

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

Este exemplar corresponde à redação final da
tese defendida por Ricardo Enrique Saad e aprovada
pela Comissão Julgadora em 6 de outubro de 1989.



PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE PRÉ-AMPLIFICADORES
DE TRANSIMPEDÂNCIA PARA RECEPÇÃO ÓPTICA EM
1 GBIT/S

RICARDO ENRIQUE SAAD

Orientador: Prof. Dr. Rui Fragassi Souza

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Estadual de
Campinas - UNICAMP, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título
de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

- Outubro 1989 -

ABSTRACT

This work shows the design and implementation of transimpedance pre-amplifiers for optical receivers working up to 1 Gbit/s. They are GaAs MESFET two-stage amplifiers fed by a PIN photodiode.

Three pre-amplifiers were designed. In the first circuit an a.c. coupling between amplifying stages was used while, in the second, a d.c. coupling was used. For both circuits a d.c. study was carried out taking into account the operating dynamic range. The a.c. analysis used Y parameters and some expressions are shown that allows the determination of the behavior of the circuits. The K parameter and the stability circles in the Smith Chart were used in the stability analysis. In particular, the large influence of the stray capacitance of the feedback resistor in the overall circuit stability was investigated. The receiver sensitivity computed included the effect of the $1/f$ transistor noise. A value of -31.3 dBm for the sensitivity was obtained for 1 Gbit/s transmission.

The third pre-amplifier was designed using a d.c. bias arrangement that allows a simultaneous upgrading of the dynamic range and sensitivity of the circuit.

All three circuits were implemented and tested. The experimental values obtained were in close agreement with the expected theoretical prediction. A non-conventional method was used to find the transimpedance gain, using microwave techniques.

SUMÁRIO

Este trabalho apresenta o projeto e detalhes da implementação de pré-amplificadores de transimpedância utilizáveis na recepção de sinais ópticos que transportam informação a uma taxa de até 1Gbit/s. Os pré-amplificadores possuem dois estágios de amplificação utilizando transistores MESFET de arseneto de gálio alimentados por um fotodiodo PIN.

Foram projetados três pré-amplificadores. No primeiro utilizou-se acoplamento a.c. entre os dois estágios de amplificação e, no segundo, o acoplamento foi d.c.. Para ambos foi feito um estudo d.c. levando-se em consideração a faixa dinâmica de operação dos circuitos, apresentando-se um método de projeto adequado para esta aplicação. No estudo a.c. dos circuitos fez-se uso dos parâmetros Y, obtendo-se expressões que permitem a análise completa dos circuitos. No estudo da estabilidade dos circuitos utilizou-se o parâmetro K, conjuntamente com os círculos de estabilidade na Carta de Smith. Verificou-se, em particular, a grande influência da capacitância parasita do resistor de realimentação na estabilidade de cada um dos estágios de amplificação. Foi calculada a sensibilidade destes receptores utilizando estudos recentes que incluem o ruído $1/f$ dos transistores. Para 1 Gbit/s foi calculada uma sensibilidade de -31,3 dBm.

O terceiro pré-amplificador foi projetado utilizando uma forma de polarização do primeiro estágio amplificador que permite melhorar, simultaneamente, a faixa dinâmica e a sensibilidade.

Os três circuitos acima foram construídos e testados obtendo-se resultados experimentais muito próximos dos esperados teoricamente. Um método não-convencional foi utilizado para a determinação do ganho de transimpedância, fazendo uso de técnicas de microondas.

A MEUS PAIS

AGRADECIMENTOS

Prof. Rui Fragassi Souza por todo o apoio dado durante o Mestrado.

Telebrás, na pessoa de *Antonio Carlos Bordeaux Rego*, pelo suporte financeiro durante o período de tese.

CAPES, pelo apoio financeiro durante a primeira parte do Mestrado

Jorge Salomão Pereira e *Daniel Moutinho Pataca* da CADO/Telebrás pelas sugestões, discussões, e fornecimento de condições de trabalho para o desenvolvimento da tese.

Mauro de Lima Coimbra, do DTA/Telebrás por seu apoio, pelas discussões, por facilitar instrumentos e por sua amizade.

Alcymar Vaz Gigliotti, da CADO/Telebrás pelo seu apoio na parte de computação e pela caracterização D.C. de parte dos lasers utilizados.

Theodore Saad, SAGE Laboratories, USA, pela compra dos MESFETs NE71084 e 72084 e por conseguir os dados em baixa frequência.

PANAIR, na pessoa de *Jorge Sogayar*, pela doação de MESFETs NE71083.

Evandro José Barbosa, da CADO/Telebrás pela caracterização D.C. de parte dos lasers utilizados.

Valentino Corso, *Rubens Amaral Neto*, *Antonino Giuseppe Spaletta*, *Maria Aparecida Dias dos Santos Caetano (Cidinha)*, *Edson Forquesato*, *André Avancini Janousek*, *Alcides da Silva Nunes*, da CADO/Telebrás por todo o apoio dado durante a tese.

Claudemir Coral, *Robinson Gomes* e *Flávio Borin*, da CADO/Telebrás pela montagem dos circuitos mostrados em esta tese.

Odair Gardim (Rocha), da CADO/Telebrás, pela construção das caixinhas onde foram montados os circuitos.

Adriana Rodrigues Ugarte, da CADO/Telebrás pelo dourado das caixinhas e pela construção de microlentes nas fibras utilizadas.

Jorge Alfredo Rocha, da FEC/UNICAMP pela sua ajuda no desenho dos planos para a construção das caixinhas.

Maria Lúcia Costa Cardoso, FEE/UNICAMP pelos desenhos dos Capítulos I, III, IV e parte do capítulo V.

Henrique Bertan, CADO/Telebrás pelos restantes desenhos.

Roldão França Hunger, *Jose Antonio Cosenza*, *João Roberto G. Fenneina*, *Renata S. Chaloub*, DST-GAP/Telebrás, pela geração das fotomáscaras dos circuitos.

Elizabete Generoso, *Ediane de Souza*, *Richar Philipe*, *Raimundo Roris*, *Marcos Biscaro Elias* e *Cláudio P. Carvalho*, grupo de prototipagem de placas, pela geração, das placas dos circuitos.

LED/UNICAMP, na pessoa do *Prof. Kretly*, pela construção da placa de um circito não mostrado nesta tese.

Julio Sergio Madrid Morales, DTA/Telebrás, e *Edmundo Basso* pela sua ajuda na caracterização dos elementos passivos.

Henrique Carvalho, CASO/Telebrás, por facilitar equipamento.

Profs. Hélio Waldman, Evandro Conforti, Reginaldo Palazzo, Ivanil Bondatti, Fábio Violaro, e Dalton Soares, da FEE/Unicamp pelas discussões.

Paulo Roberto Favaretto, do DTA/Telebrás pela simulação dos circuitos e MESFETS no programa TOUCHSTONE.

Eliton Pallos Cruvinel e Emílio Abud Filho, DTR/Telebrás, por facilitar o uso do PB510.

Rogério Caporali de Oliveira CADO/Telebrás, Carlos Caballero Petersen, Univ. de Arica (Chile) pelas discussões.

Sônia Fátima Urbano, Miriam Sanches de Souza e Maura Martins Polo CADO/CPQD, pela digitação da tese.

Lúcia Sanches de Paula CADO/Telebrás, pelo seu assessoramento na parte administrativa.

Eliana Bagarolo, DSG/Telebrás, pelas transparências

José Elio Trovatti, DSG/Telebrás pelos Slides.

Sergio Ananias da Silva (Serginho), do DIT/Telebrás, por todas as Xerox tiradas durante a Tese.

Fernando Oscar Runstein, FEE/UNICAMP, por sua colaboração.

Maria Solange Ferreira, por tentar corrigir meu Portunhol.

A meus amigos e colegas da FEE/UNICAMP, em especial do DMO, por todo o apoio dado durante o mestrado.

A todas as pessoas que de alguma maneira colaboraram e que minha memória fraca esqueceu.

A Antonio Vivaldi Rodrigues, ELEBRA, por sua amizade e por ter-me apresentado na FEE/UNICAMP.

ÍNDICE

pag.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO	1
------------------	---

CAPÍTULO II

CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE RECEPTORES ÓPTICOS	7
2.1 INTRODUÇÃO	7
2.2 RECEPTOR ÓPTICO BÁSICO	7
2.3 TIPOS E CARACTERÍSTICAS DOS FOTODETECTORES	8
2.4 CLASSIFICAÇÃO DOS PRÉ-AMPLIFICADORES	12
2.5 RUÍDO NO RECEPTOR ÓPTICO DEVIDO AO PRÉ-AMPLIFICADOR E FOTODIODO	12
2.5.1 Ruído Devido ao Fotodiodo PIN	13
2.5.2 Ruído Devido ao Pré-amplificador	14
2.5.3 Sensitividade	17
2.6 CONSIDERAÇÕES SOBRE PRÉ-AMPLIFICADORES DE ALTA IMPEDÂNCIA E DE TRANSIMPEDÂNCIA	20
2.6.1 Pré-amplificadores de Alta Impedância	20
2.6.2 Pré-amplificadores de Transimpedância	24
2.7 FAIXA DINÂMICA	29

CAPÍTULO III

PROJETO DE DOIS PRÉ-AMPLIFICADORES DE TRANSIMPEDÂNCIA	32
3.1 INTRODUÇÃO	32
3.2 CONFIGURAÇÕES DOS CIRCUITOS PROJETADOS	32
3.3 PROJETO DO CIRCUITO I	34
3.3.1 Projeto d.c. do Circuito I	34
3.3.2 Projeto a.c. do Circuito I	43
3.4 PROJETO DO CIRCUITO II	104
3.4.1 Projeto d.c. do Circuito II	104
3.4.2 Projeto a.c. do Circuito II	111

CAPITULO IV

CÁLCULO DA SENSITIVIDADE.....	123
4.1 INTRODUÇÃO.....	123
4.2 CÁLCULO DAS CORRENTES QUADRATICAS MEDIAS DE RUÍDO.....	123
4.2.1 Ruído Devido ao Fotodido PIN.....	123
4.2.2 Ruído Termico Gerado por R_{f1} e R_{g1}	124
4.2.3 Ruído no FET.....	128
4.3 CÁLCULO DA SENSITIVIDADE.....	137
4.4 MELHORA DA SENSITIVIDADE.....	140

CAPÍTULO V

IMPLEMENTAÇÃO E MEDIÇÃO DOS CIRCUITOS.....	151
5.1 INTRODUÇÃO.....	151
5.2 IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS.....	151
5.3 MEDIÇÃO DOS CIRCUITOS.....	159
5.3.1 Resposta em Frequência.....	159
5.3.2 Determinação do Ganho de Transimpedância.....	176
5.3.3 Medição do Ganho de Inserção dos Pre-amplificadores.....	191

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES.....	201
APÊNDICE I.....	203
APÊNDICE II.....	210
APÊNDICE III.....	212
APÊNDICE IV.....	213

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

As comunicações ópticas têm-se desenvolvido rapidamente na última década. Tem sido desenvolvidos componentes optoeletrônicos, como fotodetectores e lasers, que trabalham até várias dezenas de gigahertz [1],[2],[3],[4]. Tem-se conseguido, em laboratório, fibras monomodo com perdas de 0,27 dB/km em 1,3 μ m e 0,16 dB/km em 1,5 μ m [5].

A tecnologia de comunicações ópticas está dirigindo-se à implementação de sistemas de alta taxa de bits, o que implica em uma maior banda de transmissão. O aumento na taxa de bits a transmitir implica que os componentes do sistema: lasers, fotodetectores, receptores, moduladores, etc. possuam resposta em frequência elevada. Do ponto de vista dos receptores ópticos, deve-se ter especial cuidado nos seus projetos, e, a medida que a taxa de bits aumenta, deve-se usar a técnica de projeto dos amplificadores de microondas.

A teoria dos receptores ópticos foi delineada por Personick [6],[7],[8]. Nesses trabalhos, cujos resultados são usados no presente trabalho, determinam-se os parâmetros mais importantes que influenciam no comportamento dos receptores, tais como sensibilidade, banda dos receptores, diferentes tipos de filtro que podem ser usados, etc.. No Brasil, estudos teóricos foram feitos por Waldman, Bezzan, Moschin e de Almeida [9], [10], [11], [12],[13],[14],[15].

Devido a grande faixa de aplicação das comunicações ópticas, tais como sistemas de comunicação ponto a ponto (marítimas e terrestres), redes de comunicação de computadores, "subscriber loops", "local area networks", etc., os receptores ópticos devem satisfazer diversos requisitos, dependendo da aplicação. Estes requisitos, às vezes, não podem ser satisfeitos simultaneamente, tendo que chegar-se a soluções de compromisso. Por tratar-se este trabalho de receptores ópticos para comunicações terrestres, os requerimentos mais importantes são uma boa faixa dinâmica, boa sensibilidade e um bom ganho de transimpedância. Em [5], descrevem-se os diferentes requerimentos dos receptores ópticos para as diferentes aplicações.

