

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Dissertação de Mestrado

Análise Teórico-Experimental da  
Resistência Dinâmica de Junções PN Sob  
Regime de Bombeamento



Rafael Ângelo Vieira Pessoa Lima

João Pessoa-PB, Brasil  
Fevereiro – 2017

**RAFAEL ÂNGELO VIEIRA PESSOA LIMA**

**ANÁLISE TEÓRICO-EXPERIMENTAL DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DE  
JUNÇÕES PN SOB REGIME DE BOMBEAMENTO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antonio Augusto Lisboa de Souza  
Coorientador: Emmanuel Benoît Jean-Baptiste Dupouy.

**JOÃO PESSOA**

**2017**

## FICHA CATALOGRÁFICA

L732a Lima, Rafael Ângelo Vieira Pessoa.  
Análise teórico-experimental da resistência dinâmica de junções PN sob regime de bombeamento / Rafael Ângelo Vieira Pessoa Lima. - João Pessoa, 2017.  
97 f.: il. -

Orientador: Antonio Augusto Lisboa de Souza.  
Coorientador: Emmanuel Benoit Jean-Baptiste Dupouy.  
Dissertação (Mestrado) - UFPB/ CEAR

1. Engenharia Elétrica. 2. Ruído em dispositivos eletrônicos. 3. Resistência dinâmica em dispositivos bombeados. 4. Ruído cicloestacionário. I.Título.

UFPB/BC

CDU: 621(043)

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB**  
**CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

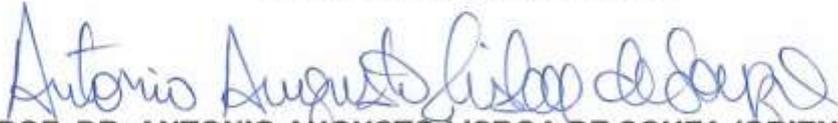
**ANÁLISE TEÓRICO-EXPERIMENTAL DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DE JUNÇÕES**  
**PN SOB REGIME DE BOMBEAMENTO**

Elaborado por

**RAFAEL ÂNGELO VIEIRA PESSOA LIMA**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica.**

**COMISSÃO EXAMINADORA**

  
**PROF. DR. ANTONIO AUGUSTO LISBOA DE SOUZA (ORIENTADOR),**  
**UFPB**

**PROF. DR. EMMANUEL BENOÎT JEAN-BAPTISTE DUPOUY (COORIENTADOR),**  
**IFPB**

**PROF. DR. JUAN MOISES MAURICIO VILLANUEVA, UFPB**

**PROF. PHD. ADRIANO DE ALBUQUERQUE BATISTA, UFCG**

João Pessoa/PB, 23 de fevereiro de 2017.

Aos meus pais e à minha irmã, porque se um dia o céu eu alcançar, foram eles a me lançar.

Dedico

## **AGRADECIMENTOS**

Aos meus pais, Gabriel Ângelo e Maria Teresa, e à minha irmã, Amanda Vieira, por todo incentivo e suporte para o meu desenvolvimento intelectual e pessoal.

Ao professor Antonio Augusto Lisboa de Souza e ao professor Emmanuel Benoît Jean-Baptiste Dupouy, pela orientação sem a qual este trabalho não seria possível.

Aos professores do curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPB, pela grande contribuição que desempenharam na minha formação acadêmica.

Aos meus colegas de pós-graduação, em especial Guilherme Penha, José Taunaí, Elisa Marques e Carlos Antônio que estiveram comigo durante a maior parte deste tempo e que tornaram todas as dificuldades suportáveis.

A todos que fazem parte do laboratório de pesquisa, pelas horas de debate construtivo.

À Universidade Federal da Paraíba, pelo apoio técnico e estrutural.

À CAPES pela concessão da bolsa de mestrado.

“A persistência é o caminho do  
êxito”  
Charles Chaplin.

## SUMÁRIO

<b>UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA .....</b>	<b>II</b>
<b>CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS .....</b>	<b>II</b>
<b>PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA .....</b>	<b>II</b>
<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE QUADROS.....</b>	<b>XIII</b>
<b>LISTA DE GRÁFICOS .....</b>	<b>XIV</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>XV</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>XVI</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
1.1 MOTIVAÇÃO.....	20
1.2 ESTRUTURAÇÃO DO DOCUMENTO.....	22
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....</b>	<b>24</b>
2.1 RUÍDO E SUAS PROPRIEDADES .....	24
2.2 DENSIDADE ESPECTRAL DE TENSÃO E DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO RUÍDO .....	25
2.3 RUÍDO EM BAIXA FREQUÊNCIA .....	25
2.4 ANÁLISE DA JUNÇÃO PN EM REGIME DE BOMBEAMENTO E SUA RESISTÊNCIA DINÂMICA .....	26
<b>3 CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS – REGIME ESTACIONÁRIO .....</b>	<b>37</b>
3.1 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA DE DISPOSITIVOS.....	37
3.2 SETUP DE MEDIÇÃO.....	38
3.2.1 ANALISADOR DE SINAIS VETORIAIS.....	38
3.2.2 FONTES DE ALIMENTAÇÃO. ....	42
3.2.3 AMPLIFICADOR COM BAIXO RUÍDO.....	43
3.2.4 GAIOLA DE FARADAY .....	52
3.3 MEDIÇÕES EM REGIME ESTACIONÁRIO.....	54
3.3.1 RESISTÊNCIA DINÂMICA EM JUNÇÕES PN.....	54
3.3.1.1 BFR91A.....	59
3.3.1.2 HSMS2804.....	60
3.3.1.3 SMD BB149A .....	61
3.3.2 RUÍDO EM JUNÇÕES PN. ....	62
3.3.2.1 BFR91A.....	65
3.3.2.2 HSMS2804.....	65

3.3.2.3	SMD BB149A .....	66
<b>4</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS – REGIME DE BOMBEAMENTO.....</b>	<b>70</b>
4.1	JUNÇÃO PN EM REGIME DE BOMBEAMENTO.....	70
4.2	ESCOLHA DA INSTRUMENTAÇÃO E DAS CONDIÇÕES DE MEDIDA.....	84
4.3	SCRIPTS DE MEDIÇÃO .....	89
4.4	EQUAÇÕES DE EXTRAÇÃO .....	91
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	92
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>95</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>97</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 2.1 - FONTE DE TENSÃO DE RUÍDO $E_{AT}$ COM DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA $S_{EAT}$ .....	25
FIGURA 2.2 - CIRCUITO PARA ANÁLISE DO DIODO EM REGIME DE BOMBEAMENTO. ....	27
FIGURA 2.3 - CIRCUITO PARA OBTENÇÃO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO DIODO EM REGIME DE BOMBEAMENTO .....	31
FIGURA 2.4 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ANÁLISE <i>LARGE-SIGNAL/SMALL-SIGNAL</i> .....	32
FIGURA 2.5 - CÁLCULO DO ESPECTRO DE TENSÃO ATRAVÉS DO PROCESSO DE CONVERSÃO DO ESPECTRO DE CORRENTE. ....	34
FIGURA 3.1 - ANALISADOR DE SINAIS VETORIAL HP 89410A. ....	39
FIGURA 3.2 - SETUP PARA CARACTERIZAÇÃO DA IMPEDÂNCIA DA ENTRADA DO ANALISADOR.....	40
FIGURA 3.3 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO. ....	41
FIGURA 3.4 – MÓDULO DA IMPEDÂNCIA DO CANAL DE ENTRADA DO ANALISADOR DE SINAIS VETORIAIS - HP 89410A. ....	42
FIGURA 3.5 - CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM AMPLIFICADOR COM BAIXO RUÍDO.....	43
FIGURA 3.6 - REPRESENTAÇÃO DE UM LNA SEM RUÍDO. ....	45
FIGURA 3.7 - LNA SA-421F5 DA NF CORPORATION.....	46
FIGURA 3.8 - SETUP EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAÇÃO DO GANHO DO SA-421F5.....	47
FIGURA 3.9 - SETUP EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAÇÃO DO RUÍDO DE ENTRADA DO SA-421F5. ....	49
FIGURA 3.10 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA A TENSÃO DE RUÍDO DO LNA. ....	50
FIGURA 3.11 - CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA O TENSÃO DE RUÍDO DO LNA. ....	50
FIGURA 3.13 - GAIOLA DE FARADAY UTILIZADA NAS MEDIÇÕES.....	53
FIGURA 3.14 - SETUP PARA CARACTERIZAÇÃO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA EM UMA JUNÇÃO PN EM REGIME ESTACIONÁRIO. ....	55
FIGURA 3.15 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA RESISTÊNCIA DINÂMICA EM JUNÇÃO PN. ....	57
FIGURA 3.16 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA RESISTÊNCIA DINÂMICA EM JUNÇÃO PN PARA ANÁLISE AC.....	57
FIGURA 3.17 - SETUP PARA MEDIÇÃO DO RUÍDO EM JUNÇÃO PN. ....	63
FIGURA 3.18 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO <i>SETUP</i> DE MEDIÇÃO DO RUÍDO EM JUNÇÃO PN. ....	64
FIGURA 4.1- FLUXOGRAMA PARA OBTENÇÃO DOS BINÁRIOS DE TENSÃO ( $V_{DC}$ , $V_{AC}$ ) UTILIZADOS NA POLARIZAÇÃO PARA UM $I_{D0}$ CONSTANTE.....	72
FIGURA 4.2 - FLUXOGRAMA PARA OBTENÇÃO DA CORRENTE E TENSÃO NO DIODO PARA CADA BINÁRIO DE TENSÃO ( $V_{DC}$ , $V_{AC}$ ).....	74
FIGURA 4.3 - FLUXOGRAMA DETALHADO SOBRE AS ETAPAS DE OBTENÇÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS RESISTÊNCIA EQUIVALENTE. ....	76
FIGURA 4.4 – SIMULAÇÃO NO ADS PARA A OBTENÇÃO DA TENSÃO E CORRENTE EM UM CIRCUITO COM DIODO BOMBEADO. ....	77
FIGURA 4.5 - CIRCUITO DO DIODO BOMBEADO SIMULADO PELO ADS PARA OBTENÇÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE $R_{EQ}$ . ....	80
FIGURA 4.6 - COMPARAÇÃO ENTRE O VALOR TEÓRICO E MEDIDO UTILIZANDO APENAS O HP89410A.....	87
FIGURA 4.7 - <i>SETUP</i> DE MEDIÇÃO PARA A RESISTÊNCIA DINÂMICA DE UMA JUNÇÃO PN. ....	89

FIGURA 4.8 - <i>SETUP</i> DE MEDIÇÃO PARA A CORRENTE DE EXCITAÇÃO DE PEQUENO SINAL.....	90
---	----

## LISTA DE QUADROS

QUADRO 3.1 - ESPECIFICAÇÕES DO SA-421F5.....	46
QUADRO 3.2- VALORES DE $R_D$ E FATOR DE IDEALIDADE CORRESPONDENTE.....	60
QUADRO 3.3 - VALORES DE $R_D$ E FATOR DE IDEALIDADE CORRESPONDENTE.....	61
QUADRO 3.4 - VALORES DE $R_D$ E FATOR DE IDEALIDADE CORRESPONDENTE.....	62

## LISTA DE GRÁFICOS

GRÁFICO 3.1 - MÓDULO DO GANHO DO SA-421F5.....	48
GRÁFICO 3.2 - FASE DO GANHO DO SA-421F5.....	48
GRÁFICO 3.3 - CARACTERÍSTICA DO TENSÃO DE RUÍDO DO LNA MEDIDO. ....	52
GRÁFICO 3.4 - RESULTADO DA MEDIÇÃO DE RUÍDO COM A GAIOLA DE FARADAY FECHADA (VERMELHO) E COM A GAIOLA DE FARADAY ABERTA (AZUL) GAIOLA DE FARADAY. ....	53
GRÁFICO 3.5 - MÓDULO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO BFR91A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50 $\mu$ A (AZUL), 100 $\mu$ A (VERMELHO), 200 $\mu$ A (VERDE), 400 $\mu$ A (ROXO). ....	59
GRÁFICO 3.6 - MÓDULO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO HSMS2804 PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50 $\mu$ A (AZUL), 100 $\mu$ A (VERMELHO), 200 $\mu$ A (VERDE), 400 $\mu$ A (ROXO). ....	60
GRÁFICO 3.7 - MÓDULO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO BB149A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50 $\mu$ A (AZUL), 100 $\mu$ A (VERMELHO), 200 $\mu$ A (VERDE), 400 $\mu$ A (ROXO).....	61
GRÁFICO 3.8 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DA CORRENTE DE RUÍDO PARA O BFR91A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50 $\mu$ A (AZUL), 100 $\mu$ A (VERMELHO), 200 $\mu$ A (VERDE), 400 $\mu$ A (ROXO). ....	65
GRÁFICO 3.9 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DA CORRENTE DE RUÍDO PARA O HSMS2804 PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50 $\mu$ A (AZUL), 100 $\mu$ A (VERMELHO), 200 $\mu$ A (VERDE), 400 $\mu$ A (ROXO). ....	66
GRÁFICO 3.10 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DA CORRENTE DE RUÍDO PARA O BB149A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50 $\mu$ A (AZUL), 100 $\mu$ A (VERMELHO), 200 $\mu$ A (VERDE), 400 $\mu$ A (ROXO). ....	67
GRÁFICO 4.1 - TENSÃO SOBRE O DIODO OBTIDA PELO: (A) SCILAB (B) ADS. ....	78
GRÁFICO 4.2 - CORRENTE SOBRE O DIODO OBTIDA PELO: (A) SCILAB (B) ADS. ....	79
GRÁFICO 4.3 - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE OBTIDA PELO: (A) SCILAB (B) ADS. ....	79
GRÁFICO 4.4 - VARIAÇÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE REQ EM FUNÇÃO DO NÍVEL DE BOMBEAMENTO (A) ADS E (B) SCILAB: REQ0 (AZUL), REQ1 (VERDE), REQ2 (VERMELHO), REQ3 (ROXO), REQ4 (AMARELO), REQ5 (AZUL ESCURO). ....	81
GRÁFICO 4.5 - COMPARAÇÃO ENTRE AS COMPONENTES ESPECTRAIS OBTIDAS PELO SCILAB (AZUL) E ADS (VERMELHO). ....	82
GRÁFICO 4.6 - CARACTERÍSTICA I X V DO BB149A.....	85
GRÁFICO 4.7 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE UMA JUNÇÃO PN SOB REGIME DE BOMBEAMENTO. ....	92

## RESUMO

### ANÁLISE TEÓRICO-EXPERIMENTAL DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DE JUNÇÕES PN SOB REGIME DE BOMBEAMENTO

O presente trabalho tem como objetivo caracterizar o comportamento da resistência dinâmica de uma junção PN quando submetida ao regime de bombeamento. O comportamento desta resistência é importante para o melhor entendimento dos ruídos cicloestacionários presentes em osciladores e misturadores, circuitos amplamente usados em sistemas para comunicação. Utilizou-se um *software* de cálculo numérico para o desenvolvimento da solução numérica do circuito envolvido e a obtenção dos resultados teóricos da caracterização proposta. A partir da solução do circuito encontrada através do *software* de cálculo, obtem-se os componentes espectrais da resistência do circuito bombeado, validando a solução alcançada com auxílio de um *software* de simulação de circuitos, para comparação com os valores medidos experimentalmente. A característica comportamental da resistência encontrada numericamente mostrou-se concordante com os resultados experimentais e comprovou a existência de uma expressão analítica para a resistência dinâmica de uma junção PN sob regime de bombeamento. Os resultados podem ser utilizados na otimização de circuitos para comunicação visando o aumento da eficiência em consumo e a diminuição do ruído.

**Descritores:** Ruído em dispositivos eletrônicos, resistência dinâmica em dispositivos bombeados, ruído cicloestacionário.

## ABSTRACT

### THEORETICAL-EXPERIMENTAL ANALYSIS OF THE DYNAMIC RESISTANCE OF PN JUNCTIONS UNDER PUMPED CONDITION

The present work aims to characterize the behavior of the small-signal resistance of a PN junction under pumped condition. The behavior of this resistance is important for a better understanding of the cyclostationary noise present in oscillators and mixers, circuits widely used in communication systems. A numerical software has been used to achieve the numerical solution of the device under test and to obtain the theoretical results of the proposed characterization. Based on the solution of the circuit found through numerical software, the spectral components of the resistance of the pumped circuit were obtained, validating the solution achieved with the aid of a computer aid design (CAD) software, for comparison with measurement data. The behavioral characteristic of the resistance found by the software proved to be in agreement with the experimental results and proved the existence of an analytical expression for the small-signal resistance of a PN junction. The results can be used in the optimization of oscillators to improve the relation between consumption and noise.

**Key words:** Noise in electronic devices, dynamic resistance in pumped devices, cyclostationary noise.

# 1 INTRODUÇÃO

## 1 INTRODUÇÃO

O ruído pode ser definido, de forma abrangente, como sendo qualquer distúrbio indesejado que venha interferir ou corromper o sinal de interesse (MOTCHENBACHER; CONNELLY, 1993). No caso intrínseco, ele corresponde a flutuações espontâneas resultantes da física dos dispositivos e dos materiais que compõem um sistema.

O ruído tem influência nos mais diversos circuitos eletrônicos, sendo um fator determinante para alguns parâmetros destes, como: o limite inferior da magnitude do sinal que poderá ser amplificado pelo amplificador, o limite de sensibilidade dos aparelhos de medição, entre outros.

Enquanto ruído é um problema comum em circuitos analógicos, vem tornando-se também um problema importante nos sistemas digitais devido a miniaturização dos circuitos e a redução da tensão de alimentação em busca de um consumo menor. Sendo assim, conhecer as suas particularidades é fundamental para uma boa modelagem e caracterização de circuitos e dispositivos.

O efeito de fontes externas de ruído, como chaveamento, pode ser superior quando comparado com o efeito das fontes de ruído elétrico intrínseco. Todavia, as fontes externas podem e devem ser minimizadas utilizando técnicas como as arquiteturas diferenciais e linhas de alimentação separadas para as partes analógicas e para partes digitais. Entretanto, o efeito das fontes internas de ruído não pode ser eliminado, já que é gerado dentro do dispositivo eletrônico pelos seus componentes. Logo, o ruído intrínseco representa uma limitação importante no desempenho de circuitos eletrônicos (DEMIR,1997).

Esta limitação faz do ruído uma consideração fundamental no projeto de circuitos para comunicação. O desempenho do ruído nestes circuitos determina o limite para o menor sinal que pode ser aplicado a um sistema. Em outras palavras, ele determina quão fielmente um sinal pode ser transmitido ou recebido (SANCHEZ, 2004).

A necessidade de circuitos de baixo custo, baixo consumo e tamanho reduzido tem aumentado diante dos padrões de comunicações, especificamente o *Bluetooth* e 802.11 WLAN (FRIQUI et al, 2007).

As novas arquiteturas e circuitos possibilitam ampliar o alcance de aplicações em que eles podem ser utilizados. Uma das aplicações proeminentes são as redes elétricas inteligentes (do inglês, *Smart Grid*).

Para garantir uma maior autonomia, necessita-se que os dispositivos RF consumam a menor quantidade de energia possível. Sabe-se que circuitos de baixo consumo favorecem o prolongamento do tempo de uso das baterias.

Um dos consumidores de energia nos dispositivos RF são os osciladores, bloco essencial para os sistemas modernos de comunicação. O desempenho de osciladores em termos de ruído de fase e dissipação de potência determinam as principais características de desempenho dos transceptores (FRIOUI et al, 2007).

Diante disto, o estudo das características do ruído em baixa frequência nos dispositivos semicondutores a fim de minimizar o ruído de fase nos osciladores em conjunto com técnicas para redução do consumo é fundamental para o desempenho.

Neste trabalho, concentra-se inicialmente na caracterização experimental do ruído em componentes eletrônicos, mais especificamente nas junções PN (ruído *shot*), sob regime estacionário. Em seguida, dedicaram-se esforços no comportamento da junção PN em dispositivos bombeados para fornecer mais informações sobre como é dada a influência dos ruídos em baixa frequência em alta frequência para este regime de operação.

As primeiras caracterizações (estacionárias) foram realizadas para a obtenção de parâmetros que possuem suas expressões teóricas bem definidas na literatura. Deste modo, utilizaram-se todas as medidas apresentadas no capítulo 3 (regime estacionário) para mostrar que o banco de instrumentos empregado nas medições do capítulo 4 (regime de bombeamento) é capaz de realizar caracterizações com precisão. Resumidamente, os resultados experimentais do capítulo 3 foram comparados com os respectivos valores teóricos com a finalidade de confirmar que os equipamentos de medição realizariam medidas com precisão quando fosse necessário medir parâmetros mais complicados ou não definidos na literatura.

O presente trabalho traz a caracterização da resistência dinâmica de uma junção PN sob regime de bombeamento e a comprovação da sua expressão analítica.

Como será evidenciado, deseja-se conhecer o comportamento da resistência dinâmica da junção para vários níveis de bombeamento. Isto propiciará a análise da

relação entre o nível de bombeamento e o valor da resistência dinâmica da junção PN analisada.

Baseando-se na teoria que fundamenta a conversão de ruído em corrente para ruído em tensão, visto no Capítulo 2, o ruído em tensão poderá ser reduzido ao utilizar valores menores da resistência dinâmica. Isto pode ser obtido observando a relação entre o nível de bombeamento e o valor da resistência dinâmica correspondente àquele nível.

Será mostrado que foi escolhido os níveis de bombeamento de forma a não alterar o consumo do circuito em desenvolvimento, ou seja, todos os níveis de bombeamento apresentam um consumo constante de potência (seja em um nível baixo bombeamento ou em um alto nível de bombeamento)

O propósito geral da pesquisa é fornecer informações sobre o comportamento da resistência dinâmica de forma a contribuir para a redução do ruído em circuitos bombeados para o projeto de circuitos integrados de comunicação.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A análise do ruído em baixa frequência (BF) é uma etapa primordial no estudo de dispositivos ativos. Ela permite determinar a origem de diversas fontes de ruído na estrutura estudada e compreender os mecanismos envolvidos para o seu surgimento, a fim de oferecer soluções tecnológicas para minimizá-los.

A medição do ruído em baixa frequência (BF) de um dispositivo semiconductor tem dois principais propósitos: Desenvolvimento de tecnologia e modelagem de dispositivos (SOUZA et al, 2005). Uma descrição precisa do ruído BF nos modelos compactos permite uma otimização mais realística dos circuitos, tais como osciladores, em termos de ruído de fase (SOUZA et al, 2010).

Deste modo, a previsão do ruído é um aspecto importante no projeto de sistemas em radiofrequência (ROYCHOWDHURY et al, 1997).

Um dos principais componentes do circuito RF que apresentam um consumo elevado de potência é o oscilador. Assim, encontrar um compromisso ótimo entre baixo ruído de fase e consumo de potência é um objetivo importante nos projetos de RF autônomos.

Diante da necessidade de baixo consumo, vários autores se propuseram a estudar o ruído de fase e maneiras de minimizá-lo. Afirma-se que para requisitos de baixo ruído de fase e baixo consumo DC é importante projetar osciladores utilizando amplificadores com uma eficiência alta para obter o mínimo de ruído para uma baixa potência (EVERARD; BITTERLING, 1997).

Hajimiri e Lee (1998) propuseram um modelo geral capaz de realizar previsões sobre o ruído de fase em osciladores e, adicionalmente, explicar detalhes sobre como o ruído em baixa frequência poderia ser convertido em ruído de fase nos osciladores. Este modelo também levava em consideração as fontes de ruído ciclo-estacionárias permitindo novas percepções para o projeto de osciladores.

Hajimiri e Lee (1998) introduziram o conceito da função ISF (do inglês, *impulse sensitivity function*) que mostra o deslocamento de fase resultante da aplicação de um impulso de corrente em diversos momentos de um ciclo completo. Sabendo todo processo de conversão era possível não só prever o ruído de fase, mas, também, aplicar novas técnicas de minimização.

Mostrou-se neste trabalho que o processo de conversão do ruído é dependente do comportamento da resistência dinâmica dos dispositivos em análise e ao conhecer o comportamento desta resistência, pode-se conhecer também o comportamento do ruído em alta frequência a partir da caracterização do ruído em baixa frequência.

Baseando-se no exposto acima, na necessidade de baixo consumo e nos trabalhos experimentais que foram realizados para caracterizar o comportamento do ruído em regime de bombeamento, este trabalho obtém experimentalmente o comportamento da resistência dinâmica para diferentes níveis de bombeamento. Esta característica é relevante no processo de conversão de ruído em corrente para ruído em tensão e, a partir dela, pretende-se fornecer novas informações para o projeto de circuitos RF que gozem de baixo ruído de fase sem comprometer o baixo consumo.

Sendo assim, este trabalho basea-se no estudo e na caracterização de dispositivos eletrônicos (junções PN) em termos de sua resistência dinâmica quando submetidos ao regime de bombeamento, visando a sua utilização para o entendimento do ruído cicloestacionário em regime de bombeamento para aplicação em circuitos de comunicação, como por exemplo: tranceptores para redes elétricas inteligentes.

## 1.2 ESTRUTURAÇÃO DO DOCUMENTO

Em conjunto com este capítulo introdutório, outros quatro capítulos fazem parte deste documento, expondo de forma sucinta os métodos, análises e resultados presentes neste trabalho de pesquisa.

O Capítulo 2 contém o embasamento teórico necessário para o entendimento das caracterizações em regime estacionário da resistência dinâmica e do ruído em junções PN, como a expressão teórica da resistência dinâmica da junção PN submetida ao regime de bombeamento. Estas caracterizações estão presentes nos capítulos seguintes.

O Capítulo 3 apresenta a explicação e caracterização da estrutura experimental utilizada para as medições neste trabalho de pesquisa e as medições realizadas para junções PN em regime estacionário. Estas medições são utilizadas para testar a capacidade da estrutura experimental de realizarem caracterizações precisas e garantir que suas leituras são confiáveis ao realizar medições mais complicadas, como as em regime de bombeamento.

O Capítulo 4 é destinado à análise teórico-experimental da junção PN em regime de bombeamento com relação ao comportamento de sua resistência dinâmica com a variação do nível de bombeamento, observando a exigência de um consumo de potência constante para todos os casos de bombeamento utilizados. Por fim, mostra-se as sugestões para possíveis trabalhos futuros e os impactos dos objetivos alcançados.

## **2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA**

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O estudo do ruído e sua caracterização é um importante tópico na modelagem de dispositivos eletrônicos. Um modelo de dispositivo que aborda corretamente o comportamento do ruído no dispositivo é fundamental para o projeto de circuitos onde os sinais tratados podem ser influenciados por ele, como os circuitos de comunicação.

Os osciladores e misturados são circuitos que trabalham em regime de bombeamento. Entender o processo de conversão de ruído em baixa frequência para ruído em alta frequência (como no caso do ruído de fase em osciladores) e as características do ruído neste contexto, como a cicloestacionariedade, é necessário para um projeto de circuitos para comunicação.

