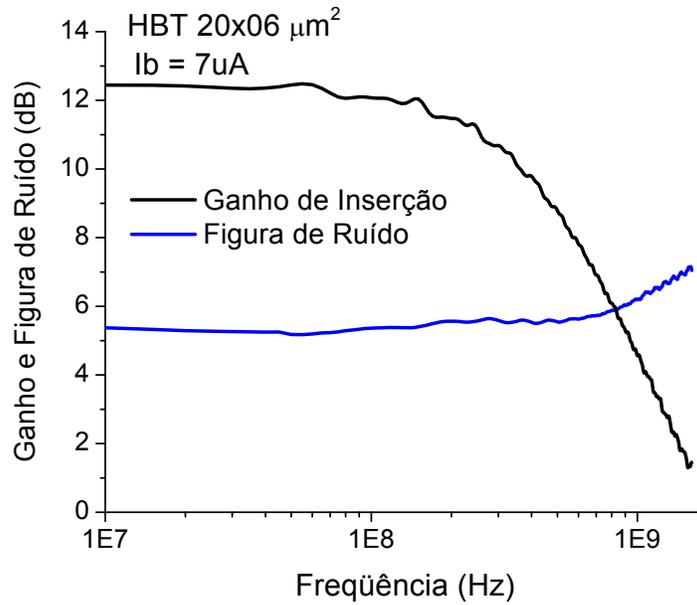


Figura 3.15 – Ganho de inserção e figura de ruído do HBT $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ para a polarização de $7 \mu\text{A}$.

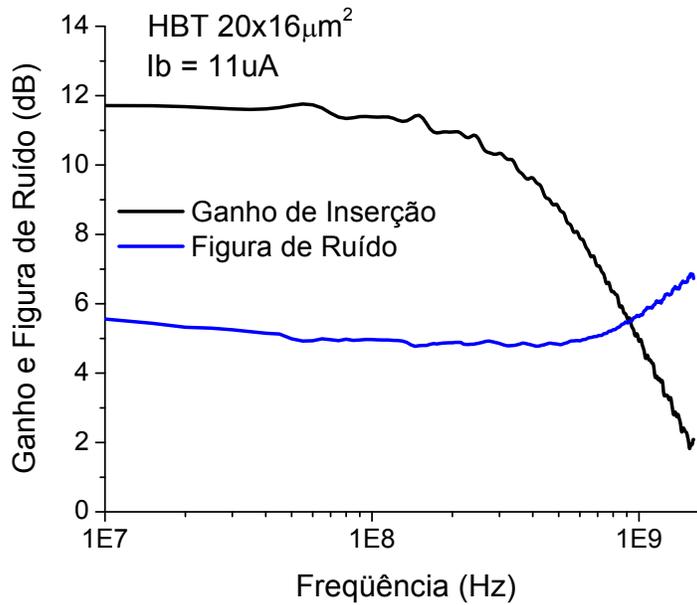


Figura 3.16 – Ganho de inserção e figura de ruído do HBT $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ para a polarização de $11 \mu\text{A}$.

As figuras 3.15 e 3.16 mostram os valores de ganho de inserção e figura de ruído nas polarizações P1 e P2, respectivamente, para uma faixa de frequência de 10 MHz a 1600 MHz

C – MODELAMENTO HBT EM RF (MODELO T)

O modelo de pequenos sinais empregado foi o modelo tipo T. Este modelo é o mais utilizado na literatura por ser mais simples quando comparado ao modelo π , e por possuir uma relação mais próxima com os parâmetros Y dos transistores bipolares, quando operados na configuração base-comum (figura 3.17).

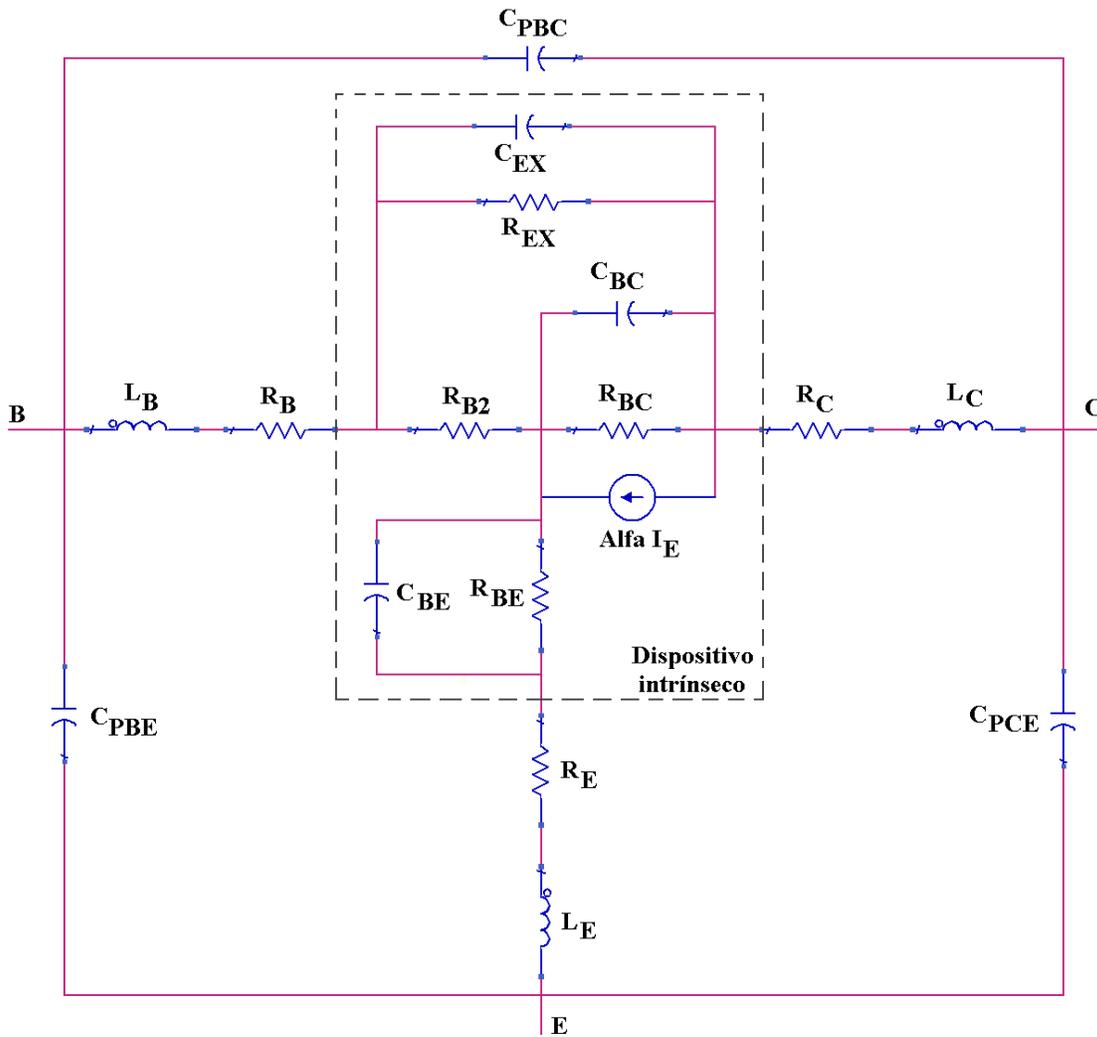


Figura 3.17 – Modelo equivalente T de pequenos sinais do HBT [3.2].

Pela figura 3.17 do circuito equivalente, nota-se que o circuito possui um modelo de dispositivo intrínseco, que se refere à estrutura interna do HBT, e uma extrínseca, que se refere aos contatos e *pads*.

A parte extrínseca é formada pelos seguintes elementos:

- Base: L_B e R_B ;
- Emissor: L_E e R_E ;
- Coletor: L_C e R_C ;
- Pads: C_{PBE} , C_{PBC} e C_{PCE} .

A parte intrínseca é formada pelos demais elementos, sendo eles;

- Impedância interna base/coletor (R_{BC} em paralelo com C_{BC});
- Impedância externa base/coletor (R_{EX} em paralelo com C_{EX});
- Resistência de base intrínseca, R_{B2} ;
- Impedância extrínseca da base (R_B em série com L_B);
- Impedância da junção base/emissor (R_{BE} em paralelo com C_{BE});
- Impedância extrínseca do coletor (R_C em série com L_C);
- Impedância extrínseca do emissor (R_E em série com L_E).

A análise de pequenos sinais depende da polarização do dispositivo, assim escolheu-se extrair o modelo de pequenos sinais dos transistores passivados utilizando as polarizações apresentada na tabela 3.5.

Os valores dos parâmetros extraídos são apresentados na tabela 3.6. Os valores apresentados nesta tabela foram otimizados utilizando o software ADS (*Advanced Design System*) da AgilentTM.

Tabela 3.5 – Polarizações DC utilizadas na extração do modelo de pequenos sinais.

Tamanho da área de emissor	Polarização DC			
	V_{CE} (V)	I_C (mA)	V_{BE} (V)	I_B (μ A)
P3 (20 x 06 μm^2)	2,50	1,45	1,26	22
P4 (20 x 16 μm^2)	2,50	5,40	1,27	75

Tabela 3.6 – Valores dos parâmetros de pequenos sinais dos transistores HBT passivados para as polarizações P3 e P4.

Parâmetros de pequenos sinais	Transistor HBT	
	20 x 06 μm^2 P3	20 x 16 μm^2 P4
Capacitância parasita dos <i>pads</i> entre base e coletor (C_{PBC}) (fF)	4,40	29,00
Capacitância parasita dos <i>pads</i> entre base e emissor (C_{PBE}) (fF)	12,00	38,00
Capacitância parasita dos <i>pads</i> entre coletor e emissor (C_{PCE}) (fF)	15,00	35,00
Indutância da base (L_B) (nH)	0,07	0,08
Resistência da base (R_B) (Ω)	9,50	3,90
Indutância do coletor (L_C) (nH)	0,02	0,04
Resistência do coletor (R_C) (Ω)	10,00	5,00
Indutância do emissor (L_E) (nH)	0,08	0,01
Resistência do emissor (R_E) (Ω)	0,04	0,01
Resistência externa entre base e coletor (R_{EX}) ($K\Omega$)	90,00	78,50
Capacitância externa entre base e coletor (C_{EX}) (pF)	0,27	0,26
Resistência interna entre base e coletor (R_{BC}) ($K\Omega$)	140,00	73,30
Capacitância interna entre base e coletor (C_{BC}) (pF)	0,08	0,22
Resistência de base intrínseca (R_{B2}) (Ω)	37,90	59,20
Capacitância da junção base e emissor (C_{BE}) (pF)	0,60	2,10
Resistência da junção base e emissor (R_{BE}) (Ω)	18,90	2,95
Ganho de corrente (α) (S)	0,98	0,988
Tempo de trânsito (τ) (ps)	14,90	5,80

Com um arranjo sofisticado de simulação, o programa faz a comparação simultânea, ponto a ponto, dos valores medidos de ganho S21, impedância de entrada S11 e impedância de saída S22, e os compara com os valores simulados de forma a obter a mínima dispersão possível. Para isso, o *software*, a cada passo de simulação, decide os valores dos elementos de forma a alcançar o mínimo erro de dispersão, sempre respeitando uma faixa pré-determinada pelo usuário.

As figuras 3.18, 3.19, 3.20 e 3.21 apresentam a comparação entre os resultados medidos e os resultados da simulação obtidos com o modelo extraído da tabela 3.6.

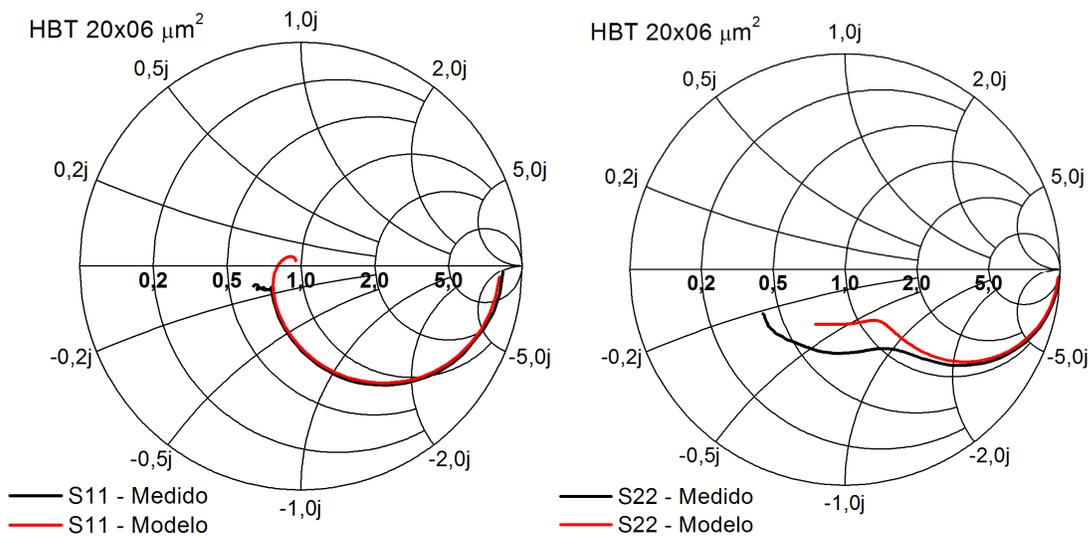


Figura 3.18 – Comparação entre os resultados medidos e os simulados das impedâncias de entrada e saída - S11 e S22, do transistor HBT passivado, com área de emissor de 20 x 06 μm^2 na polarização P3.

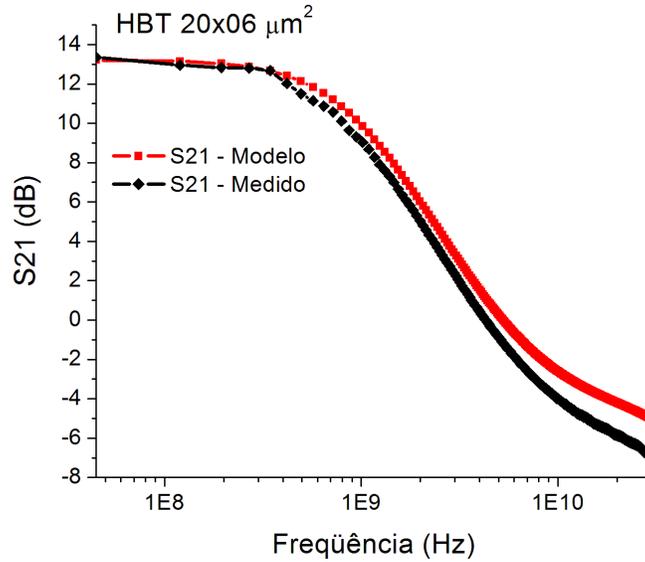


Figura 3.19 – Comparação entre os resultados medidos e os simulados do ganho de inserção – S21, do transistor HBT passivado, com área de emissor de 20 x 06 μm^2 na polarização P3.

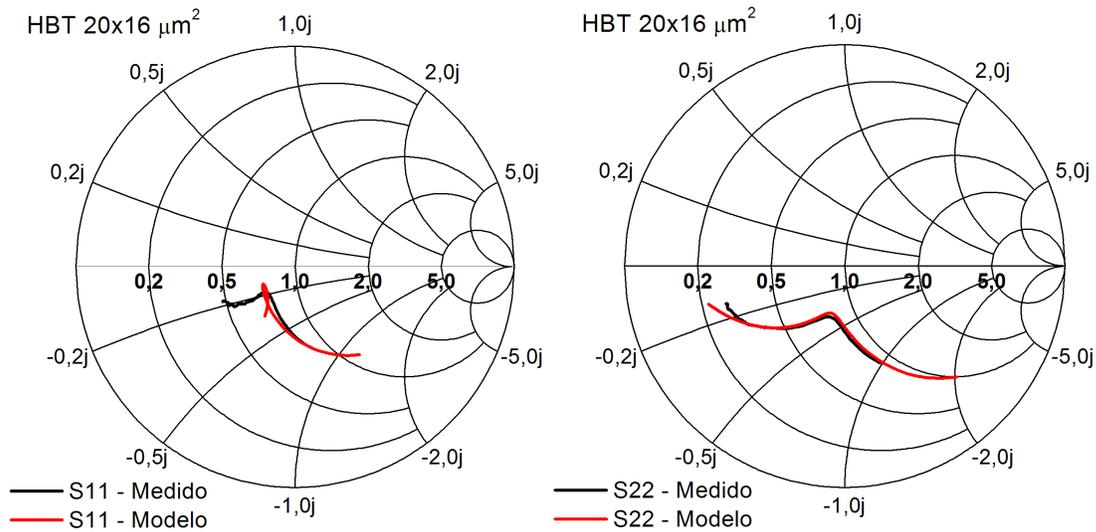


Figura 3.20 – Comparação entre os resultados medidos e os simulados das impedâncias de entrada e saída - S11 e S22, do transistor HBT passivado, com área de emissor de 20 x 16 μm^2 na polarização P4.

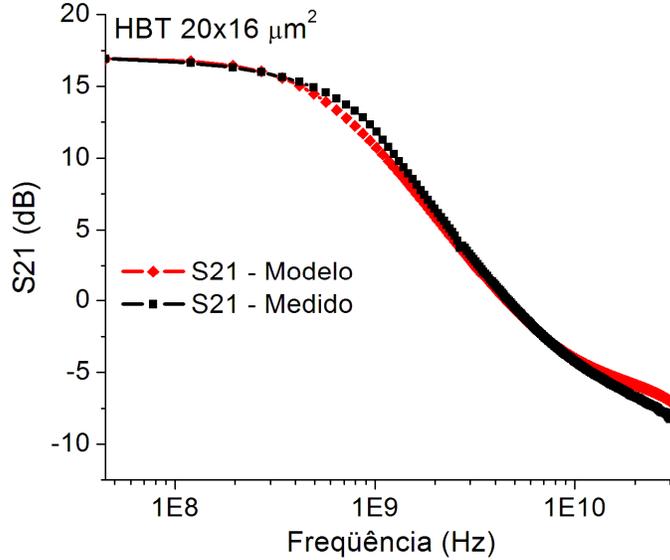


Figura 3.21 – Comparação entre os resultados medidos e os simulados do ganho de inserção – S21, do transistor HBT passivado, com área de emissor de 20 x 16 μm^2 na polarização P4.

O modelo de pequenos sinais obtido é válido para uma faixa de frequência de 45 MHz até 10 GHz com erro menor do que 10%.

D – MODELAMENTO HBT EM RF E RUÍDO

O circuito equivalente de pequenos sinais com a adição das fontes de ruído é apresentado na figura 3.22. É o mesmo modelo apresentado anteriormente, figura 3.17, porém estão incluídos os efeitos das fontes de ruído térmico devido às resistências do transistor [3.10];

$\overline{v_{RB}^2}$, ruído térmico devido à resistência de Base (R_B)

$\overline{v_{RC}^2}$, ruído térmico devido à resistência de Coletor (R_C)

$\overline{V_{RE}^2}$, ruído térmico devido à resistência de Emissor (R_E)

$\overline{v_{EX}^2}$, ruído térmico devido à resistência externa de base-coletor (R_{EX})

$\overline{v_{R2}^2}$, ruído térmico devido à resistência de base intrínseca (R_{B2})

As fontes de ruído internas do dispositivo referente às correntes de base e emissor são;

$\overline{i_B^2}$, ruído *shot* devido à corrente de base (I_B)

$\overline{i_E^2}$, ruído *shot* devido à corrente de emissor (I_E)

É interessante lembrar que alguns simuladores já levam em consideração o ruído térmico dos resistores.