Neste trabalho, projetam-se os conjuntos fotodiodo/pré-amplificador que formam parte do receptor óptico. Utiliza-se como detector um fotodiodo PIN seguido de um pré-amplificador cujos estágios de amplificação estão formados por MESFETs de GaAs. Outras combinações usuais são: um fotodiodo APD ligado a um pré-amplificador constituído por transistores bipolares [16], ou um fotodiodo PIN ligado a um amplificador de transistores bipolares [5],[17]. Uma combinação mais recente é um APD ligado a um amplificador formado por HEMT [18].

Os circuitos projetados neste trabalho são do tipo híbrido. Dois dos circuitos foram projetados visando sua implementação futura como circuitos híbridos de filme fino; entretanto, um outro foi projetado visando sua aplicação como circuito integrado, que é a tendência atual da optoeletrônica [19]. A eleição do fotodiodo PIN, como transdutor de potência luminosa em corrente, foi feita pela disponibilidade destes componentes no CPqD- Telebras.

No Capítulo II, expõem-se considerações gerais sobre os receptores ópticos, definindo algumas características dos receptores tais como, sensibilidade, banda e faixa dinâmica. Neste capítulo, enumeram-se as diferentes configurações de pré-amplificadores utilizados.

No Capítulo III, procede-se ao projeto de dois conjuntos PIN/pré-amplificador. O projeto está dividido em duas partes: projeto d.c. e projeto a.c.. No projeto d.c., determinam-se os pontos extremos de funcionamento. No projeto a.c., determina-se a resposta em frequência e faz-se um estudo da estabilidade dos mesmos.

No Capítulo IV, determina-se a sensibilidade dos circuitos e se propõe uma modificação na polarização dos circuitos que produz uma melhora na sensibilidade e na faixa dinâmica.

No Capítulo V, descreve-se a forma de implementação e a medição de características dos três circuitos projetados.

No Capítulo VI, extraem-se algumas conclusões sobre este trabalho e se propõem algumas idéias para desenvolvimento futuro.

Finalmente, inserem-se os Apêndice I, II , III e IV.

Referências Bibliográficas

- [1] J. E. Bowers, B. R. Hemenway, A. H. Gnauck, D. P. Wilt, "High-speed InGaAs constricted-mesa lasers", IEEE J. Quantum Eletron, vol. QE-22, No. 6, Junho, 1986, pp. 833-844.

- [2] H. Ishikawa, H. Soda, K. Wadao, K. Kihara, K. Kamite, Y. Kotaki, M. Matsuda, H. Sudo, S. Yamakoshi, S. Isozumi, H. Imai, "Distributed feedback laser emitting at 1.3 μm for gigabit communication systems", IEEE J. Lightwave Technol., vol. LT-5, No. 6, Junho, 1987, pp.848-855.
- [3] C. A. Burrus, J. E. Bowers, R. S. Tucker, "Improved very high-speed package InGaAs p-i-n punch through photodiode", Eletron. Lett., vol. 21, Maio, 1985, pp. 469-471.
- [4] J. Schlafer, C. B. Su, W. Powazinik, R. B. Lauer, "20 GHz bandwidth InGaAs Photodetector for long-wavelength microwave optical link", Eletron. Lett., vol. 21, Maio, 1985, pp. 469-471.
- [5] Tran Van Muoi, "Receiver Design for High-Speed Optical Fiber Systems", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. LT-2, No. 3, Junho 1984, pp. 243-267.
- [6] S. D. Personick, "Receiver design for digital fiber-optical communication systems Part I and II ", BSTJ, vol. 52, Julho-Agosto, 1973, pp. 843-866.
- [7] S. D. Personick, "Receiver Design for optical fiber system", Proc. IEEE, vol. 65, Dezembro, 1977, pp. 1670-1678.
- [8] R. G. Smith, S. D. Personick, " Receiver design for optical fiber communication systems", em Semiconductor Device for Optical Communication, H. Kressel. (Ed.) New York: Springer-Verlag, 1980, Capítulo 4.

- [9] H. Waldman, C. Bezzan, E. Moschin, C. de Almeida, "Cálculo Básico de Sensitividade de Receptores em Sistemas de Transmissão Digital por Fibra óptica", Nota Técnica No. 1, Contrato 033/80, P. A. Transmissão por Fibra óptica, FEC, UNICAMP.
- [10] H. Waldman, C. Bezzan, E. Moschin, C. de Almeida, "Modelos Básicos para o Receptor e o Amplificador de Receptores Ópticos", Relatório Interno, FEC, UNICAMP, Fevereiro, 1982.
- [11] H. Waldman, C. Bezzan, E. Moschin, C. de Almeida, "Perdas da Sensitividade em Receptores ópticos não Equalizados Devido à Interferência entre Símbolos (I.E.S.)", Nota Técnica No 3, Contrato 033/80, P. A. Transmissão por Fibra óptica, FEC, UNICAMP, Março , 1982.
- [12] H. Waldman, C. Bezzan, E. Moschin, C. de Almeida, "Cálculo da Sensitividade em Receptores ópticos Utilizando a Aproximação Gaussiana e a Desigualdade de Chernoff", Nota Técnica No 4 Contrato 033/80, P.A. Transmissão por Fibra óptica, FEC, UNICAMP, Maio, 1982.
- [13] H. Waldman, C. Bezzan, E. Moschin, "Caracterização do Ruído Térmico em Receptores ópticos", Nota Técnica No 5, Contrato 033/80, P.A. Transmissão por Fibra óptica, FEC, UNICAMP, Dezembro, 1982
- [14] H. Waldman, C. Bezzan, E. Moschin, "Caracterização do Ruído Dependente do Sinal em Fotodiodos para Detecção de Sinais Ópticos", Nota Técnica No 6, Contrato 033/80, P. A. Transmissão por Fibra óptica, FEC, UNICAMP, Março, 1983.

- [15] H. Waldman, "Os Receptores ópticos-Limitações de Projeto", Relatório Interno FEC ,UNICAMP, Julho, 1982.
- [16] Mamoru Aiki, "Low-Noise Optical Receiver for High-Speed Optical Transmissions", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-32, No. 12, Dezembro, 1985, pp. 2693-2698.
- [17] R. G. Meyer, R. A. Blauschild, "A Wide-Band Low Noise Monolithic Transimpedance Amplifier", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-21, No. 4, Agosto 1986, pp. 530-533.
- [18] S. D. Walder, L. C. Blank, R. A. Garnham, J. M. Boggis, "High Electron Mobility Transistor Lightwave Receiver for Broad-Band Optical Transmission System Applications", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 7, No. 3, Março 1989, pp. 454-457.
- [19] S. R. Forrest, "Monolithic Optoelectronic Integration: A New Component Technology for Lightwave Communications". IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-32, No. 12, Dezembro, 1985, pp. 2640-2655.

CAPÍTULO II

CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE RECEPTORES ÓPTICOS

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas características gerais de receptores ópticos, tratando-se os receptores ópticos do tipo PIN-FET em mais detalhe. É feita uma classificação dos mesmos e definidos os parâmetros que medem seus desempenhos, tais como sensibilidade, faixa dinâmica e banda. São mostrados, também, alguns circuitos equivalentes para os fotodiodos PIN, e é feita uma análise do conjunto PIN/pré-amplificador.

2.2 RECEPTOR ÓPTICO BÁSICO

A função de um receptor é detectar a potência óptica introduzida e regenerar os dados transmitidos para uma transmissão posterior (se for um repetidor) ou para o processamento final do sinal (se for um equipamento final de linha).

O diagrama em blocos de um receptor óptico é mostrado na Fig. 2.1.

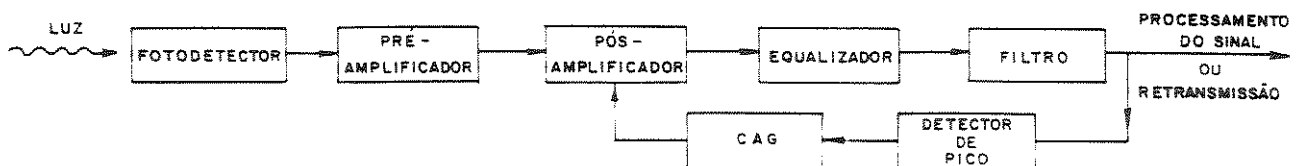


Fig. 2.1

O detector é, basicamente, o elemento transdutor de potência luminosa em corrente elétrica. O pré-amplificador tem a função de

amplificar a fotocorrente gerada pelo detector agregando o mínimo de ruído ao sinal. O pré-amplificador deve ser projetado para ser de baixo ruído. A função do pós-amplificador é de aumentar o nível de sinal à saída do pré-amplificador. Normalmente está incluído nele o controle automático de ganho (CAG), cuja função é compensar as variações no nível de potência óptica recebida. O CAG pode atuar, eventualmente, sobre o pré-amplificador. O equalizador, que pode ou não estar presente, dependendo do tipo de pré-amplificador escolhido, tem a função de eliminar distorções na forma do sinal produzidas no conjunto pré-amplificador / pós-amplificador ou pelos efeitos dispersivos na fibra [1]. O filtro tem duas funções: a primeira é dar a forma desejada ao sinal a ser processado e a segunda eliminar o ruído fora da faixa útil. Para sistemas "digitais" o filtro é utilizado, também, para minimizar a interferência intersimbólica.

As partes mais importantes em um receptor óptico são o fotodetector e o pré-amplificador de baixo ruído. Estes dois elementos determinam muitas das características dos fotoreceptores e de seus desempenhos. O resto do circuito mostrado na Fig. 2.1 é mais ou menos parecido aos utilizados em sistemas tradicionais de cabos coaxiais.

Os receptores ópticos podem ser classificados em função do tipo de fotodetector usado (PIN, APD, etc) e do primeiro transistor do pré-amplificador (FET, bipolar, etc.). Assim, tem-se receptores ópticos PIN-FET, PIN-Bipolar, APD-FET, APD-Bipolar, etc. Este trabalho tem por objetivo o projeto e posterior implementação do conjunto fotodetector/pré-amplificador do tipo PIN-FET.

2.3. TIPOS E CARACTERÍSTICAS DOS FOTODETECTORES

Na maioria dos sistemas de comunicações por fibra óptica, os fotodetectores utilizados são os fotodiodos PIN e os fotodiodos de avalanche, APD.

Os fotodiodos utilizados em comunicações ópticas são polarizados inversamente. Na Fig. 2.2, mostra-se um circuito simples de polarização destes fotodiodos.

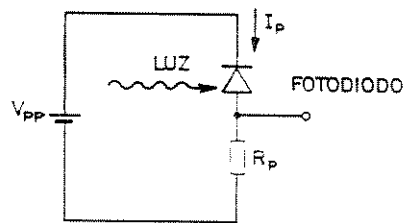


Fig. 2.2

Como neste trabalho são utilizados fotodiodos PIN, não são feitas considerações sobre os fotodiodos APD.

Para um fotodiodo PIN, a fotocorrente I_p gerada, considerando o PIN inversamente polarizado, é dada por [1]:

$$I_p = \frac{\eta e}{h \nu} P \quad (2.1)$$

onde η é a eficiência do fotodiodo, "e" é a carga do elétron, h é a constante de Planck, ν é a frequência da radiação incidente e P é a potência luminosa incidente no fotodiodo.

A responsividade do fotodiodo é definida como:

$$R_o = \frac{\eta e}{h \nu} \quad (2.2)$$

Substituindo a eq.(2.2) na eq.(2.1), obtém-se:

$$I_p = R_o P \quad (2.3)$$

Um parâmetro importante que caracteriza os fotodiodos, em geral, é a corrente de escuro, que é aquela que circula através deles sem a presença de luz. Esta corrente aumenta o ruído do receptor (ruído shot), piorando seu desempenho.

Na Fig. 2.3, mostra-se a corrente de escuro em função da tensão inversa nos terminais de um fotodiodo PIN de InGaAs construído no CPqD-Telebrás [2].