Neste capítulo, apresentam-se uma contextualização sobre o ruído e a análise teórica do comportamento da resistência dinâmica de uma junção PN, cuja caracterização experimental é o objetivo deste trabalho.

### 2.1 RUÍDO E SUAS PROPRIEDADES

Utiliza-se o termo ruído no âmbito da engenharia elétrica para designar sinais aleatórios ou flutuações espontâneas e, geralmente, possuem origem na estrutura física dos dispositivos. Uma definição mais geral do ruído pode ser obtida através do *IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms* que define ruído como sendo “distúrbios indesejados sobrepostos aos sinais de interesse que tende a obscurecer o conteúdo da informação”.

Vários pesquisadores que se dedicaram ao trabalho no campo de circuitos analógicos precisaram lidar com problemas inerentes à presença de ruído. Em uma perspectiva histórica, o conceito e modelagem do ruído foram sendo refinados à medida que os pesquisadores se aprofundaram no estudo de suas propriedades e origem.

Em 1955, A. Van der Ziel notou, a partir de uma perspectiva conceitual, que o termo “flutuações espontâneas” é mais apropriado que o termo “ruído”. Em seguida, Rheinfelder e Hartmann propuseram uma definição similar ao dado pelo IEEE, afirmando o entendimento de sinais indesejados como sendo aqueles que não transmitem informações úteis (VASILESCU, 2005).

Conforme as pesquisas sobre ruído foram avançando, a sua representação matemática (modelagem) foi se tornando mais completa e passou-se a descrevê-lo através de suas propriedades estatísticas, permitindo que fosse possível classificar os ruídos objetivamente.

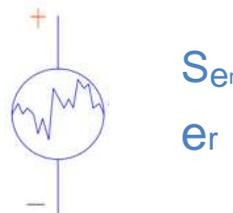
Na seção seguinte, apresentar-se-á uma relação importante no estudo do ruído e que é empregado constantemente nas equações de extração para caracterização de ruído.

## 2.2 DENSIDADE ESPECTRAL DE TENSÃO E DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO RUÍDO

Expõe-se na presente seção, uma das relações mais importantes do estudo de circuitos com fontes de ruído.

Considerando-se uma fonte de tensão de ruído  $e_r$  com densidade espectral de potência  $S_{eat}$ , mostrada na Figura 2.2, relaciona-se  $e_r$  e  $S_{er}$  através da Equação 2.1.

FIGURA 2.1 - FONTE DE TENSÃO DE RUÍDO  $E_{AT}$  COM DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA  $S_{EAT}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

	$S_{eat} = \langle e_{eat} \cdot \bar{e}_{eat} \rangle$	<b>(2.1)</b>
--	---	--------------

Onde:  $\langle \rangle$  é o operador de média temporal e  $\bar{x}$  é o conjugado complexo.

## 2.3 RUÍDO EM BAIXA FREQUÊNCIA

Em circuitos CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*), o ruído em baixa frequência é um problema crescente. Ele assume um grande papel na limitação do desempenho dos circuitos à medida que os dispositivos se tornam menores, (VAN DER WEL et al, 2003). Observa-se experimentalmente que o ruído em baixa

frequência tende a crescer com a diminuição do tamanho dos dispositivos (BU et al, 2000).

A análise do ruído em baixa frequência é uma etapa primordial no estudo de dispositivos ativos. Ela permite determinar a origem de diversas fontes de ruído na estrutura estudada e compreender os mecanismos envolvidos para oferecer soluções tecnológicas a fim de minimizar seus efeitos (RAOULT, 2003).

O ruído em baixa frequência é também de grande interesse na concepção de circuitos de radiofrequência, uma vez que este pode ser fortemente convertido em ruído de fase. Logo, a elaboração de modelo das fontes de ruído em baixa frequência de um componente é indispensável para garantir uma boa compreensão e predição dos fenômenos de conversão e, conseqüentemente, do ruído de fase resultante (RAOULT, 2003).

Diante disto, conhecer o comportamento do ruído em baixa frequência é importante no que concerne o projeto de circuitos integrados. No âmbito de circuito em regime de grande sinal ou bombeados, um aspecto importante que define a influência da fonte de ruído em baixa frequência com relação as frequências elevadas é o comportamento do semicondutor. Um dos parâmetros que definem este comportamento é a resistência dinâmica, ou resistência de pequenos sinais, percebida pela fonte de ruído em baixa frequência. Na seção seguinte, apresentar-se-á a análise de uma junção PN sob regime de bombeamento a fim de encontrar a expressão analítica para a resistência dinâmica.

#### 2.4 ANÁLISE DA JUNÇÃO PN EM REGIME DE BOMBEAMENTO E SUA RESISTÊNCIA DINÂMICA

Trabalhos anteriores já demonstraram experimentalmente que em regime de grande sinal periódico ou bombeamento as propriedades estatísticas do ruído em baixa frequência são dependentes do valor instantâneo da corrente que atravessa o semicondutor. Este comportamento é importante para o estudo de ruídos inerentes aos dispositivos que compõem osciladores e misturadores.

Considera-se como cicloestacionário o ruído que apresenta propriedades estatísticas dependentes do valor instantâneo da corrente que atravessa o dispositivo do qual o ruído é oriundo. No caso do processo cicloestacionário, o ruído em corrente

em torno da frequência de bombeamento pode ter valores de magnitude semelhantes às aquelas em torno do DC, independentemente do quão maior a frequência de bombeamento seja em relação às raias de baixa frequência (SOUZA et al, 2010). Sendo assim, o ruído de fase de osciladores é influenciado significativamente pelas propriedades cicloestacionárias intrínsecas às fontes de ruído.

Uma das características cruciais que permitem o processo de conversão é o comportamento da resistência vista pela fonte de ruído em baixa frequência. Conhecendo a sua característica frequencial, é possível prever o comportamento do ruído nas frequências de bombeamento.

A conversão de frequência e a correlação do ruído vêm desempenhando um papel importante no desenvolvimento de osciladores e multiplicadores com baixo ruído (SANCHEZ; BOSMAN, 2000). Diante disto, o estudo das propriedades do ruído *flicker* (ruído em baixa frequência) em semicondutores submetidos ao regime de bombeamento, definido por uma excitação com um grande sinal periódico aplicado ao dispositivo/circuito analisado, vem se expandindo, fazendo com que a criação de modelos necessite do conhecimento profundo nos mecanismos responsáveis pelo ruído em baixa frequência em tais dispositivos (SOUZA et al, 2008).

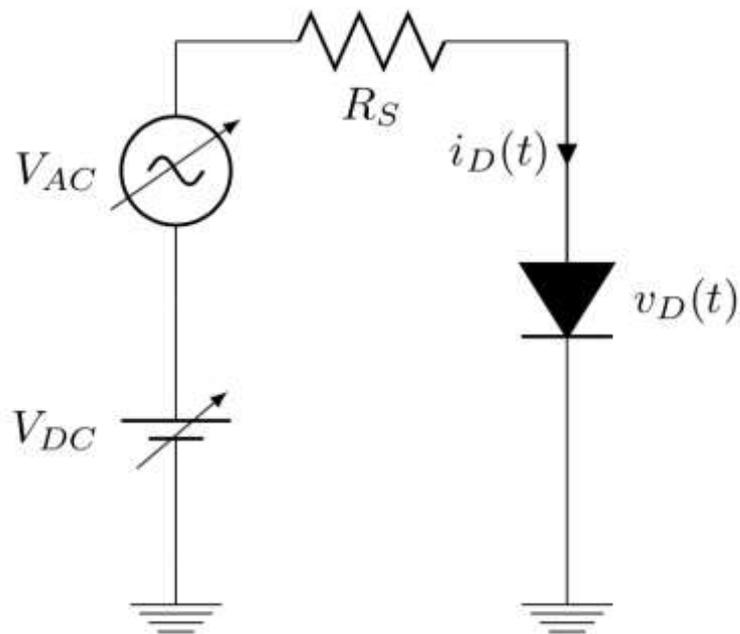
Na última década, resultados experimentais foram obtidos mostrando que o ruído *flicker* é dependente do valor instantâneo da corrente atravessando o dispositivo e não apenas do seu valor DC, evidenciando a característica cicloestacionária deste ruído e não estacionária, como se acreditava.

Em dispositivos não-bombeados, o ruído apresenta-se apenas na banda base, visto que a junção PN tem apenas a polarização DC. Uma vez submetido ao regime de bombeamento, novas contribuições de ruído se fazem presentes nas raias laterais do sinal de bombeamento (GRAFFEUIL et al, 2010).

Baseando-se no exposto acima, será obtido analiticamente a expressão da resistência dinâmica de uma junção PN para utilização no processo de conversão de ruído em corrente para ruído em tensão.

Toda a análise será dada com base nos circuitos das figuras 2.2 e 2.3.

FIGURA 2.2 - CIRCUITO PARA ANÁLISE DO DIODO EM REGIME DE BOMBEAMENTO.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Sendo D um diodo ideal, cuja tensão sobre ele é  $v_D(t)$ , sabe-se que a corrente que o atravessa é dada por:

	$i_D(t) = I_s \cdot \left[ e^{\left( \frac{v_D(t)}{\eta \cdot V_t} \right)} - 1 \right]$	(2.2)
--	--	-------

Em que  $I_s$  é a corrente de saturação do diodo,  $\eta$  é o fator de idealidade,  $V_t$  é a tensão térmica (25.9 mV considerando 300 K) e  $v_D(t)$  é a tensão sobre o diodo. Em regime de bombeamento, a tensão sobre o diodo é obtida pela soma da tensão DC sobre o diodo,  $V_D$ , com a resposta periódica de grande sinal na frequência  $i \cdot \omega_p$  (frequência de bombeamento). Isto é,

	$v_D(t) = V_D + \sum_{i=1}^n v_i \cdot \cos(i \cdot \omega_p \cdot t)$	(2.3)
--	--	-------

Em que  $\omega_p$  é a frequência do sinal  $V_{AC}$  ou frequência de bombeamento,  $v_i$  é a componente espectral da tensão sobre o diodo na frequência  $i \cdot \omega_p$ . É apenas necessário levar em consideração as harmônicas cujo valor seja da ordem de grandeza de  $\eta \cdot V_t$  ou superior (SANCHEZ; BOSMAN, 1998).

Nestas condições, observa-se que a equação 2.2 apresenta uma exponencial cujo expoente é uma função periódica. Para a resolução, decompõe-se a equação da corrente no diodo nas componentes de frequência utilizando a função de Bessel de primeira espécie modificada.

Considerando uma função exponencial em que seu argumento é uma função senoidal, sua expansão é dada pela equação:

	$e^{(A \cos \omega t)} = I_0(A) + 2 \cdot I_1(A) \cdot \cos(\omega t) + 2 \cdot I_2(A) \cdot \cos(2\omega t) + \dots + 2 \cdot I_n(A) \cdot \cos(n\omega t) + \dots$	(2.4)
--	--	-------

Em que  $I_n(A)$  é a função de Bessel modificada de primeiro tipo, ordem  $n$  e argumento  $A$  ( $A \in \mathfrak{R}$ ).

Desenvolvendo a expressão da corrente do diodo para a tensão no diodo da equação 2.2, encontra-se:

	$i_D(t) = I_s \cdot \left[ e^{\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot e^{\left(\frac{\sum_{i=1}^n v_i \cdot \cos(i \cdot \omega_p \cdot t)}{\eta \cdot V_{th}}\right)} - 1 \right]$	(2.5)
--	---	-------

Desconsiderando-se o termo isolado da corrente de saturação, presente após a aplicação da propriedade distributiva em (2.5), devido ao nível de corrente de interesse na equação 2.5, tem-se:

	$i_D(t) = I_s \cdot e^{\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot e^{\left(\frac{\sum_{i=1}^n v_i \cdot \cos(i \cdot \omega_p \cdot t)}{\eta \cdot V_{th}}\right)}$	(2.6)
--	--	-------

Expandindo 2.6, obtém-se:

	$i_D(t) = I_s \cdot e^{\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot e^{\left(\frac{v_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + v_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_p \cdot t) + \dots + v_n \cdot \cos(n \cdot \omega_p \cdot t)}{\eta \cdot V_{th}}\right)}$	(2.7)
--	---	-------

Para melhor visualização, reescreve-se a equação 2.7 utilizando o produto de exponenciais.

$i_D(t) = I_S \cdot e^{\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot e^{\left(\frac{v_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t)}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot e^{\left(\frac{v_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_p \cdot t)}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot \dots \cdot e^{\left(\frac{v_n \cdot \cos(n \cdot \omega_p \cdot t)}{\eta \cdot V_{th}}\right)}$	(2.8)
---	-------

Utilizando a expansão da função exponencial com argumento periódico de (2.4) em (2.8), obtém-se:

$i_D(t) = I_S \cdot e^{\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_{th}}\right)} \cdot \prod_{i=1}^n \sum_{j=-k}^k I_j \left( \frac{v_i}{\eta V_T} \right) \cos(i \cdot j \cdot \omega_p \cdot t)$	(2.9)
--	-------

A equação 2.9 é utilizada para o cálculo através do método iterativo de balanço harmônico, em que  $i$  equivalente ao índice da  $n$ -ésima fonte,  $j$  é o índice para  $m$ -ésima frequência produzida por cada harmônica e  $I_j$  é a função de Bessel modificada de primeiro tipo, ordem  $j$  e argumento  $\frac{v_i}{\eta V_T}$ .

Com o objetivo de se encontrar a expressão da resistência dinâmica vista por uma fonte de ruído, representou-se a fonte de ruído por uma fonte de pequeno sinal aplicada nos terminais do diodo em bombeamento, visto que a resistência dinâmica é aquela percebida por uma fonte de pequeno sinal aplicada a um dispositivo não linear, como visto na figura 2.3.

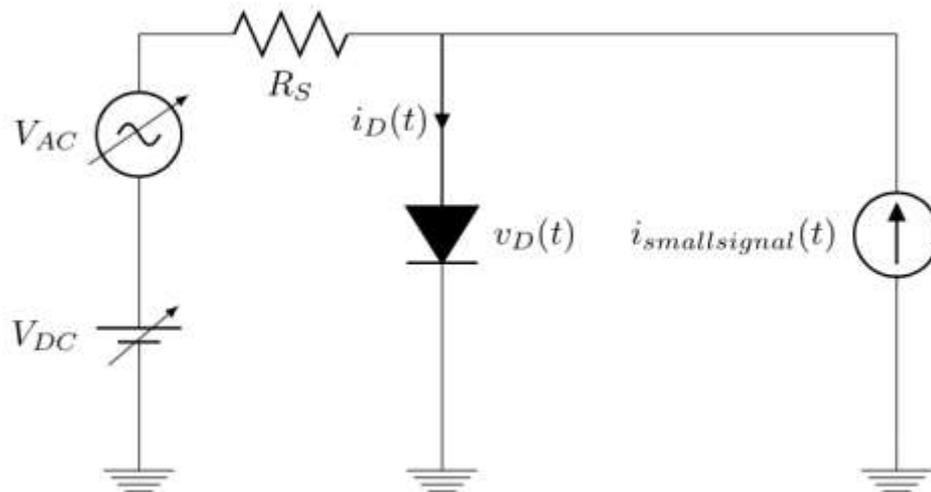
Para a escolha do tipo de fonte de pequenos sinais, visando encontrar a resistência dinâmica, levou-se em consideração alguns aspectos experimentais.

Observou-se experimentalmente que para cada condição AC para uma mesma polarização do coletor de um transistor, é notado um diferente comportamento frequencial na impedância de entrada e um correspondente comportamento frequencial da densidade espectral de potência do ruído em tensão é encontrado. Entretanto, caso dividirmos a densidade espectral de potência do ruído em tensão pelo quadrado da impedância de entrada correspondente, obtém-se a mesma densidade espectral de potência do ruído em corrente, independentemente da condição de AC (SOUZA et al, 2007).

Com uma densidade espectral de potência do ruído em corrente invariável com a condição AC para uma mesma polarização, ela representa melhor a natureza do ruído e foi utilizada na figura 2.3 para representar a fonte de pequeno sinal (ruído).

As tensões de ruído correspondentes são encontradas através da relação entre a resistência dinâmica e a corrente de ruído.

FIGURA 2.3 - CIRCUITO PARA OBTENÇÃO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO DIODO EM REGIME DE BOMBEAMENTO



Fonte: Elaborada pelo autor.

Derivando-se a equação da corrente do diodo em função da tensão do diodo, encontra-se a condutância dinâmica deste, “vista” pela fonte de pequeno sinal  $i_{smallsignal}(t)$ , aplicado ao circuito da figura 2.2.

	$g_d(t) = \frac{\partial i_D(t)}{\partial v_D(t)} = \frac{I_s \cdot e^{\left(\frac{v_D}{\eta V_{th}}\right)}}{\eta \cdot V_t} \approx \frac{i_D(t)}{\eta \cdot V_t}$	(2.10)
--	--	--------

A resistência dinâmica do diodo é o inverso de sua condutância diferencial.

	$r_d(t) = \frac{1}{g_d(t)} \approx \frac{\eta \cdot V_t}{i_D(t)}$	(2.11)
--	---	--------

Não é necessário que  $i_D(t)$  e  $v_D(t)$  sejam invariantes no tempo. A restrição existente nas equações 2.10 e 2.11 é que o sinal de referência utilizado para o cálculo da condutância, e conseqüentemente a resistência, dinâmica deve ser muito menor que  $i_D(t)$  e  $v_D(t)$  e assim considerado um pequeno sinal (MAAS, 2003).

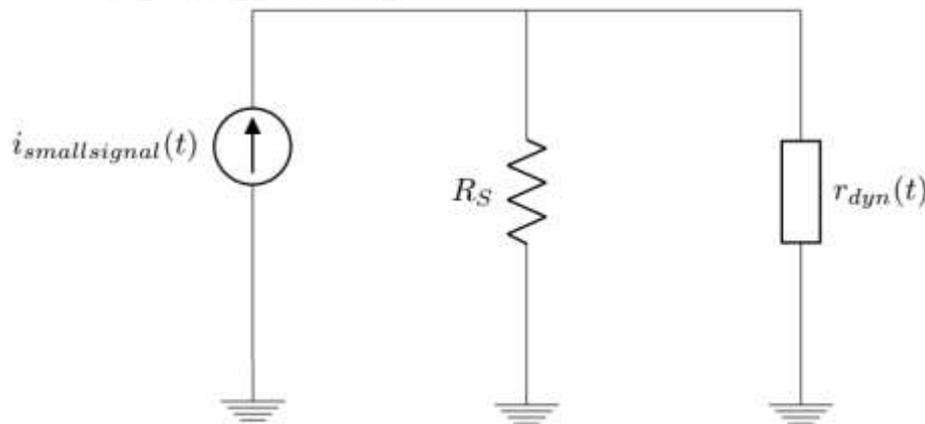
Tendo-se a corrente do diodo variante no tempo, como consequência da aplicação de uma tensão periódica  $V_{AC}$ , seus parâmetros variam de acordo com o período da tensão aplicada. Esta polarização variável traz, para a fonte de pequeno sinal, um circuito equivalente linear variante periodicamente no tempo (SOUZA, 2008).

Quando dispositivos não lineares são bombeados por um grande sinal senoidal e também são excitados por um sinal muito menor em comparação com o primeiro, utiliza-se uma análise conhecida como *large-signal/small-signal analysis* para encontrar a resposta para o pequeno sinal (MAAS, 2003).

A técnica é análoga à análise de pequenos sinais sob polarização contínua. Em outras palavras, analisa-se o dispositivo não linear sob os sinais de bombeamento (grande sinal). Em seguida, as fontes de tensão (bombeamento) são substituídas por um curto-circuito, as fontes de corrente (bombeamento) por circuitos abertos e os dispositivos não lineares são trocadas por seu circuito equivalente linear variante periodicamente no tempo.

O circuito da figura 2.3 é representado pelo circuito equivalente para análise *Large-Signal/Small-Signal* da figura 2.4.

FIGURA 2.4 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ANÁLISE *LARGE-SIGNAL/SMALL-SIGNAL*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Baseado no circuito da figura 2.4, a resistência vista pela fonte de pequeno sinal é dada pelo equivalente paralelo entre a resistência dinâmica do diodo e a resistência de polarização. Deste modo, a expressão da resistência vista pela fonte de pequeno sinal é:

	$R_{EQ}(t) = \frac{R_S \cdot r_d(t)}{R_S + r_d(t)}$	(2.12)
--	---	--------

Pode-se expressar a resistência equivalente  $R_{EQ}$  por meio da série de Fourier e baseando-se nas equações 2.9 e 2.12, tem-se que a resistência dinâmica apresenta a frequência de bombeamento ( $f_p$ ) como frequência fundamental. Assim, escreve-se  $R_{EQ}$  por sua representação de Fourier.

	$R_{EQ}(t) = R_{EQ0} + 2 \cdot R_{EQ1} \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + 2 \cdot R_{EQ2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_p \cdot t) + \dots$	(2.13)
--	---	--------

$R_{EQn}$  é o coeficiente de Fourier da resistência equivalente vista pela fonte de pequeno sinal e tem sua expressão vista na equação 2.14.

	$R_{EQn} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} R_{EQ}(t) \cdot \cos(n \cdot \omega_p \cdot t) dt$	(2.14)
--	--	--------

Onde  $T_p$  é o período de bombeamento.

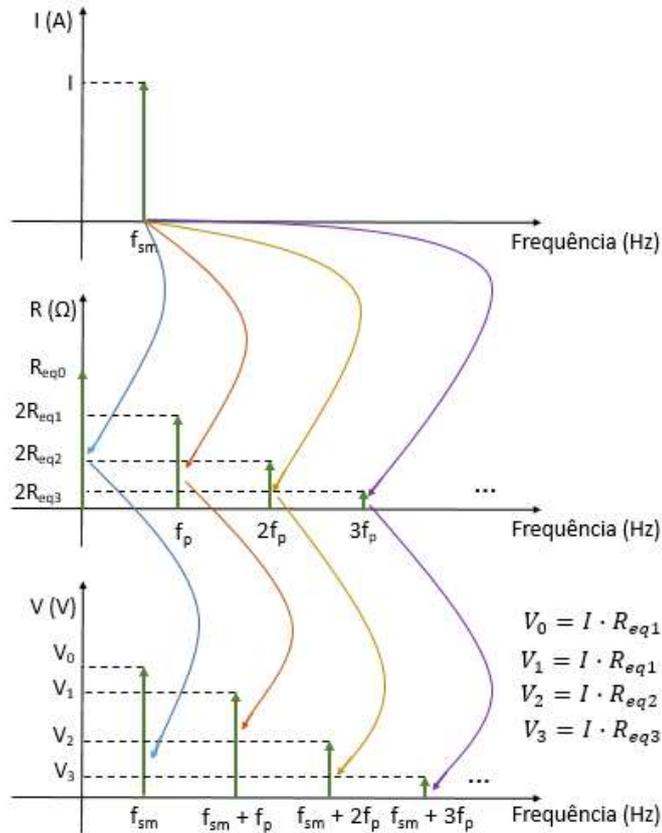
Estabelecida a expressão das componentes espectrais da resistência e a determinação de seu caráter variante no tempo, apresenta-se, por fim, o processo de conversão de ruído em corrente para ruído em tensão.

Entender como este processo ocorre é importante no contexto de circuitos em regime de bombeamento. Utiliza-se o princípio deste processo: na teoria de misturadores, na conversão do ruído em baixa frequência para ruído de fase em osciladores, entre outros.

O processo de conversão é baseado na análise *large-signal/small-signal*. Uma fonte de ruído em corrente ou uma fonte determinística de corrente de pequenos sinais em paralelo com um circuito variante no tempo, como na figura 2.4, tem seu valor convertido para ruído em tensão ou uma tensão determinística de pequenos sinais. Conhecendo as componentes espectrais da resistência e as componentes espectrais da corrente, encontram-se as componentes espectrais da tensão através da operação de convolução.

Ilustra-se na figura 2.5 o processo de conversão de corrente em tensão, em que se considerou como fonte de corrente uma função senoidal de frequência  $f_{sm}$  e magnitude  $I$ .

FIGURA 2.5 - CÁLCULO DO ESPECTRO DE TENSÃO ATRAVÉS DO PROCESSO DE CONVERSÃO DO ESPECTRO DE CORRENTE.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assumindo a frequência de bombeamento  $f_p$  e suas respectivas harmônicas, a expressão de cada componente espectral da tensão pode ser vista na figura 2.5. Utiliza-se o mesmo princípio para o caso mais complexo, onde há uma fonte de corrente com várias componentes espectrais (tal como o ruído intrínseco).

Para esclarecer a processo de conversão de ruído em corrente para ruído em tensão, a análise frequencial apresentada na figura 2.5 será desenvolvida no domínio do tempo. Considerando  $I$  a magnitude da fonte de corrente (pequeno sinal) de frequência  $f_{sm}$  e a resistência equivalente vista pela fonte representada pela equação 2.13, tem-se que a tensão correspondente a fonte de corrente será dada por:

$V = I \cdot \cos(\omega_{sm} \cdot t) \cdot [R_{EQ0} + 2 \cdot R_{EQ1} \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + 2 \cdot R_{EQ2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_p \cdot t) + \dots]$	(2.15)
---	--------

Realizando a operação distributiva em (2.15), obte-se:

$$V = I \cdot R_{EQ0} \cdot \cos(\omega_{sm} \cdot t) + 2 \cdot R_{EQ1} \cdot I \cdot \cos(\omega_{sm} \cdot t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + 2 \cdot R_{EQ2} \cdot I \cdot \cos(\omega_{sm} \cdot t) \cdot \cos(2 \cdot \omega_p \cdot t) + \dots \quad (2.16)$$

Isolando cada termo da equação 2.16, utilizando a relação trigonométrica do produto de dois cossenos e tomando apenas as frequências positivas, tem-se:

$$V = I \cdot R_{EQ0} \cdot \cos(\omega_{sm} \cdot t) + R_{EQ1} \cdot I \cdot \cos[(\omega_{sm} + \omega_p) \cdot t] + R_{EQ2} \cdot I \cdot \cos[(\omega_{sm} + 2 \cdot \omega_p) \cdot t] + \dots \quad (2.17)$$

Os fatores do cosseno de cada termos da soma da equação 2.17 correspondem as componentes espectrais da tensão em  $f_{sm}$ ,  $f_{sm} + f_p$ ,  $f_{sm} + 2 \cdot f_p$ , etc, como exposto graficamente na figura 2.5.

O processo de conversão de corrente para tensão será utilizado na obtenção da característica da resistência dinâmica de uma junção PN no capítulo 4 desta dissertação.

O capítulo 3 contará com os resultados experimentais obtidos na caracterização de dispositivos em regime estacionário. Ratificando o exposto do Capítulo 1, as medições em regime de bombeamento são complicadas e é necessário garantir que os equipamentos de medição, utilizados neste trabalho, são capazes de realizar leituras com precisão.

Para isto, realizou-se um conjunto de medições em regime estacionário. Parâmetros em regime estacionário possuem expressões teóricas bem definidas e, assim, conseguiríamos constatar a precisão das medições comparando-as com os respectivos valores teóricos esperados.