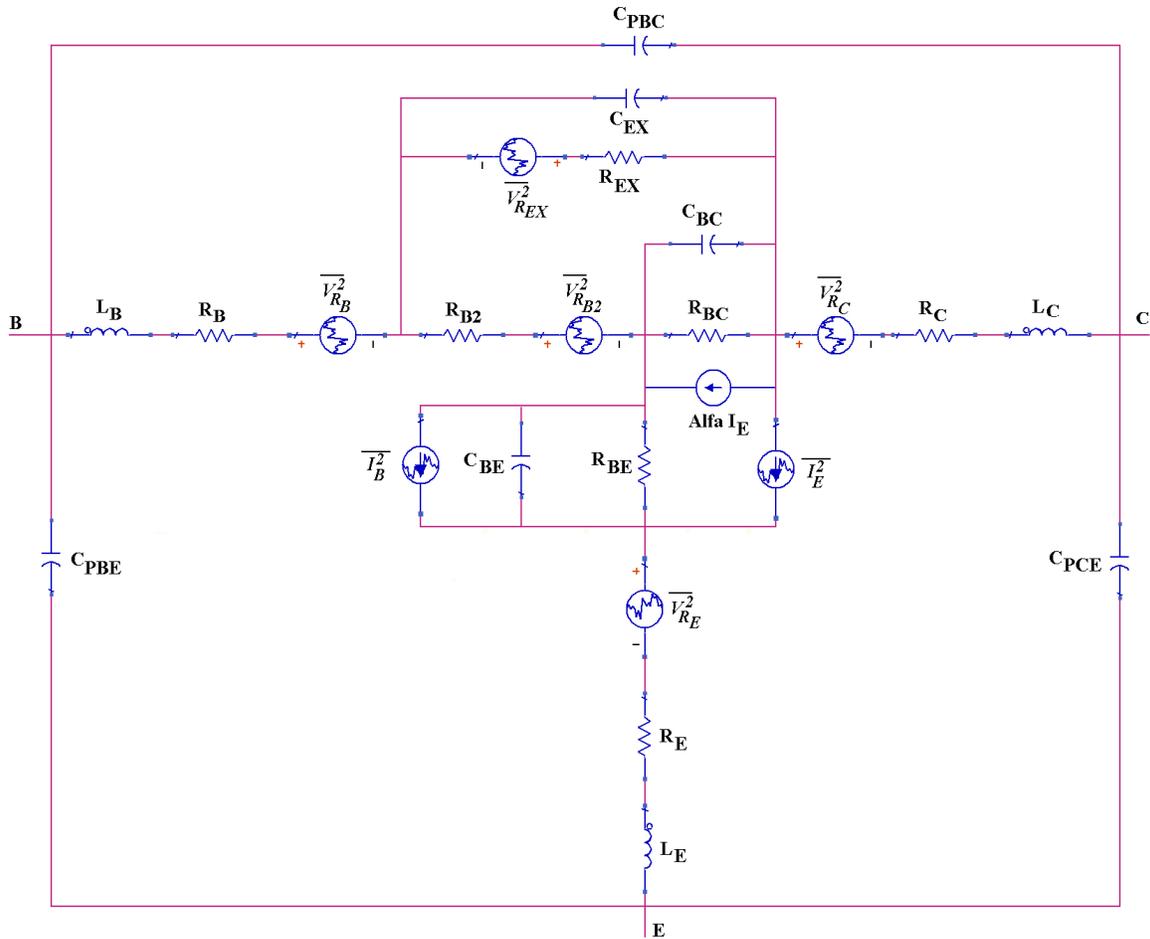


Figura 3.22 – Modelo equivalente T de pequenos sinais e as fontes de ruído do HBT [3.10].

As fontes de ruído foram incorporadas ao modelo de simulação. Com a disponibilidade das medidas da figura de ruído e dos valores dos parâmetros do quadripolo, procurou-se ajustar novamente a simulação aos novos valores dos elementos. O resultado da simulação foi comparado ponto a ponto com os valores medidos dos transistores para se obter os novos valores.

Os valores da polarização utilizada para a realização das medidas de ruído é apresentado novamente na tabela 3.7. Os valores dos parâmetros extraídos para os transistores passivados são apresentados na tabela 3.8.

Tabela 3.7 – Polarizações DC utilizadas na extração do modelo de pequenos sinais.

Tamanho da área de emissor	Polarização DC			
	V_{CE} (V)	I_C (mA)	V_{BE} (V)	I_B (μ A)
P1 (20 x 06 μm^2)	2,50	1,16	1,25	7
P2 (20 x 16 μm^2)	2,50	0,81	1,22	11

Tabela 3.8 – Valores dos parâmetros de pequenos sinais dos transistores HBT passivados para as polarizações P1 e P2.

Parâmetros de pequenos sinais	Transistor HBT	
	20 x 06 μm^2 P1	20 x 16 μm^2 P2
Capacitância parasita dos <i>pads</i> entre base e coletor (C_{PBC}) (fF)	4,40	10,00
Capacitância parasita dos <i>pads</i> entre base e emissor (C_{PBE}) (fF)	12,00	38,00
Capacitância parasita dos <i>pads</i> entre coletor e emissor (C_{PCE}) (fF)	15,00	35,00
Indutância da base (L_{B}) (nH)	0,07	0,08
Resistência da base (R_{B}) (Ω)	1,87	9,8
Indutância do coletor (L_{C}) (nH)	0,02	0,04
Resistência do coletor (R_{C}) (Ω)	10,00	8,70
Indutância do emissor (L_{E}) (nH)	0,08	0,02
Resistência do emissor (R_{E}) (Ω)	1,06	1,10
Resistência externa entre base e coletor (R_{EX}) (K Ω)	71,80	54,80
Capacitância externa entre base e coletor (C_{EX}) (pF)	0,27	0,21
Resistência interna entre base e coletor (R_{BC}) (K Ω)	213,70	246,50
Capacitância interna entre base e coletor (C_{BC}) (pF)	0,08	0,12
Resistência de base intrínseca (R_{B2}) (Ω)	93,40	57,70
Capacitância da junção base e emissor (C_{BE}) (pF)	0,16	1,57
Resistência da junção base e emissor (R_{BE}) (Ω)	19,70	22,17
Ganho de corrente (α) (S)	0,98	0,98
Tempo de trânsito (τ) (ps)	43,50	51,90
I_{E} (A ² /Hz)	5.5×10^{-21}	6.0×10^{-21}
I_{B} (A ² /Hz)	8.5×10^{-24}	7.8×10^{-24}

As figuras 3.23 e 3.24 apresentam a comparação entre os resultados medidos e os resultados da simulação obtidos com o modelo extraído da tabela 3.8 para o transistor com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$.

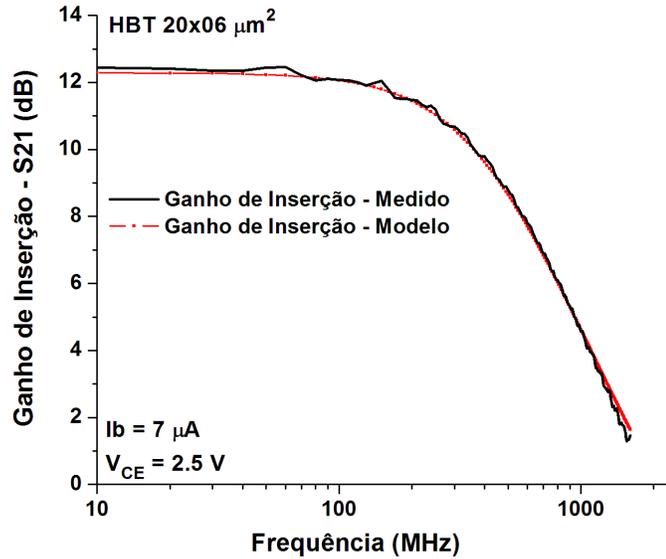


Figura 3.23 – Comparação entre os resultados medidos e os simulados do ganho de inserção – S21, do transistor HBT passivado, com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ na polarização P1.

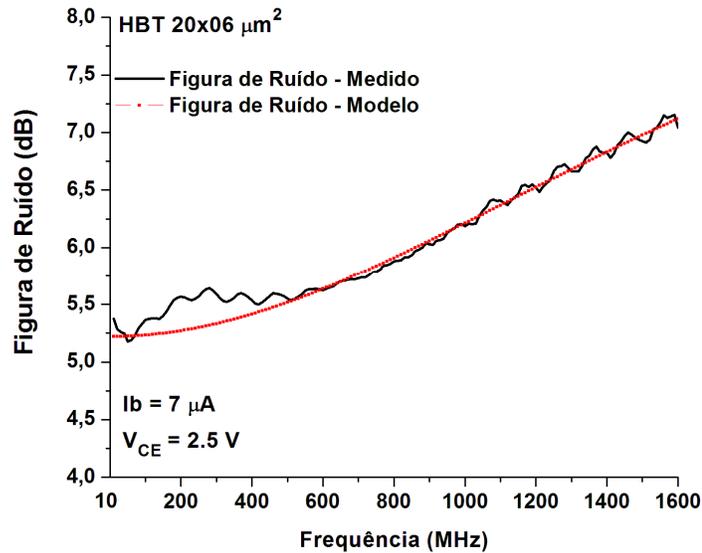


Figura 3.24 - Comparação entre os resultados medidos e os simulados da figura de ruído do transistor HBT passivado, com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ na polarização P1.

As figuras 3.25 e 3.26 apresentam a comparação entre os resultados medidos e os resultados da simulação obtidos com o modelo extraído da tabela 3.8 para o transistor com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$.

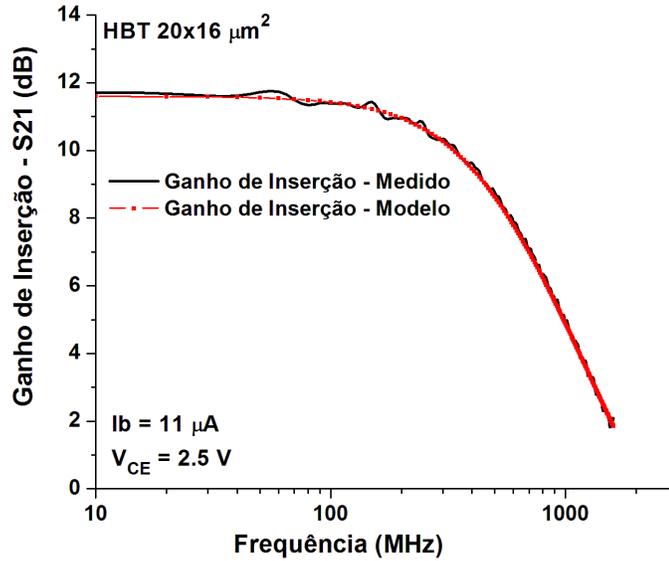


Figura 3.25 – Comparação entre os resultados medidos e os simulados do ganho de inserção – S21, do transistor HBT passivado, com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ na polarização P2.

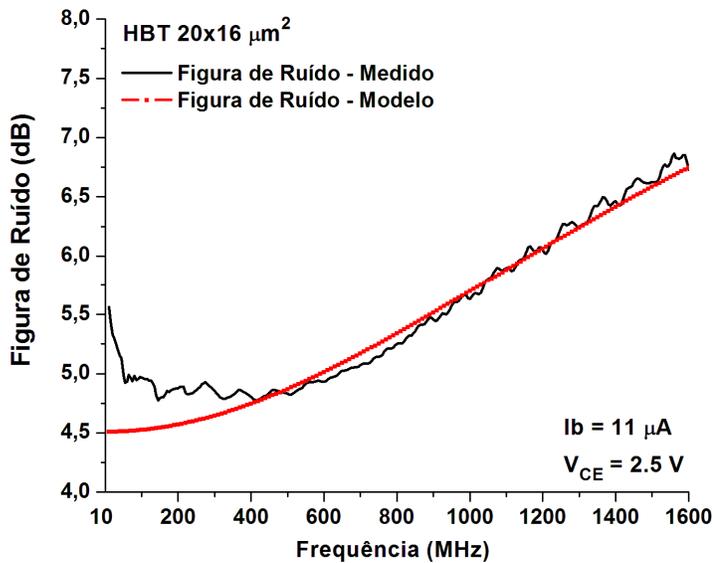


Figura 3.26 - Comparação entre os resultados medidos e os simulados da figura de ruído do transistor HBT passivado, com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ na polarização P2.

O modelo é válido para uma faixa de frequência entre 10 MHz e 1.6 GHz com um erro menor que 5%. A maior discrepância é percebida na figura 3.26. Acredita-se que a divergência ocorreu durante a realização da medida de figura de ruído nas frequências mais baixas. De maneira geral, o modelo apresentado se mostrou extremamente eficiente.

É necessário frisar que o método utilizado para a determinação dos parâmetros é um método simples e rápido, também utilizado em outros artigos [3.10, 3.11]. Não é intuito desta tese a apresentação de modelos mais complexos. Para a aplicação de outros métodos de extração de parâmetros, mais elaborados, é necessária a utilização de outros equipamentos de medida bem como a extração de inúmeros outros parâmetros [3.12-3.15].

A disponibilidade de um modelo de pequenos sinais que inclui as fontes de ruído permite o projeto de amplificadores com maior precisão, incluindo os amplificadores de baixo ruído, e pode ser aproveitado em projetos de circuitos de radiofrequência quando se utilizam os transistores HBT fabricados no CCS.

3.2 – MEDIDAS DE RUÍDO EM BAIXA FREQUÊNCIA

3.2.1 – OBJETIVO DAS MEDIDAS.

O principal objetivo deste item é apresentar as medidas de ruído em baixa frequência efetuadas nos dispositivos fabricados no CCS e descrever de forma detalhada a configuração de montagem do sistema de medidas.

As medidas foram realizadas em transistores nMOS de porta de metal e em transistores CMOS tipo *p* e tipo *n* de polisilício. A faixa de operação dos equipamentos utilizados vai de 1 Hz a 100 kHz. O sistema montado permite realizar medidas em outros tipos de dispositivos como resistores, diodos e sensores de imagens (APS).

3.2.2 – DESCRIÇÃO DA MONTAGEM DO SISTEMA DE MEDIDAS.

CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA.

Para a realização da medida de ruído em baixa frequência utilizaram-se os equipamentos mostrados nas figuras 3.27 e 3.28.

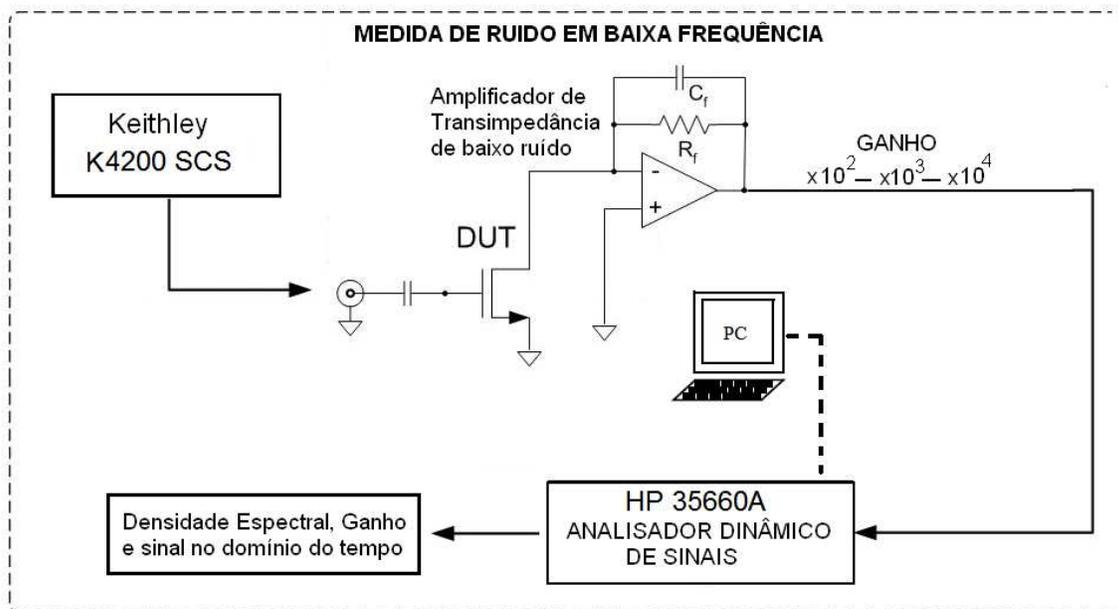


Figura 3.27 – Sistema para medição de ruído de baixa frequência.

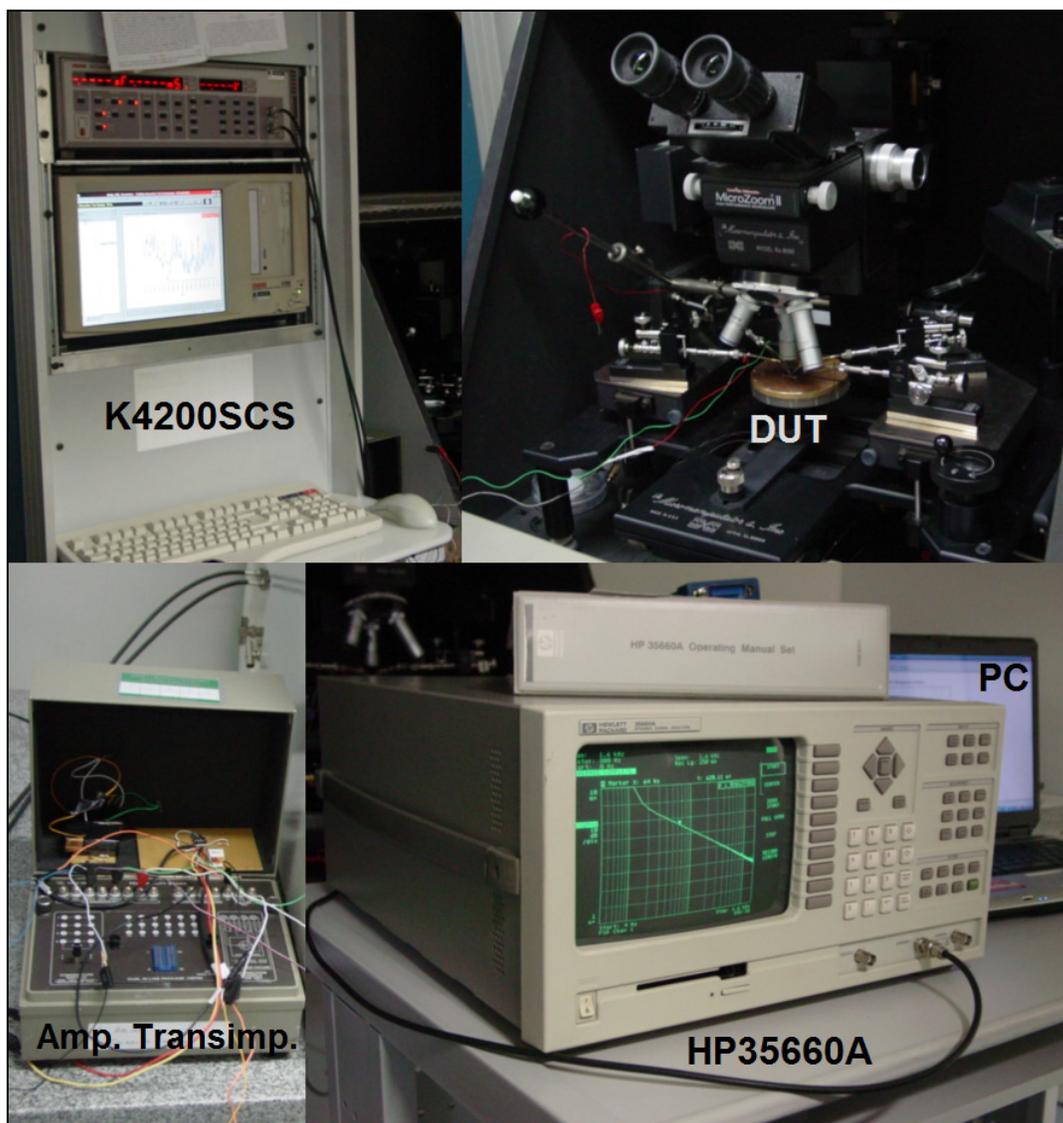


Figura 3.28 – Imagem do sistema de medida de ruído de baixa frequência.

Para a polarização e monitoramento das tensões e correntes no dispositivo (DUT), utilizou-se o sistema de caracterização de dispositivos semicondutores K4200 SCS (Keithley), que possui um pré-amplificador de corrente com precisão da ordem de alguns femto-ampêres.

Como os valores dos sinais de ruído dos dispositivos medidos são da ordem de alguns μV ou pA , faz-se necessário a utilização de um amplificador. Projetou-se um amplificador de baixo ruído do tipo transimpedância com ganho de até 50 dB.

Como a referência do sinal de saída dos transistores é em corrente e o equipamento utilizado para a medição da densidade espectral utiliza na sua entrada a referência em sinal de tensão, é necessária a utilização de um amplificador que transforme a referência de corrente em referência de tensão. Por isso a necessidade do projeto de um amplificador de transimpedância. Além disso, utilizou-se o amplificador para garantir que o nível de sinal na entrada do analisador fosse algumas ordens de grandeza maior que o ruído de fundo do equipamento.

A figura 3.29 mostra o nível de saída em tensão do amplificador em função da corrente de entrada, para um ganho selecionado de 1×10^5 V/A. Convém mencionar que o amplificador projetado mantém uma boa linearidade no ganho, inverso da sensibilidade A/V, entre valores de 1000 vezes até 100.000 vezes, ou 50 dB.