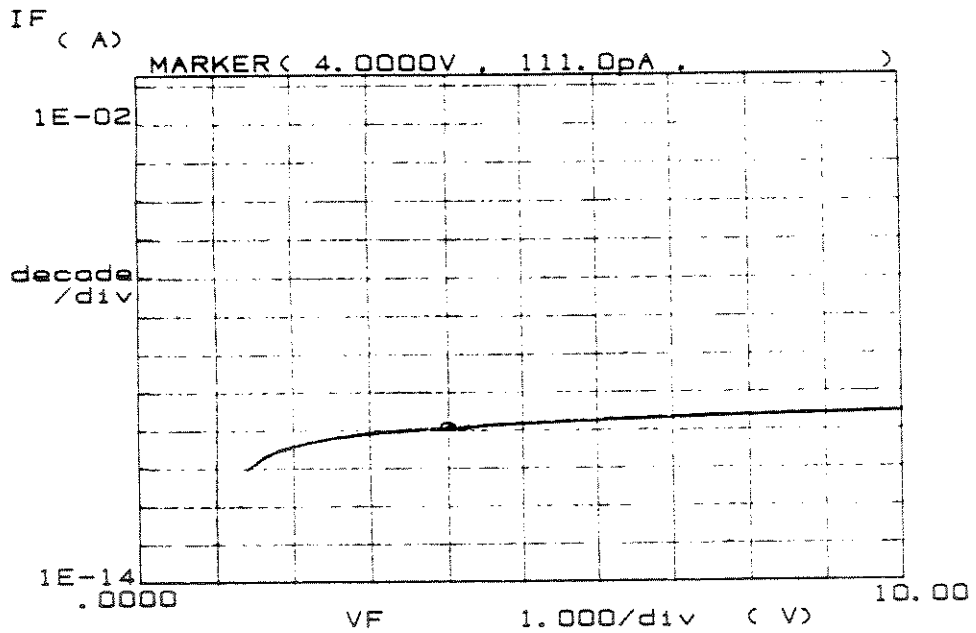


Fig. 2.3

Um circuito equivalente do fotodiodo PIN (polarizado inversamente) é mostrado na Fig. 2.4 [3].

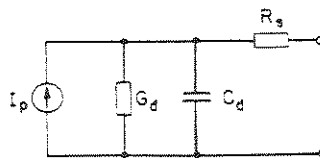


Fig. 2.4

Neste circuito C_d é a soma da capacitância da região de depleção do fotodiodo (por estar o fotodiodo inversamente polarizado) e da capacitância parasita devida ao "chip-carrier". R_s é a soma da resistência do material semiconductor e da resistência de contato e G_d é a condutância dinâmica do fotodiodo. I_p é a fotocorrente gerada. Um circuito equivalente mais simples é mostrado na Fig. 2.5, onde só se consideram as capacitâncias da região de depleção e as parasitas.

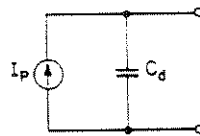


Fig. 2.5

A capacitância da região de depleção de um fotodiodo varia em função da tensão inversa aplicada entre anodo e catodo. Na Fig. 2.6, mostra-se a capacitância medida, C_d , em função da tensão inversa aplicada a um fotodiodo PIN de InGaAs/InP (diâmetro da junção = 75 μm) construído no CPqD-Telebrás.

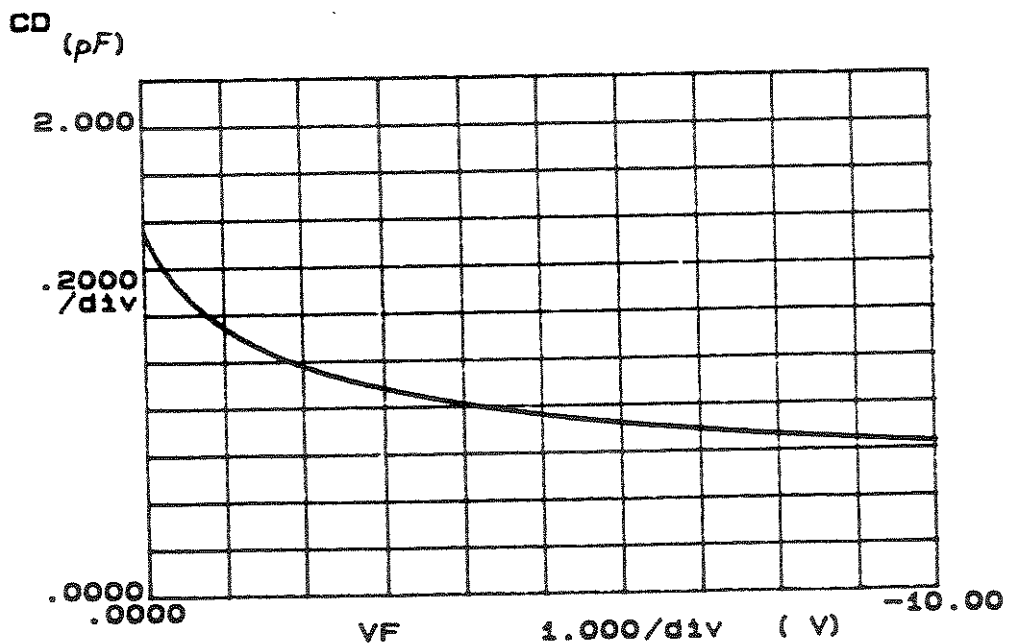


Fig. 2.6

Como se observa, a capacitância C_d diminui à medida que a tensão inversa aumenta.

2.4. CLASSIFICAÇÃO DOS PRÉ-AMPLIFICADORES

Os pré-amplificadores para receptores ópticos podem ser classificados, em função de sua configuração, em quatro tipos [4]:

- a. de alta impedância de entrada,
 - b. de transimpedância,
 - c. de baixa impedância de entrada e
 - d. realimentação paralela de corrente (current-current feedback).
- São feitas, na sub-seção 2.6, considerações sobre os dois primeiros.

Um circuito esquemático para um pré-amplificador de alta impedância de entrada é mostrado na Fig. 2.7. e um outro, de transimpedância, é apresentado na Fig. 2.8. Em ambas as figuras é incluído o fotodetector.

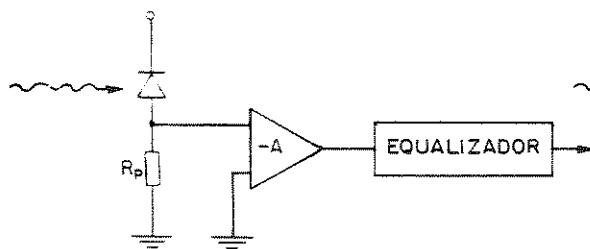


Fig. 2.7

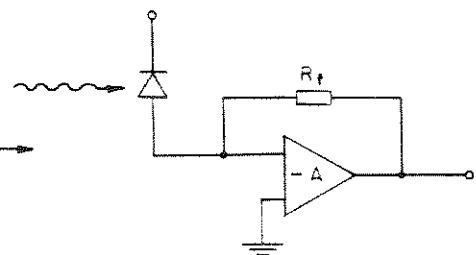


Fig. 2.8

2.5. RUÍDO NO RECEPTOR ÓPTICO DEVIDO AO PRÉ-AMPLIFICADOR E AO FOTODIODO

O ruído nos receptores ópticos é, normalmente, caracterizado através da corrente quadrática média equivalente de ruído na entrada $\sqrt{\langle i_n^2 \rangle}$. Esta corrente equivalente leva em consideração os ruídos gerados no amplificador e no fotodiodo. Para o cálculo do ruído do amplificador se considera somente o ruído

gerado no primeiro transistor do pré-amplificador. Evidentemente o ruído depende do tipo e das características do transistor utilizado. O ruído total em um receptor óptico é dado, então, pela soma das correntes quadráticas médias (potências normalizadas) de ruído, do pré-amplificador e do fotodiodo:

$$\langle i_n^2 \rangle = \langle i_{na}^2 \rangle + \langle i_{nd}^2 \rangle \quad (2.4)$$

A seguir é feita uma descrição das diferentes fontes de ruído presentes num receptor optico do tipo PIN-FET.

2.5.1. Ruído Devido ao Fotodiodo PIN

O ruído gerado no fotodiodo PIN é devido ao ruído "shot" gerado pela corrente de escuro, e é dado por [1]:

$$\langle i_{nd}^2 \rangle = 2 e I_e B I_2 \quad (2.5)$$

onde I_e é a corrente d.c. de escuro, B é a taxa de informação em bits por segundo, I_2 é uma função peso que depende das formas de pulso na entrada e saída do receptor óptico. Valores de I_2 são dados na Tabela I.

FORMA DO PULSO A SAIDA: COSSENO LEVANTADO (NO DOMÍNIO DA FREQ.)				
Tipo de código \ I_i	I_2	I_3	I_{f1}	I_{f2}
NRZ	0,5638	0,0868	11,4049	0,1838
RZ	0,4026	0,0361	11,0380	0,0983

Tabela I

2.5.2. Ruído Devido ao Pre-Amplificador

a. Ruído térmico

A parte do ruído do amplificador devido ao resistor R_p (ver Fig. 2.7) ou ao resistor R_f (ver Fig. 2.8) é dada por [1]:

$$\langle i_{R_1}^2 \rangle = \frac{4KT}{R_1} I_2 B \quad (2.6)$$

onde R_1 é R_p ou R_f , k é a constante de Boltzmann e T é a temperatura absoluta.

b. Ruídos no FET

Neste trabalho consideram-se as seguintes fontes de ruído nos FETs: os ruídos intrínsecos, o ruído $1/f$ e o ruído "shot" devido à corrente de polarização de porta I_G .

Os ruídos intrínsecos são devidos a duas fontes de ruído no FET: o ruído térmico gerado no canal e o ruído induzido na porta [5]. Sendo estas duas fontes de ruído correlacionadas, podem-se representar os ruídos intrínsecos através de uma única fonte de corrente na entrada do receptor óptico, cujo valor quadrático médio é dado por [6]:

$$\langle i_{ch}^2 \rangle = \frac{4KT\Gamma}{g_m} \left[\frac{I_2 B}{R_1^2} \cdot \frac{p}{\Gamma} + \left(2 \pi C_t \right)^2 I_3 B^3 \right] \quad (2.7)$$

onde I_2 , I_3 são funções peso que dependem da forma do pulso na entrada do receptor e da forma do pulso equalizado na saída. Valores de I_2 e I_3 são dados na Tabela I. $\frac{1}{R_1} + j\omega C_t$ é a admitância de entrada do amplificador, quando a saída do MESFET está curto-circuitada. Γ é uma constante numérica definida em [9] por:

$$\Gamma = p - 2Q \frac{C_{gs}}{C_t} + R \left(\frac{C_{gs}}{C_t} \right)^2 \quad (2.8)$$

P, Q e R são fatores que dependem de vários parâmetros do FET e da polarização de porta [9]. Na Fig. 2.9 são reproduzidas curvas de P, Q e R que estão em [9]. C_{gs} é a capacitância porta-fonte do FET. Na Fig. 2.9 são mostrados os fatores P, Q e R em função de s, tendo como parâmetro W. A variável s é definida por:

$$s = \left[\frac{0,8 - V_G}{W_0} \right]^{1/2} \quad (2.8a)$$

onde V_G é a tensão da porta do FET e W_0 é a tensão de "pinch-off".

O parâmetro W é definido por:

$$W = \frac{E_s L}{W_0} \quad (2.8b)$$

onde E_s é o campo de saturação (4 kV/cm) e L é o comprimento da porta do FET.

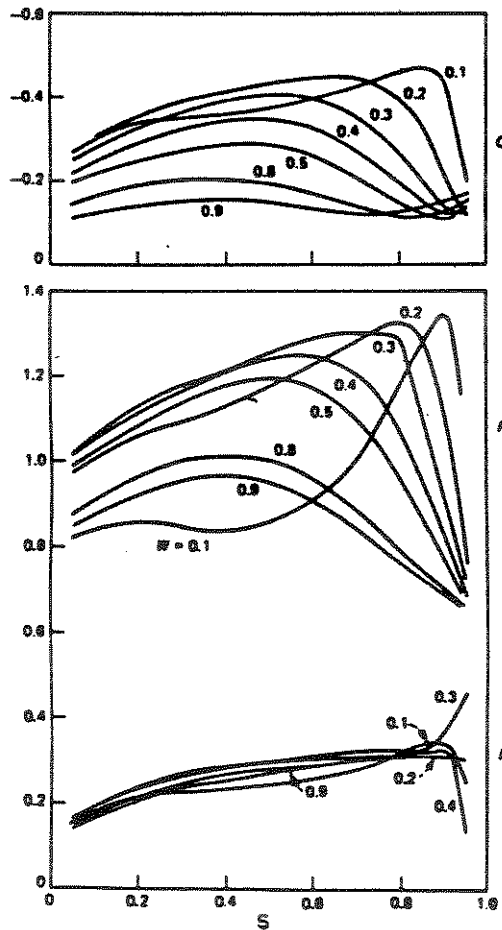


Fig. 2.9

O ruído devido à corrente de polarização de porta é do tipo "shot" e é representado na entrada do receptor por uma fonte de corrente cujo valor quadrático médio é dado por:

$$\langle i_{ng}^2 \rangle = 2 e I_G I_2 B \quad (2.9)$$

onde I_G é a corrente de polarização de porta.