### **3      CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS – REGIME ESTACIONÁRIO**

### 3 CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS – REGIME ESTACIONÁRIO

Este capítulo é destinado à caracterização de parâmetros em dispositivos quando estão submetidos ao regime estacionário.

Inicialmente, caracterizaram-se alguns parâmetros dos equipamentos de medição utilizados para a realização das medidas (estacionárias e bombeadas) presentes neste trabalho. Isto é necessário para isolar a influência dos equipamentos de medição das características dos dispositivos analisados.

Em seguida, realizou-se a caracterização de dispositivos sob regime estacionário, como o ruído em junção PN. Os parâmetros caracterizados foram escolhidos para mostrar que os equipamentos de medição são capazes de realizar medidas precisas, já que estes apresentem expressões teóricas bem definidas.

Garantir que os equipamentos utilizados sejam capazes de medir grandezas bem definidas na teoria com precisão é importante para efetuar medidas mais complexas, como no caso das caracterizações em regime de bombeamento.

Uma das caracterizações utilizadas foi a da resistência dinâmica de uma junção PN em regime estacionário. A estrutura utilizada para medição deste parâmetro em regime estacionário é semelhante à utilizada para a medição em regime de bombeamento. Deste modo, como a resistência dinâmica de uma junção PN em regime estacionário tem sua expressão teórica bem definida, a realização desta caracterização verificaria se a estrutura utilizada é funcional.

#### 3.1 CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA DE DISPOSITIVOS

A caracterização de um dispositivo é o procedimento que permite conhecer o seu comportamento em diversas situações de operação e os parâmetros de interesse. Os dispositivos sob análise recebem a denominação de DUT (do inglês, *Device Under Test*).

Para a realização da caracterização, necessita-se de uma estrutura de medição capaz de excitar o DUT e adquirir os dados da medida. A esta estrutura, composta por circuitos auxiliares, circuitos de polarização e aparelho de medição, dá-se o nome de *setup* de medição ou *setup* experimental.

Os circuitos auxiliares são aqueles responsáveis pelo condicionamento do sinal e polarização do DUT. Os aparelhos de medição são responsáveis pela aquisição dos sinais de interesse.

Os sinais resultantes do processo de caracterização apresentam a contribuição de cada aparelho pertencente à estrutura de medição, ou seja, os sinais obtidos não refletem apenas o comportamento do DUT, mas de todos os outros componentes envolvidos na medição.

Então, obter a caracterização do DUT implica extrair do sinal resultante da medição todas as contribuições que não sejam referentes ao DUT, permitindo ter os sinais de interesses correspondentes apenas ao DUT.

Consequentemente, deve-se caracterizar todos os componentes do *setup* de medição para que o passo descrito no parágrafo anterior possa ser realizado.

Na seção 3.2 serão descritos os componentes do *setup* utilizados para as medições realizadas no escopo desta dissertação, assim como as medições realizadas para a caracterização dos dispositivos auxiliares que serão utilizadas na equação de extração (equações analíticas que possuem como resultado a característica apenas do DUT, retirando contribuições de terceiros do resultado medido).

## 3.2 SETUP DE MEDIÇÃO

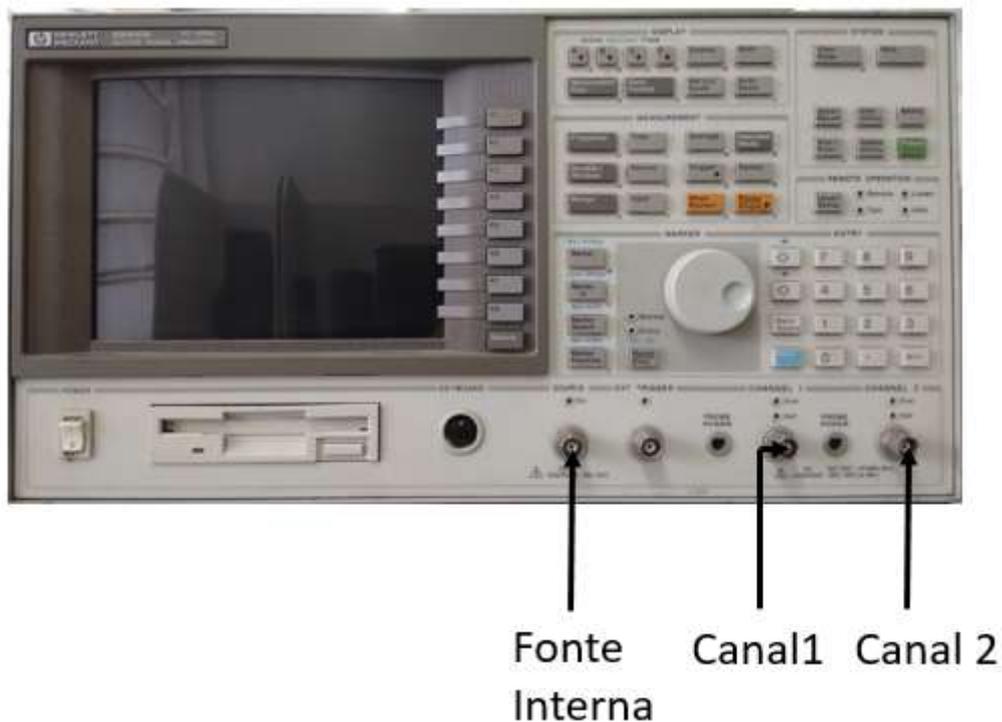
O *setup* de medição é fundamental para a realização de medidas. Saber a característica de cada componente do *setup* é indispensável para obter-se os dados desejados do DUT.

Os principais componentes utilizados nos *setups* para as medidas realizadas nesta pesquisa serão descritos e caracterizados na presente seção.

### 3.2.1 ANALISADOR DE SINAIS VETORIAIS

O analisador de sinais vetoriais é um instrumento capaz de medir o módulo e a fase do sinal de entrada (em relação a um sinal dito de referência). Todas as medições conduzidas ao longo nesta pesquisa fizeram uso do analisador HP89410A, cujo painel pode ser visto na Figura 3.1.

FIGURA 3.1 - ANALISADOR DE SINAIS VETORIAL HP 89410A.



O HP89410A cobre uma faixa de frequência de DC até 10 MHz, possui dois canais que possibilitam relacionar os seus sinais das entradas através da medida de resposta em frequência facilitando a medição de algumas características de dispositivos apresentadas neste trabalho, tal como impedância, e permite realizar medições estatísticas como correlação cruzada e coerência.

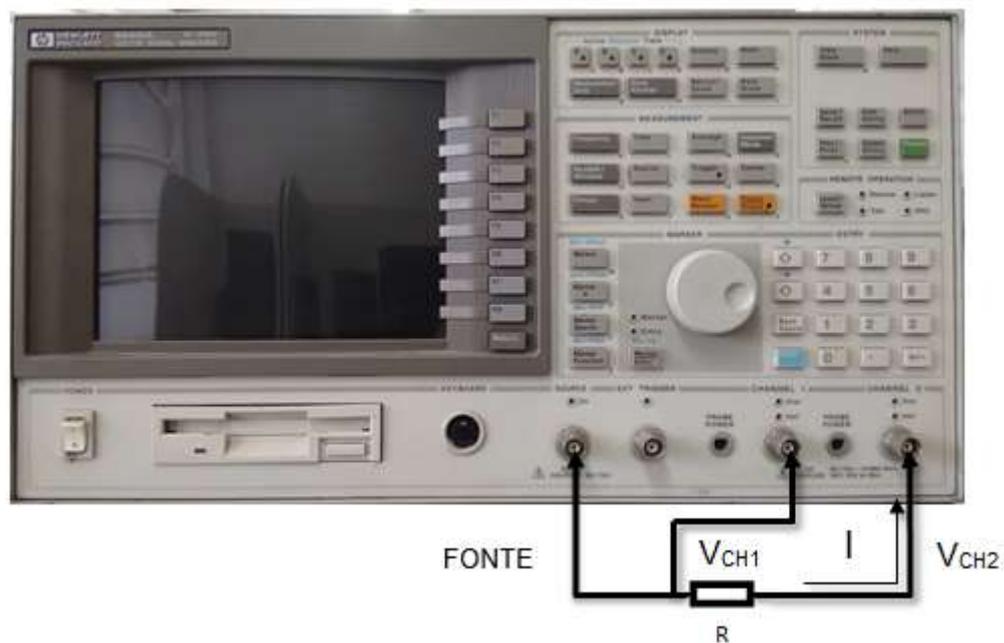
Este analisador também apresenta uma fonte de sinais que pode ser considerada uma fonte externa, sendo possível gerar sinais senoidais, *chirps* periódicos e ruído pseudo-aleatório. Outra característica muito útil deste analisador é a execução de médias entre valores de medições sucessivas, dando oportunidade ao instrumentista realizar de forma automática “N” medições seguidas e obter a média dos sinais medidos, ponto a ponto.

Uma preocupação referente à influência do analisador nas medições realizadas neste trabalho encontra-se no comportamento da impedância dos canais de entrada. Deve-se garantir que todas as impedâncias dos equipamentos envolvidos na medição sejam grandes o suficiente para serem desconsideradas, ou seja, não influenciem no comportamento do DUT.

Desconsiderar-se uma impedância do equipamento de medida, neste contexto, significa que não haverá corrente significativa sendo drenada por ela, ao passo que se a impedância do equipamento se apresenta em grandeza semelhante à do DUT, a mesma não poderá ser ignorada. Com base nisto, caracterizou-se a impedância de entrada do analisador para observar o seu comportamento frequencial.

Realizou-se a caracterização da impedância de entrada do analisador por meio do *setup* apresentado na Figura 3.2.

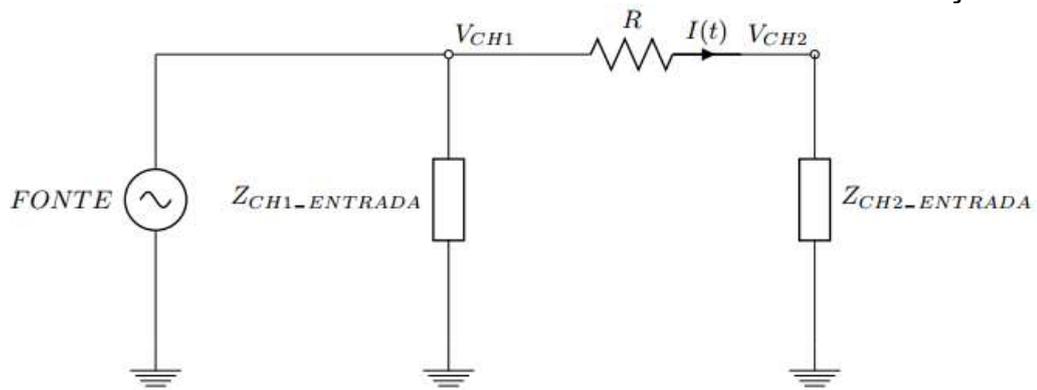
FIGURA 3.2 - SETUP PARA CARACTERIZAÇÃO DA IMPEDÂNCIA DA ENTRADA DO ANALISADOR.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito equivalente do *setup* de medição da Figura 3.2 pode ser observado na Figura 3.3. Utiliza-se um resistor auxiliar  $R$ , de valor conhecido, para possibilitar a obtenção a corrente no circuito equivalente e então encontrar o módulo de impedância.

FIGURA 3.3 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Do circuito equivalente da Figura 3.3, obtém-se a expressão da corrente  $I$  mostrada na Equação 3.1.

	$I(t) = \frac{\widehat{V}_{CH1} - \widehat{V}_{CH2}}{R}$	(3.1)
--	--	-------

Mostra-se na equação 3.2 a expressão da tensão medida no canal 2:

	$\widehat{V}_{CH2} = Z_{CH2\_ENTRADA} \cdot I(t)$	(3.2)
--	---	-------

Substitui-se a Equação 3.2 na Equação 3.1, obtém-se:

	$\widehat{V}_{CH2} = Z_{CH2\_ENTRADA} \cdot \left( \frac{\widehat{V}_{CH1} - \widehat{V}_{CH2}}{R} \right)$	(3.3)
--	---	-------

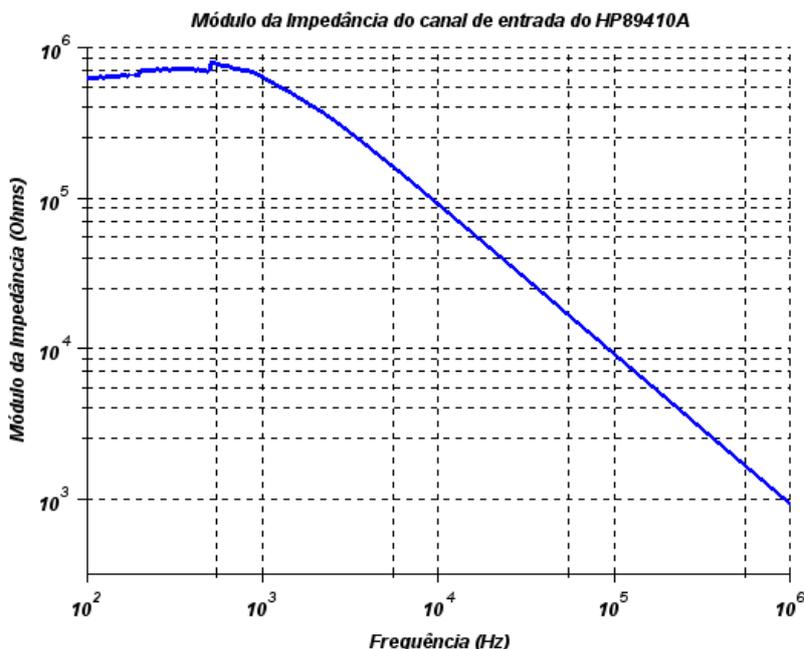
Chega-se na equação de extração da impedância do canal de entrada isolando o termo  $Z_{CH\_ENTRADA}$  na Equação 3.3:

	$Z_{CH2\_ENTRADA} = \left[ \frac{R \cdot \left( \frac{\widehat{V}_{CH2}}{\widehat{V}_{CH1}} \right)}{1 - \left( \frac{\widehat{V}_{CH2}}{\widehat{V}_{CH1}} \right)} \right]$	(3.4)
--	---	-------

Onde  $\widehat{V}_{CH2}$  e  $\widehat{V}_{CH1}$  são as tensões medidas no analisador pelos seus dois canais.

Expõe-se na figura 3.4 a característica frequencial da impedância do canal de entrada do analisador de sinais vetoriais HP89410A.

FIGURA 3.4 – MÓDULO DA IMPEDÂNCIA DO CANAL DE ENTRADA DO ANALISADOR DE SINAIS VETORIAIS - HP 89410A.



Nesta pesquisa, realizaram-se medições em baixa frequência (100 Hz - 100 kHz). Logo, o comportamento frequencial do módulo da impedância de entrada do analisador, mostrado nesta seção, poderá ser utilizado quando necessário por conter a faixa de frequência das outras medidas realizadas.

Os DUTs aqui caracterizados apresentam impedância na ordem de algumas centenas de Ohms em baixa frequência. Conseqüentemente, conclui-se, pela Figura 3.4, que a impedância de entrada poderá ser desconsiderada devido ao seu valor elevado em relação às impedâncias do DUT.

### 3.2.2 FONTES DE ALIMENTAÇÃO.

Algumas medições requerem que o DUT seja polarizado por uma fonte DC para que atinja o regime de funcionamento de interesse. Nestas situações, é necessário o uso de fontes de tensão para a realização das medidas.

Utilizaram-se, para este trabalho, baterias como fontes de tensão. Justifica-se esta escolha pela portabilidade que as baterias propiciam, associada com a

necessidade do uso de uma blindagem eletromagnética em medições não determinísticas (ruído em junção PN). Para que seja conseguida a blindagem é necessário que o sistema a ser medido esteja no interior de uma gaiola de Faraday para isolá-lo de interferências externas. Deste modo, o uso de baterias é ideal.

Na próxima seção será apresentado o amplificador com baixo ruído que é um dispositivo fundamental para a medição do ruído. O amplificador com baixo ruído necessita de uma alimentação externa e, para tal, baterias foram utilizadas.

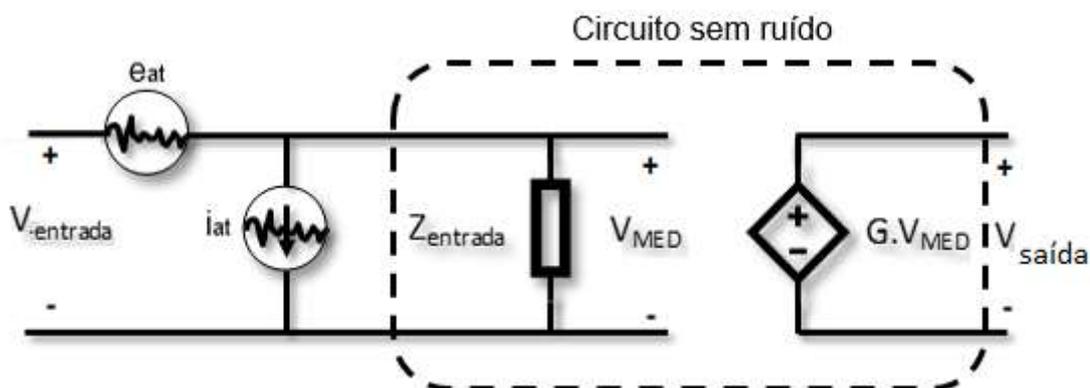
### 3.2.3 AMPLIFICADOR COM BAIXO RUÍDO.

O analisador de sinais não foi projetado para tratar com eficiência sinais com amplitude muito baixa, como o ruído. O ruído do analisador pode influenciar estes sinais. Isto posto, é interessante que o sinal a ser medido seja condicionado, amplificando-o, para que ruídos externos apresentem amplitudes insignificantes quando comparados ao sinal amplificado.

O amplificador com baixo ruído (do inglês, *Low Noise Amplifier* ou LNA) ou pré-amplificador é um sistema eletrônico utilizado para amplificar sinais de tensão com amplitude muito baixa, como sinais de comunicação e ruído em dispositivos, sem adicionar ruído significativo ao sinal resultante.

Representa-se o LNA através de seu circuito equivalente exposto na Figura 3.5.

FIGURA 3.5 - CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM AMPLIFICADOR COM BAIXO RUÍDO.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito equivalente é composto pelas fontes de ruído do LNA, a impedância de entrada e a fonte de tensão controlada por tensão em sua saída. A impedância de saída da fonte de tensão controlada por tensão ( $GV_{MED}$ ) não está sendo mostrada na figura 3.5.

Idealmente, não deve existir corrente drenada pela entrada do LNA, ou seja, a impedância de entrada dos amplificadores de tensão ideais é infinita. A fim de satisfazer a esta condição, a impedância de entrada do LNA real apresenta valores muito elevados, na ordem de  $1\text{ M}\Omega$  em DC e algumas dezenas de  $k\Omega$  em 100 kHz (SOUZA, 2008). À vista disso, o LNA não irá influenciar na tensão sobre o dispositivo conectado à sua entrada, conseqüentemente, a tensão de entrada no LNA será igual a tensão sobre o dispositivo conectado.

As fontes de ruído presentes no LNA são inerentes aos seus componentes. Representam-se todas as fontes de ruído internas ao LNA por duas fontes de ruído externas: uma fonte de tensão de ruído  $e_{at}$  e uma fonte de corrente de ruído  $i_{at}$  (MOTCHENBACHER et al., 1993). Desta maneira, o circuito equivalente do LNA é constituído pelas duas fontes de ruído localizadas na entrada de um amplificador sem ruído, região tracejada da figura 3.5.

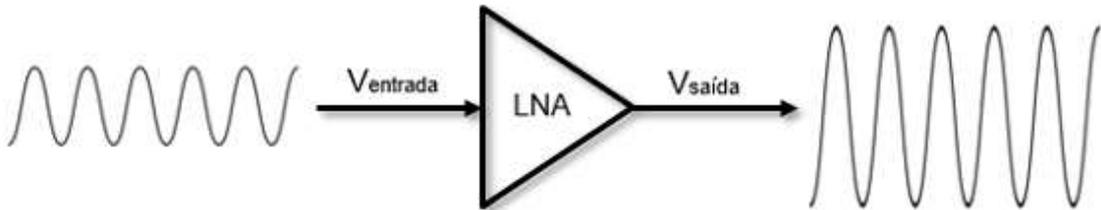
Com a existência das fontes de ruído, a tensão  $V_{MED}$  na impedância de entrada do LNA não é coincidente com a tensão de entrada  $V_{entrada}$ , em virtude das contribuições destas fontes. Por conseguinte, conforme a tensão de saída  $V_{saída}$  do LNA é diretamente proporcional à tensão na impedância de entrada,  $V_{saída}$  apresentará as contribuições do ruído amplificadas e seu valor será medido pelo analisador.

O fator de proporcionalidade entre  $V_{MED}$  e  $V_{saída}$  é conhecido como ganho do amplificador  $G$ . Eletricamente, representa-se a relação entre as duas tensões por meio da fonte de tensão controlada por tensão com fator de ganho  $G$ .

Ao caracterizar o ganho do LNA, pode-se desconsiderar as fontes de ruído utilizando sinais de entrada suficientemente grandes. Para fins deste trabalho, um sinal de  $-60\text{ dBm}$  ( $632\text{ }\mu\text{V}$ ) é considerado suficientemente grande, pois, a partir deste valor, observa-se coerência entre o resultado teórico sem ruído de  $V_{saída}$  com o seu resultado medido por que o ruído não se apresenta mais significativo em relação a tensão de saída. Atendido este requisito, as fontes de ruído podem ser

desconsideradas e a tensão de entrada  $V_{entrada}$  coincide com a tensão na impedância de entrada  $V_{MED}$ . Pode-se representar o LNA como um sistema pela Figura 3.6.

FIGURA 3.6 - REPRESENTAÇÃO DE UM LNA SEM RUÍDO.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Expressa-se a relação matemática de um LNA com seus ruídos internos desprezados através da Equação 3.5.

	$V_{saída} = G \cdot V_{entrada}$	$(3.5)$
--	-----------------------------------	---------

O ganho de um amplificador é uma grandeza adimensional, porém comumente expressa em V/V na escala linear. Todavia, prefere-se representar o ganho na escala logarítmica em decibel (dB). Com este propósito, calcula-se o ganho por meio da Equação 3.6.

	$G_{dB} = 20 \log \left( \frac{V_{saída}}{V_{entrada}} \right) = 20 \log(G)$	$(3.6)$
--	--	---------

Utilizou-se nesta pesquisa o LNA SA-421F5 ilustrado na Figura 3.7.

FIGURA 3.7 - LNA SA-421F5 DA NF CORPORATION.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Apresentam-se as principais características do SA-421F5 no Quadro 3.1.

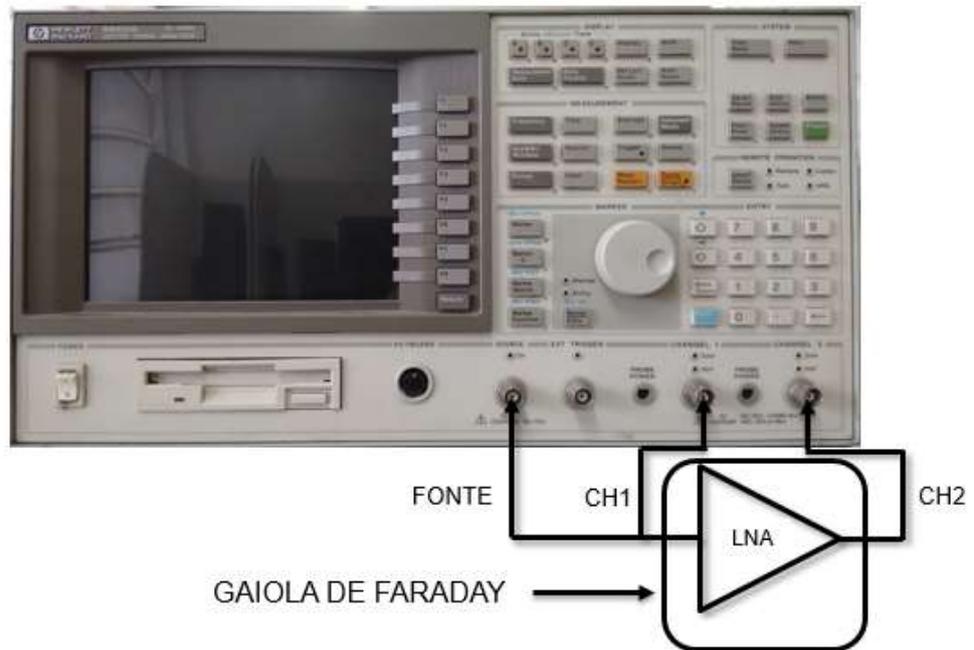
QUADRO 3.1 - ESPECIFICAÇÕES DO SA-421F5.

Características	SA-421F5
Faixa de Frequência	30Hz – 30MHz
Entrada	Acoplamento AC com entrada diferencial balanceada
Impedância de Entrada	$1 M\Omega \pm 5\%$
CMRR	46 dB min. 1 kHz-100 MHz
Densidade de tensão de ruído	$0.5nV/\sqrt{Hz}$ (100 kHz)
Densidade de corrente de ruído	$100fA/\sqrt{Hz}$ (100 kHz)
Tensão máxima de saída	$2 V_{p-p}$ min./50Ω (1 kHz-20 MHz)
Impedância de saída	$50\Omega \pm 5\%$ (100 kHz)
Ganho de tensão	$46 \pm 0.5dB / 50\Omega$ (1 kHz)

Fonte: NF Corporation, 2005.

Utiliza-se para a caracterização do ganho o *setup* da Figura 3.8.

FIGURA 3.8 - SETUP EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAÇÃO DO GANHO DO SA-421F5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Gerou-se o sinal de tensão na entrada do LNA por meio da fonte de tensão interna ao analisador, medindo-a pelo canal 1. Mediu-se o sinal de saída do LNA pelo canal 2.

Calcula-se o valor do ganho através da expressão 3.7.

	$G = \left  \frac{V_{CH2}}{V_{CH1}} \right $	(3.7)
--	--	-------

Possibilita-se obter, diretamente do analisador, a razão entre as tensões medidas nos dois canais de entrada através da opção de resposta em frequência em suas configurações. Através da resposta em frequência, obteve-se a característica do ganho, módulo e fase, do LNA, visto nos gráficos 3.1 e 3.2.

GRÁFICO 3.1 - MÓDULO DO GANHO DO SA-421F5.