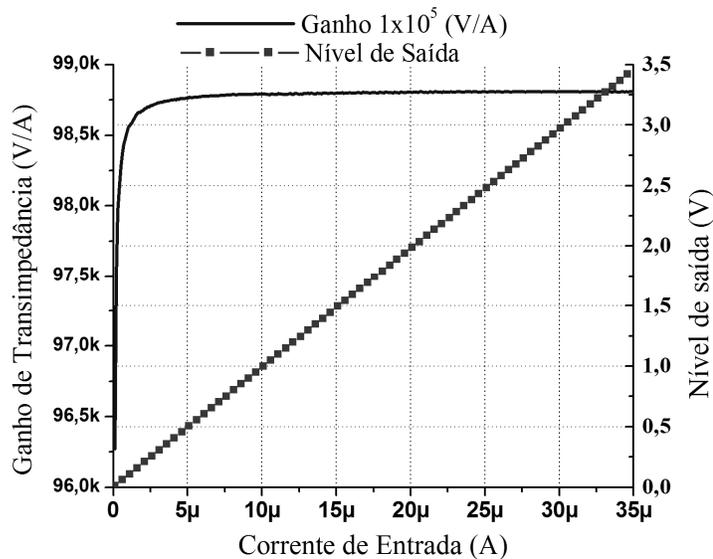


Figura 3.29 – Corrente de entrada versus o nível de saída do amplificador para o ganho escolhido de 1×10^5 V/A.

A saída do amplificador é conectada na entrada do analisador dinâmico de sinais, equipamento HP35660, que utiliza as técnicas de transformada de Fourier para converter o sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência [3.16]. Entre as várias opções de

leitura destacam-se a resposta em frequência e a densidade espectral de potência de ruído. Outro artifício muito importante é a utilização do analisador como um osciloscópio, pois durante a execução da medida pode-se verificar uma possível saturação do amplificador e ainda examinar o ruído RTS (*random telegraph signal*). Um PC é conectado ao analisador usando a interface GPIB para a coleta dos dados.

DETALHES DOS EQUIPAMENTOS.

Para a correta configuração do arranjo de medição do ruído deve-se fazer primeiro um estudo prévio das características técnicas dos equipamentos utilizados. É necessário saber quais são os seus limites de detecção, quais os níveis permitidos na sua entrada e o ruído de fundo. A tabela 3.9 mostra algumas informações técnicas fornecidas pelo fabricante do analisador dinâmico de sinais.

Tabela 3.9 – Informações técnicas do analisador HP35660A

Faixa dinâmica	70dB	
Níveis de tensão de entrada	+27 dBV (31.7 Vpico) max.	-51 dBV (3,9 mVpico) min.
Ruído (limite mínimo)	$-130dBV/\sqrt{Hz}$, $0.36\mu V/\sqrt{Hz}$ (160 Hz a 1,28KHz)	$-140dBV/\sqrt{Hz}$, $0.10\mu V/\sqrt{Hz}$ (1,28 KHz a 102 KHz)
Precisão (amplitude)	$\pm 0.5dB$ ou 0.003% do nível de entrada	

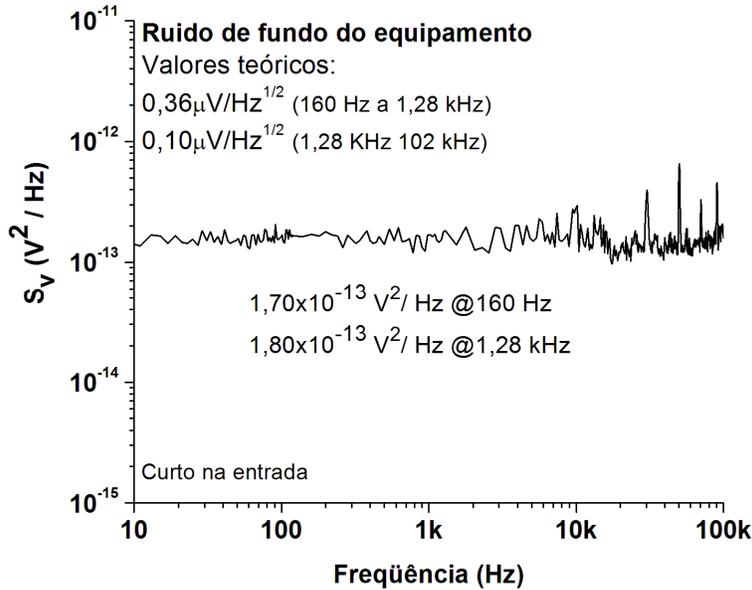


Figura 3.30 – Amplitude do ruído de fundo do analisador.

O ruído de fundo medido, mostrado na figura 3.30, está bem próximo dos valores de referência do equipamento. Nota-se, no entanto, que na faixa entre 1,28 kHz e 102 kHz, o nível ruído se mantém praticamente com o mesmo valor do da faixa de frequência inferior. O aumento do ruído nesta faixa pode estar ligado a diversos fatores como, por exemplo, influência do ruído térmico dos cabos usados nas medidas e influência de outros equipamentos que emitem radiação na faixa da medida.

Dividindo-se os valores de detecção do analisador pelo ganho do amplificador, (inverso da sensibilidade) pode-se obter os limites mínimos de detecção do conjunto analisador e amplificador. Estes valores estão relacionados na tabela 3.10.

Tabela 3.10 – Limites mínimos de detecção do conjunto analisador e amplificador.

HP35660A	Faixa I - de 160 Hz a 1,28 kHz		0.36 $\mu\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$
	Faixa II - de 1,28 kHz a 102 kHz		0.10 $\mu\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$
Ganho do Amplificador	1×10^5 V/A	1×10^4 V/A	1×10^3 V/A

Limite detectável de corrente

Faixa I	$3,6 \times 10^{-12}$ A/Hz ^{1/2}	$3,6 \times 10^{-11}$ A/Hz ^{1/2}	$3,6 \times 10^{-10}$ A/Hz ^{1/2}
Faixa II	$1,0 \times 10^{-12}$ A/Hz ^{1/2}	$1,0 \times 10^{-11}$ A/Hz ^{1/2}	$1,0 \times 10^{-10}$ A/Hz ^{1/2}

Densidade Espectral de Ruído de corrente (A²/Hz)

Faixa I	$1,3 \times 10^{-23}$ A ² /Hz	$1,0 \times 10^{-21}$ A ² /Hz	$1,0 \times 10^{-19}$ A ² /Hz
Faixa II	$1,0 \times 10^{-23}$ A ² /Hz	$1,0 \times 10^{-21}$ A ² /Hz	$1,0 \times 10^{-19}$ A ² /Hz

DETALHES IMPORTANTES

Além das fontes de ruído dos dispositivos sob teste, existem outras fontes que podem influenciar nas medidas, tais como; o próprio ruído do equipamento, o amplificador, as fontes de ruído e interferências dos cabos, além do ambiente. Para a medição do ruído de baixa frequência com certa precisão, é necessário otimizar o sistema de medidas e eliminar as fontes de ruído indesejáveis. Para isso, alguns detalhes importantes devem ser considerados:

1 – Os picos de ruído podem ser introduzidos pela rede de alimentação e estão localizados em 60 Hz e em seus múltiplos. É uma tarefa bem complicada eliminar este tipo de ruído. Porém, eles podem ser minimizados, alimentando-se os equipamentos com

baterias, principalmente o amplificador. Alguns picos de interferência, quando extremamente evidentes, podem ser eliminados digitalmente, durante análise dos dados.

2 – O aterramento é um dos métodos mais importantes para minimizar o ruído interferente. Primariamente devem-se aterrar os chassis dos equipamentos, pois eles podem ficar carregados devido às interferências e impedâncias parasitas. Deve-se também tomar certo cuidado com os pontos de aterramento para evitar *loop* de terra (*ground loops*) e prevenir os acoplamentos e interferências.

3 – É importante a utilização de cabos coaxiais ou triaxiais com boa isolamento que devem ser entrelaçados entre si. É recomendável a realização das medidas com todos os outros equipamentos eventuais do ambiente de medida desligados, minimizando as interferências e diminuindo o consumo de energia, o que melhora o desempenho da rede elétrica.

A figura 3.31 mostra um exemplo de interferência da rede de alimentação nas medidas de ruído, quando não se observa os detalhes apresentados. Neste caso é impossível aplicar um tratamento digital para remoção do ruído de 60 Hz, pois a interferência esta mascarando a amplitude do ruído.

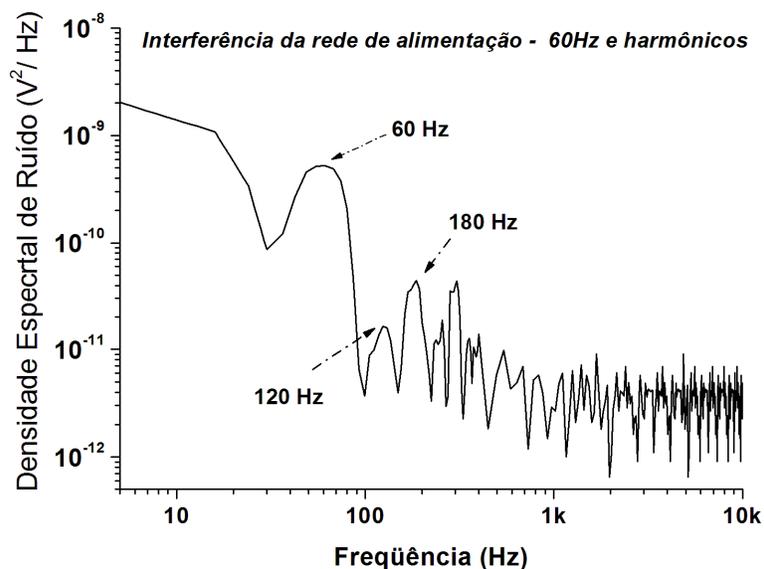


Figura 3.31 – Interferência da rede de alimentação na medição do ruído.

3.2.3 – DESCRIÇÃO DOS DISPOSITIVOS ANALISADOS.

A – TRANSISTORES nMOS DE PORTA DE METAL.

No CCS foi projetado um conjunto de máscaras utilizado na fabricação de uma pastilha chamada de “*chip* didático” [3.17]. Os transistores nMOS de porta de metal desta pastilha foram utilizados neste trabalho para a medição do ruído de baixa frequência.

Os dispositivos tem dimensões mínimas de 5 μm , têm o óxido de silício (SiO_2) como dielétrico de porta e o alumínio como contato de fonte e dreno, e porta. Com espessura de aproximadamente 50 nm, o óxido de porta é obtido por oxidação térmica seca a 1000°C. As regiões de fonte e dreno são obtidas por implantação de íons de fósforo com dose de $5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ e com energia de 65 keV. O transistor utilizado na medida possui um comprimento de canal efetivo de 5 μm e largura de canal de 20 μm . [3.17].

B – TRANSISTORES CMOS DE POLISILÍCIO

Os transistores CMOS avaliados neste trabalho foram fabricados no CCS [3.18]. Seu eletrodo de porta é composto de polisilício/silício-germânio.

Para a obtenção da porta de poliSi/SiGe alto-alinhada, a estrutura foi fabricada usando-se lâminas de silício tipo *p* com resistividade de 0.008 $\Omega \cdot \text{cm}$ como substrato, cobertas com uma camada epitaxial de silício tipo *p* de 10 μm . Para a fabricação da porta, um óxido de 30nm foi crescido em ambiente de tricloroetileno a uma temperatura de 1000°C, seguido da deposição de 500nm de polisilício com posterior dopagem por implantação de íons de fósforo com dose de $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$. Na seqüência, uma camada de SiGe com 100 nm foi depositada, seguida da implantação de íons de fósforo com de $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-2}$. As implantações foram realizadas com energia de 30 keV. As duas camadas foram submetidas a um recozimento rápido (*rapid thermal annealing*) de 960°C durante 40 segundos, para ativação dos dopantes.

As regiões de fonte e dreno dos transistores pMOS foram implantadas com íons de boro com dose de $3 \times 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ e com energia de 20 keV, e as regiões de fonte e dreno dos transistores nMOS foram obtidas por implantação de íons de fósforo com dose de 2×10^{15}

cm^{-2} e energia de 30 keV, e íons de arsênio com dose de $7.5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ e energia de 50 keV. Os contatos foram feitos com liga de titânio-alumínio. Os transistores fabricados possuem largura de canal de 20 μm e comprimento de canal variando de 20 μm até 1 μm , com profundidade de junção de 0.45 μm .

A figura 3.32 apresenta uma imagem SEM (*scanning electron microscope*), de um corte transversal feito na estrutura de porta do transistor CMOS SiGe. O transistor em questão possui comprimento efetivo de canal de 1,57 μm .

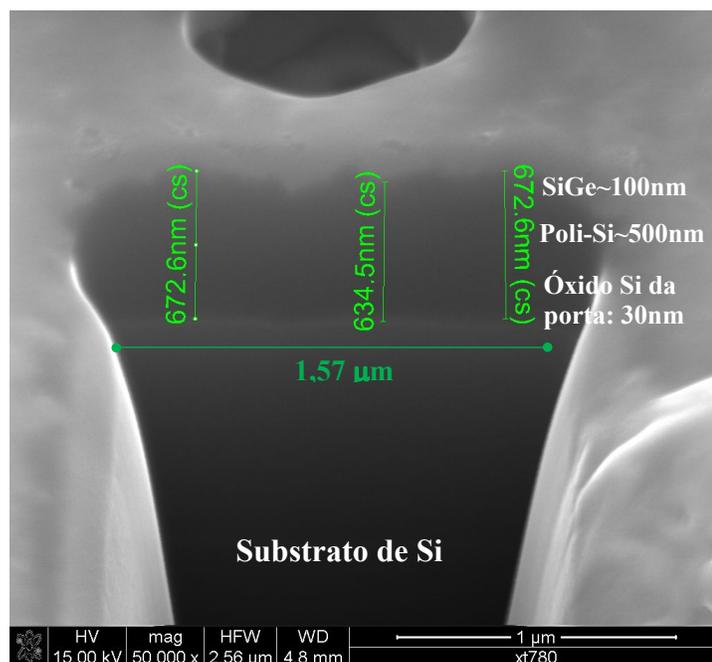


Figura 3.32 - Corte transversal da porta do transistor CMOS poliSi/SiGe [3.18]

Os transistores CMOS de SiGe têm sido amplamente utilizados nos circuitos de radiofrequência devido ao seu bom desempenho, por possuir um baixo consumo de energia e uma boa característica de ruído em baixa frequência, além de ser de baixo custo. Com o objetivo de avaliar o dispositivo fabricado, principalmente a estrutura da porta do transistor, foram medidas as características de ruído de baixa frequência. As características DC haviam sido avaliadas anteriormente em [3.19].

3.2.4 – MEDIDAS REALIZADAS E RESULTADOS

PARÂMETROS DE RUÍDO

O objetivo da medição é determinar a densidade espectral de ruído em função da frequência. Com o sistema montado é possível obter a densidade espectral de ruído de corrente (S_I - A²/Hz) e conseqüentemente a densidade espectral de ruído de tensão (S_V - V²/Hz). No entanto, para a apresentação dos resultados das medidas é necessário antes detalhar quais os parâmetros dos transistores que são relevantes para a obtenção do ruído de baixa frequência.

Antes da realização da medida deve-se determinar as características DC do dispositivo sob teste. É importante definir a polarização do dispositivo de modo que a corrente de dreno não sature a saída do amplificador, porém, sempre se deve buscar o maior ganho ou menor sensibilidade. Portanto existe um compromisso entre o nível de corrente e o ganho do amplificador de transimpedância.

Para o amplificador projetado a menor sensibilidade disponível é 1×10^{-5} (A/V), ou seja, para cada 10µA na entrada do amplificador, tem-se 1 volt de referência na saída. Com o valor definido da corrente do dispositivo e o ganho apropriado do amplificador, realiza-se a medição da densidade espectral de ruído.

As unidades no analisador foram previamente escolhidas em V²/Hz. Para melhorar a precisão, deve-se dividir a faixa de frequência em subfaixas, de modo que para frequências mais baixas, o espaçamento é menor [3.20].

Para a obtenção da densidade espectral de ruído de corrente do dispositivo deve-se subtrair do valor da densidade de ruído medido, o ruído de fundo do analisador e o ruído do amplificador, e dividir o resultado obtido pelo ganho do amplificador ao quadrado. Assim:

$$S_{Vf} = S_{V,analis} - S_{V,amp} - S_{V,fundo} \quad (3.1)$$

$$S_{I,disp} = \frac{S_{Vf}}{G_{amp}^2} \quad (A^2/Hz) \quad (3.2)$$

Do valor da densidade espectral de potência de ruído de corrente podemos obter o valor da densidade espectral de potência de ruído de tensão referido à porta do transistor. Para isso devemos utilizar o valor da transcondutância ($gm = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$) do transistor.

$$S_{V_{porta}} = \frac{S_{I,disp}}{gm^2} \quad (V^2/Hz) \quad (3.3)$$

RESULTADOS

Foram realizadas as medidas em transistores nMOS de porta de metal e transistores CMOS de porta de polisilício/SiGe do tipo *p* e do tipo *n*.

A- TRANSISTORES nMOS DE PORTA DE METAL

O transistor utilizado na medição tem comprimento de canal efetivo $L=5\mu\text{m}$ e largura de canal $W=20\mu\text{m}$. Inicialmente procurou-se determinar o comportamento do ruído $1/f$ para toda a faixa de frequência disponível no sistema. O transistor foi polarizado com $V_{GS}=3.5\text{V}$ e $V_{DS} = 1\text{V}$, região linear. Nestas condições a corrente de dreno foi de aproximadamente $250\mu\text{A}$ e a transcondutância foi de $60\mu\text{S}$. O ganho do amplificador foi ajustado para $1 \times 10^4 \text{ V/A}$.

Na figura 3.33 nota-se claramente o comportamento do ruído com o inverso da frequência e verifica-se que para frequências maiores que 10 kHz, o ruído dominante é o térmico.

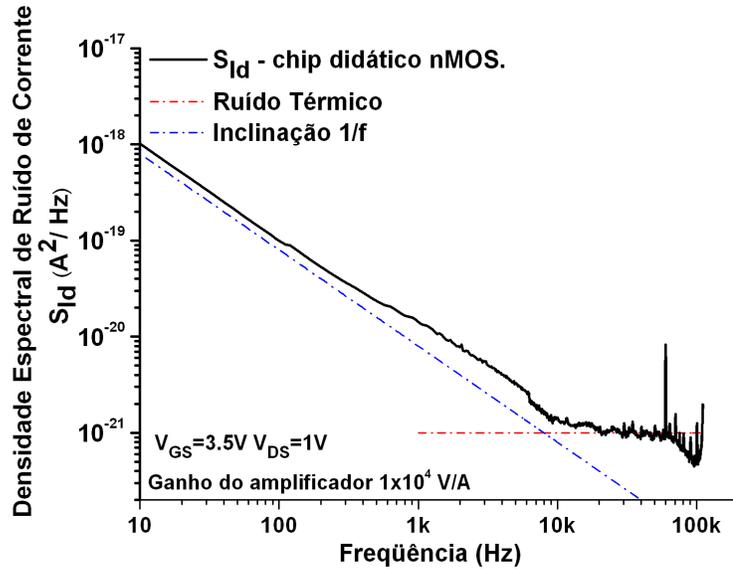


Figura. 3.33 – Densidade espectral da potência de ruído referente à corrente de dreno do transistor nMOS com $L_{eff}=5\mu m$ e $W=20\mu m$.

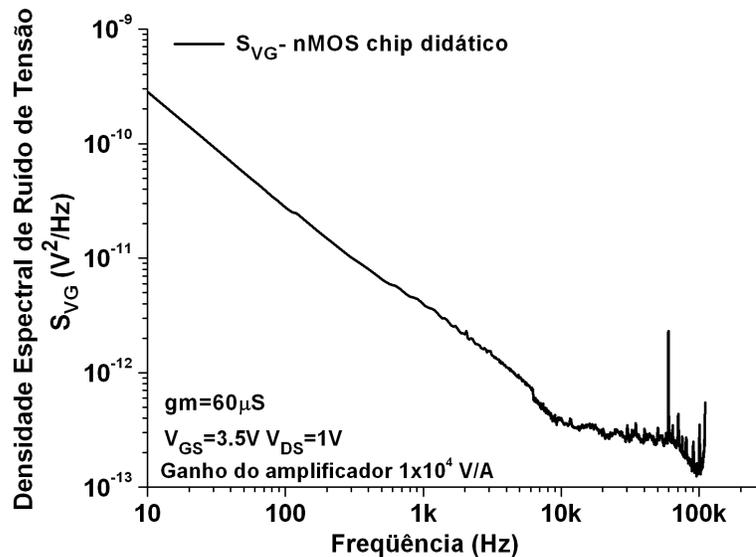


Figura. 3.34 – Densidade espectral da potência de ruído de tensão da porta do transistor nMOS com $L_{eff}=5\mu m$ e $W=20\mu m$.