Por último, o ruído $1/f$ existente a baixas frequências é representado por uma outra fonte de corrente cujo valor quadrático médio é dado por [6]:

$$\langle i_{nl/f}^2 \rangle = N_g \left[\frac{I_{f1}}{R_i^2} + (2\pi C_t)^2 I_{f2} B^2 \right] \quad (2.10)$$

onde N_g é a densidade espectral de ruído $1/f$ a 1MHz, variando seu valor entre 10^{-11} e 10^{-9} V^2/Hz e I_{f1} e I_{f2} são constantes apresentadas na Tabela I. Então:

$$\langle i_{na}^2 \rangle = \langle i_{R_i}^2 \rangle + \langle i_{ch}^2 \rangle + \langle i_{ng}^2 \rangle + \langle i_{nl/f}^2 \rangle \quad (2.11)$$

Substituindo as eqs. (2.6), (2.7), (2.9) e (2.10) na eq.(2.11), obtém-se:

$$\begin{aligned} \langle i_{na}^2 \rangle = & \left[\frac{4kT}{R_i} + 2eI_G \right] I_2 B + \frac{4kT\Gamma}{q_m} \left[\frac{I_2^B}{R_i^2} \cdot \frac{P}{\Gamma} + \right. \\ & \left. + \left[2\pi C_t \right]^2 I_3 B^3 \right] + N_g \left[\frac{I_{f1}}{R_i^2} + \left[2\pi C_t \right]^2 I_{f2} B^2 \right] \end{aligned} \quad (2.12)$$

Finalmente, o ruído total é dado pela eq. (2.4). Considerando as eqs. (2.5) e (2.12), obtém-se:

$$\begin{aligned}
\langle i_n^2 \rangle &= \left[\frac{4kT}{R_i} + 2e \left(I_G + I_e \right) \right] I_2 B + \frac{4kT\Gamma}{g_m} \left[\frac{I_2 B}{R_i^2} \cdot \frac{P}{\Gamma} + \right. \\
&+ \left. \left(2\pi C_t \right)^2 I_3 B^3 \right] + N_g \left[\frac{I_{f1}}{R_i^2} + \left(2\pi C_t \right)^2 I_{f2} B^2 \right] \quad (2.13)
\end{aligned}$$

2.5.3. Sensitividade

A sensibilidade de um receptor óptico é uma medida do mínimo nível de potência óptica requerida na entrada do receptor para operar com uma taxa de erro de bit (BER) dada.

Existem duas definições formais de sensibilidade: uma é definida como a potência óptica média $\bar{P}$ requerida, para uma dada taxa de erro, e a outra, mais usada, é definida como a potência óptica média já convertida, $\eta \bar{P}$, requerida para ter uma dada taxa de erro. $\eta \bar{P}$ é a potência luminosa realmente detectada pelo fotodetector (diretamente convertida em fotoelétrons). A potência $\bar{P}$, é definida [1] como:

$$\bar{P} = b(0) p(0) + b(1) p(1) \quad (2.14)$$

onde $b(0)$ e $b(1)$ são, respectivamente, as potências luminosas quando um "0" e um "1" são transmitidos, $p(0)$ e $p(1)$ são, respectivamente, a probabilidade de que o pulso transmitido seja um "0" ou um "1". Considerando $p(0) = p(1) = \frac{1}{2}$, obtém-se:

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \left[b(0) + b(1) \right] \quad (2.15)$$

A sensibilidade foi definida por Personick [1] por:

$$P_{\min} = \frac{1+r}{1-r} \frac{h\nu}{e} Q \sqrt{\langle i_n^2 \rangle} \quad (2.16)$$

onde h é a constante de Planck, ν a frequência da radiação incidente, " e " a carga do elétron, $\langle i_n^2 \rangle$ o valor quadrático médio da corrente de ruído na entrada do receptor, que foi calculada em (2.13), Q é um fator que leva em consideração a taxa de erro de bits (BER) desejada (na Tabela II são mostrados alguns valores típicos de Q para diferentes BER) e r é o coeficiente de extinção, definido por:

$$r = \frac{b(0)}{b(1)} \quad (2.17)$$

BER	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}	10^{-13}	10^{-14}	10^{-15}
Q	6	6,36	6,71	7,04	7,35	7,65	7,94

Tabela II

O coeficiente de extinção é fixado quando se faz a modulação da potência óptica no laser. Na Fig. 2.10, mostra-se a característica estática P - I (potência luminosa - corrente através do laser) para um laser do tipo DCPBH (Double Channel Planar Burried Heterostructure) de InP/InGaAsP, com emissão de luz em um comprimento de onda de $1,3 \mu\text{m}$. Na Fig. 2.10 se mostra, também, a modulação da potência luminosa através de uma corrente de modulação, obtendo-se uma potência luminosa modulada. Na figura estão indicados $b(1)$ e $b(0)$. Normalmente os lasers usados em telecomunicações são modulados com $b(0)$ entre $0,05\bar{P}$ e $0,1\bar{P}$ e $b(1)$ entre $1,90\bar{P}$ e $1,95\bar{P}$ resultando $\frac{1+r}{1-r}$ entre 1,05 e 1,11, aproximadamente.

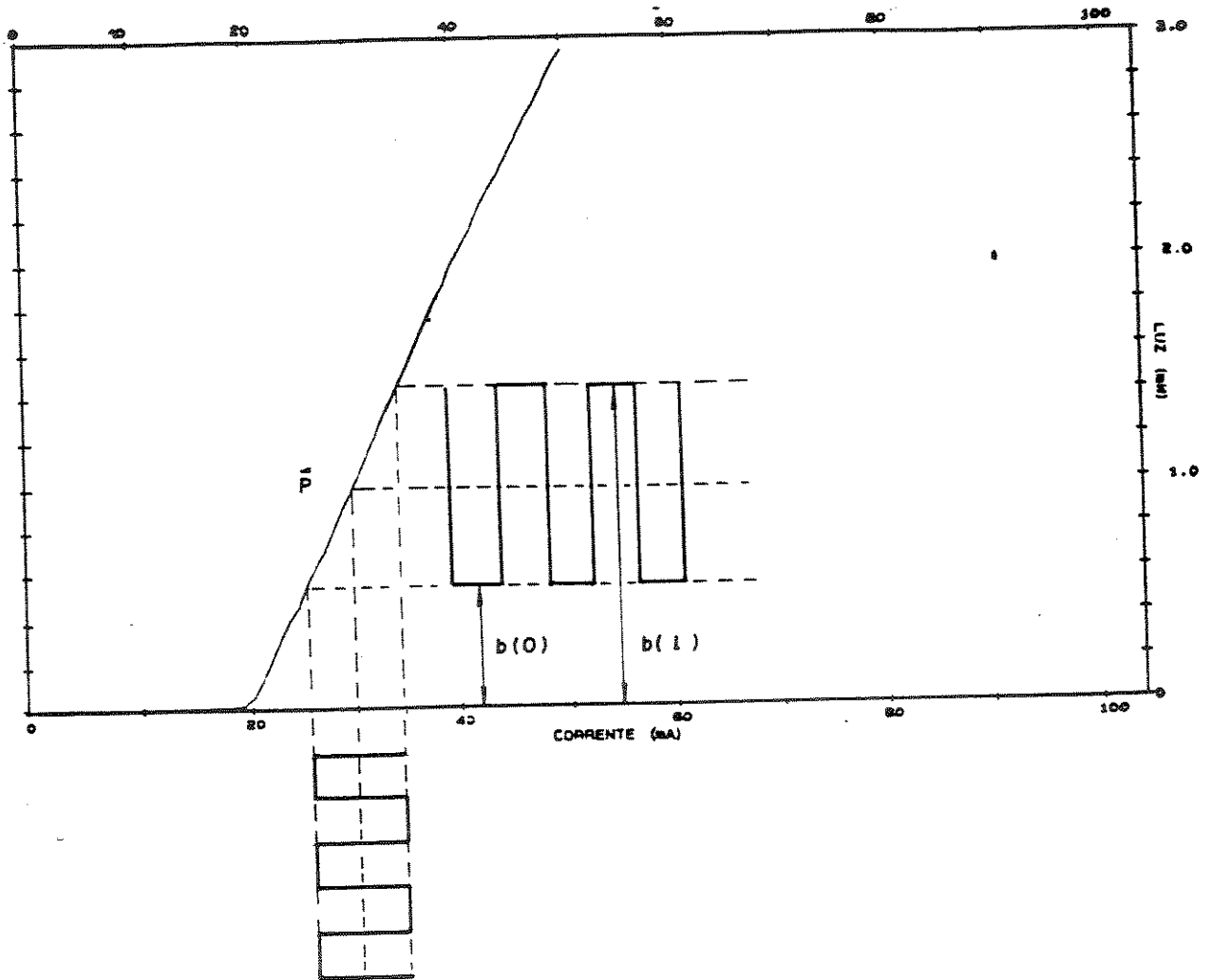


Fig. 2.10

Da equação (2.1) pode-se obter:

$$\eta \bar{P} = \frac{h\nu}{e} I_p \quad (2.18)$$

Comparando (2.18) com (2.16), encontra-se:

$$I_{pmin} = \frac{1+r}{1-r} Q \sqrt{\langle i_n^2 \rangle} \quad (2.19)$$

onde I_{pmin} é a mínima corrente d.c. através do fotodiodo PIN, modulada com um coeficiente de extinção, r , para dar uma BER fixada. O fator $\frac{1+r}{1-r}$ indica a quantidade de vezes que a corrente de polarização, modulada com uma taxa de extinção determinada, tem que ser maior que a corrente quadrática média de ruído, para ter uma BER fixada.

Normalmente a sensibilidade é dada em dBm e está definida como:

$$S(\text{dBm}) = 10 \log \left[\frac{n\bar{p}|_{\min}}{1 \text{ mW}} \right] \quad (2.20)$$

2.6. CONSIDERAÇÕES SOBRE PRÉ-AMPLIFICADORES DE ALTA IMPEDÂNCIA E DE TRANSIMPEDÂNCIA.

Nesta seção é feita uma análise simplificada da resposta em frequência dos pré-amplificadores mostrados nas Figs. 2.7 e 2.8. Para a análise é utilizado o circuito equivalente do fotodiodo PIN, mostrado na Fig. 2.5.

2.6.1. Pré-amplificador de Alta Impedância de Entrada

Na Fig. 2.11 é mostrado o circuito a.c. correspondente à Fig. 2.9.

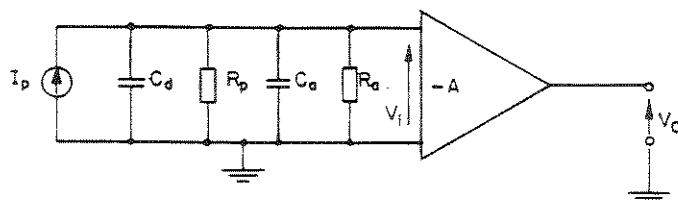


Fig. 2.11

Nesta figura C_d é a capacitância do fotodiodo, R_a e C_a são, respectivamente, a resistência e capacitância de entrada do amplificador, R_p é a resistência de polarização do fotodiodo, I_p é a corrente a.c. gerada pelo fotodiodo e V_i e V_o são, respectivamente, as tensões a.c. na entrada e na saída do amplificador.

O ganho de transimpedância, G_T , é definido como:

$$G_T = \frac{V_o}{I_p} \quad (2.21)$$

Da Fig. 2.11, pode-se deduzir, facilmente, que:

$$G_T = - \frac{A R_p}{1 + j\omega R_p (C_a + C_d)} \quad (2.22)$$

onde se considera $R_p \gg R_a$. A frequência de corte superior, f_h , do circuito é dada por:

$$f_h = \frac{1}{2\pi R_p (C_a + C_d)} \quad (2.23)$$

Normalizando G_T , com relação a AR_p , e considerando $\omega = 2\pi f$ na eq. (2.22), obtém-se:

$$g_T = \frac{G_T}{AR_p} = \frac{-1}{1 + j \frac{f}{f_h}} \quad (2.24)$$

Na Fig. 2.12 é representada a resposta em frequência normalizada, dada pela eq. (2.24).