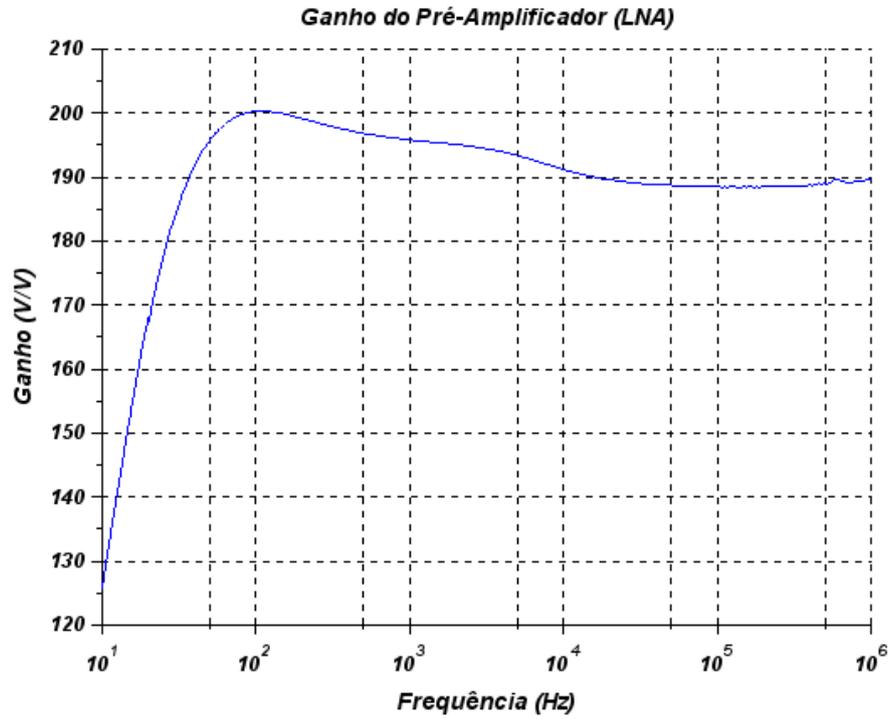
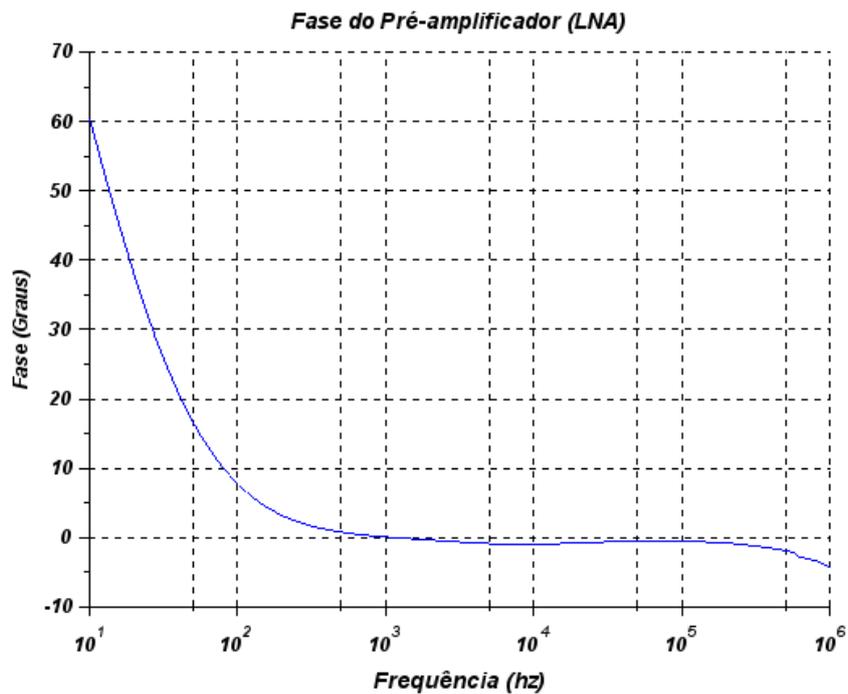


GRÁFICO 3.2 - FASE DO GANHO DO SA-421F5.



Nesta pesquisa, utiliza-se o LNA nas caracterizações de tensão de ruído diante do fato destes sinais apresentarem amplitudes abaixo do limite inferior da faixa de medição do analisador.

Ao caracterizar um dispositivo em termos de tensão de ruído, as fontes de ruído internas ao LNA não podem ser desconsideradas em virtude de apresentarem magnitudes semelhantes ao sinal de interesse. Por este motivo, o sinal medido é uma combinação entre a tensão de ruído do DUT e o ruído gerado pelas fontes de ruído internas ao LNA.

Isto posto, observa-se a necessidade de conhecer a característica da tensão de ruído do LNA para que seja extraída a sua contribuição ao ruído total medido e assim obter-se a característica da tensão de ruído apenas no DUT.

Obtem-se a característica de ruído do LNA por meio do *setup* apresentado na Figura 3.9.

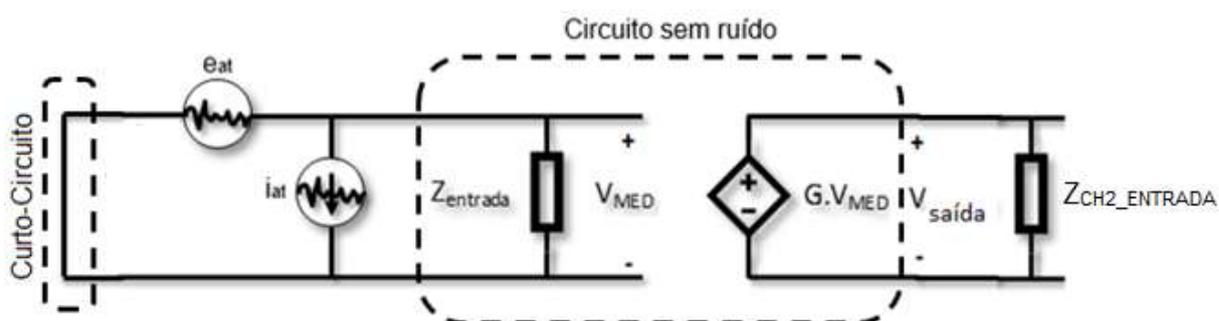
FIGURA 3.9 - SETUP EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAÇÃO DO RUÍDO DE ENTRADA DO SA-421F5.



Fonte: Elaborada pelo autor

O circuito equivalente do setup de medição da Figura 3.12 pode ser observado na Figura 3.10.

FIGURA 3.10 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA A TENSÃO DE RUÍDO DO LNA.



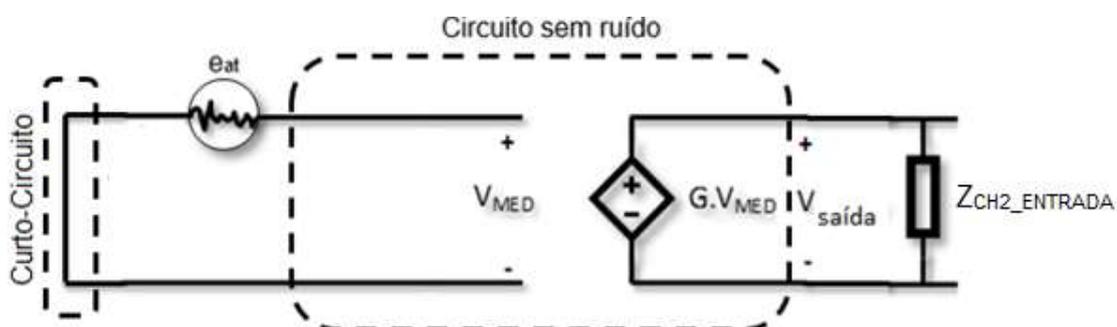
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para simplificar a caracterização do ruído em tensão do LNA, provocou-se um curto-circuito na entrada do LNA utilizando o elemento curto-circuito mostrado na Figura 3.10.

A presença do curto-circuito permite fazer algumas simplificações no circuito equivalente da Figura 3.10. Analisando o circuito, observa-se que a tensão  $V_{MED}$  é numericamente igual a tensão do ruído de entrada do LNA. Logo, pode-se desconsiderar a fonte de corrente de ruído.

Pode-se observar o circuito simplificado na Figura 3.11.

FIGURA 3.11 - CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA O TENSÃO DE RUÍDO DO LNA.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tratando-se de sinais não-determinísticos, as fontes de ruído são caracterizadas através de suas densidades espectrais de potência. Portanto, o resultado da medição é expresso em  $V^2/Hz$  ou  $A^2/Hz$ .

Relaciona-se a densidade espectral de potência  $S_{Vsaída}$  com a tensão de ruído  $V_{saída}$ , onde é  $\overline{V_{saída}}$  o conjugado complexo de  $V_{saída}$ , por:

	$S_{Vsaída} = \langle V_{saída} \cdot \overline{V_{saída}} \rangle$	<b>(3.8)</b>
--	---	--------------

A tensão  $V_{saída}$  do LNA é dada pela expressão 3.9.

	$V_{saída} = G \cdot V_{MED}$	<b>(3.9)</b>
--	-------------------------------	--------------

Sabe-se, pelo circuito, que a tensão  $V_{MED}$  é igual a  $e_{at}$ . Logo, substituindo Equação 3.9 em 3.8:

	$S_{Vsaída} = \langle G \cdot e_{at} \cdot \overline{G \cdot e_{at}} \rangle = G \cdot \overline{G} \cdot \langle e_{at} \cdot \overline{e_{at}} \rangle =  G ^2 \cdot S_{eat}$	<b>(3.10)</b>
--	---	---------------

A densidade espectral de potência de  $e_{at}$  é expressa por:

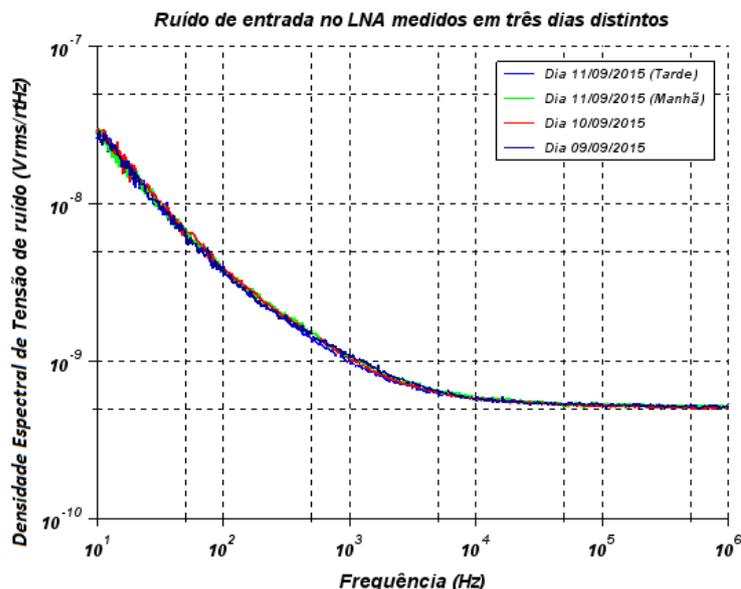
	$S_{eat} = \frac{S_{Vsaída}}{ G ^2}, em \frac{V^2}{Hz}$	<b>(3.11)</b>
--	---	---------------

Ocasionalmente, deseja-se expor a característica da tensão de ruído ao invés da densidade espectral de potência. Baseando-se na equação 3.11, a tensão de ruído é expressa por:

	$e_{at} = \sqrt{\frac{S_{Vsaída}}{ G ^2}}, em \frac{V}{\sqrt{Hz}}$	<b>(3.12)</b>
--	--	---------------

Expõe-se o resultado da caracterização do ruído no LNA no gráfico 3.3.

GRÁFICO 3.3 - CARACTERÍSTICA DO TENSÃO DE RUÍDO DO LNA MEDIDO.



Medições foram conduzidas para comprovar a reprodutibilidade da característica do ruído do LNA. Além disso, em 100 kHz verificou-se experimentalmente o valor de tensão de ruído, especificado pelo fabricante, constante do Quadro 3.1.

#### 3.2.4 GAIOLA DE FARADAY

Em medições para caracterização de parâmetros não-determinísticos, sinais de interferência eletromagnética podem incluir contribuições indesejadas aos resultados. Tendo em vista o caráter aleatório do parâmetro de interesse, é possível que variações sejam consideradas de sua natureza quando, na realidade, são resultados de interferências na medição.

Devido a este problema, recomenda-se garantir que o *setup* de medição seja isolado da possível interferência destes sinais presentes no ambiente.

Neste trabalho, satisfaz-se esta blindagem com o uso da gaiola de Faraday. Formalmente, a gaiola de Faraday é uma blindagem eletromagnética para todo sistema que é inserido no interior dela, evitando que sinais externos influenciem internamente.

Utilizou-se a gaiola de Faraday apresentada na Figura 3.12, para a realização das medições desta pesquisa.

FIGURA 3.12 - GAIOLA DE FARADAY UTILIZADA NAS MEDIÇÕES



Para demonstrar a funcionalidade da gaiola de Faraday, realizou-se a medição de ruído em um resistor metálico com a gaiola de Faraday aberta e em seguida fechada e o resultado pode ser observado no gráfico 3.4.

GRÁFICO 3.4 - RESULTADO DA MEDIÇÃO DE RUÍDO COM A GAIOLA DE FARADAY FECHADA (VERMELHO) E COM A GAIOLA DE FARADAY ABERTA (AZUL) GAIOLA DE FARADAY.



Observa-se uma discrepância significativa entre os resultados da medição na região pontilhada no gráfico 3.4.

A interferência em questão tem a origem atribuída aos reatores das lâmpadas fluorescentes que apresentam a frequência de operação numa faixa de frequência que abrange 20 kHz até 60kHz.

A próxima seção exibe as caracterizações utilizadas para afirmar que os equipamentos de medição são capazes de realizar medidas com precisão antes de seguir para caracterizações mais complexas, como àquelas realizadas em regime de bombeamento. Também é mostrada a caracterização da resistência dinâmica em junções PN em regime estacionário. O *setup* empregado para a caracterização dinâmica para o caso estacionário é semelhante ao utilizado para o caso bombeado. Sendo assim, é preciso garantir que o *setup* funcione para o caso mais simples antes de adiantar para situações mais complexas.

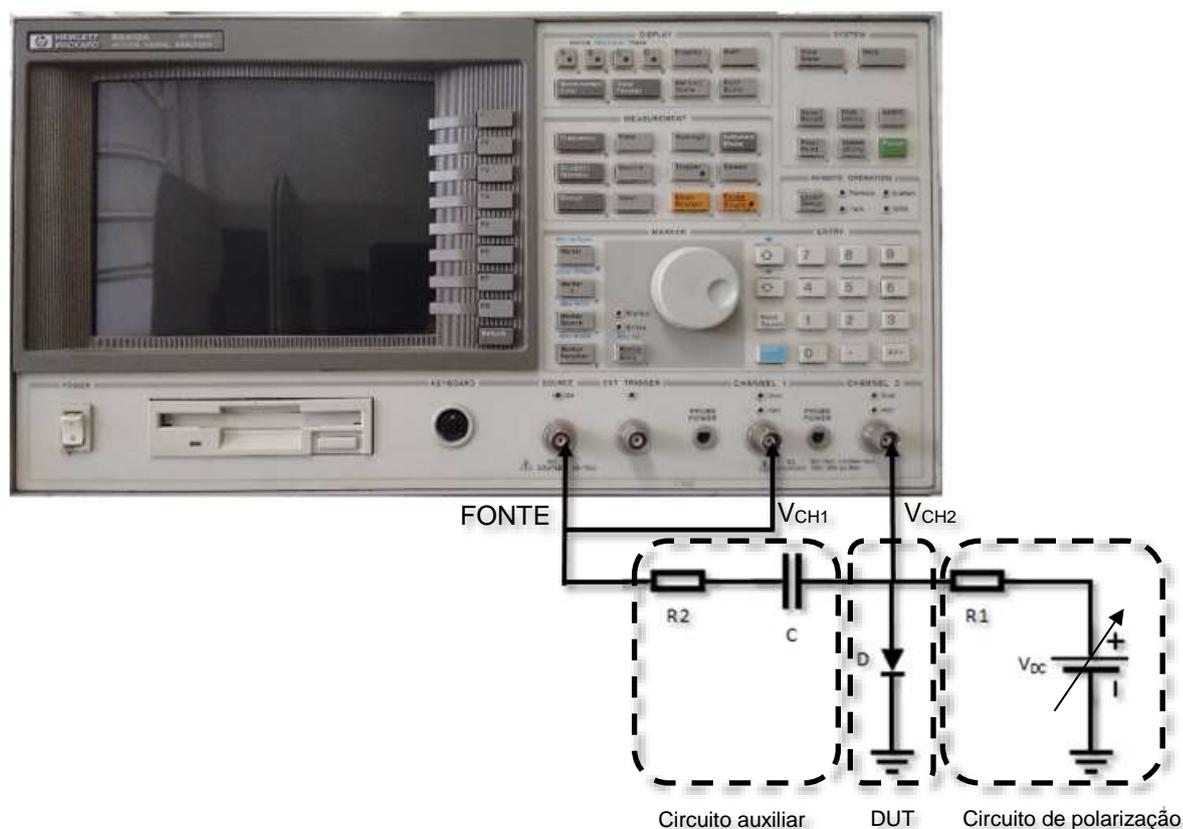
### 3.3 MEDIÇÕES EM REGIME ESTACIONÁRIO.

Após a caracterização dos elementos dos *setups*, procedeu-se à caracterização de dispositivos em regime estacionário. Neste contexto, caracterizou-se, a resistência dinâmica e o ruído *shot* em junção PN.

#### 3.3.1 RESISTÊNCIA DINÂMICA EM JUNÇÕES PN.

Sabe-se que a resistência dinâmica de uma junção PN é função de sua corrente instantânea. Deste modo, necessita-se polarizar as junções PN para caracterizá-las em termos de resistência dinâmica. Para tal, fez-se o uso do *setup* exibido na figura 3.18.

FIGURA 3.13 - SETUP PARA CARACTERIZAÇÃO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA EM UMA JUNÇÃO PN EM REGIME ESTACIONÁRIO.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O *setup* de medição é constituído pelo analisador de sinais vetoriais (HP89410A), circuito de polarização e circuito auxiliar. Empregaram-se três dispositivos formados por junção PN como DUT: BFR91A (*NPN Planar RF Transistor*), HSMS2804 (*Shottky diode*) e SMD BB149A (*Variable capacitance diode*).

O circuito de polarização é responsável por manter o nível de corrente desejada no DUT. Conta-se com uma fonte de tensão DC variável para a polarização através do resistor  $R1$  e quando se deseja alterar o valor de corrente que atravessa o DUT, altera-se a tensão na fonte DC. Confere-se a corrente de polarização da junção PN indiretamente, por meio da queda de tensão  $V_{R1}$  no resistor  $R1$ , antes da realização da caracterização com o auxílio de um multímetro.

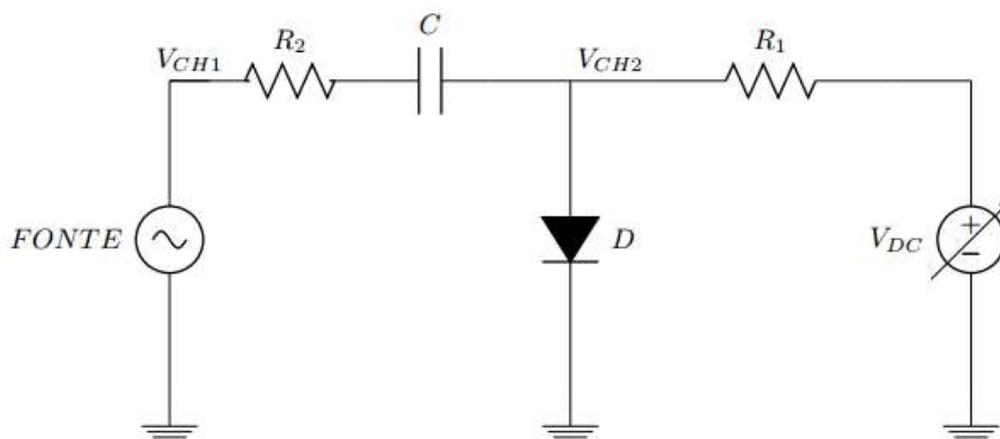
Insere-se o circuito auxiliar no *setup* a fim de facilitar alguns aspectos de medição, permitindo obter uma equação de extração simples para resistência dinâmica do DUT e garantir que a corrente de polarização atravessasse apenas a junção PN. A presença do capacitor no circuito auxiliar permite um isolamento DC para a corrente de polarização, fazendo que não haja corrente DC do circuito de polarização

para o circuito auxiliar, e um curto-circuito AC possibilitando desconsiderá-lo na faixa de frequência usada na caracterização da resistência dinâmica (100 Hz à 100 kHz), ou seja, para a faixa de frequência da caracterização o circuito auxiliar resumir-se-á à sua resistência  $R_2$ .

Com o DUT polarizado, inicia-se a caracterização da resistência dinâmica  $r_d$  em função da frequência. Para tal, utiliza-se a fonte AC do analisador para gerar sinais de pequena amplitude na faixa de frequência de interesse e excitar os circuitos. Mede-se as tensões  $V_{CH1}$  e  $V_{CH2}$  e manipulando-as matematicamente encontra-se o valor da resistência dinâmica.

Mostra-se na Figura 3.19 o circuito equivalente para a medição da resistência dinâmica em junção PN, sendo  $V_{CH1}$  e  $V_{CH2}$  as tensões medidas nos canais 1 e 2 do analisador de vetorial de sinais, respectivamente.

FIGURA 3.14 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA RESISTÊNCIA DINÂMICA EM JUNÇÃO PN.

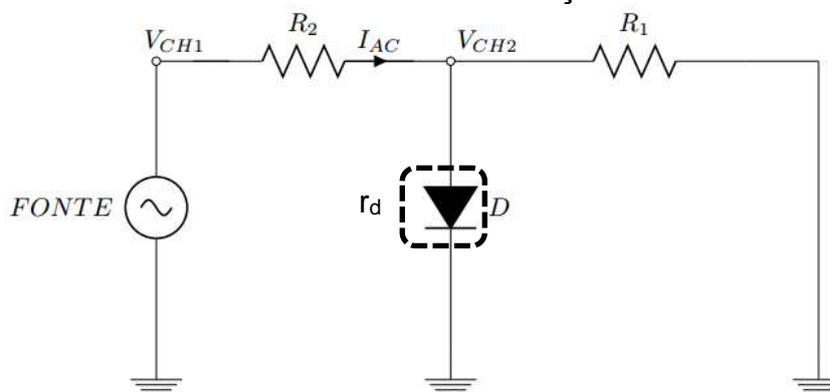


Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se a ausência das impedâncias dos canais de entrada do analisador. Para a caracterização de impedância, as entradas do analisador foram configuradas para apresentarem uma impedância de entrada de 1 M $\Omega$ , que representa, para as correntes de polarizações utilizadas nesta caracterização, cinco ordens de grandeza acima das resistências dinâmicas teóricas esperadas para os DUTs. Deste modo, as impedâncias dos canais de entrada foram desconsideradas nos cálculos.

Levando-se em consideração uma análise AC do circuito equivalente exposto na Figura 3.19, tem-se que a fonte DC é considerada um curto-circuito, assim como o capacitor do circuito auxiliar. Vê-se na Figura 3.20 o circuito equivalente para a análise AC.

FIGURA 3.15 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO SETUP DE MEDIÇÃO PARA RESISTÊNCIA DINÂMICA EM JUNÇÃO PN PARA ANÁLISE AC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Logo, a impedância vista pelo circuito auxiliar é o equivalente paralelo entre a resistência dinâmica da junção PN ( $r_d$ ) e o resistor de polarização ( $R1$ ).

	$Z_{EQ} = \frac{r_d \cdot R1}{r_d + R1}$	(3.17)
--	--	--------

A corrente de excitação  $I_{AC}$  é dada por:

	$I_{AC} = \frac{\widehat{V}_{CH1} - \widehat{V}_{CH2}}{R2}$	(3.18)
--	---	--------

Analogamente ao desenvolvimento matemático apresentado na caracterização da impedância do canal de entrada do analisador, obtem-se que a impedância vista pelo circuito auxiliar é dada por:

	$Z_{EQ} = \left[ \frac{R2 * \left( \frac{\widehat{V}_{CH2}}{\widehat{V}_{CH1}} \right)}{1 - \left( \frac{\widehat{V}_{CH2}}{\widehat{V}_{CH1}} \right)} \right]$	(3.19)
--	--	--------

Encontra-se o valor da resistência dinâmica através da substituição da Equação 3.20 em 3.18.

A caracterização da resistência dinâmica de uma junção PN foi realizada através do *setup* experimental apresentado na figura 3.18. Utilizou-se, para a montagem do *setup*, um resistor de polarização ( $R1$ ) com valor nominal de 10 k $\Omega$ , a resistência do circuito auxiliar ( $R2$ ) com valor nominal de 1k2  $\Omega$ , um capacitor eletrolítico com valor nominal de 4700  $\mu F$ , capacitor de poliéster com valor nominal de 330  $\mu F$ . Fez-se uso dos dois capacitores em paralelo no circuito auxiliar para garantir o bloqueio DC e o curto-circuito AC eficiente em toda faixa de frequência utilizada.

Realizou-se a caracterização da resistência dinâmica utilizando quatro valores de corrente de polarização: 50  $\mu A$ , 100  $\mu A$ , 200  $\mu A$ , 400  $\mu A$ . Mediu-se o valor da resistência de polarização ( $R_s = 10200 \Omega$ ) a fim de obter a queda de tensão necessária sobre ele para que gerasse as correntes de polarização citadas.

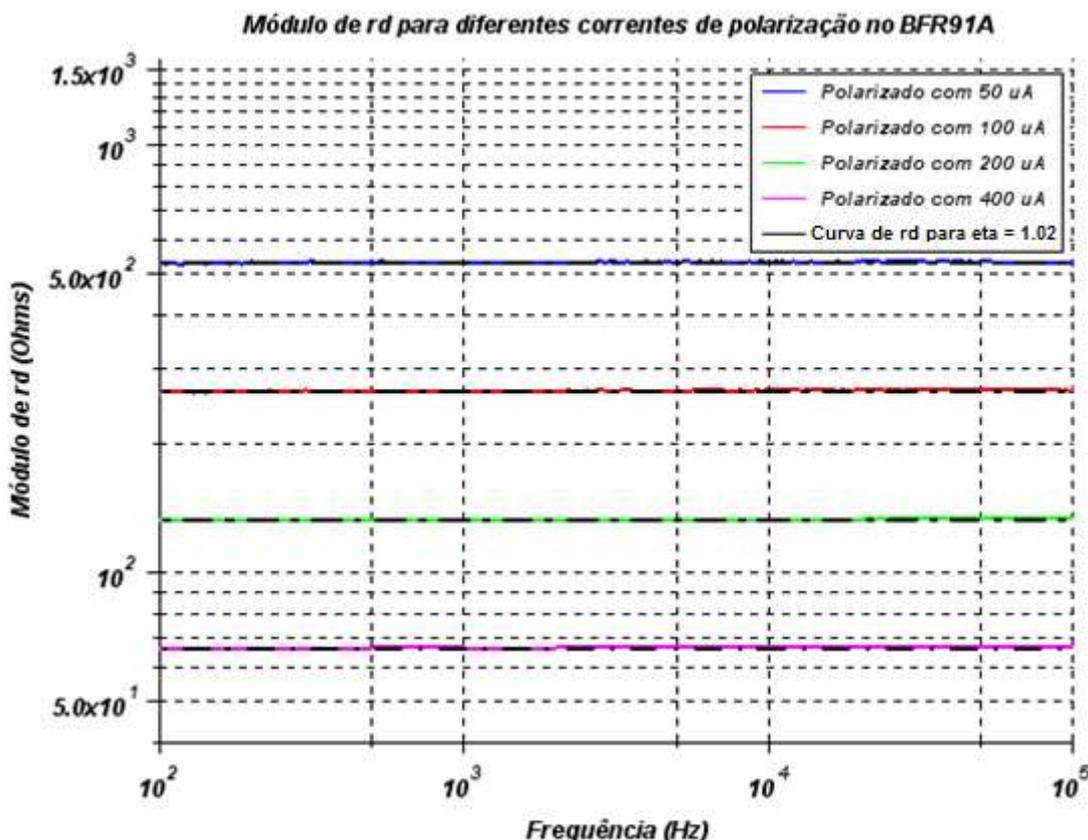
Como descrito na seção 3.3.2, utilizou-se três dispositivos de junção PN como o DUT: BFR91A (*NPN Planar RF Transistor*), HSMS2804 (*Shottky diode*) e SMD BB149A (*Variable capacitance diode*). Para cada um destes, realizou-se a caracterização da resistência dinâmica para os valores de corrente de polarização citados e os resultados obtidos pela equação 3.20 serão apresentados nas subseções seguintes.