Dividindo os valores da densidade espectral do ruído de corrente pelo quadrado do valor da transcondutância do dispositivo, obtemos o ruído referente à tensão na porta do transistor, conforme mostrado na figura 3.34.

Com os valores da densidade espectral de ruído de porta em função da frequência é possível determinar a quantidade de cargas presentes no dielétrico de porta. Os resultados da determinação das cargas de interface no dielétrico são apresentados no item 3.3.1.

Além das medidas de ruído apresentadas, foram realizadas outras medições para diferentes polarizações de fonte e dreno e de porta. O objetivo era verificar o comportamento do ruído de porta em função das variações de V_{DS} e V_{GS} .

Alguns trabalhos [2.33, 2.41] indicam que o ruído $1/f$ em transistores MOS depende fracamente da polarização aplicada ao dreno, tanto para pequenas tensões V_{DS} como na região linear. A figura 3.35 mostra o ruído de porta obtido para uma variação da tensão de fonte e dreno mantendo a tensão de porta com valor constante de dois volts.

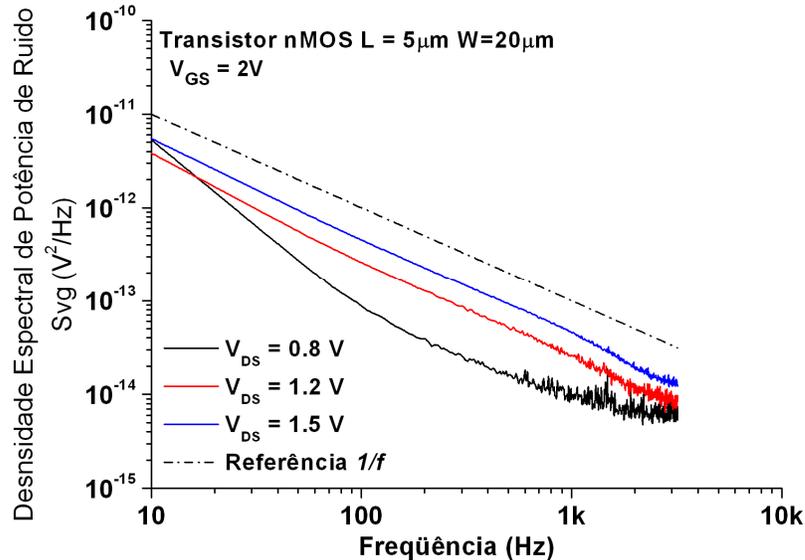


Figura. 3.35 – Densidade espectral de ruído de porta para diferentes valores de tensão de fonte e dreno.

Com relação à polarização de porta, o espectro ruído de dreno $S_{ID}(f)$ é aproximadamente proporcional a V_{GS} na inversão fraca, porém varia muito próximo de V_{GS}^{-2} na inversão forte [2.37, 2.41]. O espectro de ruído de porta, $S_{VG}(f)$ é visto como proporcional à V_{GS} , principalmente quando relacionado aos estados de superfície [2.30]. Para verificar a dependência do ruído de porta com a polarização de porta, realizou-se a medição do ruído variando a tensão de porta, com a tensão de fonte e dreno constante em 0.3 volts. O resultado é apresentado na figura 3.36.

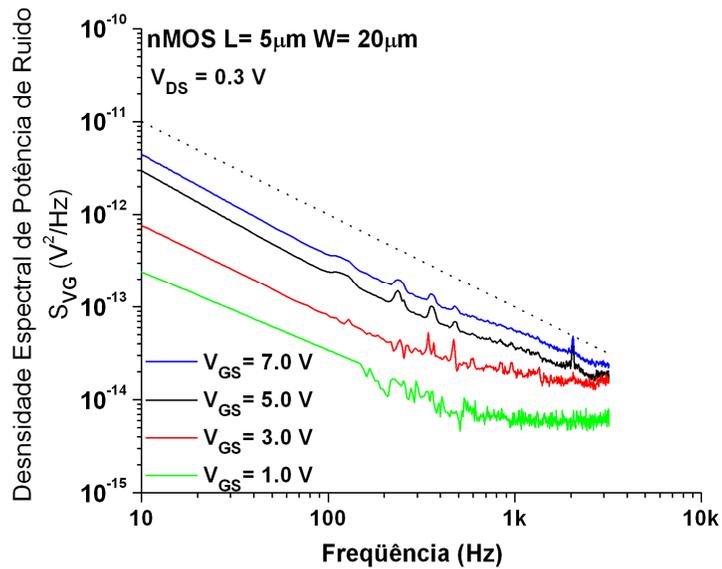


Figura 3.36 – Densidade espectral de ruído de porta para diferentes valores de tensão de porta.

O gráfico da figura 3.37 compara a densidade espectral em 100 Hz, com a variação da tensão de porta. Nota-se que S_{VG} é proporcional a V_{GS} . Portanto, pode-se considerar que as flutuações observadas podem estar relacionadas aos estados de superfície.

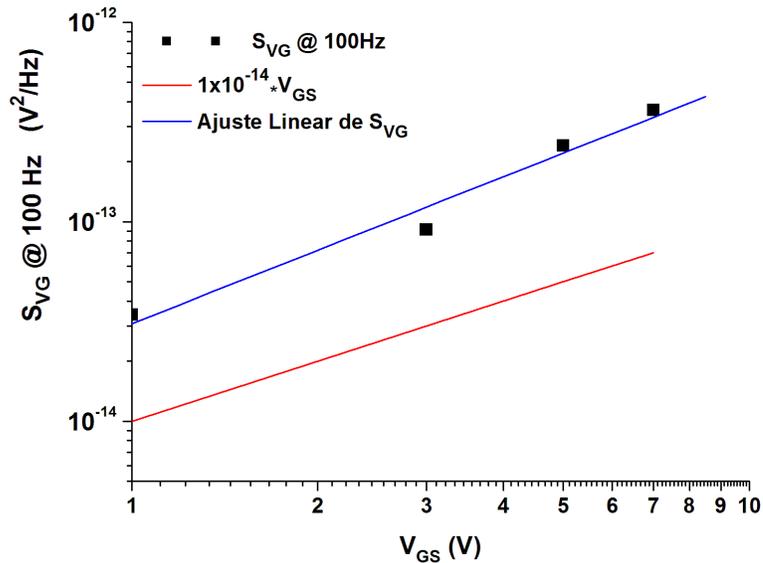


Figura 3.37 – Densidade espectral de ruído em 100 Hz em função da tensão de porta

B- TRANSISTORES MOS DE PORTA DE SiGe

B.1 – TRANSISTOR TIPO *p*.

O transistor MOS do tipo *p* da tecnologia CMOS utilizado na medição tem comprimento de canal de $L_{poli} = 1,57\mu\text{m}$ e largura de canal de $20\mu\text{m}$. Para a medição em toda a faixa de frequência disponível do sistema, o dispositivo foi polarizado com $V_{GS} = -2.5\text{V}$ e $V_{DS} = -0.6\text{V}$. A transcondutância nestas condições foi de $80\mu\text{S}$ e o ganho do amplificador foi ajustado para $1 \times 10^4\text{ V/A}$.

A figura 3.38 mostra a densidade espectral de ruído de porta em toda a faixa de frequência. Pode-se observar o comportamento típico do ruído $1/f$ e o ruído térmico para frequências superiores a 10 kHz. Nota-se que a inclinação da curva foi aproximadamente 1,1 ($1/f^{1.1}$)

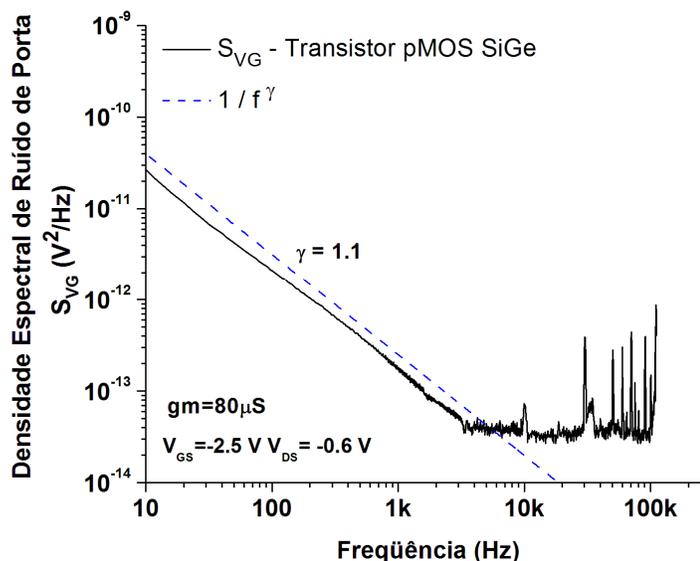


Figura 3.38 – Densidade espectral do ruído de porta para o transistor MOS tipo *p* com $L_{poli} = 1,57\mu\text{m}$ e $W = 20\mu\text{m}$.

Foram também realizadas as medidas do ruído de porta em função da tensão de porta, para verificar a proporcionalidade entre S_{VG} e V_{GS} , e para posterior investigação das cargas armadilhadas no óxido. O resultado é apresentado na figura 3.39.

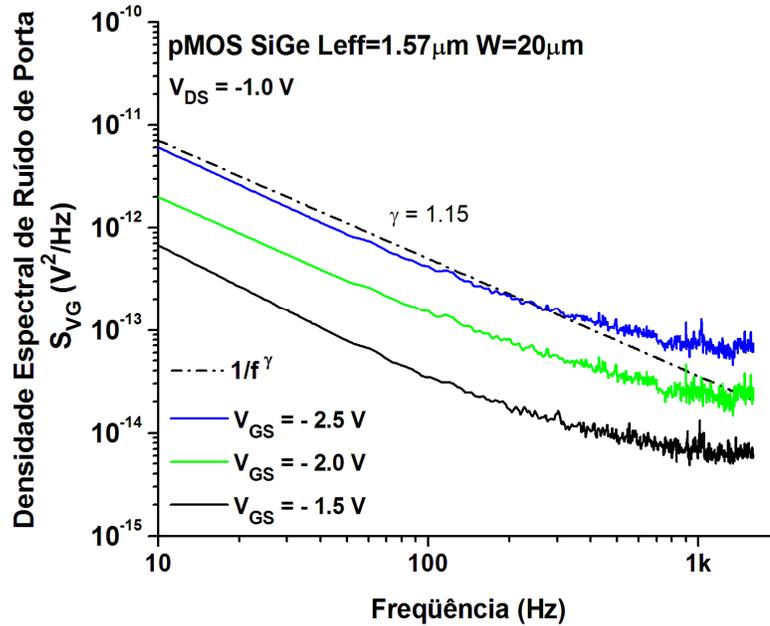


Figura. 3.39 – Densidade espectral de ruído de porta para diferentes valores de tensão de porta.

B.2 – TRANSISTOR TIPO *n*.

Foram realizados os mesmos procedimentos anteriores para a medição do ruído do transistor CMOS tipo *n*. O dispositivo tem comprimento de canal de $L_{poli} = 1,57\mu\text{m}$ e largura de canal de $20\mu\text{m}$.

A figura 3.40 mostra a densidade espectral de ruído de porta polarizado com tensão de porta de dois volts e tensão de dreno de um volt. A transcondutância foi de $120\mu\text{S}$ e o ganho do amplificador foi de $1 \times 10^4\text{ V/A}$. A inclinação da curva foi aproximadamente 1.2 ($1/f^{1.2}$).

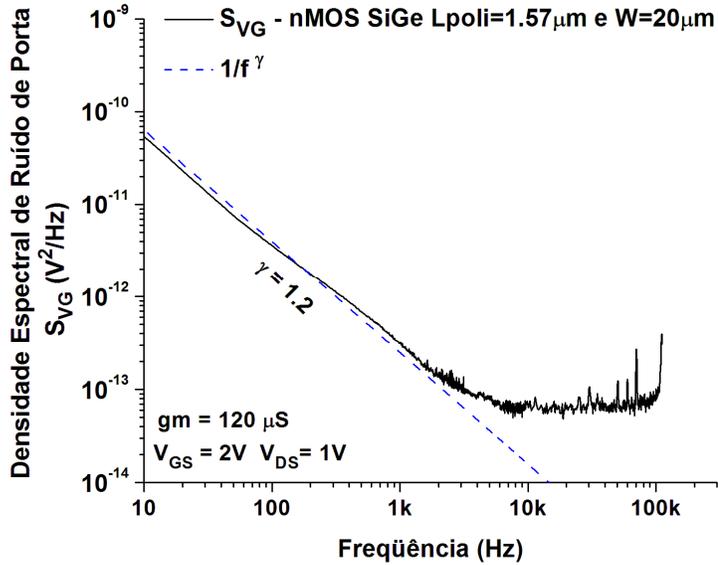


Figura 3.40 – Densidade espectral do ruído de porta para o transistor MOS tipo *n* com $L_{poli}=1,57\mu\text{m}$ e $W=20\mu\text{m}$.

O comportamento do ruído de porta em função da tensão de porta é mostrado na figura 3.41.

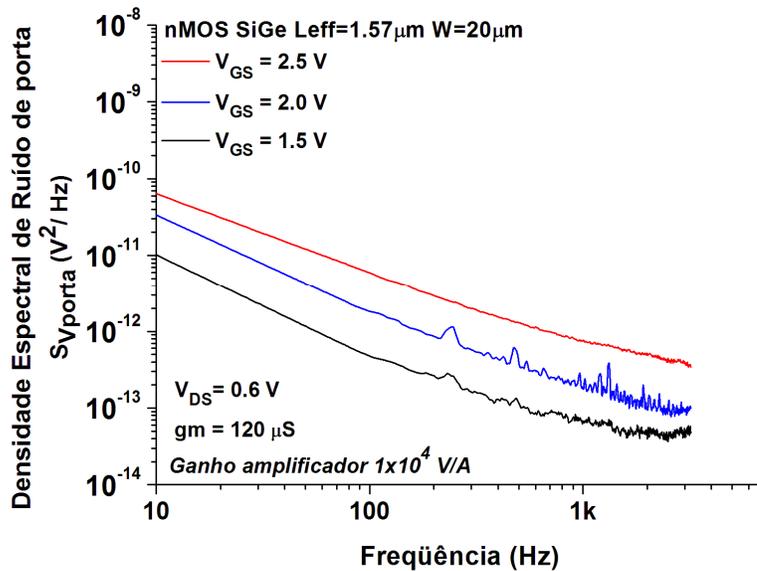


Figura. 3.41 – Densidade espectral de ruído de porta para diferentes valores de tensão de porta.

A figura 3.42 mostra a comparação, sob as mesmas condições, da densidade espectral do ruído de porta para os transistores do tipo *p* e do tipo *n*. Assim como indicado

na literatura, os transistores pMOS apresentam menores níveis de ruído quando comparados aos transistores nMOS [3.21, 3.22].

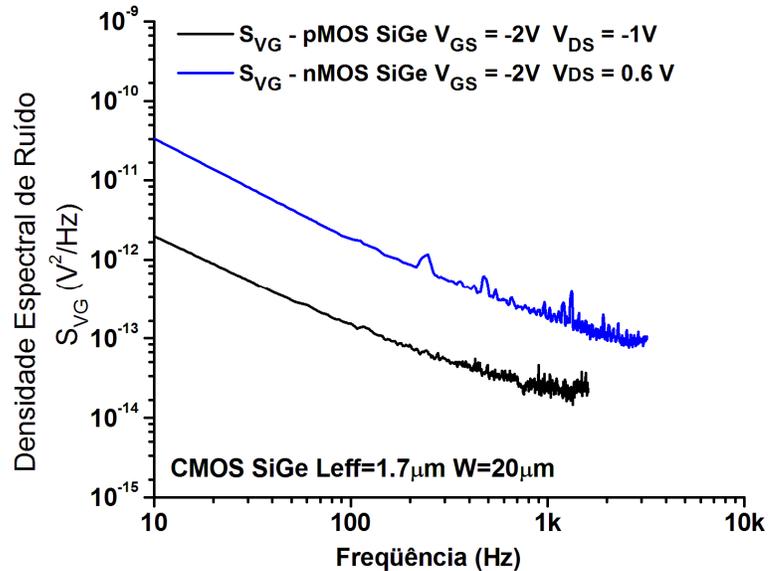


Figura 3.42 – Comparação entre a densidade espectral de ruído de um transistor pMOS e um transistor nMOS.

Com o arranjo de medidas desenvolvido, pela primeira vez foi possível a realização de medidas de ruído de baixa freqüência dos transistores MOS fabricados no CCS. Durante o desenvolvimento desta tese foram publicados três artigos [3.19, 3.23, 3.24] e outros trabalhos utilizaram do arranjo para a medição do ruído, entre eles, podemos citar a medição de ruído de baixa freqüência em resistores bolométricos [3.25] e em amplificadores operacionais de transcondutância [3.26].

3.3 – MEDIDA DE RUÍDO COMO FERRAMENTA DE DIAGNÓSTICO

Nos itens a seguir é apresentada a utilização da medida de ruído como ferramenta de diagnóstico. Foi realizada a medição de ruído em baixa frequência de transistores *n*MOS com porta de metal e óxido de silício como isolante de porta, e medição em transistores CMOS tipo *p* e tipo *n*, com substrato de polisilício e isolante de porta de óxido de silício com posterior deposição de filme de SiGe. As principais características dos transistores MOS estão relacionadas na tabela 3.11.

Tabela 3.11 – Parâmetros dos transistores utilizados na medição do ruído.

Tipo	L_{eff} (μm)	W_{masc} (μm)	V_T (V)	t_{ox} (nm)	C_{ox} (F/m ²)	$N_{a,d}$ (cm ⁻²)	G_m (μS)	μ_{eff} (cm ⁻² /V.s)
<i>n</i> MOS	5	20	1.7	50	$6,90 \times 10^{-4}$	$5,0 \times 10^{15}$	60	800
CMOS, <i>p</i>	1,57	20	-1,5	30	$1,15 \times 10^{-3}$	$3,0 \times 10^{15}$	80	230
CMOS, <i>n</i>	1,57	20	1,2	30	$1,15 \times 10^{-3}$	$7,5 \times 10^{15}$	120	670

sendo:

L_{eff} = comprimento efetivo do canal

W_{masc} = largura de canal

V_T = tensão de limiar

t_{ox} = espessura de óxido

C_{ox} = capacitância do óxido

$N_{a,d}$ = dopagem fonte/dreno

G_m = Transcondutância, função de V_{GS} e V_{DS}

μ_{eff} = mobilidade efetiva

Além das medidas de baixa frequência foram realizadas as medidas de ruído em alta frequência para avaliar o efeito de passivação de superfície em transistores HBTs.

A – TRANSISTORES *n*MOSFETS

Os transistores MOS do tipo *n* foram fabricados no centro de componentes semicondutores da Unicamp (CCS) [3.17]. O processo emprega o alumínio como material para contatos de fonte, dreno e porta e utiliza o óxido de silício (SiO₂) como isolante de porta.

O principal objetivo é apresentar uma técnica para determinar os valores das cargas de estados rápidos nos transistores na interface Si-SiO₂.

B – TRANSISTORES CMOS SiGe.

O principal objetivo é apresentar uma técnica para avaliar a interface SiPoli-SiGe usando as medidas de ruído de baixa frequência. Assim, será possível determinar os números de estados rápidos em função da tensão de porta ou em função da frequência e diagnosticar possíveis fontes de degradação dos materiais usados nos transistores, entre eles o processo de eletromigração.

C – TRANSISTORES DE HETEROJUNÇÃO – HBTs.

No centro de componentes semicondutores também são fabricados transistores bipolares de heterojunção (HBT) usando substratos de arseneto de gálio (GaAs). Estes dispositivos apresentam uma ótima característica de resposta em frequência, permitindo a sua utilização em circuitos operando na faixa de gigahertz. No entanto, a alta densidade de estados na superfície do GaAs provoca uma corrente de fuga nas regiões ativas dos transistores, reduzindo o desempenho destes dispositivos.

Para minimizar os efeitos dos estados de superfície foi criado um método simples para a passivação dos transistores. O processo visa à redução da densidade de estados de superfície para níveis menores que 10^{12} cm^{-2} [3.7]. Na passivação, filmes de nitreto de silício (SiN_x) são depositados diretamente sobre os substratos de GaAs e as heteroestruturas do tipo InGaP/GaAs, por plasma ECR-CVD (*Electron Cyclotron Resonance - Chemical Vapor Deposition*). Para o estudo do efeito da passivação foram fabricados dois tipos de transistores HBTs; dispositivos com passivação de superfície e dispositivos sem a passivação de superfície.