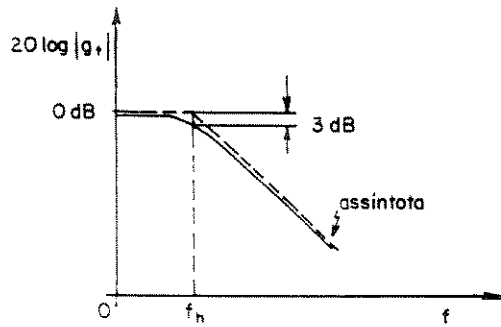


Fig. 2.12

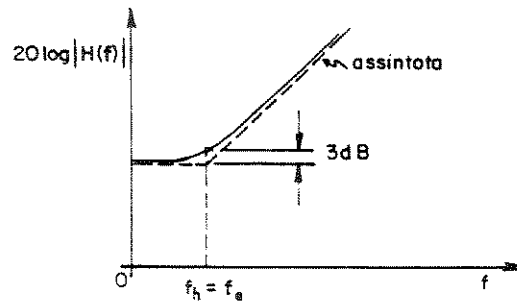


Fig. 2.13

Para transmitir uma taxa de bits, B , de pulsos do tipo NRZ, sem equalização, é necessária uma banda mínima f_a , para o conjunto fotodiodo/pré-amplificador, igual a [10]:

$$f_a = I_2 B \quad (2.25)$$

Logo, deve-se ter:

$$f_h \geq f_a \quad (2.26)$$

Considerando as eqs. (2.23) e (2.26) conclui-se que:

$$R_p \leq \frac{1}{2\pi I_2 B (C_a + C_d)} \quad (2.27)$$

Chamando:

$$R_{pmx} = \frac{1}{2\pi I_2 B (C_a + C_d)} \quad (2.28)$$

Fica-se com:

$$R_p \leq R_{pmx} \quad (2.29)$$

O valor R_{pmx} indica o máximo valor de R_p para o qual os pulsos transmitidos não necessitam equalização. A condição (2.27) pode determinar a eleição de um valor de R_p relativamente pequeno, em função da taxa de bits a transmitir e das capacitâncias C_a e C_d , o que faz com que o ruído do receptor seja relativamente elevado (ver (2.13)). Esta desvantagem pode ser eliminada ignorando a eq. (2.27) e fazendo R_p tão grande quanto seja necessário para que o ruído seja menor que um valor previamente determinado. A consequência desta forma de determinar R_p é que o sinal é integrado. A distorção no sinal gerada por esta integração pode ser corrigida utilizando um circuito de equalização adequado na saída do pré-amplificador ou após o amplificador. Normalmente os circuitos de alta impedância de entrada são projetados para integrar o sinal e, posteriormente, se utiliza um equalizador. É por isto que na Fig. 2.7 é desenhado o equalizador. Esta forma de projeto para os pré-amplificadores de alta impedância de entrada gera receptores ópticos de boa sensibilidade mas, traz, como problema, a necessidade da equalização. Na Fig. 2.13, mostra-se a resposta em frequência necessária para o equalizador, onde $H(\omega)$ é a função de transferência do equalizador. Um problema prático no equalizador, é fazer com que a frequência f_e do equalizador seja igual à frequência f_h , já que esta última [ver eq. (2.23)] depende de C_a e C_d , as quais podem variar de circuito para circuito.

2.6.2. Pré-amplificador de Transimpedância

Na Fig. 2.14 mostra-se o circuito a.c. correspondente à Fig. 2.8.

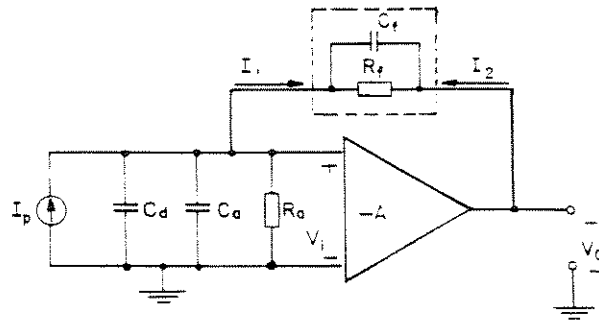


Fig. 2.14

Na Fig. 2.14, C_f é a capacitância paralela parasita do resistor R_f . Para determinar o ganho de transimpedância se utiliza a teoria de realimentação [11], [12]. Primeiramente é determinada a matriz admitância do quadripolo de realimentação, mostrado na Fig. 2.15 [13]. Tem-se:

$$I_1 = y_{11} V_i + y_{12} V_o \quad (2.30)$$

$$I_2 = y_{21} V_i + y_{22} V_o \quad (2.31)$$

ou, em forma matricial,

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

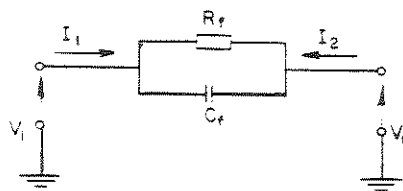


Fig. 2.15

A seguir, são determinados os parâmetros y :

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_i} \Big|_{V_o=0} = \frac{1}{R_f} + j \omega C_f \quad (2.33)$$

$$y_{12} = \frac{I_1}{V_o} \Big|_{V_i=0} = - \left[\frac{1}{R_f} + j \omega C_f \right] \quad (2.34)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{V_i} \Big|_{V_o=0} = - \left[\frac{1}{R_f} + j \omega C_f \right] \quad (2.35)$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{V_o} \Big|_{V_i=0} = \frac{1}{R_f} + j \omega C_f \quad (2.36)$$

As eqs. (2.30) e (2.31) podem ser representadas pelo circuito mostrado na Fig. 2.16.

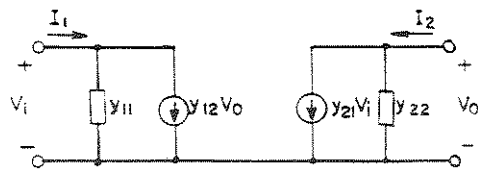


Fig. 2.16

Considerando o circuito equivalente do quadripolo da Fig. 2.16 e introduzindo-o na Fig. 2.14, resulta na Fig. 2.17.

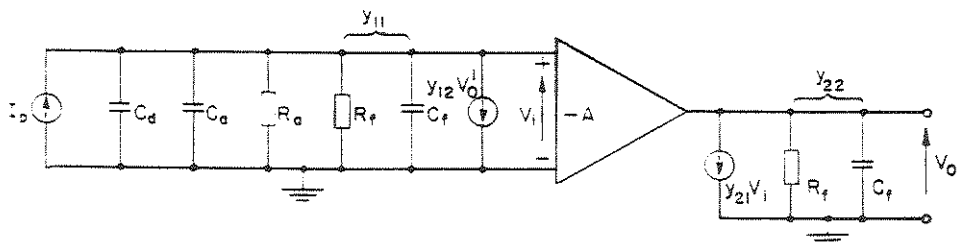


Fig. 2.17

Na Fig. 2.17 a fonte de corrente $y_{12} V_o$ foi substituída por $y_{12} V_o^)$ para efeito do cálculo dos ganhos com realimentação [11].

O ganho de transimpedância, definido por (2.21), é:

$$G_T = \frac{V_o}{I_p}$$

Aplicando a teoria de realimentação [11], tem-se:

$$G_T = \frac{G_{Ti}}{1 - T} \quad (2.37)$$

onde G_{Ti} é o ganho de transimpedância de malha aberta (considerando $V_o^)=0$) e T é o ganho de tensão da malha definido por:

$$T = \frac{V_o}{V_o^)} \bigg|_{I_p = 0} \quad (2.38)$$

Então:

$$G_{Ti} = \frac{V_o}{I_p} \bigg|_{V_o^)=0} \quad (2.39)$$

$$G_{Ti} = \left[\frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{I_p} \right]_{V_o^)=0}$$

Da mesma forma que foi determinado na sub-seção 2.6.1, e considerado $R_f \ll R_a$, tem-se:

$$G_{Ti} = - \frac{A R_f}{1 + j \omega R_f (C_a + C_d + C_f)} \quad (2.40)$$

Para o cálculo de T, pode-se escrever:

$$T = \frac{V_o}{V_1} = \frac{V_1}{Y_{12} V_o} Y_{12} \bigg|_{I_p=0}$$

Considerando $R_f \ll R_a$, conclui-se que:

$$T = \frac{A Y_{12}}{\frac{1}{R_f} + j\omega (C_a + C_d + C_f)} \quad (2.41)$$

Substituindo Y_{12} , dado pela eq. (2.34), obtém-se:

$$T = - \frac{A \left[\frac{1}{R_f} + j\omega C_f \right] R_f}{1 + j\omega R_f [C_a + C_d + C_f]} \quad (2.42)$$

Então:

$$1 - T = \frac{1 + j\omega R_f [C_a + C_d + C_f] + A [1 + j\omega C_f R_f]}{1 + j\omega R_f [C_a + C_d + C_f]} \quad (2.43)$$

$$1 - T = \frac{1 + A + j\omega R_f [C_a + C_d + (1+A)C_f]}{1 + j\omega R_f [C_a + C_d + C_f]}$$

Substituindo as eqs. (2.43) e (2.40) na eq. (2.37) resulta:

$$G_T = - \frac{\frac{A}{1+A} R_f}{1 + j\omega \frac{R_f}{1+A} [C_a + C_d + (1+A)C_f]} \quad (2.44)$$

(1)
Considerando $A \gg 1$

$$G_T = - \frac{R_f}{1 + j\omega \frac{R_f}{A} [C_a + C_d + AC_f]} \quad (2.45)$$

De (2.45), pode-se determinar que a frequência de corte é:

$$f_h = \frac{A}{2 \pi R_f [C_a + C_d + A C_f]} \quad (2.46)$$

Considerando, como primeira aproximação, que $AC_f \ll C_a + C_d$ resulta:

$$f_h \simeq \frac{A}{2 \pi R_f [C_a + C_d]} \quad (2.47)$$

Comparando a aproximação (2.47) com a eq. (2.23) resulta que, se $R_f = R_p$, a frequência de corte de um pré-amplificador de transimpedância é "A" vezes maior que um de alta impedância, ou, considerando-se uma f_h dada (e considerando que não se precisa de equalização) no pré-amplificador de transimpedância, pode-se utilizar uma R_f "A" vezes maior que R_p , com a consequente diminuição do ruído.

Voltando à equação (2.46), é importante realçar que a capacitância C_f tem que ser muito pequena, já que ela se reflete na entrada (efeito Miller) como uma capacitância "A" vezes maior, diminuindo a banda do circuito.

Os pré-amplificadores de transimpedância são, normalmente, usados sem equalização, aproveitando o fato de que possuem uma banda maior que os de alta impedância.

¹ Esta aproximação não é correta quando se usa só um estágio de amplificação, onde valores de $A \approx 5$ são apropriados [10].

2.7. FAIXA DINÂMICA [7]

Uma outra característica que mede o desempenho dos receptores ópticos é a sua capacidade de processar diferentes níveis de potência luminosa sem produzir distorções no sinal. Isto permitiria usar o mesmo receptor óptico para diferentes distâncias entre repetidores, permitindo, também, variações na potência óptica devidas às perdas nas conexões, mudanças na potência óptica com a temperatura, com o envelhecimento, etc. O parâmetro que mede esta característica do receptor é a faixa dinâmica que é definida como a diferença (em dB) entre a mínima potência óptica detectável pelo amplificador (dada pela sensibilidade) e a máxima potência óptica permitida. Existem diferentes formas de definir a máxima potência óptica permitida. À medida que a potência óptica aumenta, o BER diminui devido a que a relação sinal-ruído aumenta, até chegar a um nível de potência na qual o receptor (normalmente o pré-amplificador) satura e começa a distorcer o sinal e o BER aumenta devido à interferência intersimbólica. Tenta-se descrever o fenômeno de forma qualitativa na Fig. 2.18.

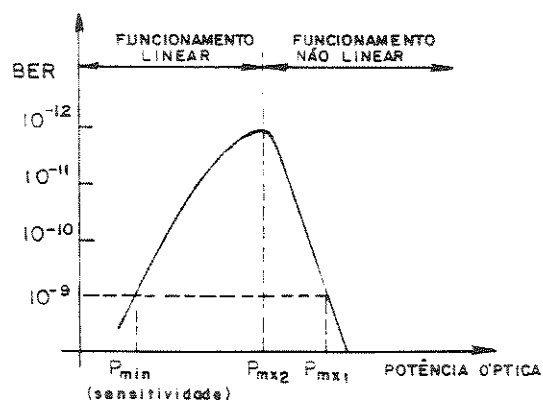


Fig. 2.18

A máxima potência óptica permitida é, às vezes, definida como o nível de potência onde o BER começa a ser maior que um valor desejado (normalmente 10^{-9}). Na Fig. 2.18 mostra-se a máxima

potência óptica permitida por esta definição (P_{mx1}). Esta definição considera que o pré-amplificador tem um comportamento não-linear, o qual é difícil de prever e varia de circuito para circuito com a mesma configuração. Uma definição mais conveniente é aquela que define a máxima potência óptica para a qual a saída do pré-amplificador começa a apresentar distorções. Na Fig. 2.18 mostra-se a máxima potência óptica permitida por esta definição (P_{mx2}).