Os valores teóricos foram encontrados através da expressão teórica da resistência dinâmica da junção pn apresentada no segundo capítulo.

### 3.3.1.1 BFR91A

Mostra-se, no gráfico 3.7, a caracterização da resistência dinâmica do BFR91A. Como objetivo de utilizar o BFR91A como uma junção pn, realizou-se um curto-circuito entre a base e o coletor do transistor.

GRÁFICO 3.5 - MÓDULO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO BFR91A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50  $\mu\text{A}$  (AZUL), 100  $\mu\text{A}$  (VERMELHO), 200  $\mu\text{A}$  (VERDE), 400  $\mu\text{A}$  (ROXO).



De maneira análoga, encontrou-se para cada corrente de polarização o fator de idealidade correspondente à resistência dinâmica encontrada experimentalmente. Vê-se no quadro 3.3 os valores encontrados. Esperava-se para este dispositivo um fator de idealidade próximo a 1.

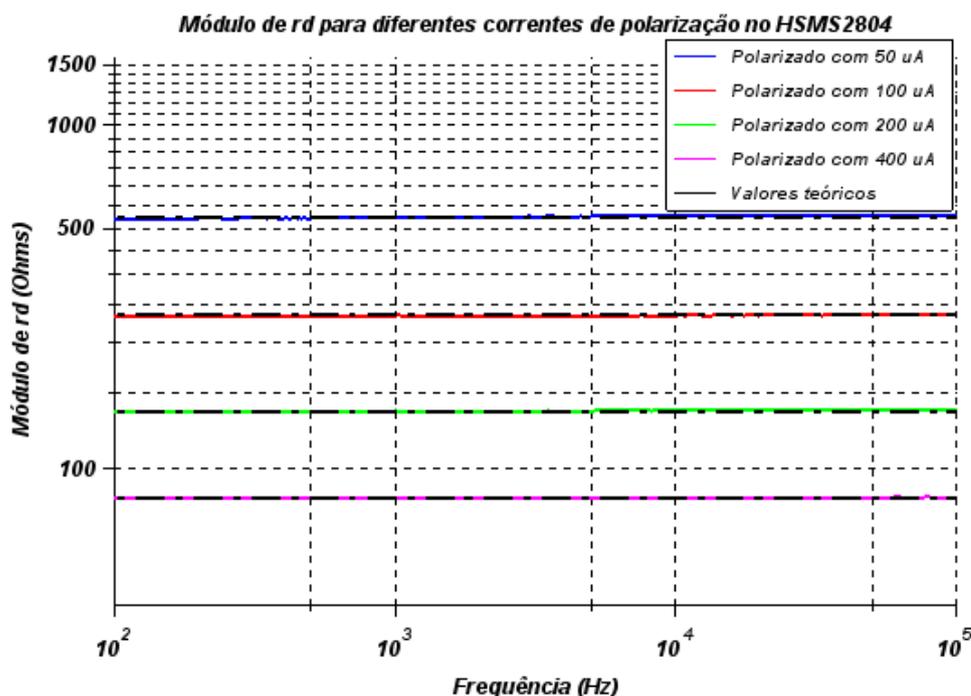
QUADRO 3.2- VALORES DE  $R_d$  E FATOR DE IDEALIDADE CORRESPONDENTE.

Corrente de polarização ( $\mu\text{A}$ )	$R_d$ ( $\Omega$ )
50	532
100	264.5
200	132
400	116

### 3.3.1.2 HSMS2804

Pode-se observar os resultados experimentais no gráfico 3.8.

GRÁFICO 3.6 - MÓDULO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO HSMS2804 PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50  $\mu\text{A}$  (AZUL), 100  $\mu\text{A}$  (VERMELHO), 200  $\mu\text{A}$  (VERDE), 400  $\mu\text{A}$  (ROXO).



Calculou-se para cada corrente de polarização o fator de idealidade correspondente. No quadro 3.4, os valores encontrados são expostos.

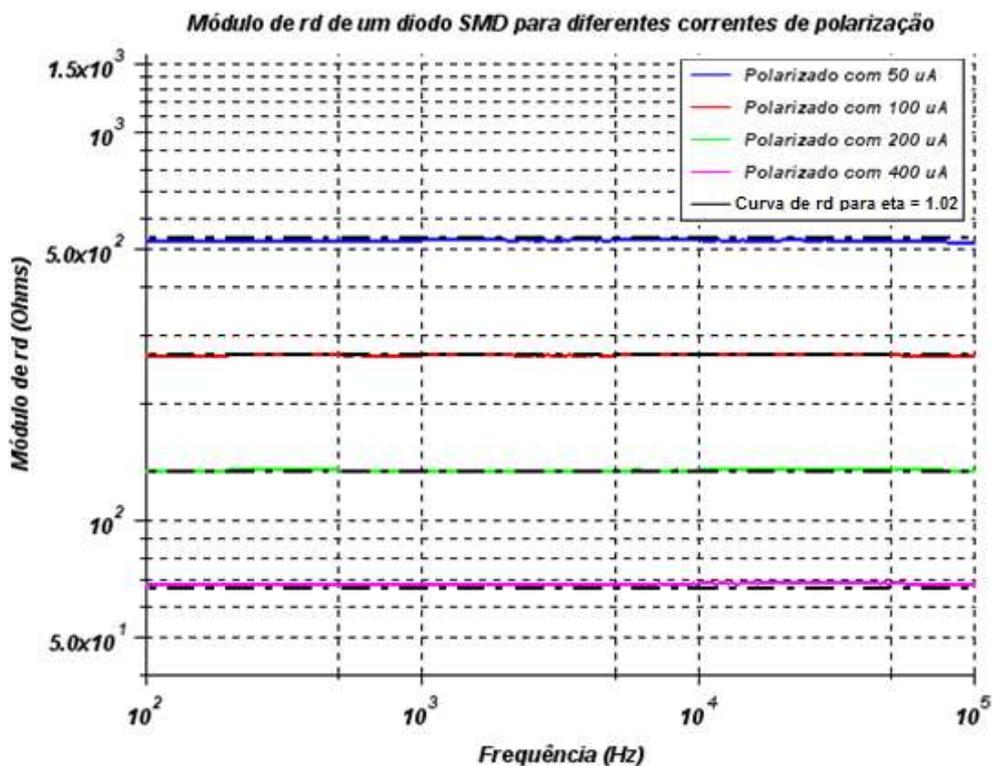
QUADRO 3.3 - VALORES DE  $R_D$  E FATOR DE IDEALIDADE CORRESPONDENTE.

Corrente de polarização ( $\mu\text{A}$ )	$R_d$ ( $\Omega$ )
50	548
100	280
200	146
400	81.5

### 3.3.1.3 SMD BB149A

Pode-se observar os resultados experimentais para a resistência dinâmico do BB149A no gráfico 3.9.

GRÁFICO 3.7 - MÓDULO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DO BB149A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50  $\mu\text{A}$  (AZUL), 100  $\mu\text{A}$  (VERMELHO), 200  $\mu\text{A}$  (VERDE), 400  $\mu\text{A}$  (ROXO).



De maneira análoga, o fator de idealidade correspondente à resistência dinâmica de cada corrente de polarização foi encontrado experimentalmente. Vê-se no quadro 3.5 os valores encontrados. Esperava-se para este dispositivo um fator de idealidade próximo a 1.

QUADRO 3.4 - VALORES DE  $R_D$  E FATOR DE IDEALIDADE CORRESPONDENTE.

<b>Corrente de polarização (<math>\mu\text{A}</math>)</b>	<b><math>R_d</math> (<math>\Omega</math>)</b>
50	525
100	264.5
200	132
400	116

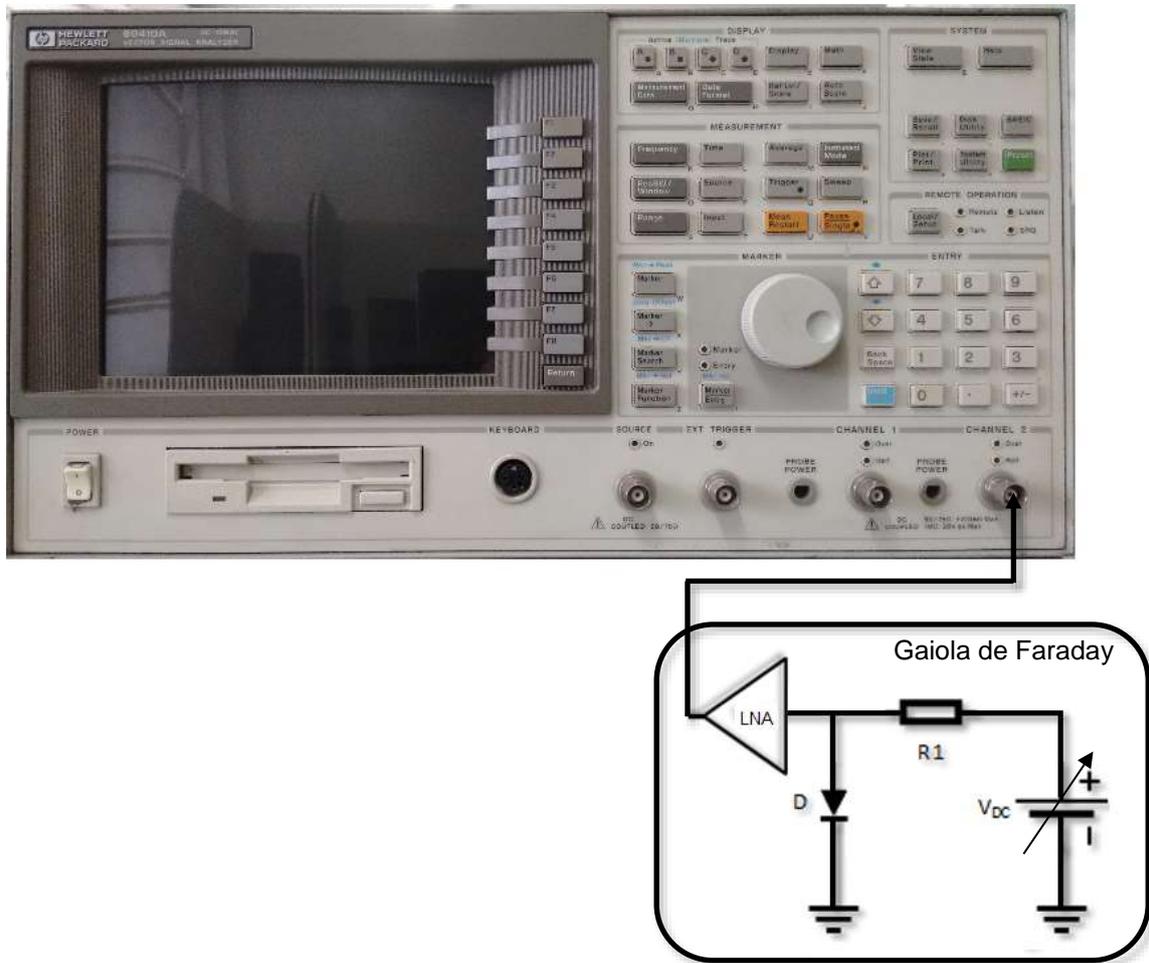
Emprega-se os resultados experimentais apresentados na presente seção na equação de extração 3.21 para a obtenção da densidade de corrente de ruído dos dispositivos aqui caracterizados.

A seção seguinte se dedica a caracterização experimental da densidade de corrente de ruído de junções PN.

### 3.3.2 RUÍDO EM JUNÇÕES PN.

Exige-se a polarização da junção PN para a caracterização do ruído de maneira a verificar experimentalmente o ruído *shot*. Realizou-se a medição do ruído em junção PN por meio do *setup* experimental da Figura 3.21.

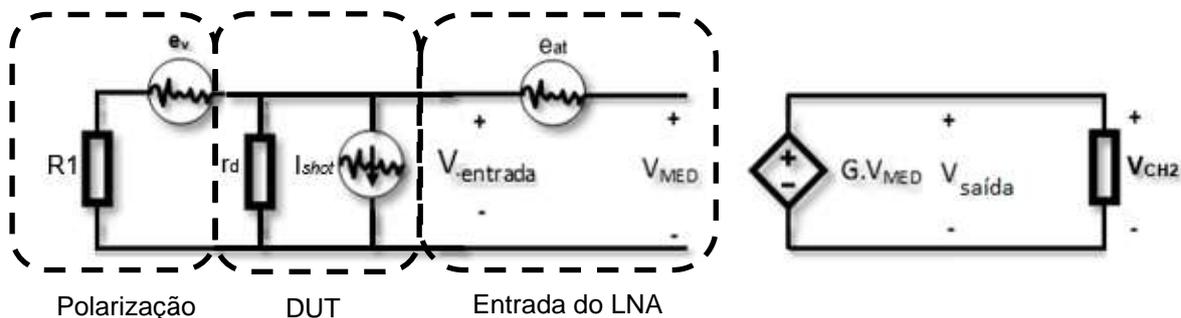
FIGURA 3.16 - SETUP PARA MEDIÇÃO DO RUÍDO EM JUNÇÃO PN.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Não se faz necessário o capacitor, presente no circuito auxiliar da figura 3.18, devido ao acoplamento AC de entrada no LNA.

Mostra-se na figura 3.22 o circuito equivalente do *setup* da Figura 3.21, com as devidas simplificações.

FIGURA 3.17 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO *SETUP* DE MEDIÇÃO DO RUÍDO EM JUNÇÃO PN.


Fonte: Elaborada pelo autor.

Vê-se no circuito equivalente da Figura 3.22 a representação dos componentes do *setup* de medição com suas fontes de ruído associadas. A equação da densidade espectral de potência de  $I_{shot}$  é:

	$S_{I_{shot}} = \frac{\left( \frac{S_{V_{saída}}}{ G ^2} - S_{e_v} - S_{e_{at}} \right)}{ Z_{eq} ^2}$	(3.20)
--	---	--------

Onde  $Z_{eq} = r_d // R1$  (impedância vista pelo LNA),  $S_{e_v} = 4 \cdot k \cdot T \cdot R1$  e  $S_{V_{saída}}$  é a densidade espectral de potência medida pelo analisador.

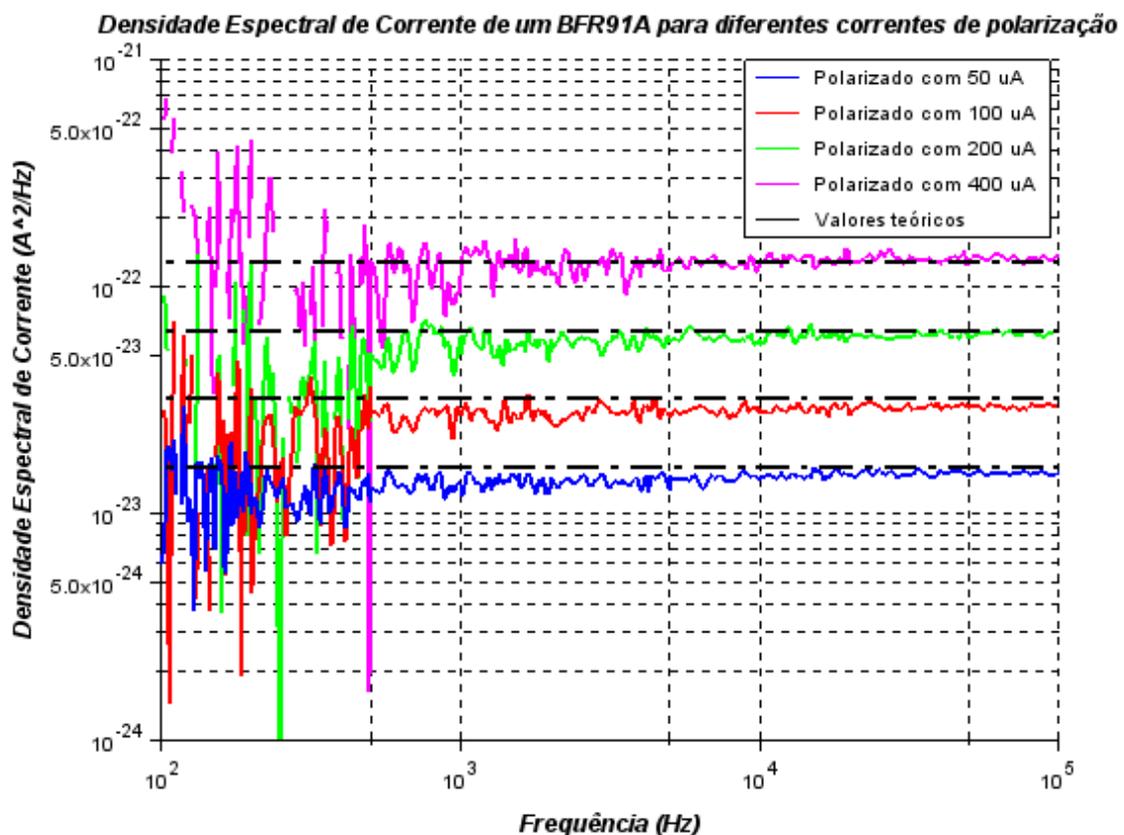
Montou-se o *setup* experimental mostrado na figura 3.21 para a caracterização do ruído nos dispositivos utilizados na seção anterior.

Fez-se uso da mesma estrutura de polarização do *setup* experimental para a caracterização da resistência dinâmica que foi apresentado na seção anterior. Sendo assim, as tensões aplicadas sobre o resistor de polarização foram as mesmas para garantir as correntes de polarizações: 50  $\mu$ A, 100  $\mu$ A, 200  $\mu$ A, 400  $\mu$ A.

### 3.3.2.1 BFR91A

Como feito na caracterização deste dispositivo em termos de sua resistência dinâmica, criou-se um curto-circuito entre a base e o coletor a fim de utilizá-lo como uma junção PN.

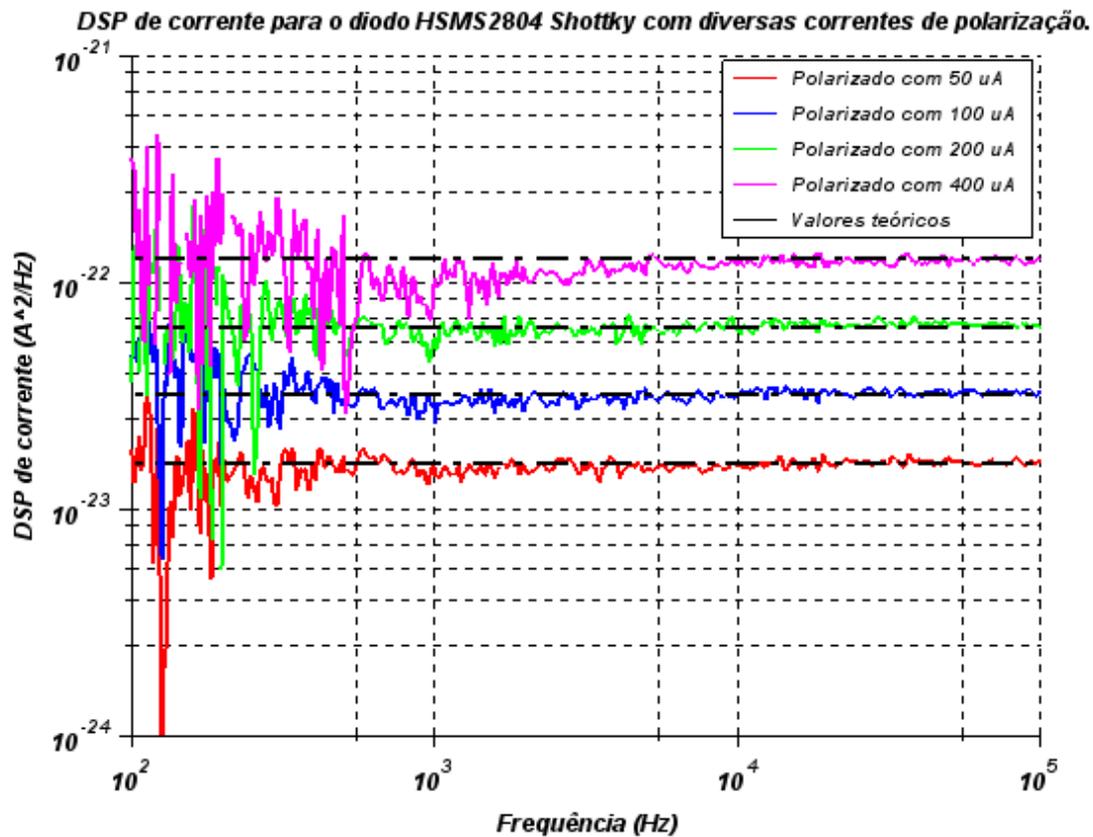
GRÁFICO 3.8 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DA CORRENTE DE RUÍDO PARA O BFR91A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50  $\mu$ A (AZUL), 100  $\mu$ A (VERMELHO), 200  $\mu$ A (VERDE), 400  $\mu$ A (ROXO).



### 3.3.2.2 HSMS2804

Em seguida, caracterizou-se o HSMS2804 obtendo o resultado experimental exposto no gráfico 3.11.

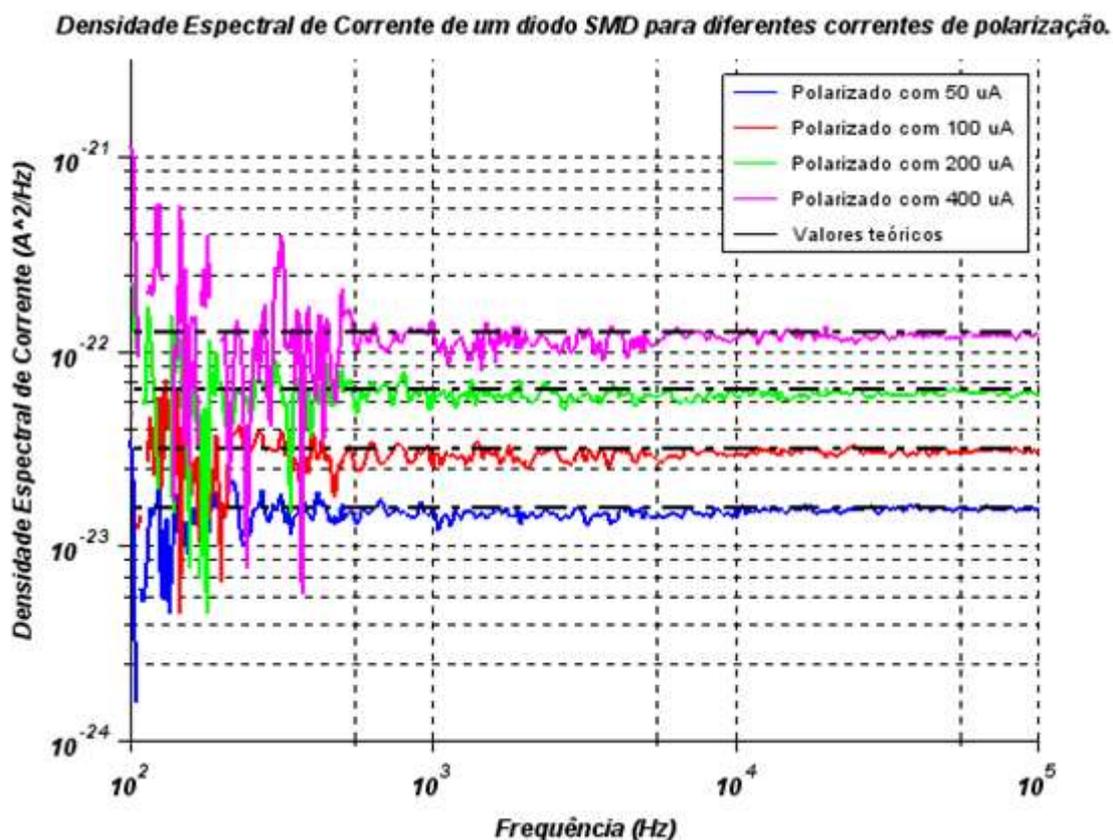
GRÁFICO 3.9 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DA CORRENTE DE RUÍDO PARA O HSMS2804 PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50  $\mu\text{A}$  (AZUL), 100  $\mu\text{A}$  (VERMELHO), 200  $\mu\text{A}$  (VERDE), 400  $\mu\text{A}$  (ROXO).



### 3.3.2.3 SMD BB149A

Finaliza-se as medições apresentadas nesta seção com a caracterização de ruído no BB149A. O resultado experimental pode ser observado no gráfico 3.12.

GRÁFICO 3.10 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DA CORRENTE DE RUÍDO PARA O BB149A PARA AS CORRENTES DE POLARIZAÇÃO: 50  $\mu$ A (AZUL), 100  $\mu$ A (VERMELHO), 200  $\mu$ A (VERDE), 400  $\mu$ A (ROXO).



Observou-se uma boa concordância entre os valores teóricos e os valores medidos nos três dispositivos.

Para a faixa de frequência inicial utilizada na medição, observa-se uma dispersão significativa. Isto pode ser explicado por que o ruído na entrada do LNA apresenta valores maiores para esta faixa de frequência onde a dispersão é observada. Pela equação de extração e a representação logarítmica, o mesmo comportamento visto no resultado experimental do ruído em resistências metálicas é obtido.

Para correntes de polarização maiores, nota-se uma dispersão maior. Sabe-se que a tensão de ruído é calculada por meio da equação 4.1.

	$S_v = \frac{2 \cdot q \cdot \eta^2 \cdot V_t^2}{I_D}$	(3.21)
--	--	--------

Desta maneira, uma maior corrente de polarização corresponderá a uma menor tensão de ruído. Consequentemente, na região onde a tensão de ruído no LNA é maior que o valor de tensão da junção pn, para as frequências menores da faixa utilizada para a medição, quanto maior for a diferença, maior será a dispersão.