O objetivo da medição é demonstrar a utilização do ruído de alta frequência como uma técnica para avaliar o resultado da passivação de superfícies em transistores de heterojunção.

3.3.1 – RÚIDO DE BAIXA FREQUÊNCIA EM TRANSISTORES nMOSFETS E A DETERMINAÇÃO DE CARGAS DE INTERFACE.

Utilizando o modelamento apresentado no item 2.6, é possível determinar as cargas de interface no transistor nMOS de porta de metal, a partir da medida da densidade espectral de ruído de porta em função da tensão porta, apresentada na figura 3.43.

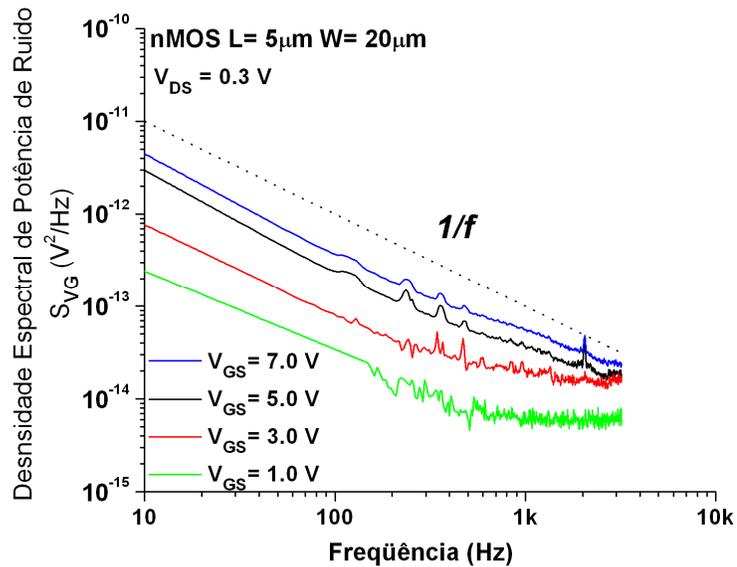


Figura 3.43 – Densidade espectral de ruído de porta em função de tensão de porta para o transistor nMOS.

Para o cálculo das densidades de interface no óxido (ou simplesmente cargas no óxido), foram utilizados os parâmetros apresentados na tabela 3.11. A figura 3.44 apresenta a densidade de cargas no óxido em função da frequência (equação 2.65) para o transistor nMOS polarizado com $V_{GS} = 3$ V e com $V_{DS} = 0.3$ V.

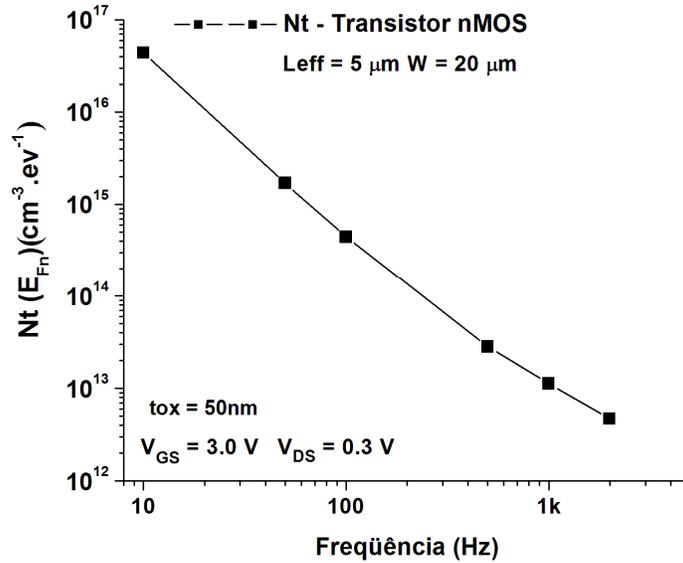


Figura 3.44 – Densidades de estados de interface no óxido em função da frequência para o transistor nMOS.

Fixando o valor da frequência em 100 Hz e utilizando a equação 2.65, pode-se determinar a variação das cargas no óxido em função da tensão aplicada na porta. A figura 3.45 apresenta o gráfico das cargas efetivas no óxido em função da polarização de porta.

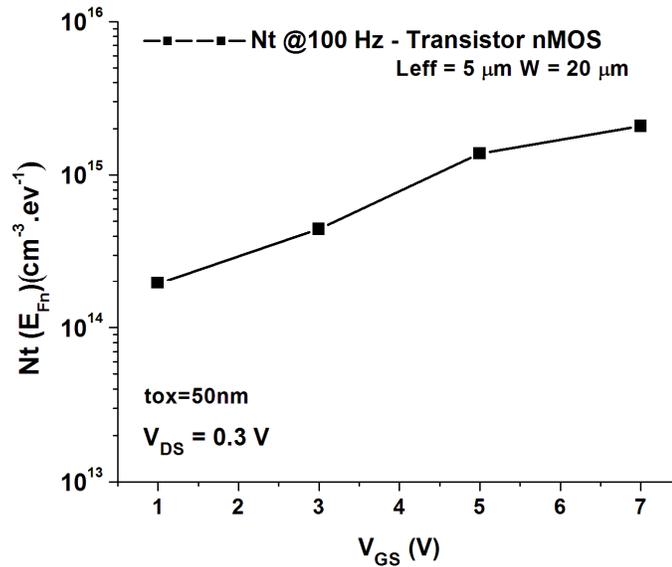


Figura 3.45 – Densidade de estados de interface no óxido de silício em função da tensão de porta para o transistor nMOS.

A medida das cargas efetivas no dielétrico de transistores MOS através do ruído de baixa frequência tem sido amplamente utilizada em diversos trabalhos [2.30, 3.27-3.30], pois se trata de uma técnica não destrutiva, altamente sensível aos defeitos locais e não requer um procedimento especial para a preparação das amostras. O método empregado nos transistores do *chip* didático apresentado neste trabalho pode ainda, devido a sua simplicidade, ser incluído em cursos de extensão.

3.3.2 – RUÍDO DE BAIXA FREQUÊNCIA EM TRANSISTORES MOS E A DETERMINAÇÃO DE CARGAS DE INTERFACE.

Os mesmos procedimentos descritos foram aplicados nos transistores MOS de porta de SiPoli/SiGe. O ponto de partida para a determinação das cargas de interface é a determinação das características do ruído de baixa frequência em função da polarização de porta. A figura 3.46 mostra a medida da densidade espectral de ruído de porta em função de V_{GS} para o transistor tipo *p*.

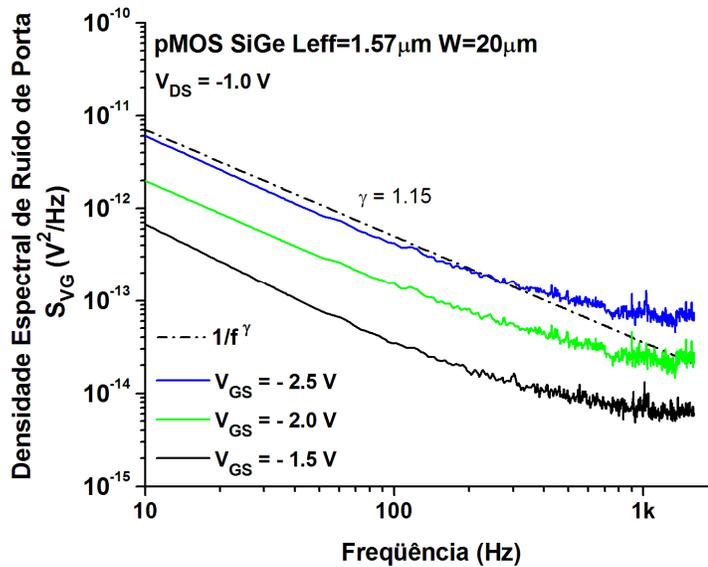


Figura 3.46 – Densidade espectral de ruído de porta em função de tensão de porta para o transistor MOS tipo *p*.

Utilizando a equação 2.65 e com os parâmetros dos transistores MOS apresentados na tabela 3.11, determinou-se a curva da densidade de cargas no óxido em função da frequência (figura 3.47) para o transistor pMOS polarizado com $V_{GS} = -2.0$ V e $V_{DS} = -1.0$ V.

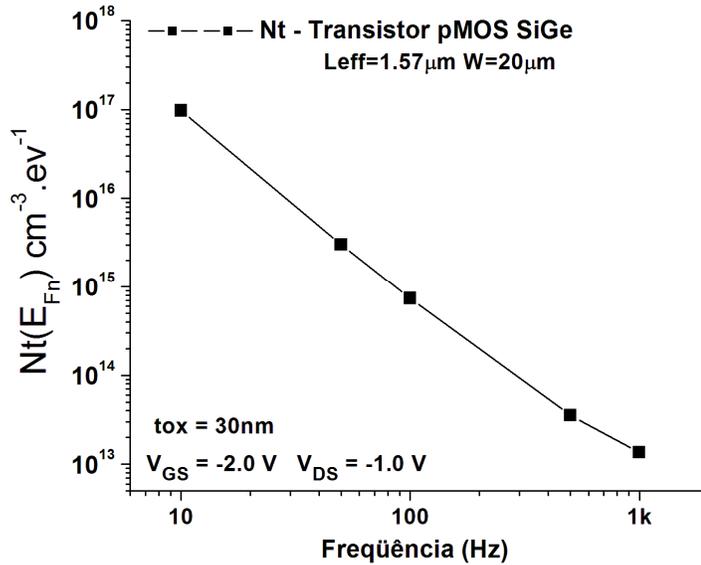


Figura 3.47 – Densidades de cargas no óxido em função da frequência para o transistor pMOS de SiGe.

Com a figura 3.46 e com o valor da frequência fixo em 100 Hz, usando a equação 2.65, determina-se a variação das cargas no óxido em função da tensão aplicada na porta. A figura 3.48 apresenta o gráfico das cargas efetivas no óxido em função da polarização de porta para o transistor pMOS SiGe.

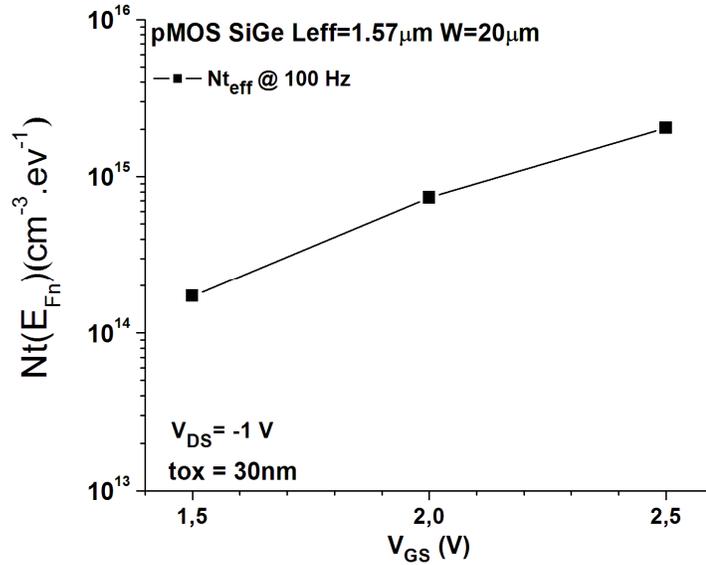


Figura 3.48 – Densidade de cargas no óxido de silício em função da tensão de porta para o transistor pMOS de SiGe.

Nas figuras 3.49, 3.50 e 3.51 são apresentados os resultados da medição do transistor nMOS SiGe.

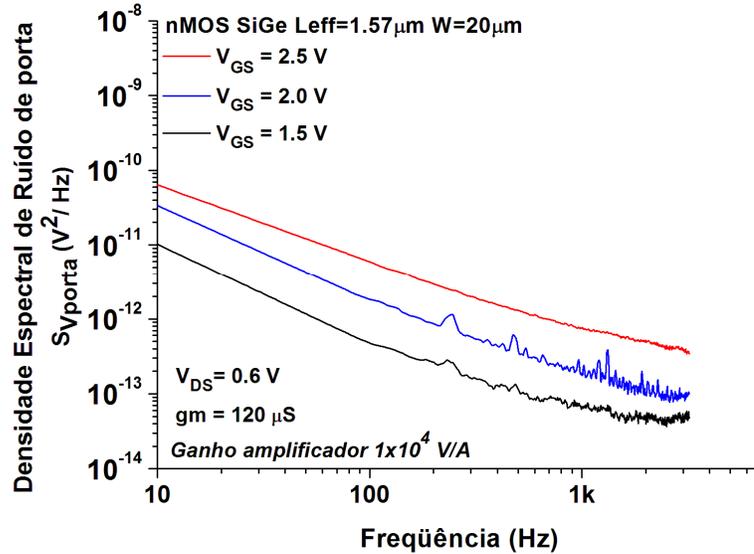


Figura 3.49 – Densidade espectral de ruído de porta em função de tensão de porta para o transistor MOS tipo n.

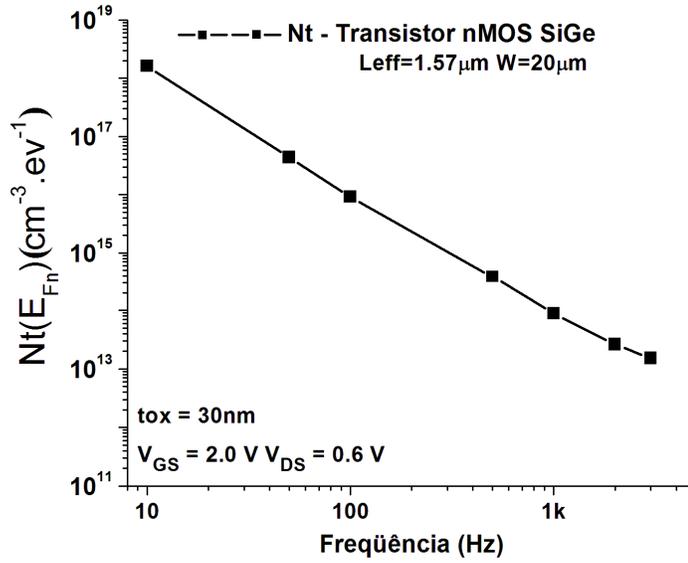


Figura 3.50 – Densidades de cargas no óxido em função da frequência para o transistor nMOS SiGe.

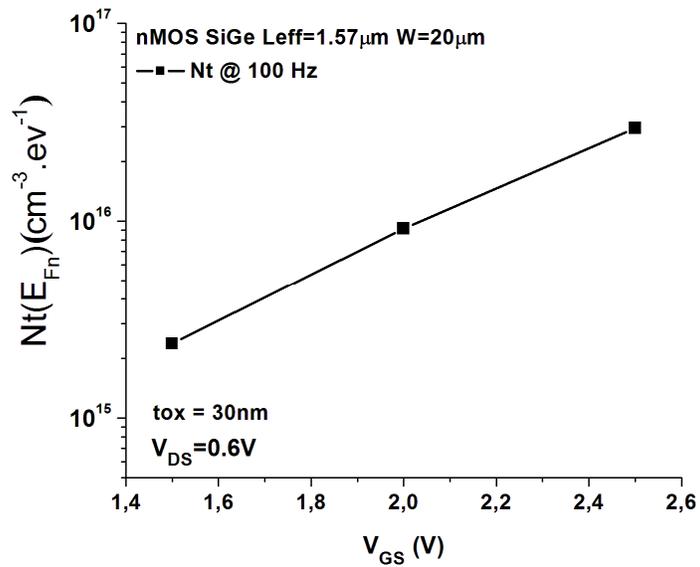


Figura 3.51 – Densidade de cargas no óxido de silício em função da tensão de porta para o transistor nMOS de SiGe.

3.3.3 – RUÍDO DE ALTA FREQUÊNCIA EM TRANSISTORES HBT E A ANÁLISE DE PASSIVAÇÃO DE SUPERFÍCIES.

Para avaliar a eficácia da técnica de passivação foi realizada a medida de ruído em alta frequência, nos dois tipos de transistores de heterojunção; os transistores passivados e os transistores não passivados.

Na comparação dos transistores, procurou-se utilizar as polarizações de forma que a corrente de base I_B , e a tensão de emissor-coletor V_{CE} , fossem iguais. A tabela 3.12 apresenta as polarizações DC utilizadas na medição do ganho de inserção e do ruído.

Tabela 3.12 – Polarizações DC utilizadas para a medida da relação sinal ruído dos transistores HBT passivados e não passivados. [P] transistor passivado e [NP] transistor não passivado.

Tamanho da área de emissor	Polarização DC					
	V_{CE} (V)	I_C (mA)		V_{BE} (V)		I_B (μ A)
	[P] e [NP]	[P]	[NP]	[P]	[NP]	[P] e [NP]
P1 (20 x 06 μm^2)	2,50	1,16	0,35	1,25	1,22	7
P2 (20 x 16 μm^2)	2,50	0,81	0,28	1,22	1,20	11

sendo I_C a corrente de coletor, V_{BE} a tensão de base-emissor.

A figura 3.52 mostra as medidas do ganho de inserção do transistor passivado e não passivado, ambos com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$, para a polarização P1 mostrada na tabela 3.12. A figura 3.53 apresenta o valor da figura de ruído para ambos os transistores na polarização P1.

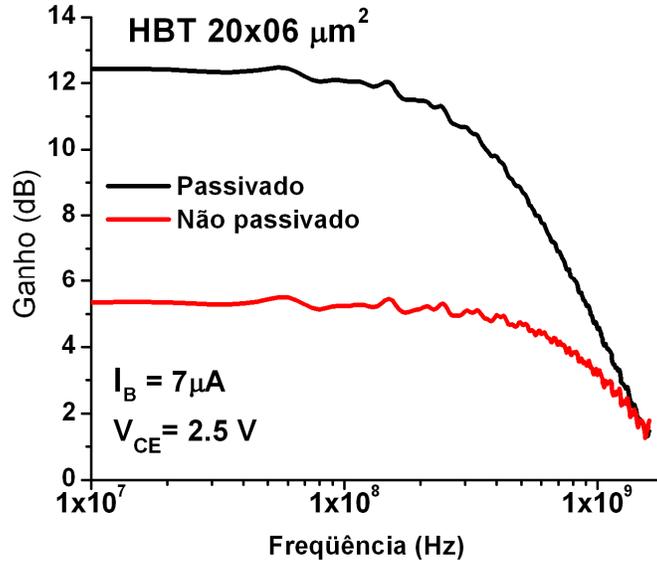


Figura 3.52 – Comparação entre o ganho medido dos transistores passivado e o não passivado com área de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$.

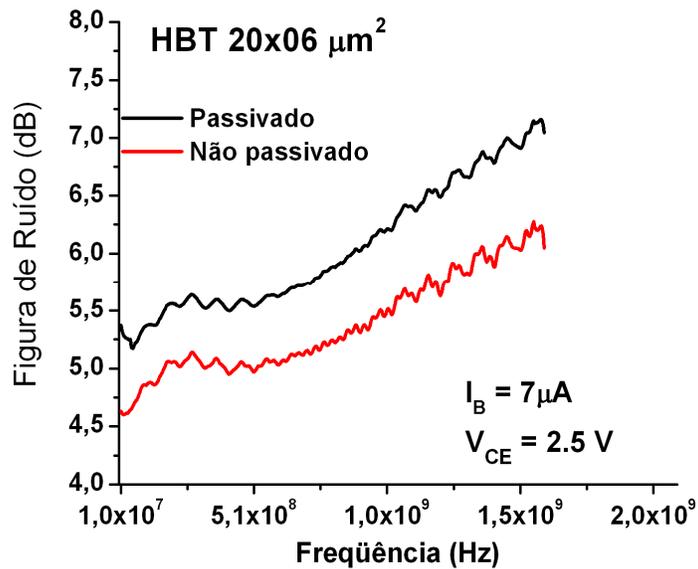


Figura 3.53 – Comparação entre o nível de ruído dos transistores passivado e o não passivado com área de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$.

Na figura 3.52, verifica-se que o ganho do transistor passivado em 10 MHz é cerca de 7 dB maior que o ganho do transistor não passivado. Por outro lado, a figura 3.53 mostra que o nível de ruído do transistor passivado também é maior. Assim, para verificar a

eficácia da passivação, é necessário comparar a relação entre o ganho e a figura de ruído de cada transistor. A figura 3.54 mostra a relação sinal/ruído dos transistores passivado e não passivado.