A faixa dinâmica é função do resistor R_p (ver Fig.2.7) para os pré-amplificadores de alta impedância ou de R_f (ver Fig. 2.8) para os de transimpedância, aumentando à medida que R_p ou R_f diminuem. Mas uma diminuição de R_p ou R_f traz ,como consequência, um aumento no ruído do receptor (ver eq. 2.13). Então, existe sempre uma relação de compromisso entre sensibilidade e faixa dinâmica em receptores ópticos.

Referências Bibliográficas

- [1] R.G. Smith e S.D. Personick, "Receiver Design for Optical Communication Systems" em Semiconductor Devices for Optical Communications, H. Kressel, Ed. Berlin, W. Germany: Springer Verlag, 1980.
- [2] J. Salomão, E. A. Sato, Pei-Jen Shieh, K. Jomori, F. Borim, "Fotodetector PIN em InGaAs/InP para Comunicação", IV Congresso da Sociedade Brasileira de Microeletrônica, Porto Alegre, 1989, Vol. 2, pp. 527-532.
- [3] John Gowa, Optical Communication Systems ,Ed. Prentice Hall International, Inc. ,Londres 1984.
- [4] R.F.M. van den Brink, "Optical Receiver with Third-order Capacitive Current-Current Feedback, Electronics Letters, Vol.24, No 16, Agosto 1988, pp. 1024-1025.

- [5] Albert van der Ziel, Noise in Solid State Devices and Circuits, Ed. John Wiley, 1986.
- [6] Moon-Soo Park, Chang-Sup Shim e Min-Ho Kang, "Analysis of Sensitivity Degradation Caused by The Flicker Noise of GaAs MESFETs in Fiber-Optic Receivers", Jornal of Lightwave Technology, Vol. 6, No 5, May 1988, pp. 660-667.
- [7] Tran Van Muoi, "Receiver Design For High-Speed Optical-Fiber Systems", Journal of Lightwave Technology, Vol. LT2, No 3, Junho 1984, pp. 243-267.
- [8] W. Baechtold, "Noise Behavior of Schottky Barrier Gate Field-Effect Transistors at Microwave Frequencies", IEEE Trans. Electron Device, ED-18, No 2, February 1971, pp. 97-104.
- [9] K. Ogawa, "Noise Caused by GaAs MESFETs in Optical Receivers", B.S.T.J., Vol. 60, No 6, Julho-Agosto 1981, pp. 923-928.
- [10] G. P. Vella-Coleiro, "Optimization of the Optical Sensitivity of p-i-n FET Receivers", IEEE Electron Devices (Letters), Vol. 9, No 6, Junho 1988, pp. 269-271.
- [11] Donald L. Schilling, Charles Belove, Electronics Circuits: Discrete and Integrated, Ed. McGraw-Hill, Inc., 1968.
- [12] Paul R. Gray, Robert G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, Ed. John Wiley & Sons, 1977.
- [13] M.E. Van Valkenburg, Análisis de Redes, Ed. Limusa, México, 1979 (Tradução). Título Original: Network Analysis, Ed. Prentice Hall, Inc. 1974.

CAPÍTULO III

PROJETO DE DOIS PRÉ-AMPLIFICADORES DE TRANSIMPEDÂNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são projetados dois pré-amplificadores de transimpedância, os quais são casados a dois fotodiodos PIN. Os pré-amplificadores estão constituídos, cada um deles, por dois MESFETs de GaAs e têm uma saída projetada para trabalhar com 50 ohms. No primeiro circuito, os dois estágios de amplificação têm acoplamento a.c.; por outro lado, no segundo circuito, o acoplamento entre os dois estágios é d.c.. Em ambos os circuitos o acoplamento do fotodiodo PIN é d.c..

Como primeiro passo do projeto faz-se um estudo da polarização dos circuitos baseados nas características d.c. medidas dos MESFETs e dos fotodiodos PIN. Em seguida é feito um estudo a.c. dos circuitos baseado nos parâmetros S dos MESFETs fornecidos pelo fabricante. A seguir é realizado um estudo da estabilidade dos circuitos e, finalmente, é feita uma análise dos circuitos em baixas frequências.

3.2 CONFIGURAÇÕES DOS CIRCUITOS PROJETADOS

Os dois circuitos projetados são mostrados nas Figs. 3.1 e 3.2. Uma característica importante dos circuitos é que o conjunto de resistores de polarização formam parte do circuito de r.f., já que eles não estão desacoplados por indutores ou tocos. O "lay-out" da Fig. 3.2 foi feito visando sua construção futura na forma de circuito integrado, ao passo que o da Fig. 3.1 é indicado para circuito híbrido de filme fino.

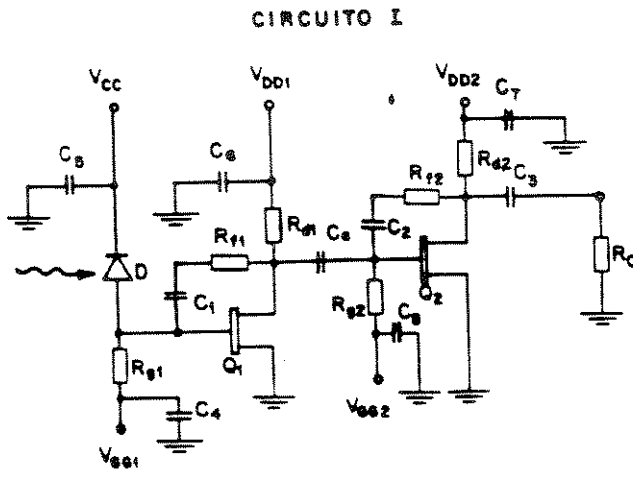


Fig. 3.1

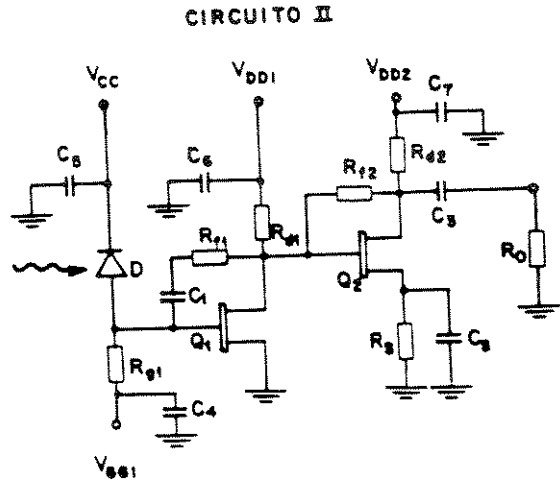


Fig. 3.2

O primeiro estágio de amplificação determina a configuração de transimpedância do pré-amplificador. Como foi visto no Capítulo II, este tipo de pré-amplificador possui banda larga e uma boa faixa dinâmica. A resistência de realimentação R_{f1} (em ambos os circuitos), cumpre duas funções:

- a) determinar a banda do circuito e
 - b) estabilizar o transistor Q_1 (evitar que o transistor Q_1 oscile).
- Estes dois pontos são analisados em detalhe na subseção 3.3.2 .

A resistência R_{f2} , em ambos os circuitos, cumpre a função de estabilizar o circuito. O valor de R_{f2} é determinado estabelecendo um compromisso de maximizar a estabilidade, ganho de transimpedância e banda (ver subseção 3.3.2).

Em [1] foi projetado um circuito similar sem a resistência de realimentação R_{f2} . Com os MESFETs selecionados para este trabalho, torna-se necessária a utilização do resistor R_{f2} para garantir a estabilidade do circuito (ver subseção 3.3.2); as penalidades em ganho de transimpedância e em banda, devido a utilização de R_{f2} é pequena (ver subseção 3.3.2), o que justifica sua utilização.

A saída do amplificador está projetada para ter uma impedância de saída praticamente resistiva de valor igual a 50Ω , a qual é determinada pelo resistor R_{d2} (ver subseção 3.3.2). A banda do

circuito (fixado pela primeira frequência de corte) está determinada pela capacitância do fotodiodo PIN e pela impedância de entrada do pré-amplificador. Uma condição de projeto é que a segunda frequência de corte esteja suficientemente longe da primeira para evitar uma diminuição na banda do circuito.

No circuito da Fig. 3.2, o resistor R_S está presente para polarizar apropriadamente o transistor Q_2 , e o capacitor C_S é utilizado para desacoplar o resistor R_S do circuito de r.f.. Neste caso, a frequência de corte inferior fica determinada por C_S e R_S .

Os MESFETs Q_1 e Q_2 são NE71084 e suas especificações técnicas estão no Apêndice I. Os fotodiodos PIN foram construídos no CPqD/TELEBRAS e suas características estão dadas em [2].

3.3. PROJETO DO CIRCUITO I

Nesta seção é feito o projeto do circuito da Fig. 3.1. São feitas as análises d.c. e a.c. do circuito e determinados os valores dos resistores e capacitores do circuito. É feita uma análise de estabilidade do circuito considerando o parâmetro K e os círculos de estabilidade. São considerados, na análise a.c., as capacitâncias paralelas parasitas dos resistores. Finalmente, é feito um estudo para baixa frequência.

3.3.1. Projeto d.c. do Circuito I

No projeto d.c. do circuito da Fig. 3.1. são considerados os circuitos de polarização dos três elementos ativos do circuito. Para a polarização dos MESFETs foram obtidas suas características d.c..

(a) Polarização do fotodiodo PIN

O circuito de polarização do fotodiodo PIN é mostrado na Fig. 3.3.

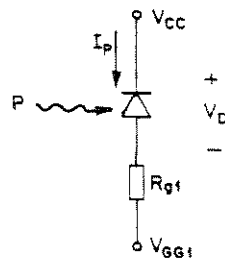


Fig. 3.3

O fotodiodo PIN, está polarizado inversamente, como foi visto no Capítulo II.

Como condição de projeto é fixada uma faixa dinâmica de 19 dB. A faixa dinâmica é definida por:

$$F_D(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_{\text{mx}}}{P_{\text{min}}} \quad (3.1)$$

onde se considera que P_{mx} é a potência óptica máxima de funcionamento linear (Ver Capítulo II). A potência mínima é determinada pela sensibilidade do receptor óptico. Será considerada uma sensibilidade, para o projeto, de -30 dBm.

A sensibilidade foi definida no Capítulo II pela eq. (2.20), que se reproduz como a eq. 3.2 :

$$S(\text{dBm}) = 10 \log \left(\frac{\eta P_{\text{min}}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (3.2)$$

Da eq. (3.2) obtém-se:

$$P_{\text{min}} = \frac{1}{\eta} 10^{\frac{S(\text{dBm})}{10}} \quad [\text{mW}] \quad (3.3)$$

Considerando $S = -30$ dBm e $\eta \cong 0,6$ resulta:

$$P_{\min} = 1,67 \mu W \quad (3.4)$$

Da eq. (3.1) pode-se obter:

$$P_{\max} = P_{\min} 10^{\frac{F_D(\text{dB})}{10}}$$

Considerando $F_D = 19$ dB, obtém-se:

$$P_{\max} = 133 \mu W$$

Pode-se determinar a corrente através do fotodiodo utilizando a eq. (2.3):

$$I_p = R_o P \quad (3.5)$$

Para os fotodiodos PIN fabricados no CPqD-Telebrás, tem-se uma responsividade $R_o \cong 0,6 \frac{W}{A}$. Então:

$$I_{p\min} = R_o P_{\min}$$

$$I_{p\min} \cong 1 \mu A \quad (3.6)$$

$$I_{p\max} = R_o P_{\max}$$

$$I_{p\max} \cong 80 \mu A \quad (3.7)$$

A determinação de $I_{p\min}$ e $I_{p\max}$ permite, posteriormente, determinar o valor de R_{q1} (Fig. 3.3).

A tensão de polarização do fotodiodo PIN, V_{CC} , é escolhida considerando que se quer minimizar a capacitância da região de depleção. Na Fig. 3.4, mostra-se a capacitância do fotodiodo em função da tensão inversa, para o diodo usado na implementação do circuito.