Foi exposto neste capítulo a caracterização dos componentes utilizados para as medições deste trabalho, os *setups* experimentais empregados para a caracterização dos parâmetros do DUT e os respectivos resultados.

No capítulo seguinte, será apresentada a análise em regime de bombeamento.

## **4 CARACTERIZAÇÃO DA RESISTÊNCIA DINÂMICA DE JUNÇÃO PN SOB REGIME DE BOMBEAMENTO**

#### 4 CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS – REGIME DE BOMBEAMENTO.

Apresenta-se no presente capítulo a análise referente ao estudo e caracterização de dispositivos em regime de bombeamento. Para o início do capítulo, realiza-se a resolução numérica do circuito sob regime de bombeamento apresentado na seção 2.3. Os resultados obtidos numericamente foram conseguidos por meio de uma série de scripts numéricos realizados através do *Scilab* e confrontados, para fins de validação, com os resultados obtidos pelo simulador ADS.

Em seguida, explicar-se-á os equipamentos componentes do *setup* de medição e a justificativa de tais escolhas.

Por fim, expõe-se a medição experimental da resistência dinâmica da junção PN cujo resultado será comparado com o resultado numérico obtido para validação da expressão matemática apresentada na seção 2.3.

##### 4.1 JUNÇÃO PN EM REGIME DE BOMBEAMENTO.

O principal objetivo pretendido neste trabalho é caracterizar experimentalmente o comportamento da resistência dinâmica de um diodo quando submetido a tal regime. Com isto, é possível analisar o processo de conversão de frequência do ruído em busca da otimização do consumo. Acredita-se que este trabalho seja o primeiro a realizar tal caracterização e a comprovar que existe uma expressão teórica para a resistência dinâmica em junções PN.

Sabe-se que diodos funcionando em regime de polarização com grande sinal periódico ou bombeamento apresentam suas variáveis, mesmo as determinísticas, em funções do tempo (SOUZA, 2008). Isto apresenta crescente interesse para o estudo da conversão de frequência do ruído.

Nesta seção, pretende-se apresentar o comportamento das componentes espectrais da resistência dinâmica de um diodo bombeado em função da componente espectral de corrente do diodo  $I_{D1}$  na frequência de bombeamento  $f_p$  para uma corrente DC ( $I_{D0}$ ) fixa e comparar com o resultado proposto por Souza (2008).

Vê-se na figura 2.2 o circuito em teste para análise do diodo bombeado.

O circuito é composto uma fonte de tensão DC  $V_{DC}$ , fonte de tensão AC  $V_{AC}$ , uma resistência de polarização  $R_s$  e um diodo  $D$ .

Antes de idealizar o *setup* experimental e realizar a caracterização proposta, iniciou-se o trabalho referente a esta seção com a criação de *scripts* numéricos para encontrar as variáveis de interesse do circuito da figura 2.2, como corrente  $I_D$  e tensão  $V_D$  no diodo, e obter os componentes espectrais da resistência dinâmica. Para tal, escolheu-se para a criação dos *scripts* o *software* de computação numérica *scilab*®.

Os *scripts* apresentam funções específicas e bem definidas que são utilizados de forma intercalada para resolução do circuito.

A solução numérica desenvolvida é composta por três passos principais: encontrar os valores de  $V_{AC}$  e  $V_{DC}$  para corrente DC fixa, obter a tensão e corrente no diodo para cada tensão  $V_{AC}$  e  $V_{DC}$  e calcular os componentes espectrais de  $R_{eq}$ .

O primeiro passo visa atender o requisito da corrente  $I_{D0}$  fixa para os diferentes valores da corrente  $I_{D1}$ . Para isto, criou-se um *script* para encontrar numericamente os valores de  $V_{DC}$  de modo que ao variar  $V_{AC}$ , conseqüentemente  $I_{D1}$ , o valor de  $I_{D0}$  permaneça fixo.

Atribuiu-se para  $V_{AC}$  os valores de 0 V (Apenas DC) à 5 V utilizando um passo de 5 mV. Para cada valor de  $V_{AC}$ , calculou-se numericamente, através do *script*, o valor correspondente para  $V_{DC}$  de tal modo a manter  $I_{D0}$  constante. Obtendo-se como resultado o binário ( $V_{AC}$ ,  $V_{DC}$ ) utilizado na regulação das fontes de tensão de polarização em regime de bombeamento, aqui considerada uma tensão  $V$ . Para o cálculo numérico da corrente no diodo  $I_D$  e tensão no diodo  $V_D$ , o sistema de equações, expresso por 4.1, obtido pelo equacionamento do circuito da figura 2.2, foi utilizado.

	$\begin{cases} I_D = I_s \cdot \left[ e^{\left(\frac{V_D}{\eta \cdot V_t}\right)} - 1 \right] \\ I_D = \frac{V - V_D}{R_s} \end{cases}$	(4.1)
--	---	-------

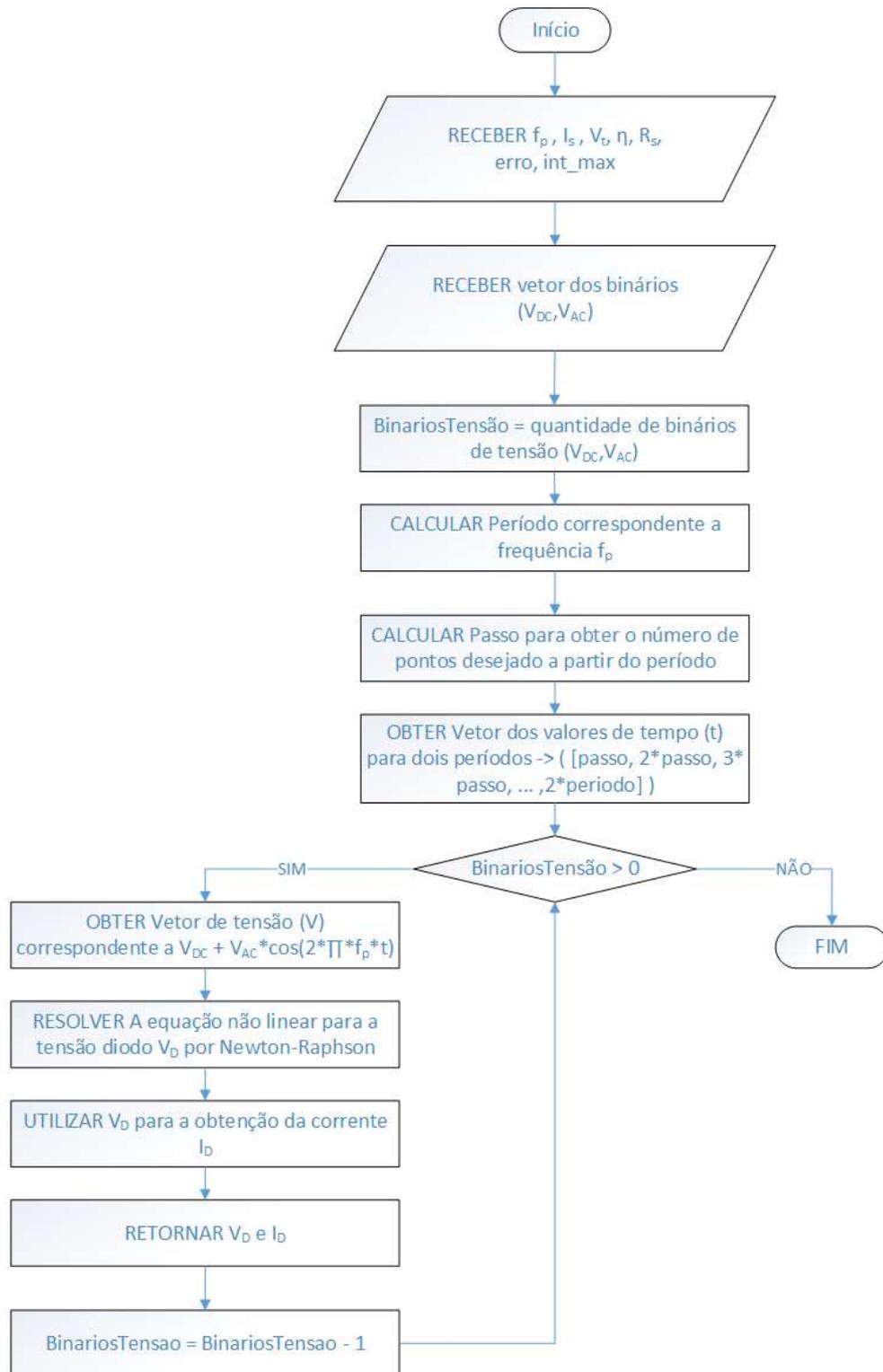
Exibe-se na Figura 4.2 o fluxograma do primeiro passo.



como objetivo encontrar a solução da equação não linear utilizando o método de *Newton-Raphson*.

Após a solução numérica da equação obtida na primeira etapa, encontrou-se a corrente no diodo  $I_D$  para a tensão  $V_D$  correspondente. Com isto, conclui-se o segundo passo, obtendo-se a tensão no diodo  $V_D$  e corrente no diodo  $I_D$  para todos os valores de binário ( $V_{AC}$ ,  $V_{DC}$ ). Mostra-se pelo fluxograma da figura 4.3, a estrutura de *software* utilizada para a obtenção da tensão e corrente no diodo descrita no segundo passo.

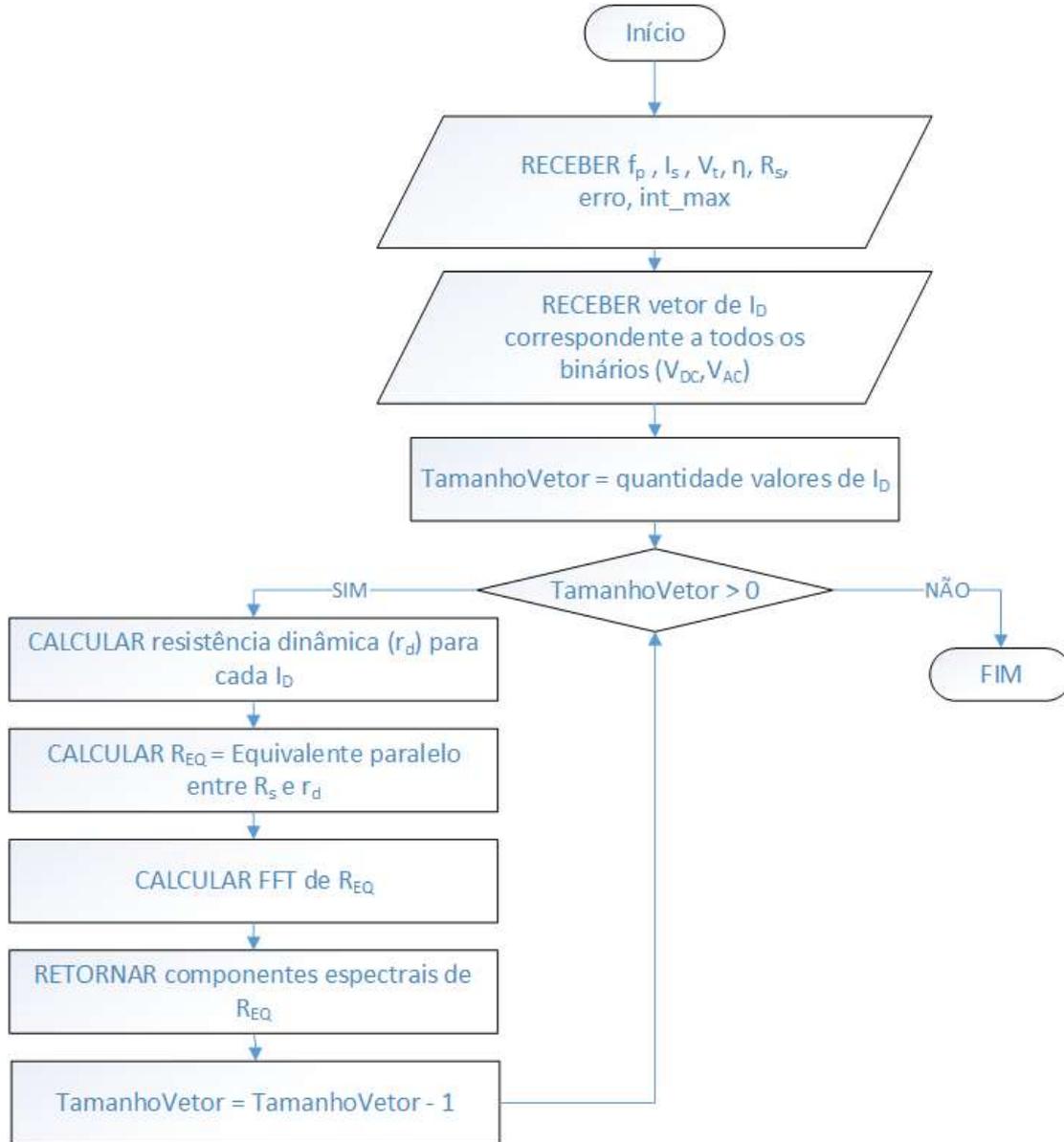
FIGURA 4.2 - FLUXOGRAMA PARA OBTENÇÃO DA CORRENTE E TENSÃO NO DIODO PARA CADA BINÁRIO DE TENSÃO ( $V_{DC}$ ,  $V_{AC}$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

O terceiro passo destina-se ao cálculo da resistência equivalente  $R_{EQ}$ , entre a resistência dinâmica  $r_d$  e a resistência de polarização  $R_s$ , que é a resistência obtida através da medição. Justifica-se também a obtenção de  $R_{EQ}$ , por ser esta a resistência vista por uma fonte de pequeno sinal, como uma fonte de ruído, aplicada ao circuito da figura 4.1, como exposto na seção 2.4. Tem-se na figura 4.4, o fluxograma das etapas utilizadas no terceiro passo.

FIGURA 4.3 - FLUXOGRAMA DETALHADO SOBRE AS ETAPAS DE OBTENÇÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS RESISTÊNCIA EQUIVALENTE.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A primeira etapa é destinada ao cálculo de  $R_{EQ}$  a partir de  $I_D$  encontrada pela solução temporal do circuito da figura 4.1. Com a expressão temporal de  $R_{EQ}$ , obtêm-se as componentes espectrais de  $R_{EQ}$  utilizando a transformada rápida de Fourier (do inglês, FFT) na segunda etapa.

Finalizando o processo, tem-se as componentes espectrais de  $R_{EQ}$  para cada binário encontrado no segundo passo. Isto posto, pode-se observar o comportamento

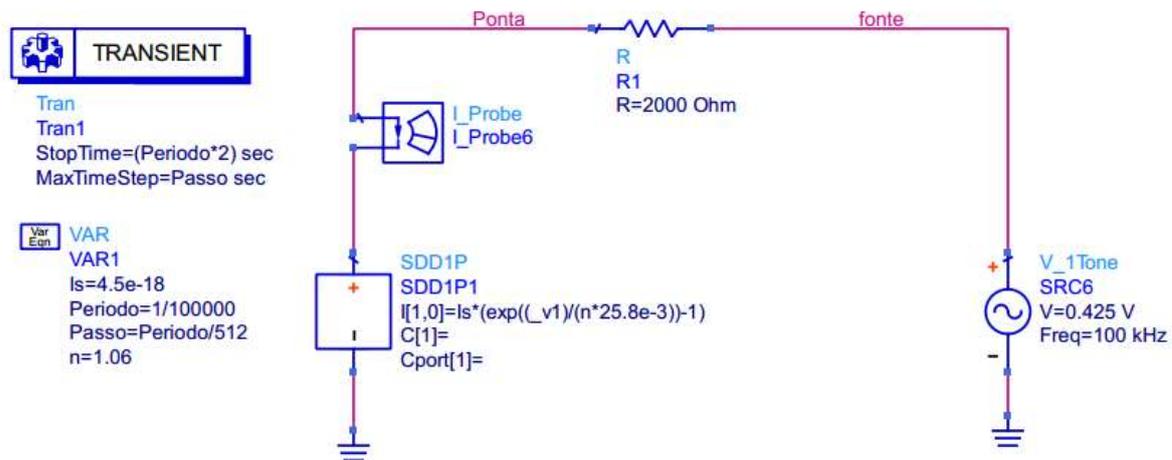
das componentes espectrais de  $R_{EQ}$ , e conseqüentemente de  $r_d$ , em função do nível de bombeamento para um  $I_{D0}$  constante.

Em seguida, apresenta-se os resultados encontrados por meio da solução numérica do circuito da figura 4.1 realizadas através dos *scripts* criados em *scilab*.

A fim de validar os resultados achados utilizando os *scripts*, realizou-se a comparação destes com aqueles gerados pela simulação no Keysight ADS. Faz-se isto para cada passo explicado anteriormente.

Os primeiros resultados obtidos numericamente foram a tensão e a corrente em um diodo bombeado, de acordo com o fluxograma da figura 4.2, e para a comparação com o ADS, simulou-se o circuito apresentado na figura 4.5.

FIGURA 4.4 – SIMULAÇÃO NO ADS PARA A OBTENÇÃO DA TENSÃO E CORRENTE EM UM CIRCUITO COM DIODO BOMBEADO.



O circuito da figura 4.5 é o mesmo circuito da figura 4.1 e equacionado para a solução numérica. Composto pela fonte *SRC3* (*DC+AC*) em uma frequência especificada de 100 kHz, uma resistência de polarização de 2 k $\Omega$  e o elemento *SDD1P* utilizado como diodo.

O elemento *SDD1P* é um dispositivo que é definido pela especificação de equações algébricas que relacionam as grandezas elétricas em suas portas no domínio do tempo, ou seja, ele permite a criação elementos não lineares baseados

em suas equações. Para utilizar-se o elemento *SDD1P* como um diodo, atribui-se como a corrente da porta do elemento, a expressão da corrente no diodo.

Considerou-se o diodo como possuindo uma corrente de saturação  $I_s$  igual a  $4,5 \cdot 10^{-18}$ , um fator de idealidade  $\eta$  igual a 1,06 e corrente DC ( $I_{D0}$ ) igual a  $100 \mu\text{A}$ . Estes valores utilizados para a definição da equação do elemento *SDD1P* como diodo foram baseados no trabalho de Souza (2008) e podem ser alterados de acordo com a necessidade.

No tocante a simulação, utilizou-se o mesmo passo, período e número de pontos utilizados no *scilab* que se encontra exposto na figura 4.5.

Para a realização da comparação, escolheu-se um binário ( $V_{AC}$ ,  $V_{DC}$ ) dentre todos os encontrados no primeiro passo do fluxograma da figura 3.24 de forma aleatória. O binário escolhido apresenta para  $V_{AC}$  o valor de 0,425 V e para  $V_{DC}$  o valor de 968,75 mV.

Pode-se ver os resultados obtidos através do *scilab* e ADS nos gráficos 4.11 (Tensão) e 4.12 (Corrente).

GRÁFICO 4.1 - TENSÃO SOBRE O DIODO OBTIDA PELO: (A) SCILAB (B) ADS.

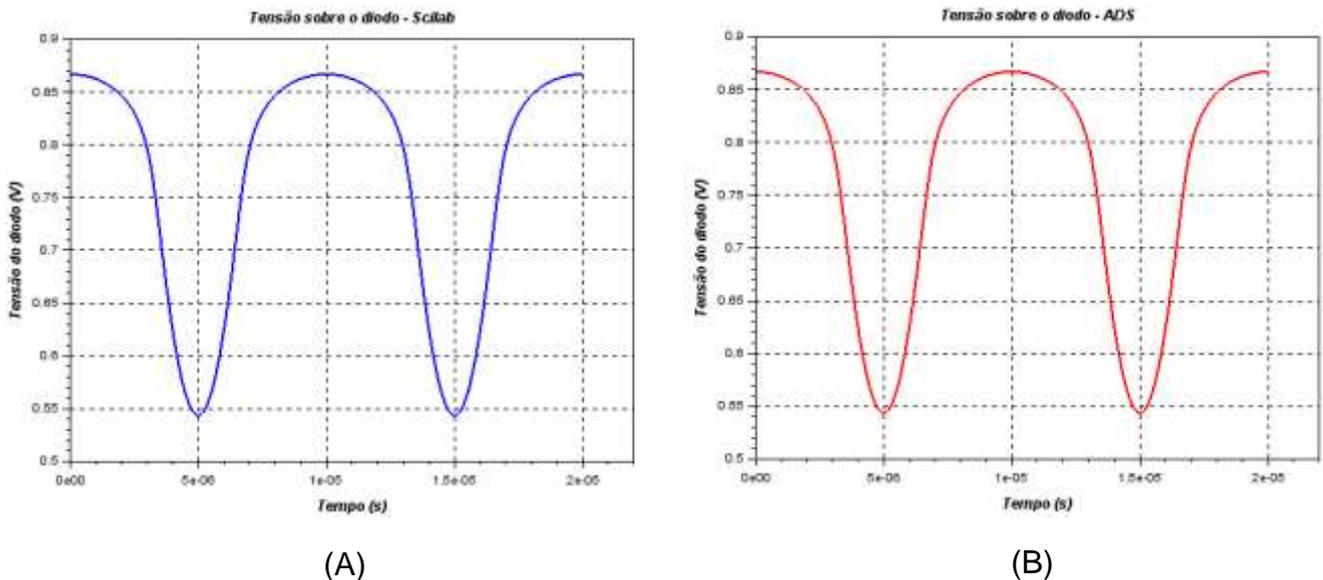
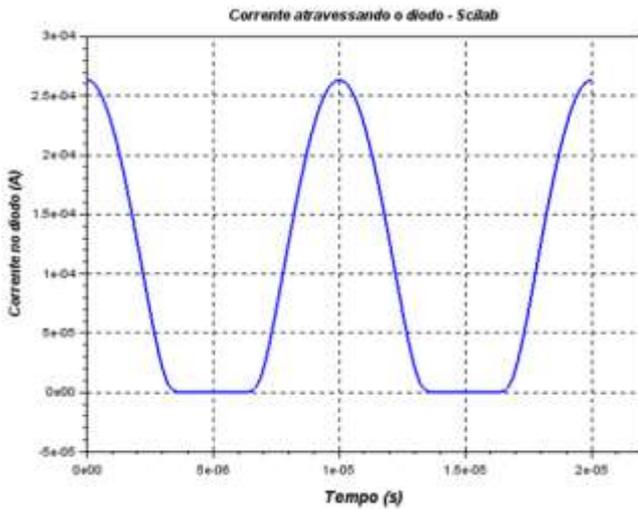
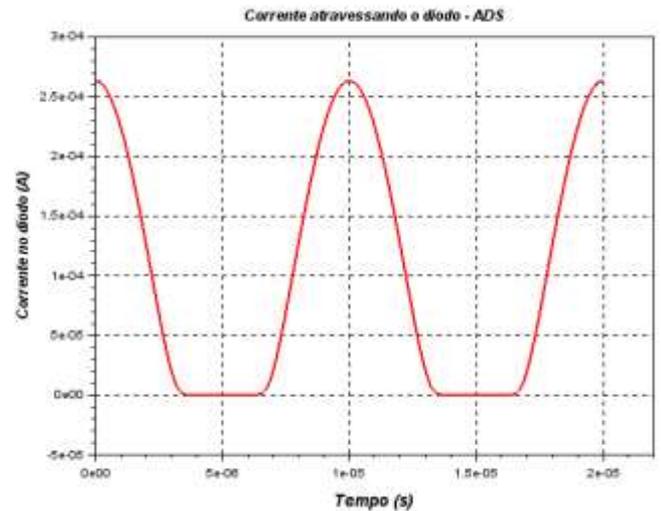


Gráfico 4.2 - CORRENTE SOBRE O DIODO OBTIDA PELO: (A) SCILAB (B) ADS.



(A)

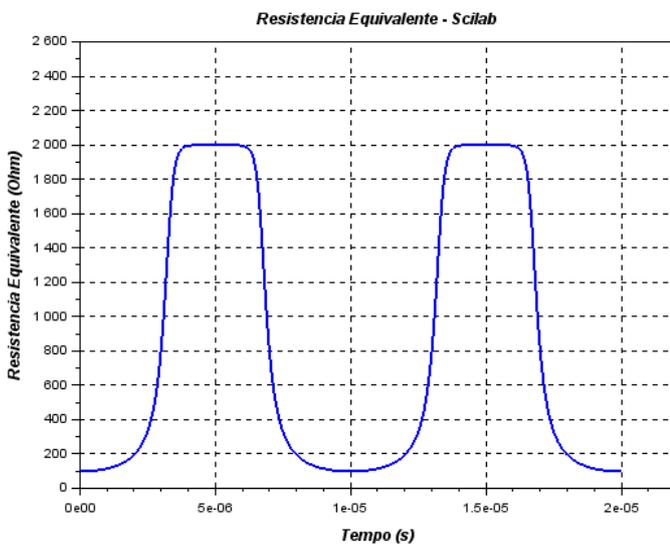


(B)

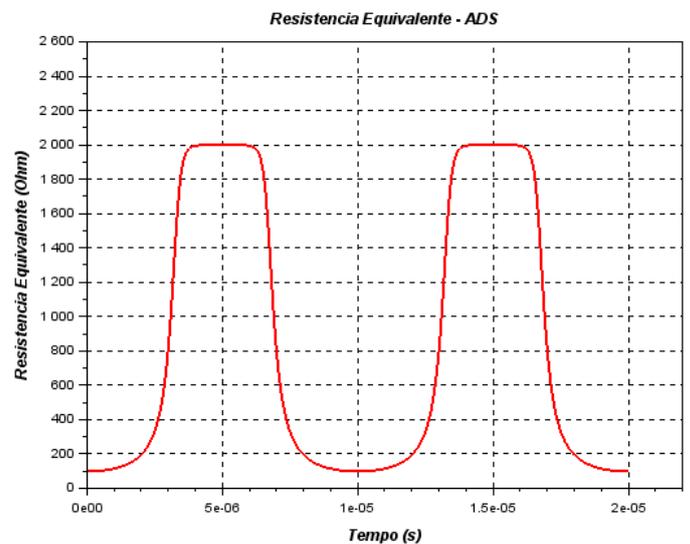
Verifica-se que os resultados alcançados pelos *scripts* foram concordantes com os atingidos pelo ADS. Salienta-se que os gráficos 4.11 (B) e 4.12 (B) foram sobrepostos aos gráficos (A) de forma a comprovar a concordância entre os resultados.

De posse dos valores de tensão e corrente no diodo, calcula-se o valor da resistência equivalente  $R_{EQ}$  no domínio do tempo. Mostra-se no gráfico 4.13 a resistência equivalente obtida pelo *scilab* (A) e ADS (B).

GRÁFICO 4.3 - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE OBTIDA PELO: (A) SCILAB (B) ADS.