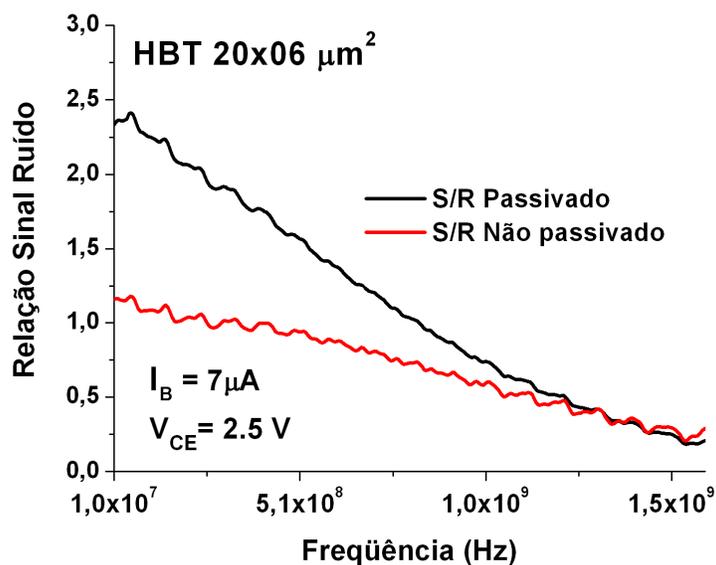


Figura 3.54 – Relação sinal/ruído dos transistores passivado e não passivado com área de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$.

A mesma comparação foi realizada nos transistores com área de emissor de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$. A figura 3.55 mostra a medida do ganho de inserção para o transistor passivado e não passivado, para a polarização P2 mostrada na tabela 3.12. A figura 3.56 apresenta o valor da figura de ruído para ambos os transistores na polarização P2.

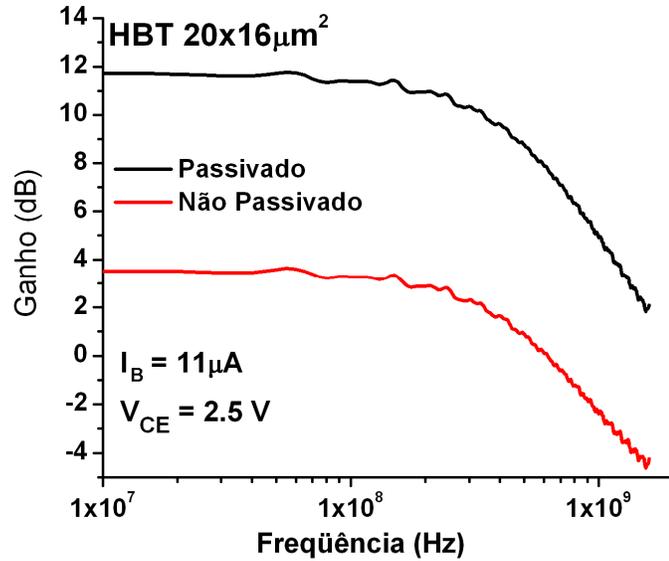


Figura 3.55 – Comparação entre o ganho medido dos transistores passivado e o não passivado com área de 20 x 16 µm².

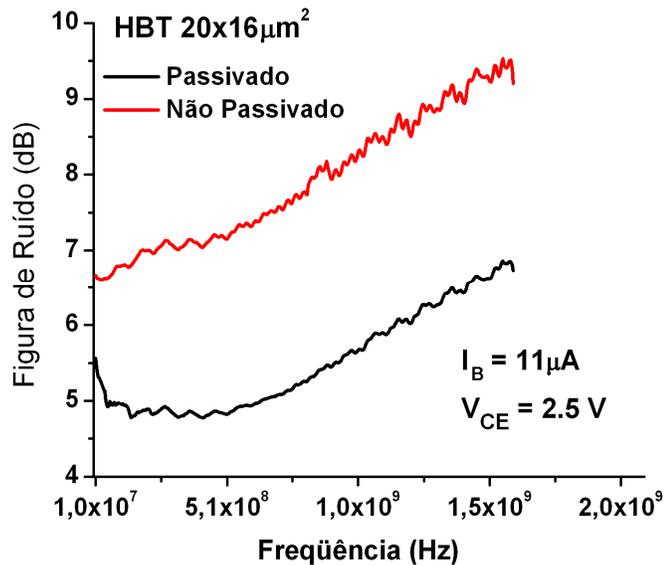


Figura 3.56 – Comparação entre o nível de ruído dos transistores passivado e o não passivado com área de 20 x 06 µm².

Na figura 3.55, verifica-se que o ganho do transistor passivado em 10 MHz é cerca de 7 dB maior que o ganho do transistor não passivado e a figura 3.56 mostra que o nível de ruído do transistor passivado é menor. Para verificar a eficácia da passivação, compara-se a

relação entre o ganho e a figura de ruído de cada transistor. A figura 3.57 mostra a relação sinal/ruído dos transistores.

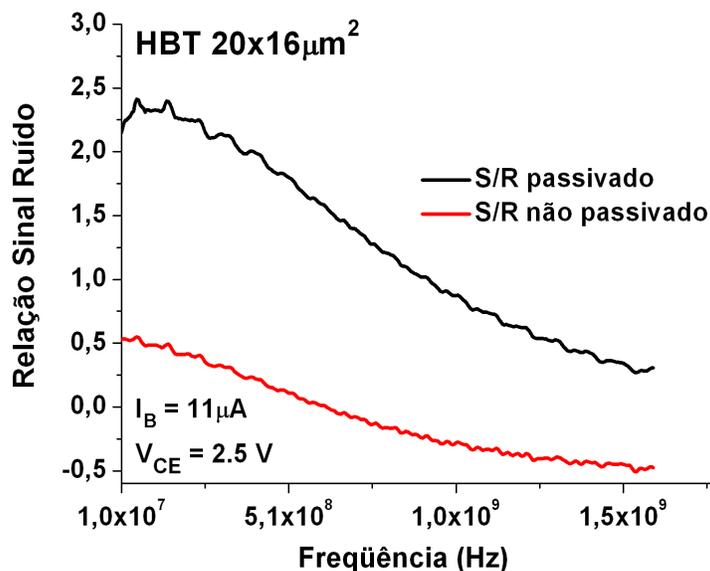


Figura 3.57 – Relação sinal/ruído dos transistores passivado e não passivado com área de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$.

Os resultados das figuras 3.54 e 3.57 mostram que os transistores passivados, com área de emissor de $20 \times 06 \mu\text{m}^2$ e $20 \times 16 \mu\text{m}^2$, respectivamente, apresentam uma razão sinal ruído maior do que os transistores não passivados, chegando, em 10 MHz, a uma diferença de aproximadamente, duas e quatro vezes, respectivamente. Assim, através da medida de ruído de alta freqüência foi possível avaliar a eficácia do processo de passivação da superfície. O resultado mostra uma melhora significativa na relação sinal ruído, um fator muito importante em projetos de circuitos integrados. À medida que a freqüência aumenta, a diferença entre os valores da razão sinal ruído reduz, tornando-se nula para os transistores menores, como mostra a figura 3.54. Esta diminuição ocorre porque a corrente de recombinação superficial torna-se baixa à medida que se aumenta a freqüência. Além disso, os efeitos parasitários de capacitâncias, indutâncias e resistências começam a influenciar mais no comportamento do dispositivo, mudando os pontos de operação ótimos das impedâncias de entrada e saída.

CAPÍTULO 4

CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS.

Este trabalho teve como objetivo a montagem de um sistema de caracterização de ruído de alta e baixa frequência em dispositivos semicondutores.

Para a realização das medidas de alta frequência, utilizou-se o analisador de parâmetro de redes, o HP8510C, ligado a uma estação com pontas de prova. Com este conjunto foi possível realizar as medidas de parâmetros de espalhamento. Para a realização das medidas de ruído e ganho de inserção em alta frequência foram utilizados o sistema de medida de figura de ruído, HP8970B, conectado a uma estação com pontas de prova e uma fonte de ruído, o HP364A.

Neste trabalho foram utilizados os transistores HBT de InGaP/GaAs fabricados no Centro de Componentes de Semicondutores (CCS) e no Laboratório de Processos e Dispositivos (LPD para a caracterização em alta frequência. Utilizando um *software* de simulação eletromagnética e com os dados obtidos na medição foram aqui desenvolvidos modelos de pequenos sinais para a simulação dos transistores. O primeiro modelo, válido para uma faixa de frequência de 45 MHz até 10 GHz com erro menor do que 10%, considera os efeitos dos elementos intrínsecos e extrínsecos do transistor. O segundo modelo inclui, além dos elementos citados anteriormente, os efeitos das fontes de ruído. Este modelo é válido para uma faixa de frequência de 10 MHz até 1.6 GHz com um erro menor que 5%.

A realização deste trabalho permitiu o desenvolvimento de um modelo de simulação dos transistores HBT utilizando uma metodologia alternativa para a extração dos parâmetros.

Para a realização das medidas de ruído de baixa frequência utilizou-se um analisador dinâmico de sinais, HP35660A, o sistema de caracterização de dispositivos semicondutores K4200SCS, e um amplificador de transimpedância de baixo ruído projetado no âmbito do presente trabalho. O objetivo da medição foi determinar a densidade espectral de ruído em função da frequência e em função da tensão de porta dos

transistores. Com o sistema montado foi possível obter a densidade espectral de ruído de corrente ($S_I - A^2/Hz$) e a densidade espectral de ruído de tensão ($S_V - V^2/Hz$).

Para a caracterização do ruído em baixa frequência foram utilizados os transistores nMOS e os transistores CMOS do tipo *p* e do tipo *n* fabricados no CCS. Verificou-se que as medidas apresentadas estão de acordo com a maioria dos trabalhos publicados na área, pois notou-se por exemplo que o espectro de ruído de dreno $S_{Id}(f)$ foi aproximadamente proporcional a V_G , e o espectro de ruído de porta, $S_{Vg}(f)$ proporcional à V_G , principalmente quando relacionado aos estados de superfície. Além disso, a inclinação da curva do ruído $1/f$ estava próxima de 1, o que indica uma boa qualidade de interface Si/SiO₂. Também não foi observada nenhuma ocorrência do ruído $1/f^2$, o que indicaria algum problema relacionado à eletromigração.

Além das medidas de ruído de baixa frequência, utilizou-se o ruído como ferramenta de diagnóstico para semicondutores. O principal objetivo foi apresentar uma técnica para determinar os valores das cargas de estados rápidos na interface Si-SiO₂. Foram levantados os valores de cargas de interface para os transistores nMOS e CMOS. O método desenvolvido mostrou-se simples e eficiente na determinação das cargas. Para os transistores HBT, utilizou-se a medida de ruído como diagnóstico para avaliar a eficácia da passivação de superfície. Através da medição do ganho dos dispositivos e da figura de ruído pode-se mostrar que por meio da medida foi possível avaliar a eficácia do processo de passivação da superfície pois o resultado mostrou uma melhora significativa na relação sinal/ ruído.

Com o arranjo de medidas desenvolvido, pela primeira vez foi possível a realização de medidas de ruído de alta e baixa frequência dos transistores MOS e HBT fabricados no CCS. O presente trabalho poderá resultar também em utilizações de modelos que incluam as fontes de ruído e permitirão o projeto de amplificadores de baixo ruído e misturadores com maior precisão. Estes modelos poderão igualmente ser aproveitados em projetos de circuitos de radiofrequência quando utilizados os transistores HBT fabricados no CCS.

Durante a realização deste trabalho surgiram algumas propostas que podem ser utilizadas em trabalhos futuros, com o intuito de aperfeiçoar os arranjos de medidas. Entre elas, podemos citar:

- Utilização do modelo de pequenos sinais dos transistores HBTs para projetos de circuitos de RF.
- Com a aquisição de alguns equipamentos, é possível desenvolver um modelo de simulação mais completo para os transistores HBTs.
- Para o aumento da sensibilidade do arranjo de medidas de baixa frequência é interessante a realização de um projeto de amplificador de transimpedância de baixo ruído com dois estágios de amplificação.
- Utilização do arranjo de medida do ruído de baixa frequência para a caracterização de novos materiais, tais como nanoestruturas e dielétricos de alto k .
- Utilização da metodologia para determinação da densidade de estados de superfície em transistores HBT.
- Inclusão em cursos futuros deste método de determinação de cargas de interface através da medida de ruído de baixa frequência.

ARTIGOS PUBLICADOS

SURFACE PASSIVATION OF INGaP/GaAs HBT USING SILICON-NITRIDE FILM DEPOSITED BY ECR-CVD PLASMA

L.T. Manera, L.B. Zoccal, J.A. Diniz, P.J. Tatsch and I. Doi.

Center of Semiconductor Components (CCS) and School of Electrical and Computer Engineering (FEEC), State University of Campinas (UNICAMP), Rua João Pandiá Calógeras 90, 13083-870, Campinas, SP, Brazil

Vol. 254, Issue 19, 30 July 2008, Pages 6063-6066 - Applied Surface Science - Elsevier.

Abstract

In this paper we have developed a passivation technique with silicon-nitride (SiN_x) film that requires no surface pre-treatment, and is fully compatible to monolithic microwave integrated circuits (MMICs). The nitride depositions were carried out by ECR-CVD (electron cyclotron resonance-chemical vapor deposition) directly over InGaP/GaAs heterojunction structures, which are used for heterojunction bipolar transistors (HBTs). Optical emission spectrometry (OES) was used for plasma characterization, and low formation of H and NH molecules in the gas phase was detected at pressure of 2.5 mTorr. These molecules can degrade III-V semiconductor surfaces due to the preferential loss of As or P and hydrogen incorporation at the substrate. The substrates were cleaned with organic solvents using a Soxhlet distillate. The ECR depositions were carried out at a fixed substrate temperature of 20 °C, SiH_4/N_2 flow ratio of 1, Ar flow of 5 sccm pressure of 2.5 mTorr and microwave (2.45 GHz) power of 250 W and RF (13.56 MHz) power of 4 W. We have applied this film for InGaP/GaAs HBT fabrication process with excellent results, where two major contributions are related to this passivation technique, the enhancement in the transistor dc gain β and the improvement in the signal-to-noise ratio when compared unpassivated and passivated devices.

Keywords: Silicon-nitride film; Passivation; ECR-CVD plasma; HBT.

**THE INFLUENCE OF POLY-SI/SiGe GATE IN CMOS TRANSISTORS FOR RF AND
MICROWAVE CIRCUIT APPLICATIONS**

H.G. Jimenez, **L. T. Manera**, M. F. Rautemberg, J. A. Diniz, I. Doi, P. J. Tatsch, H. E.
Figueroa and J. W. Swart

Center for Semiconductor Components, CCS-UNICAMP, Campinas-SP, Brazil
School of Electric and Computer Engineering, University of Campinas UNICAMP,
Campinas-SP, Brazil

12th International Conference on the Formation of Semiconductor Interfaces,
July 5 - 10, 2009, Weimar, Germany
Phys. Status Solidi C 7, No. 2 (2010), pp. 440–443.

Abstract

A reduction of gate depletion and DC characteristics in CMOS transistors with poly-Si/SiGe Gate stack fabricated with local CMOS process is presented. Our local CMOS process uses a single n+ doped, poly-Si/SiGe gate material. After deposition, both the poly-Si and the SiGe used as gate layers were implanted by phosphorus ions. The parameters on threshold, sub-threshold and low frequency noise $1/f$ of poly-Si/SiGe CMOS transistors are reported. Our results demonstrate that the shift in threshold voltage due to the presence of Ge in the gate material is apparent from the p-MOS and n-MOS device characteristics. The drive current turn-on in the I-V characteristics increases compared with conventional CMOS transistors with poly-Si gate and devices show low $1/f$ noise which make them promising devices for RF and microwave circuit applications.

**DC PERFORMANCE AND LOW FREQUENCY NOISE IN n-MOSFETs USING SELF-ALIGNED
POLY-Si/SiGe GATE**

H.G.Jiménez, **L.T. Manera**, R.C. Teixeira, M. F. Rautemberg, J. A. Diniz, I. Doi, P. J. Tatsch,
H.E.Figueroa and J. W. Swart

Center for Semiconductor Components, P.O Box 6061
University of Campinas - UNICAMP
13083-970, Campinas-SP, Brazil

ECS Transactions – Vol. 14 - Issue 1 - Process Integration and Devices – 2008- pp. 137-146
The Electrochemical Society

ABSTRACT

The characterization of an n-MOS transistor with poly-Si/SiGe Gate fabricated with the CMOS process entirely developed in the Center for Semiconductor Components (CCS) at UNICAMP is presented. The Gate layer was grown by vertical LPCVD at 800 °C. The resultant transistor has a channel region with oxide thickness of 30 nm and self-aligned thick S/D region. The DC and Gm characteristics of poly-Si/SiGe n-MOS transistor are reported. The turn-on in the I-V characteristics increases and at a drain-to-source bias V_{DS} of +0.1 V nMOSFETs with 3 μ m gate length had peak transconductance (μ S) increased as well, compared with conventional n-MOS with poly-Si gate. These devices also had threshold voltage V_T of only $\sim 0.15V \pm 0.05V$ at $V_{DS} = 0.1$ V, compared to $V_T = 0.8V \pm 0.05V$ for previously published n-MOS with poly-Si gate and under the same bias conditions. The Gm characteristics and low frequency noise $1/f$ of the n-MOS transistors are studied using devices sizes with width of 20 μ m and several lengths. Promising devices for RF and microwave circuit applications, show low $1/f$ and high values of transconductance. These results are in good agreement with those found in the literature.

Keywords: transconductance, noise, nMOS, CMOS process, silicon germanium.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1.1] - L.B. Kish, C.G. Granqvist, "Noise in nanotechnology", *Microelectronics Reliability*, 40 (2000), pp. 1833-1837.
- [1.2] - Yu. L. Klimontovich, J. P. Boon, "Natural flicker noise (1/f noise) in music", *Europhysics Letters*, 3(4):395-399, February, 1987.
- [1.3] – Guofu Niu, "Noise in SiGe HBT RF technology: Physics, modeling, and circuit implications", *Proceedings of the IEEE*, 2005, vol. 93, no 9, pp. 1583-1597.
- [1.4] – Einstein A. *Ann Phys* 1906; 19:289.
- [1.5] – Johnson J. B., *Phys Rev.*, 1927; 29:367.
- [1.6] – Nyquist H., *Phys Rev.*, 1928; 32:110.
- [1.7] – Schottky W., *Ann Phys.*, 1921; 65:51.
- [1.8] – Johnson J. B., *Phys Rev.*, 1925; 26:71.
- [1.9] – Bernamont J., *Ann Phys.*, 1937;7:71.
- [1.10] – Montgomery H.C., *Bell Syst. Tech Journal*, 1952; 31:950
- [1.11] - Herzog G. B, van der Ziel, A. *Phys Rev.*, 1951; 84:1249.
- [1.12] - McWhorter A. L., Kingston RH, editor "Semiconductor surface physics", Philadelphia: University of Pennsylvania, Press; 1957. p. 207
- [1.13] – Hooge F. N., "1/f noise is no surface effect", *Physics Letters A*, 29:139-140, 1969.
- [1.14] – C. Ciofi and B. Neri "Low-frequency noise measurements as a characterization tool for degradation phenomena in solid-state devices", *J. Phys. D: Appl. Phys.* 33 no. 21, November 2000, R199-R216
- [1.15] - Hooge F. N. and Hoppenbrouwers A. M., "1/f noise in continuous thin gold films", *Physica*, 45, 386-392, 1969.
- [1.16] - Van der Ziel A and Tong H, "Low frequency noise predicts when a transistor will fail", *Electronics*, 39 95, 1996.

- [1.17] - Vossen J. L., “Screening of metal film defects by current noise measurements”, *Appl. Phys. Lett.*, 23 287–9, 1973.
- [1.18] - Bertotti G. Celasco M. Fiorillo F. and Mazzetti P., “Thermal equilibrium properties of vacancies in metal through current noise measurements”, *J. Appl. Phys.*, vol. 50, 6948, 1979.
- [1.19] - Diligenti A. Bagnoli P. E. and Neri B., “Evaluation of electromigration activation energy by means of noise measurements and MTF tests”, *Proc. 17th, Eur. Solid State Device Research Conference (ESSDERC)*, 1987.
- [1.20] - Ciofi C, Dattilo V and Neri B, “Long term noise measurements and MTF test for the characterization of electromigration in metal lines” *Microelectronics Reliability*, vol. 39, 1691–1696, 1999.
- [1.21] – Sander L. J. Gierkink, Eric A. M. Klumperink, Arnoud P. van der Wel, Gian Hoogzaad, Ed van Tuijl, and Bram Nauta, “Intrinsic 1/f Device Noise Reduction and Its Effect on Phase Noise in CMOS Ring Oscillators”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 7, July 1999.
- [2.1] - F. Reif, “Fundamentals of statistical and thermal physics”, *McCraw-Hill*, New York, 1965.
- [2.2] – Feichtinger, H.G, “Parseval's relationship for no uniform samples of signals with several variables”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, Issue 5 pg. 1262-1263, 1992
- [2.3] - Khintchine A., *Ann. Math*, 1934; 109:604.
- [2.4] - C. Tzanakis, “A Note on the Fourier Transform of a Positive-Definite Function”, *Journal Il Nuovo Cimento B*, Italian Physical Society, vol 108, number 3, March, 1993.
- [2.5] – A. van der Ziel, “Noise in Solid State Devices and Circuits”, New York, John Wiley & Sons, Inc., 1986.
- [2.6] - A. A. Balandin, “Noise and fluctuations control in electronic devices”, *American Scientific Publishers*, 2002.