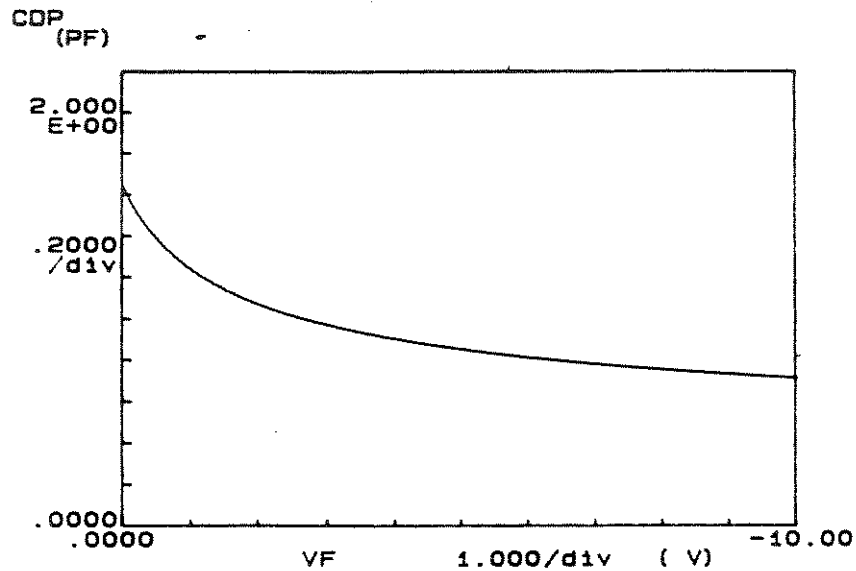


Fig. 3.4

A tensão inversa no fotodiodo PIN é dada por (Fig.3.1):

$$V_D = V_{CC} - V_{G1} \quad (3.8)$$

onde V_{G1} é a tensão na porta do transistor Q_1 . Considerando a tensão $V_{G1} \cong -0,5$ V (aproximação grosseira) e observando que a capacitância, para valores maiores que 5 V de tensão inversa não diminui sensivelmente, escolhe-se:

$$V_{CC} = 5 \text{ V} \quad (3.9)$$

Este mesmo valor de tensão será utilizado para polarizar os drenos dos transistores Q_1 e Q_2 .

(b) Polarização do Primeiro Estágio de Amplificação

Para a polarização dos MESFETs foram, primeiramente, obtidas as características externas dos mesmos. Na caracterização d.c. foi utilizado o instrumento HP 4145 ligado a três pontas de prova (uma para cada terminal dos MESFETs) ligadas a microposicionadores.

A parte d.c. do primeiro estágio de amplificação é mostrada na Fig. 3.5.

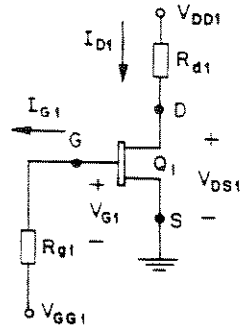


Fig. 3.5

A resistência R_{g1} forma parte tanto do circuito de polarização do PIN como da porta do transistor Q_1 .

Como o primeiro estágio é de baixo ruído, escolhe-se uma corrente de dreno baixa:

$$I_{D1} = 5 \text{ mA} \quad (3.10)$$

Considera-se que para essa corrente se terá uma tensão:

$$V_{DS1} = 4 \text{ V} \quad (3.11)$$

A escolha dessa tensão é para permitir grandes variações de tensão d.c. na porta de Q_1 , para ter uma boa faixa dinâmica.

A tensão de alimentação é escolhida:

$$V_{DD1} = 5 \text{ V} \quad (3.12)$$

Da Fig. 3.5, pode-se escrever:

$$V_{DD1} = V_{DS1} + I_{D1} R_{d1} \quad (3.13)$$

ou

$$R_{d1} = \frac{V_{DD1} - V_{DS1}}{I_{D1}} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.10), (3.11) e (3.12) na eq. (3.14), determina-se:

$$R_{d1} = 200 \, \Omega \quad (3.15)$$

Na Fig. 3.6, mostra-se a característica externa $I_D - V_{DS}$ para o MESFET a ser utilizado como primeiro estágio. Na figura traça-se a reta de carga determinada na eq. (3.13), considerando-se que $R_{D1} = 200 \, \Omega$ e $V_{DD1} = 5 \, V$.

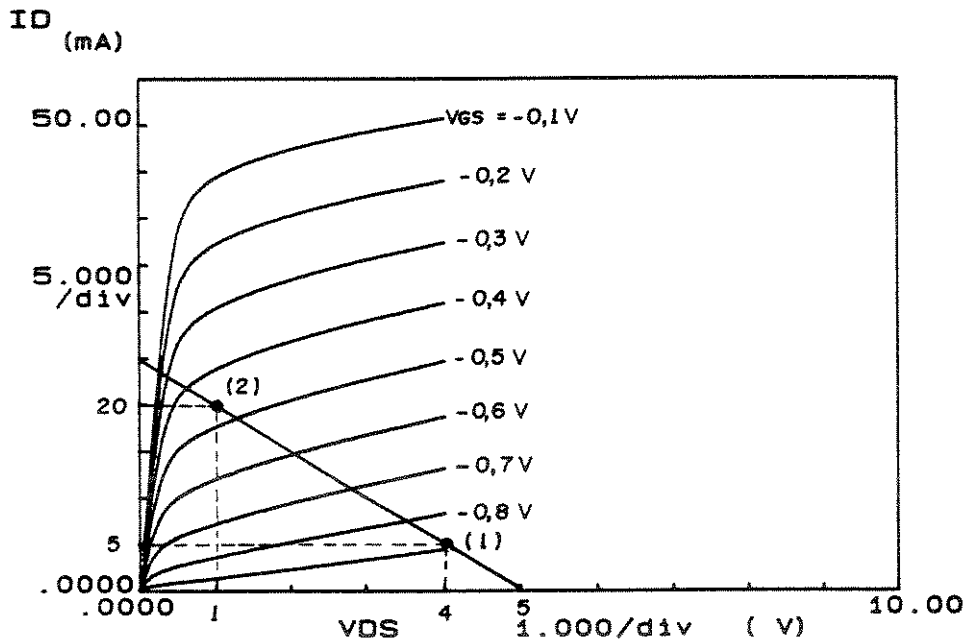


Fig. 3.6

O ponto (1) mostrado na figura indica a polarização escolhida para baixo ruído. Estima-se um funcionamento linear do MESFET até o ponto (2) onde $V_{DS1} = 1 \, V$. Da Fig. 3.6, pode-se determinar que, para o ponto (1):

$$V_{G1min} \simeq -0,89V \quad (3.16)$$

e para o ponto (2):

$$V_{G1mx} \simeq -0,46V \quad (3.17)$$

O ponto (1) de funcionamento é atingido quando o diodo PIN está recebendo a mínima potência óptica (determinada pela sensibilidade desejada), enquanto o ponto (2) é atingido quando o PIN está recebendo a máxima potência óptica. Através de (3.16) e (3.17) ficam determinadas as máximas variações possíveis para V_{G1} . Tem-se, agora, que determinar o valor de R_{q1} que permita esse comportamento.

A corrente através de R_{gl} , I_{Rgl} , é determinada por:

$$I_{Rgl} = I_p + I_{Gl} \quad (3.18)$$

onde I_p é a corrente através do fotodiodo e I_{Gl} é a corrente de polarização de porta (notar o sentido de I_{Gl} indicado na Fig. 3.5). Da mesma forma que existem I_{pmx} e I_{pmin} , existem I_{Glmx} e I_{Glmin} . Para determinar estes valores é utilizada a característica externa $I_G - V_G$, tendo como parâmetro V_{DS} , mostrada na Fig. 3.7.

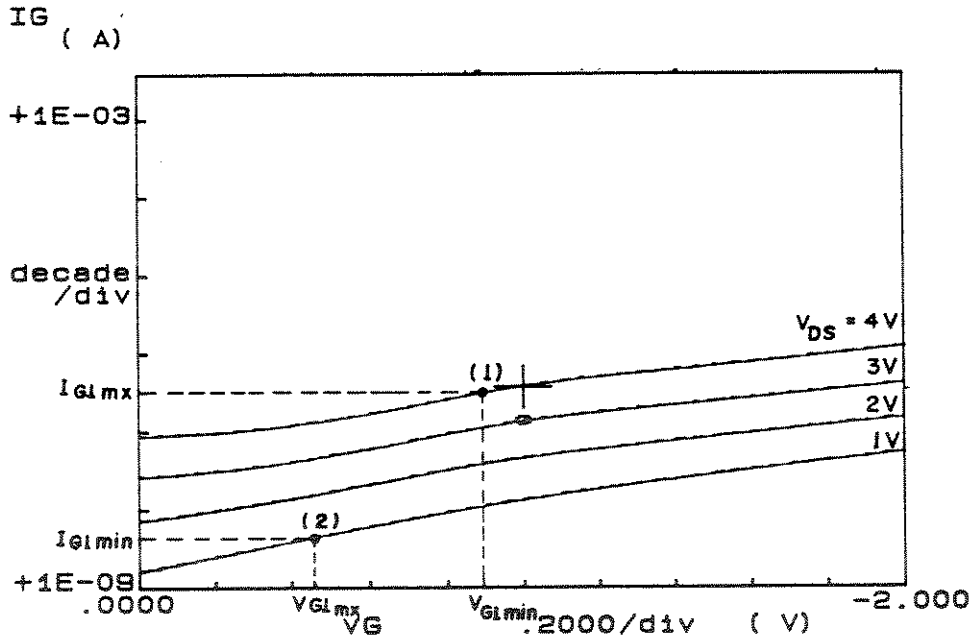


Fig. 3.7

I_{Glmx} corresponde à condição V_{Glmin} e I_{pmin} . Da Fig. 3.7, determina-se (ponto (1)):

$$I_{Glmx} \approx 300 \text{ nA} \quad (3.19)$$

I_{Glmin} corresponde à condição V_{Glmax} e I_{pmx} . Da Fig. 3.7 determina-se (ponto (2)):

$$I_{Glmin} \approx 7 \text{ nA} \quad (3.20)$$

Os pontos (1) e (2) da Fig. 3.6 correspondem aos pontos (1) e (2) da Fig. 3.7.

Determina-se, agora, $I_{R_{gl}}$ para os pontos (1) e (2). Substituindo (3.6) e (3.19) na eq. (3.18), obtém-se:

$$I_{R_{gl}}^{(1)} \simeq 1,3 \mu A \quad (3.21)$$

Substituindo (3.7) e (3.20) em (3.18), obtém-se:

$$I_{R_{gl}}^{(2)} \simeq 80 \mu A \quad (3.22)$$

Da Fig. 3.5, pode-se escrever:

$$V_{GG1} = V_{G1} - I_{R_{gl}} R_{gl} \quad (3.23)$$

Aplicando a eq. (3.23) para os pontos (1) e (2) das Figs. 3.6 e 3.7, obtém-se:

$$\text{ponto (1):} \quad V_{GG1} = V_{Glmin} - I_{R_{gl}}^{(1)} R_{gl} \quad (3.24)$$

$$\text{ponto (2):} \quad V_{GG1} = V_{Glmax} - I_{R_{gl}}^{(2)} R_{gl} \quad (3.25)$$

Subtraindo membro-a-membro as eqs. (3.24) e (3.25) se obtém, agrupando apropriadamente:

$$R_{gl} = \frac{V_{Glmax} - V_{Glmin}}{I_{R_{gl}}^{(2)} - I_{R_{gl}}^{(1)}} \quad (3.26)$$

Então:

$$R_{gl} = 5464 \Omega$$

Adotou-se o valor normalizado:

$$R_{gl} = 5600 \Omega \quad (3.27)$$

(c) Polarização do Segundo Estágio de Amplificação

A Fig. 3.8 mostra a parte d.c. do segundo estágio de amplificação.

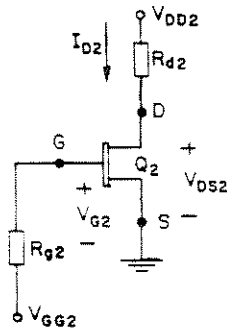


Fig. 3.8

O segundo estágio de amplificação tem a função de isolar a saída do primeiro estágio, possuir uma impedância de saída de $50 \, \Omega$ e aumentar o ganho de tensão do sinal. Na subseção 3.3.2 é calculado o valor de R_{d2} , que permite uma impedância de saída de $50 \, \Omega$. O valor encontrado é:

$$R_{d2} = 68 \, \Omega \quad (3.28)$$

Para aumentar o ganho de tensão do estágio é necessária uma corrente de dreno I_{D2} relativamente grande, sendo escolhido:

$$I_{D2} = 30 \, \text{mA} \quad (3.29)$$

A tensão de alimentação de dreno é também escolhida:

$$V_{DD2} = 5 \, \text{V} \quad (3.30)$$

A resistência de polarização da porta, R_{g2} , tem que ser escolhida suficientemente grande, optando-se pelo valor:

$$R_{g2} = 47 \, \text{k}\Omega \quad (3.31)$$

Na Fig. 3.8a, mostra-se a característica $I_D - V_{DS}$ do transistor Q_2 , onde se traçou a reta de carga dada por:

$$V_{DD2} = V_{DS2} + I_{D2} R_{d2}$$

Na figura se indica o ponto P que corresponde à polarização escolhida ($V_{DS2} \cong 3V$, $I_{D2} = 30 \text{ mA}$).