(A)



(B)

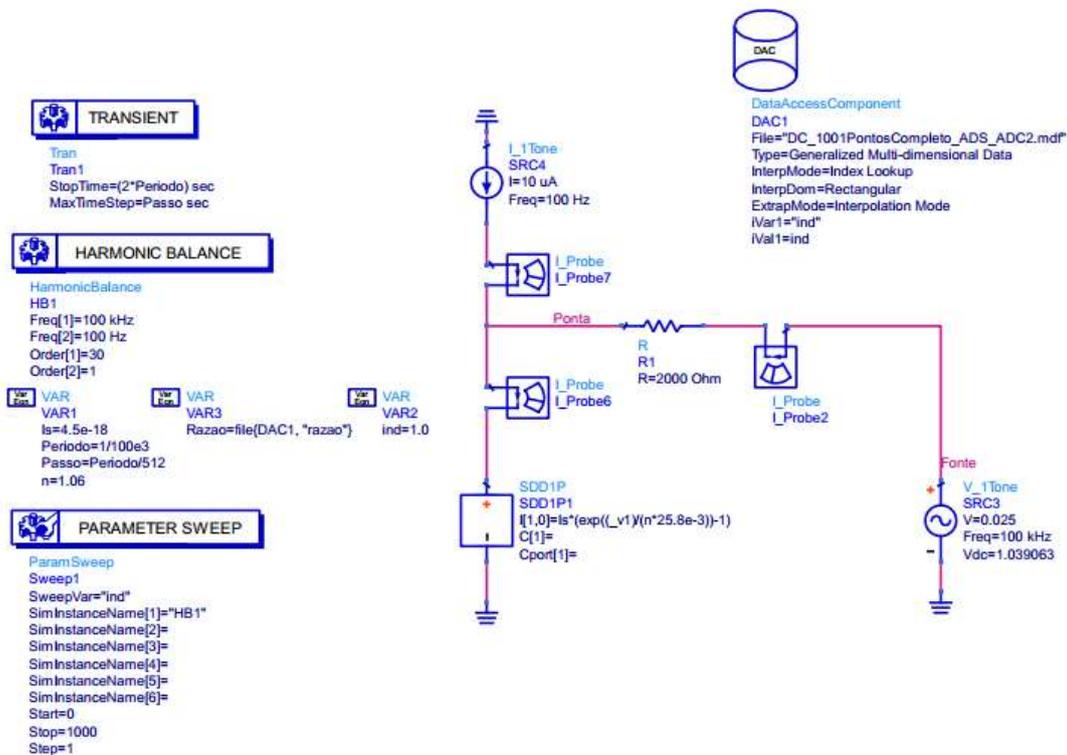
Os resultados do gráfico 4.13 mostram-se concordantes. De maneira semelhantes aos resultados de tensão e corrente, o gráfico 4.13 (B) foi obtido pela sobreposição do resultado do ADS no gráfico (A).

Destaca-se que a mesma estrutura de simulação da figura 4.5 foi utilizada para a verificação dos níveis das correntes  $I_{D1}$  e  $I_{D0}$ .

Os resultados até aqui mostrados correspondem a um ponto específico de polarização, citado anteriormente, para validação da resolução numérica desenvolvida no *scilab*. Todavia, o objetivo final é encontrar as componentes espectrais de  $R_{EQ}$  para todos os valores de polarização – binários ( $V_{AC}, V_{DC}$ ) – encontrados no primeiro passo do fluxograma da figura 4.4.

Para isto, criou-se uma nova simulação no ADS de modo a gerar todas essas componentes espectrais a partir de cada binário ( $V_{AC}, V_{DC}$ ) automaticamente. Vê-se na figura 4.6 o esquemático utilizado para a simulação no ADS.

FIGURA 4.5 - CIRCUITO DO DIODO BOMBEADO SIMULADO PELO ADS PARA OBTENÇÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE  $R_{EQ}$ .



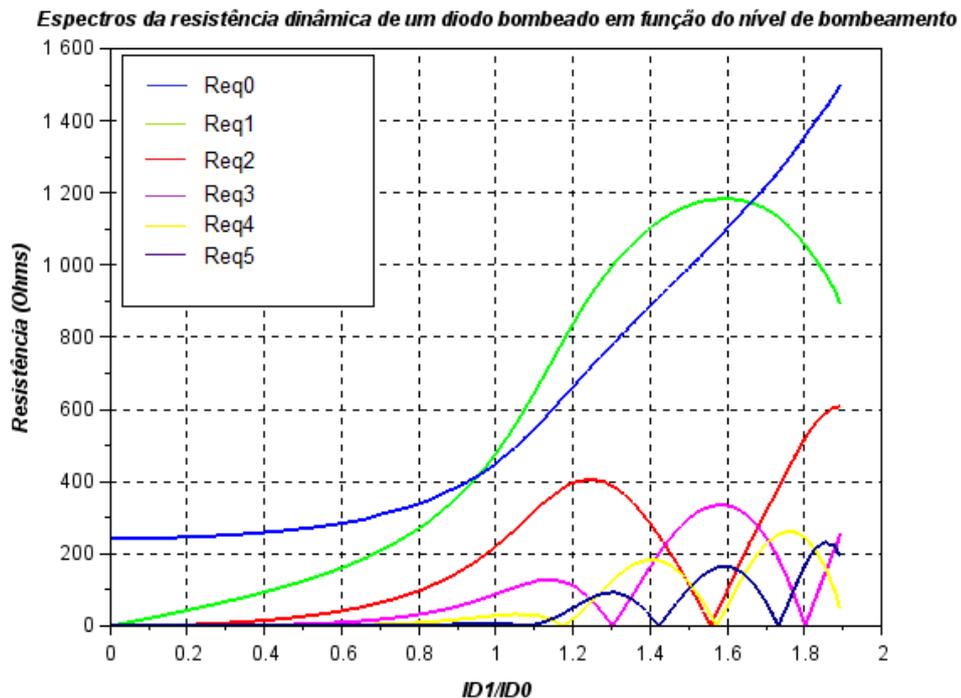
Fonte: Elaborada pelo autor.

Objetivando-se a obtenção das componentes espectrais, uma análise frequencial faz-se necessária. Diante disto, utilizou-se a função interna do ADS chamada *fft()* que processa um sinal temporal calculando a FFT dele.

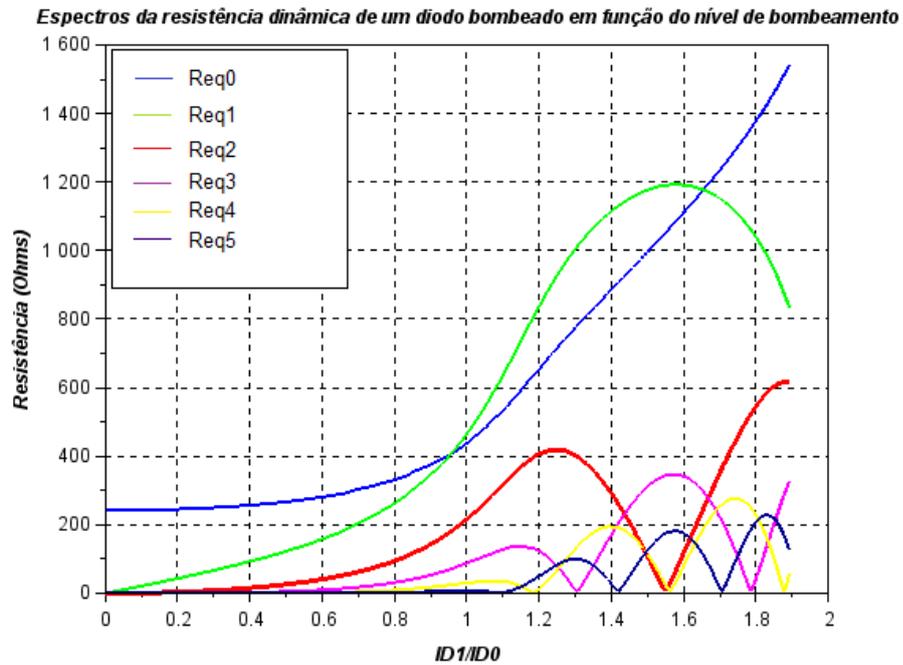
Visando polarizar o circuito com todos os binários encontrados, adicionou-se um elemento de simulação no ADS conhecido como DAC. Este elemento consegue realizar a leitura de dados em arquivo e executar a simulação para cada leitura. Desta forma, utilizou-se o DAC para a leitura dos valores de  $V_{AC}$  e  $V_{DC}$ , contidos em um arquivo de texto, e alcançar os resultados desejados para cada ponto de polarização.

Os resultados encontrados podem ser vistos no gráfico 4.14, onde (A) representa o resultado conseguido pelo ADS e (B) o resultado conseguido pelo *scilab*.

GRÁFICO 4.4 - VARIACÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE REQ EM FUNÇÃO DO NÍVEL DE BOMBAMENTO (A) ADS E (B) SCILAB: REQ0 (AZUL), REQ1 (VERDE), REQ2 (VERMELHO), REQ3 (ROXO), REQ4 (AMARELO), REQ5 (AZUL ESCURO).



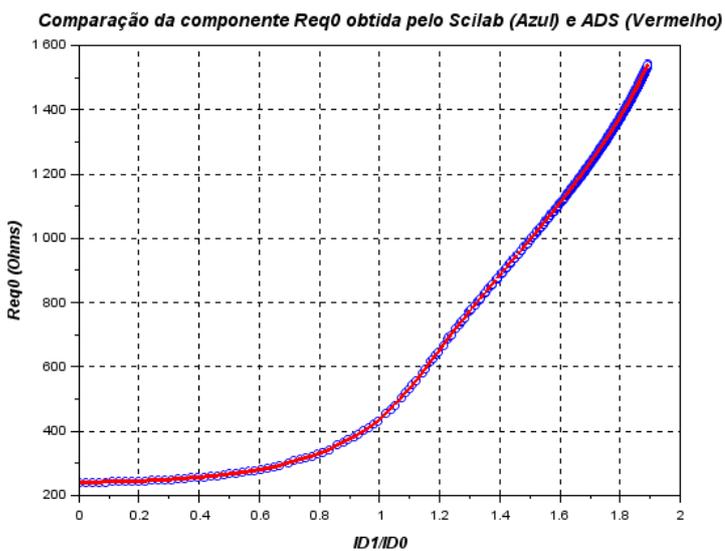
(A)



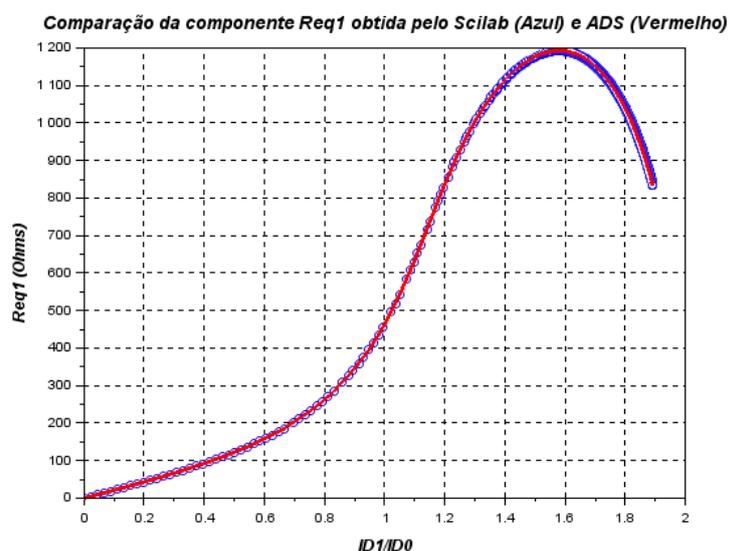
(B)

Foram obtidos os valores DC e as cinco primeiras harmônicas de  $R_{EQ}$ . Criou-se gráficos individuais para cada resultado de  $R_{EQ}$  obtidos pelo *scilab* e pelo ADS, como visto nos gráficos 4.15, para melhor comparação.

GRÁFICO 4.5 - COMPARAÇÃO ENTRE AS COMPONENTES ESPECTRAIS OBTIDAS PELO SCILAB (AZUL) E ADS (VERMELHO).

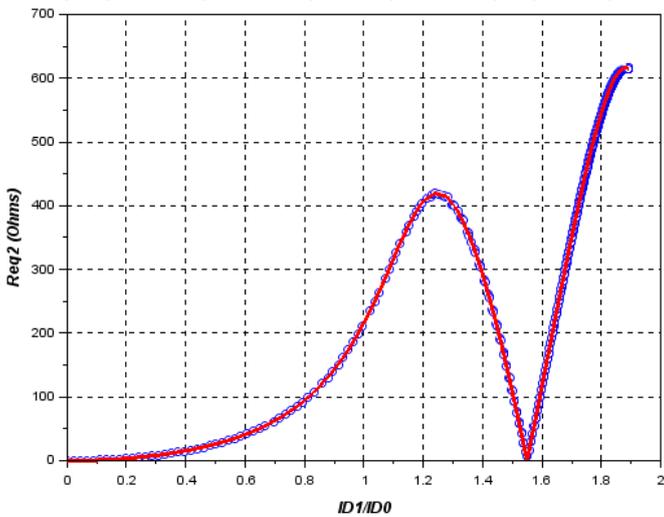


(A)



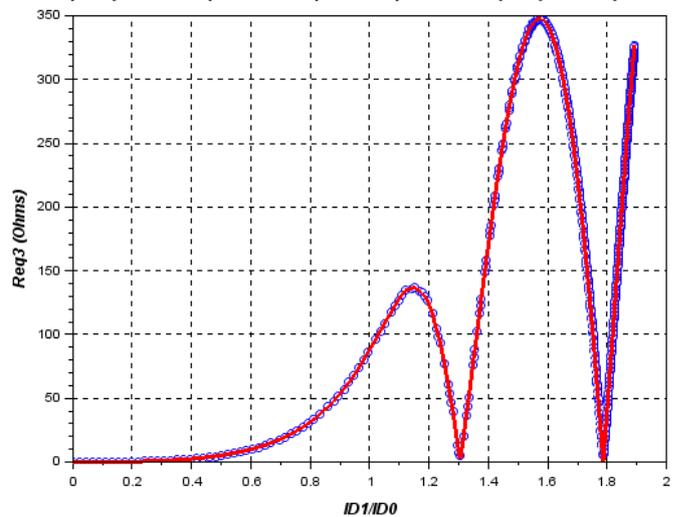
(B)

Comparação da componente Req2 obtida pelo Scilab (Azul) e ADS (Vermelho)



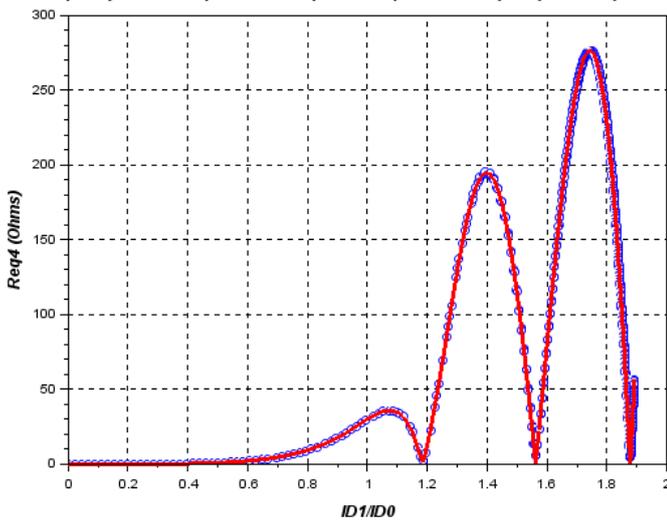
(C)

Comparação da componente Req3 obtida pelo Scilab (Azul) e ADS (Vermelho)



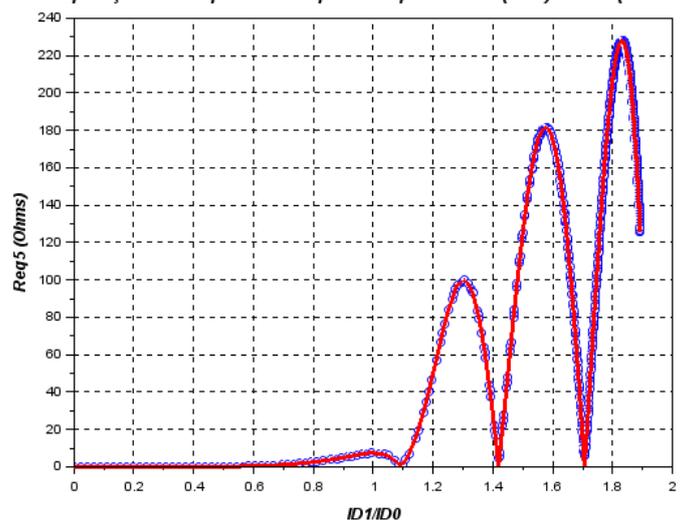
(D)

Comparação da componente Req4 obtida pelo Scilab (Azul) e ADS (Vermelho)



(E)

Comparação da componente Req5 obtida pelo Scilab (Azul) e ADS (Vermelho)



(F)

Pode-se observar que os resultados alcançados através do *scilab* foram consoantes com os resultados obtidos pelo ADS, notando-se a similaridade entre os resultados diante da característica comportamental de  $R_{EQ}$  em função do nível de bombeamento ser a mesma para todos os espectros mostrados.

Na seção seguinte, explica-se os procedimentos utilizados para a escolha das condições de medidas e os equipamentos usados para a realização das medições.

#### 4.2 ESCOLHA DA INSTRUMENTAÇÃO E DAS CONDIÇÕES DE MEDIDA

Os equipamentos utilizados para a aquisição dos dados de medição e para a polarização do circuito sob regime de bombeamento foram escolhidos observando os limites e condições necessárias para este experimento, relatados nesta seção.

Antes de descrever os equipamentos aqui empregados, serão descritas as condições de excitação do circuito que são necessárias para a realização experimental e após as justificativas e apresentações das escolhas, os equipamentos serão descritos.

Para que a medição da resistência dinâmica da junção PN sob regime de bombeamento fosse realizada, foi necessário a montagem do circuito em teste resolvido numericamente neste capítulo, além de garantir a condição de excitação requisitada. Para tal, precisou-se de equipamentos para que a junção PN fosse submetida ao regime de bombeamento e gerar a fonte de corrente de pequeno sinal para a excitação do circuito em teste sob regime de bombeamento. A estrutura do circuito em teste pode ser observada na Figura 2.3.

Primeiramente, escolheu-se a frequência de bombeamento que seria empregada. Devido ao comportamento dos elementos não-lineares quando submetidos à altas frequências, a análise torna-se mais complexa e, conseqüentemente, fazendo com que a determinação das variáveis do circuito seja mais complicada. Escolheu-se, então, uma frequência de 10 kHz para o bombeamento.

Outra decisão frequencial importante para o trabalho consistiu na decisão da frequência de excitação de pequenos sinais. Como a teoria basilar utilizada para a execução experimental é baseada naquela mostrada na conversão de frequência (utiliza à convolução) para elucidar o processo de conversão de ruído em baixa frequência para ruído em alta frequência, decidiu-se pela escolha de uma frequência de excitação que evitasse uma sobreposição das raias frequenciais do bombeamento e da excitação de pequenos sinais. Isto significa evitar que o comportamento dos sinais referentes ao bombeamento venha a ser sobreposta aos sinais de excitação de pequenos sinais.

Um segundo aspecto levado em consideração na decisão da frequência de excitação de pequenos sinais foi a reprodução do ambiente encontrado no estudo de

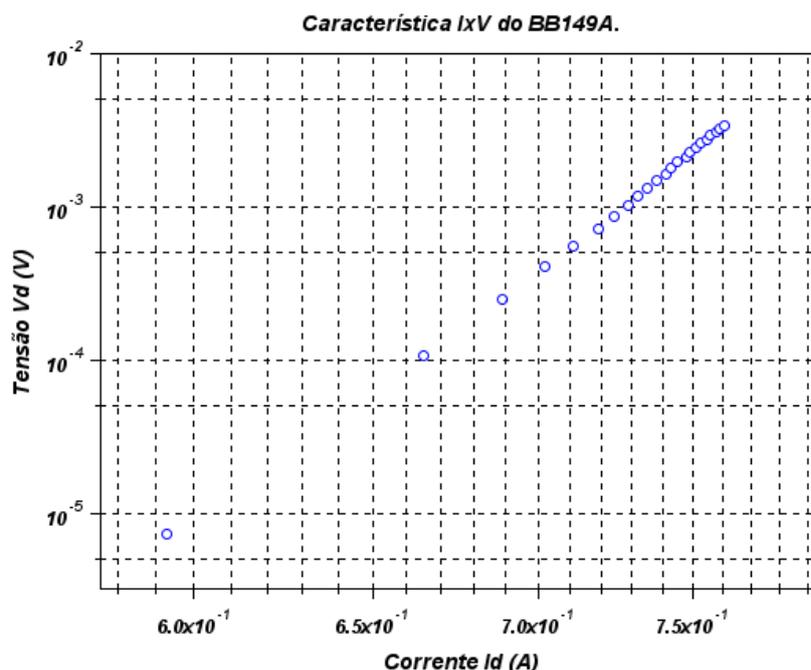
conversão de ruído em corrente em baixa frequência para ruído em tensão em alta frequência. A frequência das componentes espectrais do ruído em tensão presente nas aplicações em regime de bombeamento estão situadas na mesma faixa das frequências de aplicação, significando que além da condição supracitada, preocupou-se em garantir que a frequência de bombeamento fosse ordem de grandezas maior que a frequência de excitação e não apenas o suficiente para garantir a não sobreposição dos sinais citados no parágrafo anterior. Sendo assim, escolheu-se uma frequência de excitação de pequenos sinais de 100 Hz, representando uma frequência 100 vezes menor que a frequência de bombeamento utilizada nas medições experimentais.

Seguidamente, foi necessário a caracterização dos componentes eletrônicos presentes no circuito em teste para o cálculo dos valores de tensão utilizados no bombeamento através dos *scripts* numéricos apresentados nas seções anteriores. Como observado no circuito em teste, dois componentes eletrônicos foram caracterizados: A junção PN (BB149A) e o resistor de polarização ( $R_S$ ).

Para a caracterização de  $R_S$ , utilizou-se um multímetro obtendo como valor da resistência 1187  $\Omega$ .

Uma caracterização DC foi realizada para a obtenção dos parâmetros  $I_S$ ,  $\eta$  do BB149A. O resultado da caracterização pode ser observada no Gráfico.

GRÁFICO 4.6 - CARACTERÍSTICA I X V DO BB149A.



A partir dos valores medidos, obteve-se os valores de  $I_s$  e  $\eta$  iguais a  $3.5 \times 10^{-15}$  e 1.062, respectivamente. Com estes parâmetros e o valor da resistência de polarização, foi possível encontrar os valores de tensão de bombeamento utilizando o script *scilab* mostrado na seção anterior. Foi escolhido como tensão AC de bombeamento, vinte quatro pontos iniciando em 0.1 V e finalizando em 2.18 V com um passo constante. Destas vinte quatro tensões AC, o script calculou as correspondentes vinte quatro tensões DC de tal forma que garantisse uma corrente DC atravessando o BB149A, nossa junção PN, de 100  $\mu$ A em todos os binários de polarização, de forma semelhante ao implementado na solução numérica.

De posse destes dados, montou-se o *setup* de medição baseados nos equipamentos citados a seguir.

Alguns equipamentos utilizados para realizar a obtenção dos dados presentes nesta seção foram iguais aos usados nas medições do capítulo anterior, desta maneira, serão apenas citados. Outros, empregados nas medições do capítulo anterior, não serão incluídos neste capítulo devido ao caráter determinístico das medições aqui apresentadas e, conseqüentemente, não necessitar de uma blindagem eletromagnética para isolar o circuito em teste de distúrbios do ambiente. Também é observável que os sinais de interesse possuem uma amplitude considerável e não necessitam de amplificação para serem detectados pelos equipamentos de medição. Já os novos equipamentos que se fazem presentes, serão descritos a seguir.

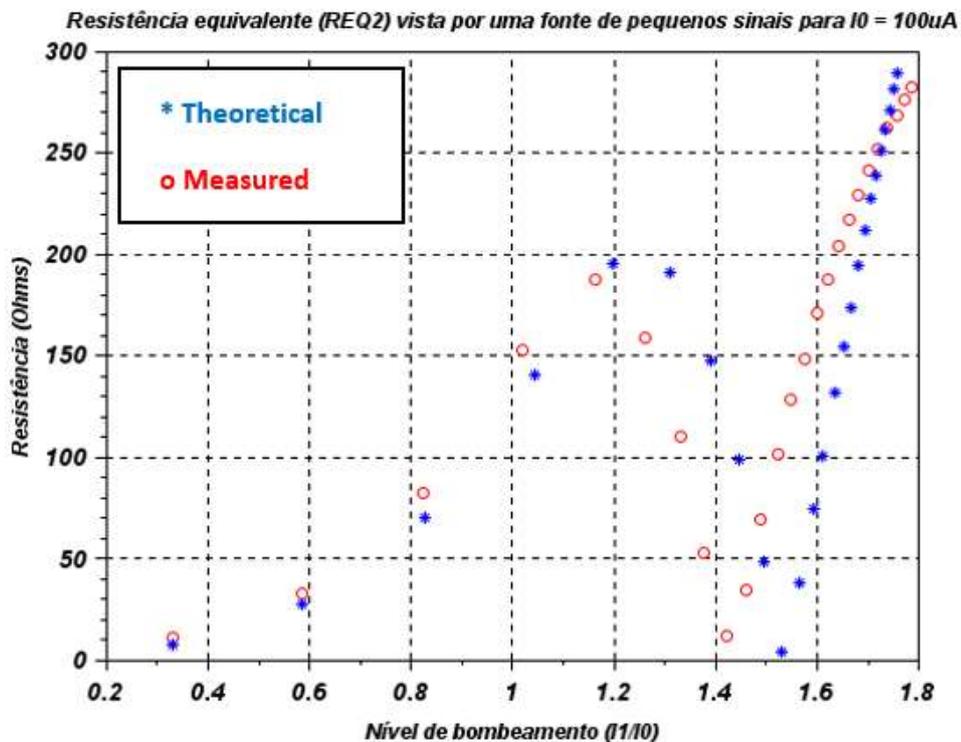
Os equipamentos aplicados para que fosse conseguido a polarização e a captura dos dados nas medições apresentadas neste capítulo, são: o analisador de sinais vetoriais (HP89410A), gerador de funções e formas de ondas arbitrárias (Keysight 33220A) e a unidade de alimentação e medição de precisão (Keysight B2902A).

Na Figura 4.7, mostra-se o *setup* de medição utilizado para a obtenção da resistência dinâmica do BB149A sob regime de bombeamento.

O primeiro, HP89410A, foi empregado no *setup* com duas funções: aquisição dos dados medidos e a geração do sinal de bombeamento através da sua fonte de tensão de alta pureza. O segundo, Keysight 33220A, foi utilizado para a excitação de pequeno sinal e terá sua justificativa a seguir. Por fim, o Keysight B2902A, foi inserido no *setup* para as medições relativas à tensão DC sobre o BB149A.