- [2.7] - F. Bonani and G. Ghione, "Generation-recombination noise modelling in semiconductor devices through population or approximate equivalent current density fluctuations", *Solid-State Electronics*, vol 43, issue 2, pages 285-295, February 1999.
- [2.8] - M. J. Kirton and M. J. Uren, "Noise in solid-state microstructures - a new perspective on individual defects, interface states and low-frequency ($1/f$) noise", *Adv. Phys.*, vol. 38, pp.367-468, 1989.
- [2.9] - P. Dutta, P. M. Horn, "Low-frequency fluctuations in solids: $1/f$ noise", *Rev. Mod. Phys.* 53, 497-516, 1981.
- [2.10] - J.S. Kolhatkar, E. Hoekstra, C. Salm, A.P. van der Wel, "Modeling of RTS Noise in MOSFETs under Steady-State and Large-Signal Excitation", *IEEE International Electron Devices Meeting*, pg. 759-762, 2004.
- [2.11] - Hooge, F. N and Hoppenbrouwers, A. M. H., " $1/f$ noise in continuous thin gold films", *Physica*, 45, Issue 3, pg. 386-392, 1969.
- [2.12] - F.N. Hooge, T.G.M. Kleinpenning and L.K.J. Vandamme, "Experimental studies on $1/f$ noise", *Rep. Prog. Phys.* 44, 479, 1981.
- [2.13] - McWhorter A. L. In: Kingston RH, "Semiconductor surface physics", Philadelphia: University of Pennsylvania Press; p. 207,1957.
- [2.14] - Peter H. Handel, "Quantum approach to $1/f$ noise", *American Physical Society, Physical Review A*, 22, pg. 745 - 757, 1980.
- [2.15] - Peter H. Handel, " $1/f$ Noise - An "Infrared" Phenomenon", *Phys. Rev. Lett.* 34, 1492-1495, 1974.
- [2.16] - H. Wong, Y. C. Cheng, and G. Ruan, "Surface-related low-frequency noise of sputtered copper film", *J. Appl. Phys.* 67, 312, 1990.
- [2.17] - H. Wong and Y. C. Cheng, "Gate dielectric-dependent flicker noise in metal-oxide-semiconductor transistors", *J. Appl. Phys.* 67, 863, 1990.
- [2.18] - H. Wong and Y. C. Cheng, "Study of the electronic trap distribution at the SiO₂-Siinterface utilizing the low-frequency noise measurement", *IEEE Trans. on Electron Devices*. vol. 37, issue 7, 1743 - 1749, Jul 1990.

- [2.19] - H. Wong and Y. C. Cheng, “Modeling of low-frequency noise in metal-oxide-semiconductor field-effect transistor with electron trapping-detrapping at oxide-silicon interface”, IEEE Trans. on Electron Devices. vol. 38, issue 8, 1883 - 1888, Aug. 1991.
- [2.20] – Voss R.F. and Clarke J., “Flicker (1/f) noise: Equilibrium temperature and resistance fluctuations”, Phys. Rev. B 13, 556–573, 1976
- [2.21] - Wong H. “A study of surface-related low-frequency noise in MOSFETs and metal films”, PhD Thesis, University of Hong Kong, 1990.
- [2.22] - A. van der Ziel, “Proof of basic semiconductor flicker noise formulae”, Solid State Electron, vol. 17, pp. 11-111, Jan. 1974.
- [2.23] - W. Yang and Z. Celik-Butler, “A model for electromigration and low frequency noise in thin metal films,” Solid State Electron., vol 34, pp. 911-916, 1991.
- [2.24] – H. Wong, “Low-frequency noise study in electron devices: review and update”, Microelectronics Reliability, vol. 43, 585–599, 2003.
- [2.25] - W. Ho, C. Surya, K. Tong, W. Kim, A. Botcharev, and H. Morkoc, “Characterization of flicker noise in GaN-based MODFETs at low drain bias”, Trans. on Electron Devices, vol. 46, no. 6, pp. 1099-1104, 1999.
- [2.26] - C. D. Motchenbacher and J. A. Connelly, “Low-noise electronic system design”, John Wiley and Sons, 1993.
- [2.27] – J. J. Simonne, G. Blasquez, and G. Barbottin, “1/f noise in MOSFETs”, in Instabilities in Silicon Devices: Silicon Passivation and Related Instabilities, vol. 2, Elsevier, Amsterdam, pp. 639-657, 1989.
- [2.28] – Si. Christensson, I. Lundstrom and C. Svensson, “Low frequency noise in MOS transistors”, Solid State Electronics, vol. 11, pp. 797-812, 1968.
- [2.29] - A. van der Ziel, “Flicker noise in electronic devices”, in Advances in Electronics and Electron Physics, vol. 49, Academic Press, New York, pp. 225-297, 1979.
- [2.30] - K. K. Hung, P. K. Ko, C. Hu, and Y. C. Cheng, “A unified model for the flicker noise in metal-oxide-semiconductor field-effect transistors”, IEEE Trans. Electron. Dev., vol. 37, pp. 654-665, 1990

- [2.31] - D. M. Fleetwood, T. L. Meisenheimer, and J. H. Scofield, "1/f noise and radiation effects in MOS devices", IEEE Trans. Electron Dev., vol. 41, pp. 1953-1964, 1994.
- [2.32] - Hao D. Xiong, "Low frequency noise and charge trapping in mosfets", Dissertation, Nashville, Tennessee, December, 2004.
- [2.33] – M. Klaassen, "On geometrical dependence of 1/f noise in MOS transistors", Philips Research Reports, 25(3):171, 1970.
- [2.34] – François M. Klaassen, "Characterization of Low 1/f Noise in MOS Transistors", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. Ed-18, no. 10, October 1971.
- [2.35] – Mikoshiba, H., "1/f noise in n-channel silicon-gate MOS transistors", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 38, no. 8, August 1991.
- [2.36] – Herman E. Maes and Sabir H. Usmani, "1/f noise in thin oxide p-channel metal–nitride–oxide–silicon transistors", Journal of Applied Physics, vol. 54, Issue 4, pg. 1937-1949, April 1983.
- [2.37] – Z. Celik-Butler and T. Y. Hsiang, "Study of 1/f noise in n-MOSFET's: Linear region", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 32, no. 12, December 1985.
- [2.38] – G. Abowite, E. Arnold, and E. A. Leventhal, "Surface states and 1/f noise in MOS transistors", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol-Ed. 14, pg. 775-777, 1967.
- [2.39] – F. Grabowski and E. Slolarski, "A complementarity of the 1/f noise and the charge-pumping methods for determination of the degradation of the small size MOS transistors", Microelectronics and reliability, vol. 32, no 11, pg. 1621-1626, 1992.
- [2.40] - RS Ronen, "Low frequency 1/f noise in MOSFETs' RCA Rev., vol. 34, pp. 280-307, June 1973.
- [2.41] - G. Reibold, "Modified 1/f trapping noise theory and experiments in MOS transistors biased from weak to strong inversion – Influence of interface states", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. Ed-31, no. 9, September 1984.
- [2.42] - Hsu, T.S., "Low-frequency excess noise in metal Silicon Schottky barrier diodes", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 17, no. 7, pp. 496-506, July 1970.

- [2.43] - S. Christensson and I. Lundström, “Low frequency noise in MOS transistors - II Experiments”, *Solid-State Electronics*, Vol. 11, Issue 9, pg. 813-820, September 1968.
- [2.44] - F. Berz, “Theory of low frequency noise in Si MOST's”, *Solid-State Electronics*, Vol. 13, Issue 5, pg. 631-64, May 1970.
- [2.45] - Charles Surya and Thomas Y. Hsiang, “Theory and experiment on the $1/f^{\nu}$ noise in p-channel metal-oxide-semiconductor field-effect transistors at low drain bias”, *American Physical Society, Physical Review B* 33, pg. 4898-4905, 1986.
- [2.46] - Z. Celik-Butler and T. Y. Hsiang, “Spectral dependence of $1/f^{\nu}$ noise on gate bias in n-MOSFETS”, *Solid State Electron*, vol. 30, no. 4, pg. 419–423, Apr. 1987.
- [2.47] - Fu H.S., Sah C.T., “Theory and experiments on surface $1/f$ noise”, *IEEE Trans. on Electron Devices*, Ed-19, no. 2, February 1972.
- [2.48] - D. R. Wolters and A. T. A. Zegers-van Duijnhoven, “Variation of the exponent of flicker noise in MOSFETS”, *Solid-State Electronics*, vol. 30, Issue 5, pp. 803-808, May 1998.
- [2.49] - John H. Scofield, Nick Borland, and Daniel M. Fleetwood, “Reconciliation of different gate-voltage dependencies of $1/f$ noise in n-MOS and p-MOS transistors”, *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 41, no.11, pp. 1946-1952, November 1994.
- [2.50] - Charles Surya and Thomas Y. Hsiang, “A thermal activation model for $1/f^{\nu}$ noise in Si-MOSFETS”, *Solid-State Electronics*, vol. 31, Issue 5, pp. 959-964, May 1988
- [2.51] -C. Sah and F. Hielscher, “Evidence of the surface origin of the $1/f$ noise”, *Physical Review Letters*, vol. 17, no. 18, pp. 956-958, 1966.
- [2.52] - B. Razavi, “A study of phase noise in CMOS oscillators”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 331-343, 1996.
- [2.53] -M. J. Deen and O. Marinov, “Noise in advanced electronic devices and circuits,” in *Proc. Int. Conf. Noise and Fluctuations (ICNF)*, 2005, pp. 3-12.
- [2.54] - T. V. Blalock and R. L. Shepard, “Survey, applications and prospects of Johnson noise thermometry,” *6th Int. Conf. on Noise in Physical Systems*, Gaithersburg, MD, pp. 260-268, 1981.

- [2.55] - Y. J. Yu, G. Bosman, and P. K. Bhattacharya, "Noise properties of InGaAs/InAlAs superlattice avalanche photodiodes", pp. 212-216 9th Int. Conf. on Noise in Physical Systems, Montreal, 1987.
- [2.56] - B. Orsal, A. H. Maatougui, R. Alabedra, M. Savelli, G. Leveque, and J. C. Flachet, "Noise and impact ionization rates for electrons and holes in HgCdTe avalanche photodiode for optical fiber transmission systems at 2.5 μm ," pp. 251-258, 10th Int. Conf. on Noise in Physical Syst., Budapest, 1989
- [2.57] - U. J. Strasilla and M. J. O. Strutt, "Measurement of white and $1/f$ noise within burst noise", Proc. IEEE, pp. 1711-1713, 1974.
- [2.58] - T. G. M. Kleinpenning, "On $1/f$ noise and random telegraph noise in very small electronic devices", Physica, vol. B 164, pp. 331-334, 1990.
- [2.59] - K. Kandiah, M. O. Deighton and F. B. Whiting, "A physical model for random telegraph signal currents in semiconductor devices", J. Appl. Phys., vol. 66, pp. 937-948, 1989.
- [2.60] - K. Kandiah and F. B. Whiting, "Low frequency noise in junction field effect transistors", Solid-State Electronics, 21, pp. 1079-1088, 1978.
- [2.61] - L. Loreck, H. Dambkes, K. Heime, K. Ploog, and G. Weimann, "Low frequency noise in AlGaAs-GaAs 2-D electron gas devices and its correlation to deep levels", IEEE Electron Device Lett., vol. EDL-5, p. 9, 1984.
- [2.62] - J. R. Kirtley, T. N. Teis, P. M. Mooney, and S. L. Wright, "Noise spectroscopy of deep levels (DX) centers in GaAs-AlGaAs heterostructures", J. Appl. Phys. 63, pp. 1541-1548, 1988.
- [2.63] - F. Pascal, M. de Murcia, G. Lecoy, and L. K. J. Vandamme, " $1/f$ and g-r noise in AlGaAs epitaxial layers", Solid State Electron., vol. 37, pp. 1503-1508, 1994
- [2.64] - F. N. Hooge, " $1/f$ noise sources"; IEEE Trans. Electron Devices, vol. 41, no. 11, November 1994.

- [2.65] - T. G. M. Kleinpenning, "Low frequency noise in modern bipolar transistors: Impact of intrinsic transistor and parasitic series resistances", *EEE Trans. Electron Devices*, vol. 41, no. 11, November 1994.
- [2.66] - F. N. Hooge and L. K. J. Vandamme, "Lattice scattering causes 1/f noise", *Physics Letters*, vol. 66A, pp. 315-316, 1978.
- [2.67] - L. K. J. Vandamme, "Annealing of implants reduces lattice defects and 1/f noise", *Solid State Phenomena*, vols. 1 and 2, pp. 153-158, 1988.
- [2.68] - L. K. J. Vandamme and R. P. Tijburg, "1/f noise measurements for characterizing multispot low-ohmic contacts", *J. Appl. Phys.*, vol. 47, pp. 2056-2058, 1976.
- [2.69] - X. Y. Cheng, M. R. Leys and F. W. Ragay, "Low frequency noise in p^+ GaAs with non-alloyed contacts", *Electronics Lett.*, vol. 30, pp. 60M01, 1994.
- [2.70] - M. Rolland, S. Gaillard, E. Vilemain, D. Rigaud, and M. Valenza, "Low noise ohmic contacts on n and p type GaSb", *Journal de Physique* 111, vol. 9, pp. 1825-1832, 1993.
- [2.71] - www.semiconductor-sanyo.com/4-2-1-f.jpg, acesso outubro de 2009.
- [2.72] - www.diei.unipg.it/RICERCA/www_em/voidhill.gif, acesso outubro de 2009.
- [2.73] - L. K. J. Vandamme, "On the calculation of 1/f noise of contacts", *Appl Phys.* vol. 11, pp. 89-96, 1976.
- [2.74] - L. K. J. Vandamme and A. van Kemenade, "Resistance noise measurement, a better diagnostic tool to detect stress and current-induced degradation", pp. 419-423 3rd Europe. Symp. on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, 1992.
- [2.75] - L. K. J. Vandamme, D. Rigaud, J. M. Peransin, R. Alabedra and J. M. Dumas, "Gate current 1/f noise in GaAs MESFET's", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 35, pp. 1071-1075, 1988.
- [2.76] - S. Rumyantsev, N. Pala, M. Shur, M. Levinshtein, M. Khan, G. Simin, X. Hu, and J. Yang, "Low frequency noise in GaN metal semiconductor and metal oxide semiconductor field effect transistors", *Applied Physics Letters*, vol. 90, no. 1, pp. 310-314, 2001.

- [2.77] - S. Romyantsev, N. Pala, M. Shur, E. Borovitskaya, A. Dmitriev, M. Levinshtein, R. Gaska, M. Khan, J. Yang, X. Hu, and G. Simin, "Generation-Recombination Noise in GaN/AlGaN heterojunction field effect transistors", *Trans. on Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 530-534, 2001.
- [2.78] -M. I. Sun, J. G. Cottle, and T. M. Chen, "Determination of Al-based metal film lifetime using excess noise measurements", 10th Int. Conf. on Noise in Physical Syst., Budapest, pp. 519-522, 1989.
- [2.79] - T. M. Chen, P. Fang, and J. G. Cottle, "Electromigration and $1/f^\alpha$ noise in Al-based thin films", 10th Int. Conf. on Noise in Physical Syst., Budapest, pp. 515-518, 1989.
- [2.79] - M. L. Dreyer, "1/f noise and electromigration in Al-Cu interconnects", *Materials Research Society Symposium*, Anaheim, CA, pp. 59-64, 1991.
- [2.80] - A. Touboul, F. Verdier, and Y. HerVC, "Low noise measurements applied to the determination of electromigration mechanisms in Al(Si,Ti) and NiCr stripes," *Int. Conf. on Noise in Phys. Systems*, Kyoto, pp. 73-77, 1991.
- [2.81] - W. Yang and Z. Celik-Butler, "A model for electromigration and low frequency noise in thin metal films" *Solid State Electron.*, vol 34, pp. 911-916, 1991.
- [2.82] - Z. Celik-Butler, "Low-frequency noise measurements as a characterization and testing tool in micro electronics", *Noise in Physical Systems and 1/ f Fluctuations*, pp. 200-205, St. Louis 1993.
- [2.83] - S. Chicca, C. Ciofi, A. Diligenti, V. DiLizia, A. Nannini, and B. Neri, "Electromigration in Al/Si Films: Low frequency noise spectra and TEM observations", *Europe. Symp. on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis*, Bordeaux, pp. 347-350, 1993.
- [2.84] - Jantsch and B. Borchert, "Determination of interface state density especially at the band edges by noise measurements on MOSFETS", *Solid-State Electron.*, vol. 30, no. 10, p. 1013, 1987.
- [2.85] - N. R. Mantenna and R. C. Lucas, "Experimental study of flicker noise in MIS field effect transistors," *Electron. Lett.*, vol. 5, p. 607, 1969.

- [2.86] - S. T. Hsu, "Surface state related 1/f noise in MOS transistors", Solid-State Electron. vol. 13, pp. 1451-1459, 1970.
- [2.87] - L. K. J. Vandamme, "Model for 1/f noise in MOS transistors biased in the linear region", Solid-State Electron., vol. 23, p. 317, 1980.
- [2.88] - L. K. J. Vandamme and H. M. M. DeWard, "1/f noise model for MOST'S biased in nonohmic region", Solid-State Electron., vol. 23, p. 325, 1980.
- [2.89] - C. T. Sah, "Theory of low-frequency generation noise in junction gate field-effect transistors", Proc. IEEE, vol. 52, p. 795, 1964.
- [2.90] - R. E. Burgess, "The statistics of charge carrier fluctuations in semiconductors", Proc. Phys. Soc., vol. B69, p. 1020, 1956.
-
- [3.1] - Ricardo Toshinori Yoshioka, "Processo de Fabricação de HBT em Camadas de InGaP/GaAs", tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Dezembro, 2001.
- [3.2] - Leonardo Breseghello Zoccal, "Desenvolvimento de elementos de projeto de mmic em tecnologia HBT", Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Dezembro, 2002.
- [3.3] - Andrew Davidson, Eric Strid, Keith Jones, "Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique", 34th ARFTG Conference Digest, Dec, 1989.
- [3.4] - Application note, "On-Wafer Vector Network Analyzer Calibration and Measurements", <http://www.cascademicrotech.com>. (último acesso em Out/09).
- [3.5] - RF Probe Selection Guide, "High-frequency probes for every application", <http://www.cascademicrotech.com>. (último acesso em Out/09).
- [3.6] - Application note, "Introduction to bipolar device GHz measurement techniques", <http://www.cascademicrotech.com>. (último acesso em Out/09).
- [3.7] - Leonardo Breseghello Zoccal, "Desenvolvimento de dispositivos baseados em substrato de GaAs com passivação por plasma ECR", Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Dezembro, 2007.

- [3.8] - G. Gonzalez, "Microwave transistor amplifiers: analysis and design", Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.
- [3.9] - H. Kroemer, "Theory of a wide-gap emitter for transistors", Proc. IRE 45 1535-1537, vol. 45, Issue 11, Nov. 1957.
- [3.10] - Jianjun Gao, Xiuping Li, Lin Jia, Hong Wang, and Georg Boeck, "Direct Extraction of InP HBT Noise Parameters Based on Noise-Figure Measurement System", IEEE Trans. MTT, vol. 53, no. 1, January 2005.
- [3.11] – U. Shaper, B. Holzapfl, "Analytical parameter extraction of the HBT equivalent circuit with T-like topology from measured S-parameter data", IEEE Trans. MTT, vol. 43, pp. 493-498, March, 1995.
- [3.12] – J. M. Belquin, A. Tachafine, S. Delage, A. Cappy and G. Dambrine, "Determination of the equivalent circuit of heterojunction bipolar transistors using a full analytical method", Asia Pacific Microwave Conference, pp. 603-605, 1994.
- [3.13] – R. J. Trew, U.K. Mishra, W. L. Pribble, J. F. Jensen, "A parameter extraction technique for heterojunction bipolar transistors", IEEE MTT-S Symp. Dig., pp. 879-900, June, 1989.
- [3.14] - G. Niu, et al., "A unified approach to RF and microwave noise parameter modeling in bipolar transistors", IEEE Trans. Electron Devices, vol. 48, pp. 2568–2574, Nov. 2001.
- [3.15] - J. Chingwei Li, P. J. Zampardi, and Van Pho, "Predictive Modeling of InGaP/GaAs HBT Noise Parameters from DC and S-Parameter Data for Wireless Power Amplifier Design", The Int. Conf. on Compound Semiconductor Manufacturing Technology, 2003.
- [3.16] - H. D. Xiong, D. M. Fleetwood, B. K. Choi and A. L. Sternberg, "Temperature dependence and irradiation response of 1/f noise in MOSFETs", IEEE Trans. Nucl. Sci., vol. 49, pp. 2718-2723, 2002.
- [3.17] – Leandro Tiago Manera, "Determinação de Regras de Projeto e de Parâmetros de Simulação de um Processo nMOS para Fabricação de Circuitos Integrados", dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Julho 2002.