O *Setup* inicial não apresentava o B2902A, pois toda a aquisição de dados era feita pelo analisador de sinais vetoriais. Entretanto, os resultados encontrados com o uso único do HP89410A apresentaram incoerências nos valores de corrente de bombeamento. Ao caracterizar a resistência dinâmica e comparar os valores obtidos com os teóricos, os valores das resistências medidas estavam coincidentes aos teóricos, entretanto, quando os valores de  $I_1/I_0$  foram comparados, notou-se uma diferença significativa para níveis de bombeamento ( $I_1/I_0$ ) maiores que 0.6 como mostrado na figura 4.6.

FIGURA 4.6 - COMPARAÇÃO ENTRE O VALOR TEÓRICO E MEDIDO UTILIZANDO APENAS O HP89410A.



Após uma investigação sobre as possíveis causas do problema, detectou-se que o HP89410A no *range* ideal para as medições, apresentava, somente para valores DC, discrepância dos dados medidos por ele e os medidos por outros aparelhos de medição quando comparados quando comparados utilizando a medição para um circuito já conhecido e de resultado conhecido previamente, mostrando que o HP89410A não obtinha valores precisos.

Verificou-se que as medições DC no HP89410A eram precisas quando este era configurado para trabalhar no limite de *overrange* do seu conversor analógico-

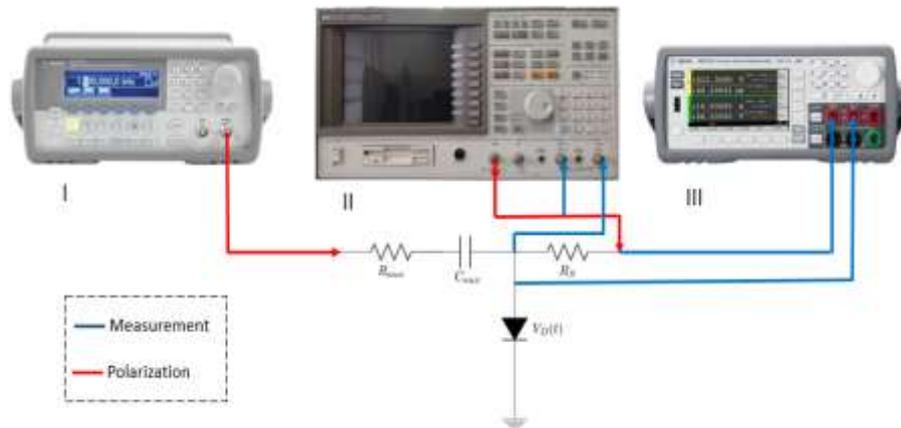
digital e no estado de *overrange* do circuito interno de instrumentação. Este cenário não é interessante para os trabalhos de medição, pois uma saturação do conversor e dos circuitos internos leva a uma incoerência geral dos dados medidos e não, somente, dos valores DC. Logo, é fundamental nos trabalhos experimentais que os equipamentos estejam configurados para os níveis de sinais de medição e não nos limites de seu funcionamento ou em faixas de atuação que não se enquadram com aqueles que se deseja obter dos dispositivos ou circuitos em teste. Entretanto, é importante salientar, que o HP89410A apresenta uma precisão substancial para valores AC quando comparado com outros equipamentos de medição.

Para solucionar isto, adicionou a unidade de alimentação e medição de precisão (Keysight B2902A) para a realização das medições DC.

Por fim, deve-se observar que a excitação de pequenos sinais é realizada na forma de excitação em corrente. Desta maneira, necessita-se de uma fonte de corrente para a realização. Então, montou-se uma fonte de corrente AC com a frequência de excitação de 100 Hz a partir de uma fonte de tensão em série com uma resistência de valor alto, 1.2 M $\Omega$  neste trabalho, como previsto nos modelos de fontes de corrente. Assim, utilizou-se o gerador de forma de ondas (Keysight 33220A) para a geração do sinal de tensão na frequência especificada e cujo valor foi escolhido de forma que a corrente de excitação fosse de 7  $\mu$ A para que os valores de tensão correspondentes às frequências de interesse após o processo de convolução apresentassem um nível maior que o limite de medição do aparelho, caso contrário, algum distúrbio poderia alterar os valores medidos.

O *setup* de medição é exposto na figura 4.7. As ligações em azul são utilizadas para as medições/aquisições dos dados e as ligações em vermelho são destinados para a polarização do circuito. O equipamento I é a fonte de excitação de pequeno sinal (Keysight 33220A), o equipamento II é o analisador de sinais vetorial (HP49810A) e o equipamento é o medidor de valores DC (Keysight B2902A).

FIGURA 4.7 - *SETUP* DE MEDIÇÃO PARA A RESISTÊNCIA DINÂMICA DE UMA JUNÇÃO PN.



Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível observar a presença de um capacitor,  $C_{aux}$ , no *setup* de medição. O capacitor foi inserido para criar um bloqueio DC e evitar que a corrente DC de bombeamento fosse drenada para a excitação, mesmo existindo uma resistência muito grande entre a fonte de excitação de pequeno sinal e o circuito em teste.

### 4.3 SCRIPTS DE MEDIÇÃO

Com o *setup* de medição montado e com a possibilidade de comunicação com os equipamentos por meio da rede utilizando computadores, foi criado um conjunto de *scripts* scilab para que toda a configuração dos equipamentos e os valores de tensão das fontes de bombeamento fossem atualizadas automaticamente e remotamente.

Além do controle dos equipamentos, as aquisições dos dados medidos também foram realizadas através de *scripts* e assim possibilitando o processamento dos resultados via *software*. Todos os cálculos numéricos realizados nas equações de extração para a consecução dos valores de interesse foram executados no scilab.

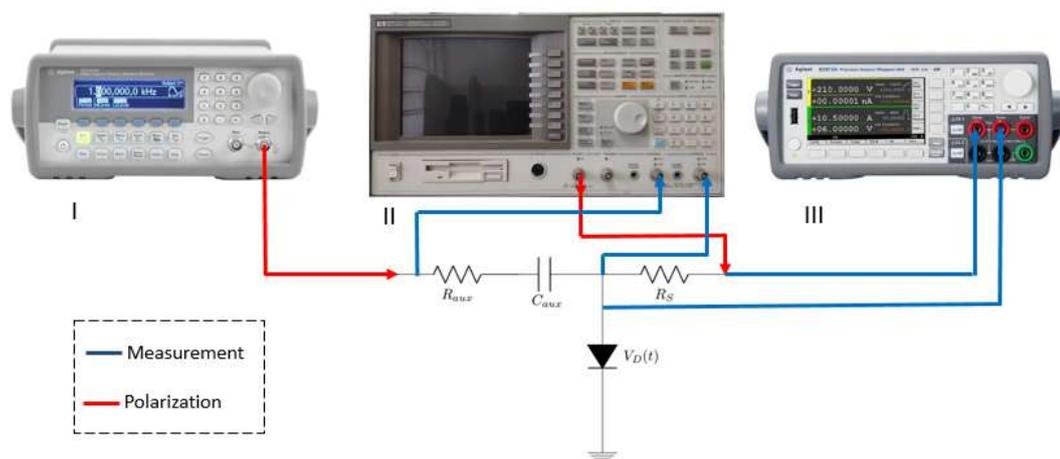
A ideia da criação dos *scripts* é automatizar o processo de medição. O *script* foi estruturado para que ele seja dinâmico e reutilizável. A primeira parte do *script* é destinado à configuração dos equipamentos para a medição, ou seja, define-se nesta parte, os *ranges* de medição, impedância de entrada dos canais utilizados, tipos do sinal das fontes utilizadas, frequências, calibração, entre outros.

Com todos os equipamentos configurados corretamente, a segunda parte do *script* é composta por um laço de repetição. Este laço tem o número de interações igual ao número de casos que se deseja medir. Na medição aqui apresentada, o laço realiza 24 interações onde cada interação corresponde a um valor específico de bombeamento, representada pelo binário de tensão ( $V_{AC}$ ,  $V_{DC}$ ). A cada interação, os valores das fontes de tensão de bombeamento são atualizados para o novo nível e, conseqüentemente, o *range* de medição é ajustado para o novo cenário.

Após isso, é realizada a leitura DC com o objetivo de verificar se a corrente DC ( $I_{D0}$ ) está no valor desejado de  $100 \mu A$ , podendo variar de 0.1% deste valor. Caso esteja, o valor de tensão em cada frequência da componente espectral da resistência é adquirido e salvo para futuro processamento através da equação de extração. Caso contrário, um algoritmo dicotômico é executado para alterar o valor DC da tensão de bombeamento até que a corrente  $I_{D0}$  seja  $100 \mu A$ , aceitando uma tolerância de 0.1%, e após é realizada a obtenção das tensões nas frequências de interesse.

Por fim, é realizada a leitura da tensão da fonte de excitação para o cálculo da corrente de excitação. Para tal, o *setup* é alterado para o mostrado na figura 4.8.

FIGURA 4.8 - *SETUP* DE MEDIÇÃO PARA A CORRENTE DE EXCITAÇÃO DE PEQUENO SINAL.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.4 EQUAÇÕES DE EXTRAÇÃO

Os dados obtidos na medição nem sempre são os dados de real interesse, mas servem como base para obtenção destes. Por exemplo, no presente experimento, os valores obtidos pela medição são valores de tensão enquanto os de interesse são de corrente e resistência. Sendo assim, utilizou-se equações de extração para encontrar os valores de interesse com base nos dados medidos.

A primeira equação implementada no *script* foi usada para encontrar o valor da corrente  $I_{D0}$ . Ela basea-se na lei de Ohm e utiliza as leituras de tensão dos canais do Keysight B2902A, que chama-se de  $Leitura1_{B2902A}$  e  $Leitura2_{B2902A}$ , para encontrar a corrente que atravessa  $R_s$ . Mostra-se em 4.2 a expressão.

	$I_{D0} = \frac{(Leitura1_{B2902A} - Leitura2_{B2902A})}{R_s}$	(4.2)
--	--	-------

A segunda equação implementada foi empregada para encontrar o valor da corrente de excitação. Pelo mesmo princípio empregado na equação de extração anterior, acha-se a equação de extração da corrente de excitação mostrada em 4.3.

	$I_{D0} = \frac{(Leitura1_{HP89410A} - Leitura2_{HP89410A})}{R_{aux}}$	(4.2)
--	--	-------

Os dados utilizados para encontrar o valor de interesse são as leituras do HP89410A na frequência de excitação que correspondem a queda de tensão da resistência  $R_{aux}$ .

Por fim, utilizou-se para a obtenção do espectro da resistência equivalente a teoria sobre o processo de conversão de ruído em corrente em ruído em tensão e a equação de extração apresentadas no capítulo 2.

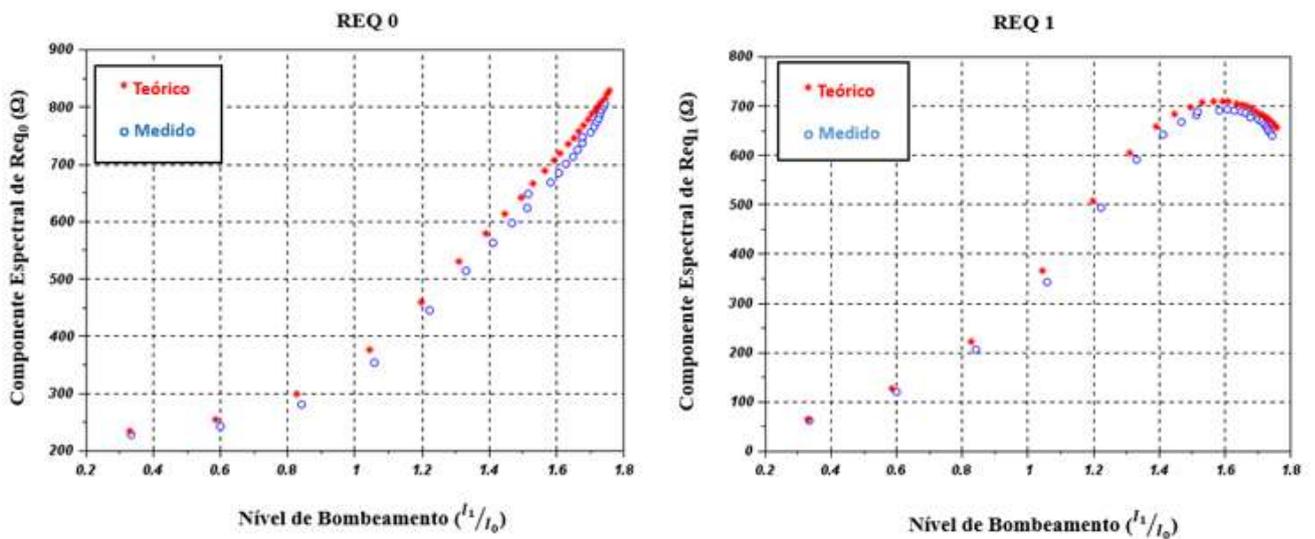
#### 4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Ao final da caracterização, obteve-se o comportamento das componentes espectrais da resistência equivalente vista por uma fonte de pequeno sinal, como uma fonte de ruído, em função do nível de bombeamento para um consumo constante.

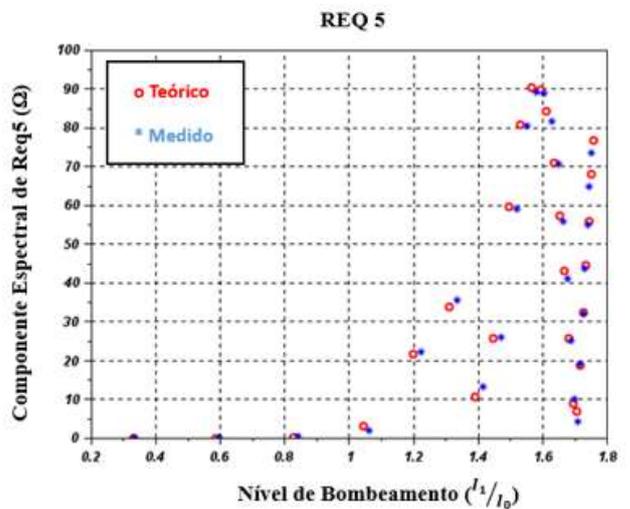
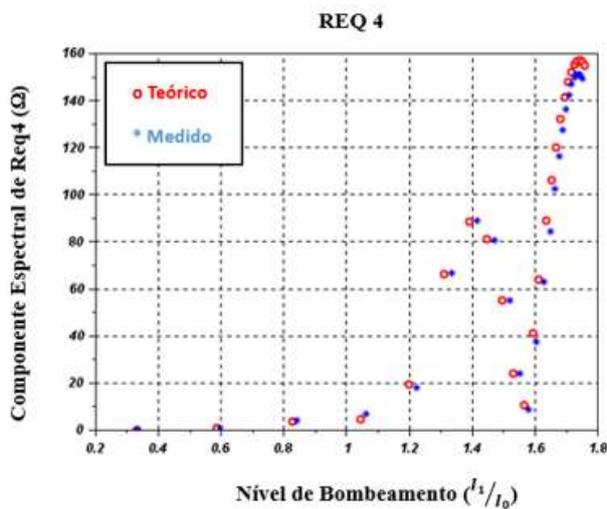
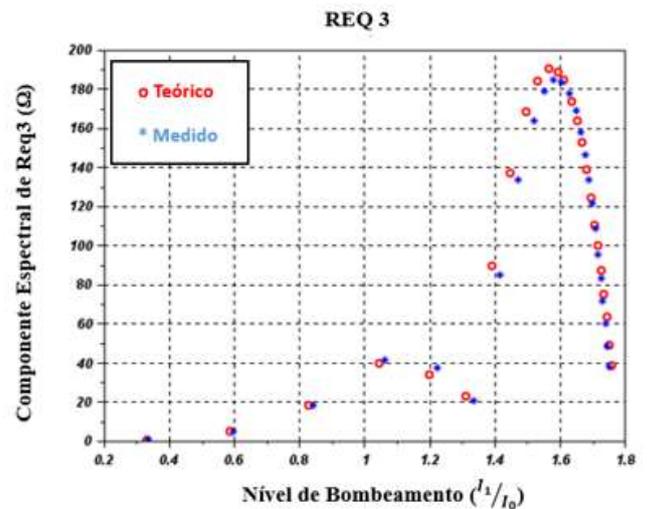
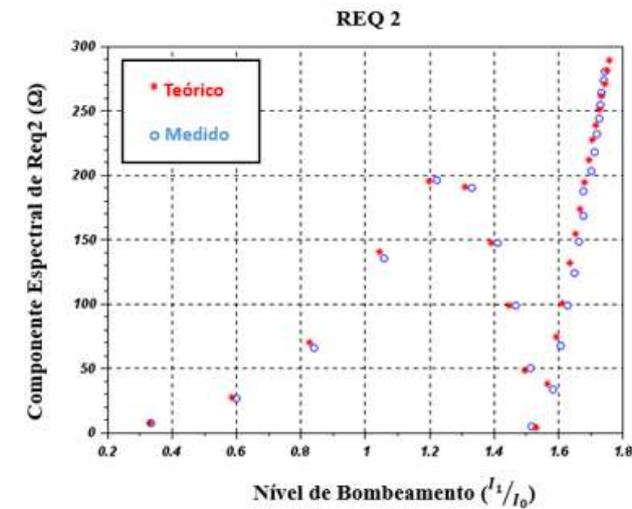
Mediu-se os valores experimentais das resistências: REQ0, REQ1, REQ2, REQ3, REQ4, REQ5.

Os resultados teóricos de cada componente espectral foram confrontados com os respectivos resultados experimentais para validação. Os gráficos 4.7 mostra os resultados experimentais e teóricos das componentes espectrais.

GRÁFICO 4.7 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE UMA JUNÇÃO PN SOB REGIME DE BOMBEAMENTO.



REGIME DE BOMBEAMENTO



Observa-se que o resultado teórico obtido pela expressão da resistência dinâmica do diodo em regime bombeado possui uma congruência significativa com os obtidos experimentalmente.

Mostra-se, através da comparação dos resultados, que a expressão derivada teoricamente reflete o comportamento físico real do componente. Prova-se, então, a existência de uma expressão teórica para a resistência dinâmica de uma junção PN sob regime de bombeamento.

Discorre-se no capítulo seguinte sobre as conclusões obtidas a partir do trabalho aqui desenvolvido e dissertado.

## **5 CONCLUSÕES**

## 5 CONCLUSÕES

Medições e simulações foram realizadas neste trabalho de pesquisa a fim de obter a caracterização do ruído em dispositivos eletrônicos em regime estacionário, bem como, da resistência dinâmica em uma junção PN quando submetida ao regime de bombeamento.

Apresentou-se uma contextualização da importância do ruído em dispositivos eletrônicos, o cálculo teórico das componentes espectrais da resistência dinâmica nas condições expostas e a importância desta resistência no entendimento do ruído em circuitos bombeados, mais especificamente no processo de conversão de ruído em corrente para ruído em tensão.

Elaborou-se um conjunto de *scripts* para a solução numérica das equações não lineares do circuito em bombeamento e obtenção das componentes espectrais da resistência dinâmica para comparação com os resultados da caracterização experimental.

A utilização de técnicas elaboradas de medição permitiu que fosse realizada a caracterização da resistência dinâmica para componentes espectrais maiores que a componente DC pela primeira vez.

Ao comparar o resultado teórico baseado na expressão analítica e o resultado experimental inédito, observou-se que o comportamento teórico da resistência desejada estava consoante com o medido experimentalmente. Isto mostra que a expressão utilizada na solução teórica descreve o comportamento físico da resistência e revelando que existe uma expressão analítica para a resistência dinâmica de um diodo em regime de bombeamento, diferentemente do exposto por GRAFFEUIL, J. *et al.* (2010).

A comprovação da existência de uma expressão analítica que descreve o comportamento da resistência dinâmica de uma junção PN sob regime de bombeamento trará mais uma ferramenta para o desenvolvimento de circuitos bombeados como osciladores e misturadores. Utilizando a expressão analítica, será possível observar em qual nível de bombeamento o ruído – por exemplo o ruído de fase em osciladores - terá sido minimizado ao máximo sem elevar o consumo do circuito.

Como sugestão para trabalhos futuros, está a caracterização do ruído em regime de bombeamento. As medições estacionárias de ruído apresentadas nesta dissertação formam uma boa base experimental para trabalhos futuros referentes a regime de bombeamento e medição de ruído cicloestacionário. Os equipamentos de medição apresentados neste documento são os mesmos utilizados para as medições em bombeamento.

Uma análise interessante a ser feita é a medição do ruído nos dispositivos bombeados para níveis de bombeamento ( $I_1/I_0$ ) distintos. Baseado na figura 2.5, o valor do ruído em tensão nas frequências apresentadas são dependentes do valor do ruído em corrente e da resistência dinâmica.

Como mostrado nos resultados experimentais do Capítulo 4, as componentes espectrais da resistência dinâmica apresentam variações em função do nível de bombeamento aplicado, considerando  $I_0$  constante. Deste modo, pode-se obter um menor ruído em tensão ao escolher um nível de bombeamento que apresente um menor valor de resistência dinâmica sem alterar o consumo de potência. Então, uma caracterização experimental que vise realizar esta análise apresentará uma fonte de informação importante, caso confirme o descrito acima, para projetistas que pretendem reduzir o ruído em circuitos sob regime de bombeamento, como osciladores.

## REFERÊNCIAS

BU, H. M. *et al.* Impact of the device scaling on the low-frequency noise in n-mosfets. **Applied physics a**, 2000. v. 71, n. 2, p. 133–136.

BULL, C. S.; BOZIC, S. M. Excess noise in semiconducting devices due to fluctuations in their characteristics when signals are applied. **British journal of applied physics**, 1967. v. 18, n. 7, p. 883.

DEMIR, A.; SANGIOVANNI-VINCENTELLI, A. **Analysis and simulation of noise in nonlinear electronic circuits and systems**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012. V. 425.

EVERARD, E. K. A.; BITTERLING, J. LOW PHASE NOISE HIGHLY POWER EFFICIENT OSCILLATORS. **IEEE international frequency control symposium**, 1997.

FRIQUI, O. *et al.* **A 2.4 GHz Very Low Phase Noise Fully Integrated Quadrature LC Oscillator**. 2007, [S.l.]: IEEE, 2007. p. 1095–1098.

GARDNER, W. A. **Introduction to random processes, with applications to signals & systems, second edition**. 2nd edition ed. New York: Mcgraw-Hill, 1990.

GHIBAUDO, G.; ROUX-DIT-BUISSON, O. **Low frequency fluctuations in scaled down silicon cmos devices status and trends**. *In*: ESSDERC '94: 24TH EUROPEAN SOLID STATE DEVICE RESEARCH CONFERENCE, 1994, , [s.l.] . **Anais...** [S.l.]: [s.n.], 1994. p. 693–700.

GIUSTINA, D.; VARELA, R. Estudo e simulação de ruído em circuitos e dispositivos mos. 2012.

GRAFFEUIL, J. *et al.* Cyclostationary shot-noise measurements in rf schottky-barrier diode detectors. **IEEE electron device letters**, jan. 2010. v. 31, n. 1, p. 74–76.

HAJIMIRI, A; LEE, T. A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators. **IEEE journal of solid-state circuits**, 1998. v. 33, n. 2.

HOOGE, F. N. 1/f noise sources. **IEEE transactions on electron devices**, 1994. v. 41, n. 11, p. 1926–1935.

JOHNSON, J. B. Thermal agitation of electricity in conductors. **Physical review**, 1 jul. 1928. v. 32, n. 1, p. 97–109.

KUNDERT, K. **Steady-state method for simulating analog and microwave circuits**. 1990, Springer.

LEACH, W. M. Fundamentals of low-noise analog circuit design. **Proceedings of the IEEE**, out. 1994. v. 82, n. 10, p. 1515–1538.

MAAS, S. A. **Nonlinear microwave and rf circuits, second edition**. [S.I.]: Artech House, 2003.

MITIN, V.; REGGIANI, L.; VARANI, L. Generation-recombination noise in semiconductors. **Noise and fluctuation control in electronic devices**, 2002. p. 11–29.

MOTCHENBACHER, C. D.; CONNELLY, J. A. **Low-noise electronic system design**. New York: Wiley, 1993. OCLC: 26974288.

NAGEL, Laurence. **SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits**. [S.I.]: Berkeley, 1975.

NYQUIST, H. Thermal agitation of electric charge in conductors. **Physical review**, 1 jul. 1928. v. 32, n. 1, p. 110–113.

PAPOULIS, A. **Probability, Random Variables and Stochastic Processes hardcover**. [S.I.]: Mcgraw-Hill College, 1700.

PEDERSON, D. O.; MAYARAM, K. **Analog integrated circuits for communication: principles, simulation and design**. 2. ed ed. New York, NY: Springer, 2008. OCLC: 255428897.

RAOULT, J. **Etude et modélisation de transistors bipolaires à hétérojonction sige: application à la conception d'oscillateurs radiofréquences intégrés**. [S.I.]: Villeurbanne, INSA, 2003.

ROYCHOWDHURY, J.; LONG, D.; FELDMANN, P. Cyclostationary noise analysis of large rf circuits with multitone excitations. **IEEE journal of solid-state circuits**, mar. 1998. v. 33, n. 3, p. 324–336.

SANCHEZ, J. E. **Semiconductor device simulation of low-frequency noise under periodic large-signal conditions**. [S.I.]: University of Florida, 2002.

SCHIEK, B.; SIWERIS, H.-J.; ROLFES, I. **Noise in high-frequency circuits and oscillators**. 1 edition ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2006.

SOUZA, A. A. L. De. **Caractérisation expérimentale et modélisation cyclostationnaire des sources de bruit bf dans les composants semiconducteurs pour la cao des circuits mmic non linéaires**. [S.I.]: Limoges, 2008.

SOUZA, A. A. L. DE *et al.* Experimental characterization of the cyclostationary low-frequency noise of microwave semiconductor devices under large signal operation. **International journal of microwave and wireless technologies**, 2010. v. 2, n. 2, p. 225–233.

SOUZA, A. A. L. DE *et al.* **On the cyclostationary properties of the  $1/f$  noise of microwave semiconductor devices.** In: MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 2008 IEEE MTT-S INTERNATIONAL, Jun 2008, [S.l.: s.n.], Jun 2008. p. 1569–1572.

SOUZA, A. A. L. DE *et al.* **Impact of self-heating in  $1/f$  noise measurements with voltage amplifiers.** (M. Macucci et al., Org.). [S.l.]: [s.n.], 2007. p. 660018.

VAN DER ZIEL, A. Noise in solid-state devices and lasers. **Proceedings of the IEEE**, 1970. v. 58, n. 8, p. 1178–1206.

VASILESCU, G. **Electronic noise and interfering signals: principles and applications.** 2005 edition ed. Berlin: Springer, 2005.

ZHANG, X.; KRAMER, J.; RIZZI, B. **A theoretical and experimental study on low-voltage bias voltage controlled oscillators.** [S.l.]: IEEE, 1997. V. 2, p. 845–848.