- [3.18] - Hugo Ricardo Jiménez Grados, “Desenvolvimento de um Processo CMOS (2 μ m): Fabricação do Chip Teste CMOS, Células APS e Chips Didáticos”, tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Outubro, 2003.
- [3.19] - H. R. J. Grados, L. T. Manera, R.C.Teixeira, M. F. Rautemberg, J. Diniz, I. Doi, P. J. Tatsch, H. E. Figueroa, J. W. Swart, “DC performance and Low Frequency Noise in n-MOSFETs using Self-Aligned Poly-Si / SiGe Gate”, Journal of the Electrochemical Society, v. 14, p. 137-146, 2008.
- [3.20] - Clemente Toro Jr., “Improved 1/f Noise Measurements for Microwave Transistors”, dissertação de mestrado, University of South Florida, pp. 21, Junho, 2004.
- [3.21] – Kenneth K. O., Namkyu Park and Don-Jun Yang, “1/f noise of nmos and pmos transistors and their implications to design of voltage controlled oscillators”, IEEE Radio Freq. Integrated Circuits Symposium, Seattle, USA, 2002.
- [3.22] - M. N. Ericson, C. L. Britton, Jr., J. M. Rochelle, B. J. Blalock, D. M. Binkley, A. L. Wintenberg, and B. D. Williamson, “Flicker Noise Behavior of MOSFETs Fabricated in 0.5 μ m Fully-Depleted (FD) Silicon-on-Sapphire (SOS) CMOS In Weak, Moderate, and Strong Inversion”, IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 50, Issue 4, pp. 963-968, 2003.
- [3.23] - L.T. Manera, L.B. Zoccal, J.A. Diniz, P.J. Tatsch, I. Doi, “Surface passivation of InGaP/GaAs HBT using silicon-nitride film deposited by ECR–CVD plasma”, Applied Surface Science and Fifth International Symposium on Control of Semiconductor Interfaces, 2008
- [3.24] – H.G. Jimenez, L. T. Manera, M. F. Rautemberg, J. A. Diniz, I. Doi, P. J. Tatsch,, H. E. Figueroa and J. W. Swart, “The influence of Poly-Si/SiGe Gate in CMOS Transistors for RF and Microwave circuit applications”, 12th International Conference on the Formation of Semiconductor Interfaces, Weimar, Germany, July, 2009.
- [3.25] - Felipe Lorenzo Della Lucia, “Microbolômetros Resistivos em Membrana Suspensa”, dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Fevereiro, 2009

- [3.26] - S. P Gimenez, R. L. Gomes, M. A. Pavanello, “Flicker Noise Analysis in CMOS OTA Using Fully Depleted Graded-Channel SOI nMOSFET”, Third Workshop of the Thematic Network on Silicon on Insulator Technology, Devices and Circuits, 2007, Leuven, Belgium. EUROSOI 2007.
- [3.27] – T. Hashimoto, M. Aoki, T. Yamanaka, Y. Kamigaki and T. Nishida, “1/f noise in poly-Si MOSFET and strong correlation with oxide traps and grain boundaries”, IEEE Symposium on VLSI Tech. Digest of Tech. Papers, 1994.
- [3.28] - Martin Sandén, B. Gunnar Malm, Jan V. Grahn, Mikael Ostling, “Decreased low frequency noise by hydrogen passivation of polysilicon emitter bipolar transistors”, Microelectronics Reliability 40, pp. 1863-1867, 2000.
- [3.29] - Zeynep Celik-Butler and Thomas Y. Hsiang, “Determination of Si-SiO₂ Interface Trap Density by 1/f Noise Measurements”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 35 Issue 10, pp. 1651-1655, Oct. 1988.
- [3.30] – Raj Jayaraman and Charles G. Sodini, “A 1/f Noise Technique to Extract the Oxide Trap Density Near the Conduction Band Edge of Silicon”, IEEE Trans. on Electron Devices, vol 36. no. 9 September 1989

ANEXO – A

CONCEITOS, TERMOS E EQUACÕES UTILIZADAS NO ESTUDO DE RUÍDO

Como o ruído é naturalmente randômico, ele deve ser analisado por métodos estatísticos. As equações e as especificações utilizadas nesta dissertação, especialmente no capítulo II, são apresentadas de uma maneira mais detalhada. É revisado o conceito da função de densidade de probabilidade e também é apresentada a maneira como a função é usada para descrever as distribuições de amplitude de sinais randômicos de tensão e corrente.

O conceito de densidade espectral é apresentado como uma maneira de descrever o ruído e a sua distribuição no domínio da frequência. Também é apresentada a função autocorrelação e sua importância para a descrição da função densidade espectral.

A.1 - Ruído como processo Randômico:

Qualquer sinal indesejável que interfira com um sinal em um sistema é considerado ruído. Em grande parte, o ruído eletrônico pode ser categorizado como determinístico ou randômico. Um exemplo de ruído determinístico é o ruído produzido em uma caixa de som provocado por flutuações na fonte de alimentação do amplificador, geralmente um ruído grave ou médio grave gerado em 60 ou 120 Hz. Outro exemplo é o ruído em um televisor provocado pela proximidade de um transmissor de ondas curtas. Assim, o ruído determinístico é qualquer ruído provocado por uma fonte externa identificável e que pode ser eliminado por técnicas como a de aterramento ou isolamento.

O ruído randômico é gerado por quase tudo na natureza. Em sinais de vídeo ele aparece como uma névoa e em sinais de áudio com um chiado. Como ele não pode ser descrito estritamente por uma função matemática, ele tem que ser descrito em termos de probabilidade ou por estatística.

A.2 - Notação utilizada na descrição do ruído:

A seguinte notação foi utilizada:

Para sinais de polarizações: V_{DC}, I_{DS}, V_1

Para valores instantâneos de variáveis de pequenos sinais: v_s, i_c

Para sinais DC somados a sinais AC: v_s, i_c, v_1

Valores médios de variáveis de pequenos sinais: $\overline{v_s^2}$.

A barra indica a média aritmética das funções de estatística de conjunto (*ensemble*).

A média temporal (*time average*) de variáveis de pequenos sinais é representada por: $\langle v_s^2 \rangle, \langle i_s^2 \rangle$.

Para um processo ergódico, explicado mais adiante, a média temporal é igual a média de conjunto (*ensemble average*), $\langle v_s^2 \rangle = \overline{v_s^2}$.

O valor médio eficaz, raiz quadrada do valor médio, é representado por: $\sqrt{\overline{v_s^2}}$.

A.3 - Função Densidade de Probabilidade

Um processo determinístico é aquele no qual seus valores são conhecidos para qualquer intervalo de tempo. Por exemplo:

Se na equação $v(t) = V_1 + V_2 \sin(\omega t)$ os valores de V_1 , V_2 e ωt forem constantes, o processo que ela descreve é determinístico, e por definição o ruído randômico é um processo não-determinístico, e assim não pode ser representado por nenhuma equação matemática. Por esta razão deve ser representado pela função densidade de probabilidade.

Para se apresentar como esta função é definida considere-se que x represente uma variável randômica como, por exemplo, o valor de corrente ou de tensão de um sinal aleatório. Sejam N medidas realizadas, dividindo em intervalos de largura Δx e contando

o número de vezes que cada variável é medida, a função densidade de probabilidade $p(x)$ é definida pelo limite:

$$p(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta x} \left(\lim_{N \rightarrow \infty} \right) \frac{\text{número de intervalos}[x, x + \Delta x]}{N} \quad (\text{A.1})$$

e por definição, $p(x)$ é uma função real positiva.

Da definição acima pode-se concluir que a fração das medidas que estão contidas entre x_1 e x_2 é a área sob a curva da função $p(x)$ entre x_1 e x_2 . Esta área também representa a probabilidade de um único valor de x estar contido neste intervalo. Simbolicamente pode-se escrever:

$$\text{Prob}(x_1 \leq x \leq x_2) = \int_{x_1}^{x_2} p(x) \quad (\text{A.2})$$

Como x pode estar entre $(-\infty \leq x \leq \infty)$, a função $p(x)$ deve satisfazer;

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x).dx = 1 \quad (\text{A.3})$$

A função de distribuição, ou a integral da função densidade de probabilidade, $P(x)$ é definida por:

$$P(x) = \int_{-\infty}^x p(x)dx \quad (\text{A.4})$$

Esta função define a probabilidade de um único valor de x estar contido no intervalo de $-\infty$ a x .

$$\text{Prob}(x_1 \leq x \leq x_2) = P(x_1) - P(x_2) \quad (\text{A.5})$$

Aplicam-se à função $P(x)$ as seguintes propriedades:

$$P(-\infty) = 0 \quad (\text{A.6})$$

$$P(\infty) = 1 \quad (\text{A.7})$$

$$\frac{d}{dx} P(x) = p(x) \quad (\text{A.8})$$

A.4 - Médias Estatísticas

Há duas maneiras básicas para se definir uma média ou um valor médio de uma variável randômica; a média temporal (*time average*) e a média de conjunto (*ensemble average*). As duas definições são iguais se o processo que gera as variáveis randômicas for um processo ergódico.

Um processo é ergódico se todas as suas propriedades estatísticas podem ser determinadas a partir de uma única realização. Para tal o processo deverá ser estacionário, podendo-se, então, substituir médias de conjuntos por médias temporais.

Média Temporal: A definição de média temporal é baseada na definição do valor médio de uma função. Por exemplo, se $x(t)$ é uma função do tempo, então a média temporal, denominado por $\langle x \rangle$ é dada por:

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (\text{A.9})$$

sendo T conhecido como tempo médio.

Este deve ser escolhido de forma que seu valor seja suficientemente grande para que o resultado não se altere significativamente quando o tempo médio for aumentado. Se x , por exemplo, for um sinal de tensão ou corrente, $\langle x \rangle$ é simplesmente sua componente DC. Quando esta expressão for utilizada para calcular o valor médio de um sinal periódico, T é escolhido de forma a representar o período do sinal.

Média de Conjunto: Para elucidarmos a idéia de média de conjunto, vamos supor que dispomos de N fontes de variáveis randômicas e vamos assumir que estas fontes são idênticas e cada qual é governada pelo mesmo processo estacionário. Assim, o sinal resultante da saída de cada fonte é descrita pela mesma função densidade de probabilidade.

Também vamos assumir que estas fontes são independentes no sentido de que o valor da saída de uma fonte não interfere no valor de saída das demais.

Fazendo com que todas as N fontes sejam observadas no mesmo tempo t_l e considerando que x_i é a saída da i -ésima fonte, então a média de conjunto de x em $t=t_l$ é;

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (\text{A.10})$$

N deve ser escolhido de forma que seu valor seja suficientemente grande para que o resultado não se altere significativamente quando o seu valor for aumentado. Se \bar{x} for independente do tempo quando as N fontes são avaliadas, o processo é dito estacionário.

Num processo estacionário, o valor médio não é função do tempo em que esta sendo calculado, ou seja, a média é a mesma se a medição for realizada há uma hora, há um dia ou há um mês. Na verdade é difícil definir um processo como sendo verdadeiramente estacionário em qualquer tempo futuro ou passado, mas o conceito de processo estacionário, quando definido em um intervalo de tempo de interesse em um sistema, é apropriado aqui. Todos os processos aqui descritos são tratados como estacionários.

Um processo randômico é dito ergódico se a média temporal da equação (A.9) pode ser substituída pela média de conjunto da equação (A.10). Neste trabalho assume-se que todos os processos randômicos usados para modelar o ruído eletrônico são ergódicos.

A média de conjunto da equação (A.10) pode ser calculada através da função densidade de probabilidade de x . Dos N valores observados, os números de observações que estão contidos no intervalo de $x+\Delta x$ são iguais à $Np(x)d(x)$. Multiplicando-se este valor por x , obtem-se a soma de cada item. Assim, para cada intervalo Δx , a contribuição na somatória é $Nxp(x)d(x)$. Para completar o resultado, inclui-se todos os valores de x (somatória) e faz-se Δx tender a zero para se obter a integral de x . Desta maneira, a média de conjunto é dada por:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \left[\int_{-\infty}^{\infty} Nxp(x)dx \right] = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx \quad (\text{A.11})$$

Esta equação pode ser generalizada para se obter a média de conjunto de qualquer função com uma variável randômica. Se, por exemplo, $f(x)$ é uma função de x , então a média de conjunto de $f(x)$ é:

$$\overline{f(x)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)p(x)dx \quad (\text{A.12})$$

A.5 - Variância

A variância de uma variável randômica x é definida como sendo o valor médio de $(x - \bar{x})^2$. Se a variável x for um sinal de tensão ou corrente, a variância é apenas o valor médio quadrado da componente AC, ou seja:

$$\sigma^2 = \overline{(x - \bar{x})^2} = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x})^2 p(x)dx \quad (\text{A.13})$$

A raiz quadrada da variância é conhecida como desvio padrão, σ .

A.6 - Função Probabilidade Gaussiana

A função densidade de probabilidade normal ou gaussiana é a função mais importante no estudo de ruído. Se a variação de um processo é causado por um grande numero de variáveis randômicas N e de ocorrências não correlacionadas, pode ser demonstrado que a função probabilidade do processo tende à uma função gaussiana no limite em que $N \rightarrow \infty$. Como o ruído térmico é gerado randomicamente pelo fluxo de inúmeros portadores de corrente, este pode ser descrito pela função de probabilidade normal.

Assumindo que x é uma variável randômica gaussiana, e tendo sua média definida por \bar{x} e a variância por σ^2 , a função densidade de probabilidade é dada por:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[\frac{-(x - \bar{x})^2}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{A.14})$$

A figura 1 apresenta a função $p(x)$ em função de x .

O máximo valor ocorre quando $x = \bar{x}$ e é inversamente proporcional a σ . Se $\sigma \rightarrow 0$ então o valor máximo se aproxima de infinito, a largura da curva se aproxima de zero e a função se aproxima de um pulso unitário.

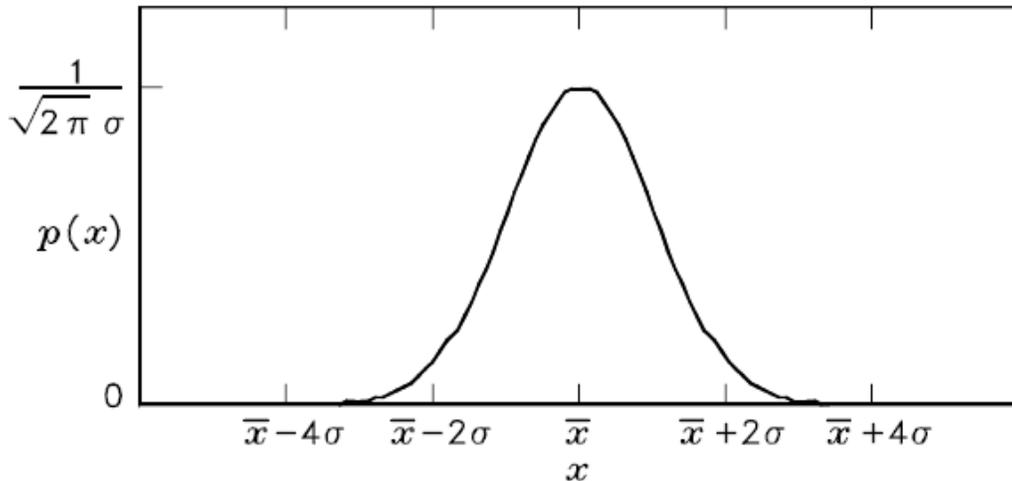


Figura 1 - Gráfico da função densidade de probabilidade gaussiana.

A.7 - Densidade Espectral

Definindo $v(t)$ como sendo uma variável randômica de valor médio igual a zero sobre um intervalo de tempo $-T/2 \leq t \leq T/2$ e assumindo que $v(t)=0$ fora deste intervalo, e que o processo é ergódico, o valor médio de $v(t)$ pode ser descrito através da média temporal;

$$\overline{v^2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v^2(t) dt \quad (\text{A.15})$$

Defini-se $v(f)$ como sendo função da frequência através da formula:

$$\overline{v^2} = \int_0^{\infty} S_v(f) df \quad (\text{A.16})$$

Pode-se interpretar $S_v(f)\Delta f$ como sendo o valor de $\overline{v^2}$ calculado numa banda de frequência que varia entre $f + \Delta f$, com Δf sendo um intervalo pequeno. Neste caso $S_v(f)$ é conhecida como densidade espectral de $v(t)$. Como a função é definida apenas para valores positivos de frequência esta função é denominada densidade espectral unilateral.

Aplicando a transformada de Fourier em $v(t)$, tem-se:

$$F(f) = \int_{-T/2}^{T/2} v(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A.17})$$

Assim $v(t)$ é obtida pela transformada inversa;

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f)e^{j2\pi ft} df \quad (\text{A.18})$$

e o valor médio de $v(t)$ no intervalo de $-T/2$ a $T/2$ pode ser escrito como;

$$\overline{v^2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} F(f)e^{j2\pi ft} df$$

$$\overline{v^2} = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} F(f) df \int_{-T/2}^{T/2} v(t)e^{j2\pi ft} dt$$

$$\overline{v^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(f)F(-f)}{T} df$$

$$\overline{v^2} = 2 \int_0^{\infty} \frac{F(f)F(-f)}{T} df \quad (\text{A.19})$$

O fator 2 aparece pois os limites da integração foram trocados de $(-\infty, \infty)$ para $(0, \infty)$. Isto é possível pois $F(f)F(-f)$ é uma função par de f .

Como $F(f) = F^*(-f)$ (conjugado), uma maneira alternativa de escrever a equação anterior é:

$$\overline{v^2} = \int_0^\infty \frac{2|F(f)|^2}{T} df \quad (\text{A.20})$$

Comparando esta equação com a equação (A.16), a densidade espectral então é dada por:

$$S_v(f) = \frac{2|F(f)|^2}{T} \quad (\text{A.21})$$

A unidade de $S_v(f)$ é V^2/Hz .

Pode-se pensar em usar $T \rightarrow \infty$ como limite desta equação e desta forma poderia se obter a densidade espectral de uma função randômica continua no tempo definida sobre um intervalo de $-\infty < t < \infty$. No entanto, existem problemas matemáticos associados à esta operação. Estes problemas podem ser evitados se for utilizado a função autocorrelação para avaliar $S_v(f)$.

A.8 - A Função autocorrelação e a densidade Espectral

A função autocorrelação $\varphi(\tau)$ de uma função randômica de um sinal tensão $v(t)$ é definida por;

$$\varphi(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t)v(t + \tau) dt \quad (\text{A.22})$$

Aplicando a transformada de Fourier da equação (A.18), pode-se escrever:

$$\begin{aligned}\varphi(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} F(f) e^{j2\pi f(t+\tau)} df \\ \varphi(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} F(f) e^{j2\pi f\tau} df \int_{-T/2}^{T/2} v(t) e^{j2\pi ft} dt \\ \varphi(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(f)F(-f)}{T} e^{j2\pi f\tau} df \\ \varphi(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(f)|^2}{T} e^{j2\pi f\tau} df\end{aligned}\tag{A.23}$$

Utilizando a transformada inversa de Fourier na equação acima obtêm-se:

$$\frac{|F(f)|^2}{T} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau\tag{A.24}$$

Mas se $S_v(f) = |F(f)|^2/T$, equação (A.21), em que se assumiu que $f \geq 0$, a densidade espectral é dada por:

$$S_v(f) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau\tag{A.25}$$

Nota-se que T não aparece na equação acima, no entanto os problemas associados ao limite de $T \rightarrow \infty$ não existem mais. Trata-se de uma simplificação na utilização deste tipo de limites de integração, assim, a função autocorrelação é uma importante ferramenta que auxilia na determinação da função de densidade espectral para variáveis randômicas.