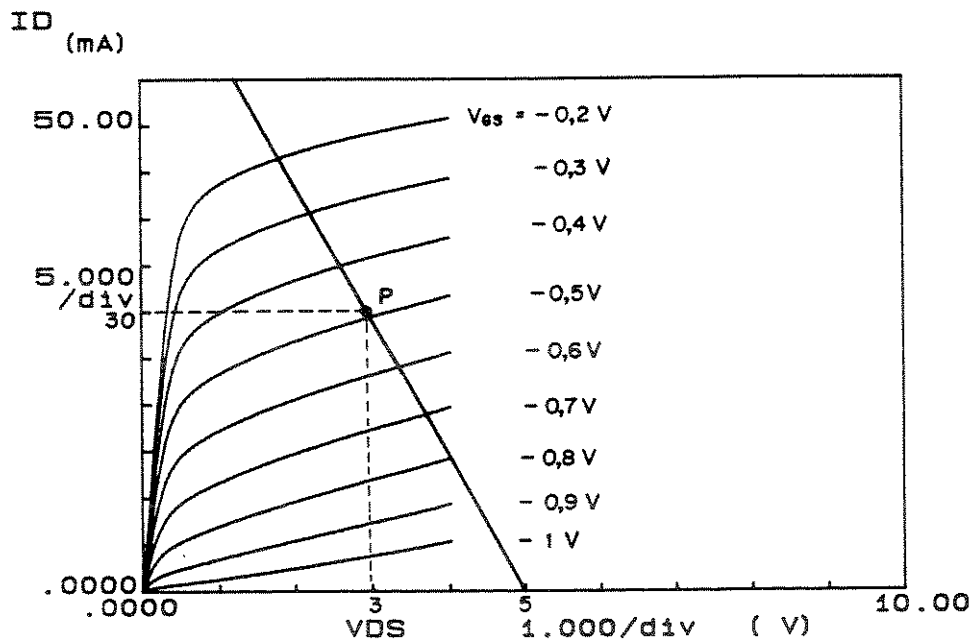


Fig. 3.8a

3.3.2. Projeto a.c. do Circuito I

O projeto a.c. está baseado na análise do circuito através dos parâmetros y (obtidos a partir dos parâmetros S fornecidos pelo fabricante) dos MESFETs. A partir desta análise são determinados os ganhos de transimpedância, ganhos de tensão, impedância de entrada e de saída. Na análise são consideradas as capacitâncias parasitas dos resistores utilizados. Para o cálculo inicial da resistência de realimentação R_{f1} é utilizado um circuito equivalente simples de um MESFET. Para a análise da estabilidade dos transistores, é utilizado o fator K e os círculos de

estabilidade. Finalmente, é feita a análise em baixa frequência, determinando os valores dos capacitores de desacoplamento.

(a) Análise a.c. para alta frequência

Na Fig. 3.9 mostra-se a parte a.c., para alta frequência, do circuito da Fig. 3.1, onde se consideram cada uma das capacitâncias paralelas parasitas dos resistores utilizados.

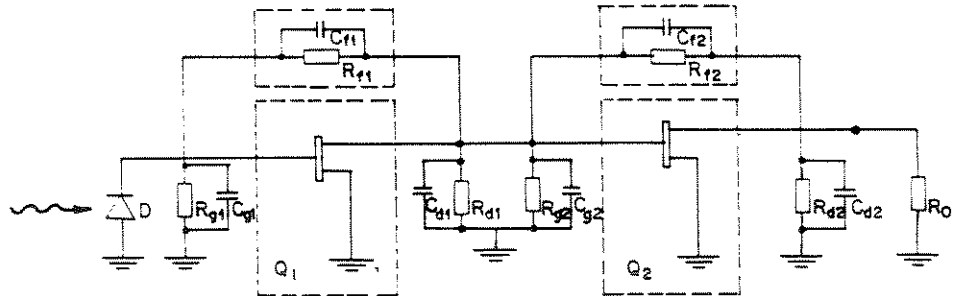


Fig. 3.9

Na Fig. 3.9, C_{g1} , C_{d1} , C_{d2} , C_{g2} , C_{f1} e C_{f2} são as capacitâncias paralelas parasitas associadas aos resistores R_{g1} , R_{d1} , R_{d2} , R_{g2} , R_{f1} e R_{f2} , respectivamente.

Na Fig. 3.10 é mostrado o mesmo circuito da Fig. 3.9, onde o fotodiodo PIN é representado através do circuito equivalente mostrado na Fig. 2.5, e os transistores Q_1 e Q_2 e as resistências de realimentação R_{f1} e R_{f2} (considerando suas capacitâncias paralelas parasitas), são representados através dos parâmetros y .

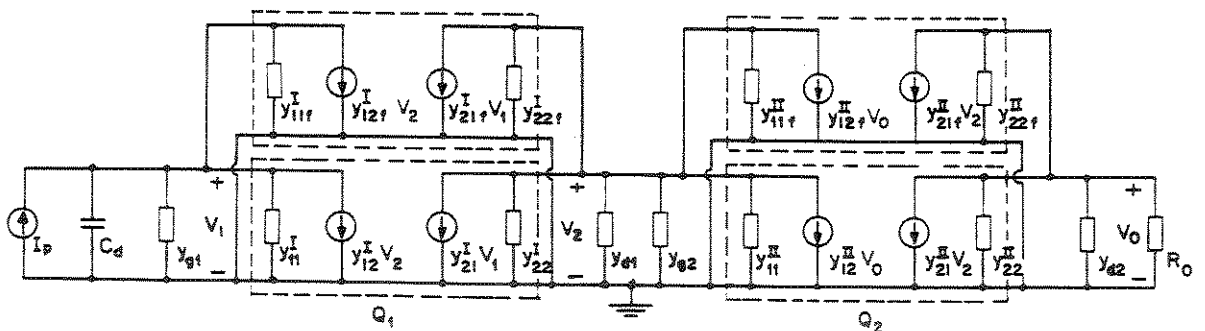


Fig. 3.10

Na Fig. 3.10, chama-se:

$$y_{g1} = \frac{1}{R_{g1}} + j \omega C_{g1} \quad (3.32)$$

$$y_{f1} = \frac{1}{R_{f1}} + j \omega C_{f1} \quad (3.33)$$

$$y_{d1} = \frac{1}{R_{d1}} + j \omega C_{d1} \quad (3.34)$$

$$y_{g2} = \frac{1}{R_{g2}} + j \omega C_{g2} \quad (3.35)$$

$$y_{f2} = \frac{1}{R_{f2}} + j \omega C_{f2} \quad (3.36)$$

$$y_{d2} = \frac{1}{R_{d2}} + j \omega C_{d2} \quad (3.37)$$

Os parâmetros y das resistências de realimentação foram obtidos no Capítulo II. Para o resistor de realimentação do transistor Q_1 , utiliza-se a seguinte nomenclatura:

$$y_{11f}^I = \frac{1}{R_{f1}} + j \omega C_{f1} = y_{f1} \quad (3.38)$$

$$y_{12f}^I = - \left[\frac{1}{R_{f1}} + j \omega C_{f1} \right] = - y_{f1} \quad (3.39)$$

$$y_{21f}^I = - \left[\frac{1}{R_{f1}} + j \omega C_{f1} \right] = - y_{f1} \quad (3.40)$$

$$y_{22f}^I = \frac{1}{R_{f1}} + j \omega C_{f1} = y_{f1} \quad (3.41)$$

Para o resistor de realimentação do transistor Q_2 , utiliza-se a seguinte nomenclatura:

$$y_{11f}^{II} = \frac{1}{R_{f2}} + j \omega C_{f2} = y_{f2} \quad (3.42)$$

$$y_{12f}^{II} = - \left[\frac{1}{R_{f2}} + j \omega C_{f2} \right] = - y_{f2} \quad (3.43)$$

$$y_{21f}^{II} = - \left[\frac{1}{R_{f2}} + j\omega C_{f2} \right] = - y_{f2} \quad (3.44)$$

$$y_{22f}^{II} = \frac{1}{R_{f2}} + j\omega C_{f2} = - y_{f2} \quad (3.45)$$

Os parâmetros y do transistor Q_1 são indicados por y_{11}^I , y_{12}^I , y_{21}^I e y_{22}^I , enquanto que para os do transistor Q_2 são indicados por y_{11}^{II} , y_{12}^{II} , y_{21}^{II} e y_{22}^{II} .

Uma nova disposição para os elementos da Fig. 3.10 é mostrada na Fig. 3.11, onde chama-se:

$$y_s = y_{q1} + j\omega C_d \quad (3.46)$$

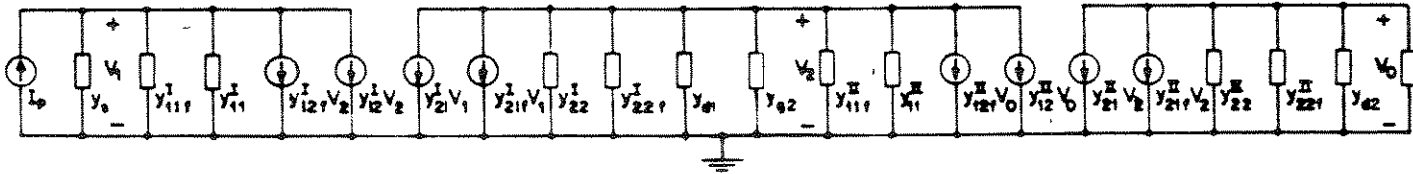


Fig. 3.11

Agrupando os elementos da Fig. 3.11, obtém-se a Fig. 3.12.

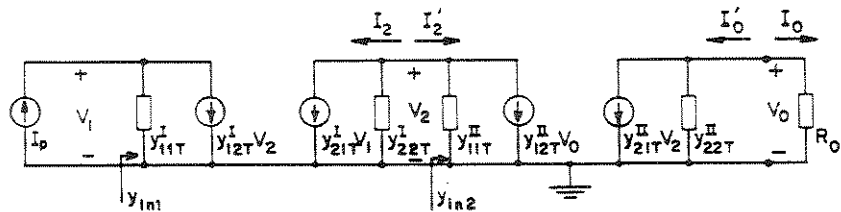


Fig. 3.12

onde:

$$y_{11T}^I = y_{\Sigma}^I + y_{11f}^I + y_{11}^I \quad (3.47)$$

$$y_{12T}^I = y_{12f}^I + y_{12}^I \quad (3.48)$$

$$y_{21T}^I = y_{21f}^I + y_{21}^I \quad (3.49)$$

$$y_{22T}^I = y_{22f}^I + y_{22}^I + y_{d1}^I \quad (3.50)$$

$$y_{11T}^{II} = y_{g2}^{II} + y_{11f}^{II} + y_{11}^{II} \quad (3.51)$$

$$y_{12T}^{II} = y_{12f}^{II} + y_{12}^{II} \quad (3.52)$$

$$y_{21T}^{II} = y_{21f}^{II} + y_{21}^{II} \quad (3.53)$$

$$y_{22T}^{II} = y_{22f}^{II} + y_{22}^{II} + y_{d2}^{II} \quad (3.54)$$

(a.1) Admitâncias de Entrada e de Saída do Circuito

São calculadas as admitâncias de entrada e de saída de cada um dos estágios. As admitâncias calculadas são as mostradas na Fig. 3.12.

Cálculo da admitância de entrada do segundo estágio $\left[y_{in}^{II} \right]$

Para o circuito mostrado na Fig. 3.12 pode-se escrever, para o segundo estágio de amplificação, as seguintes equações:

$$I_2^I = y_{11T}^{II} V_2 + y_{12T}^{II} V_o \quad (3.55)$$

$$I_o^I = y_{21T}^{II} V_2 + y_{22T}^{II} V_o \quad (3.56)$$

A admitância y_{in}^{II} é definida por:

$$y_{in}^{II} = \frac{I_2}{V_2} \quad (3.57)$$

Da eq. (3.55) obtém-se, dividindo membro a membro por V_2 :

$$y_{in}^{II} = \frac{I_2}{V_2} = y_{11T}^{II} + y_{12T}^{II} \cdot \frac{V_o}{V_2} \quad (3.58)$$

Da Fig. 3.12, tem-se que:

$$I_o = - \frac{V_o}{R_o}$$

Substituindo na eq. (3.56) resulta:

$$- \frac{V_o}{R_o} = y_{21T}^{II} V_2 + y_{22T}^{II} V_o$$

Agrupando, obtém-se:

$$G_V^{II} = \frac{V_o}{V_2} = - \frac{y_{21T}^{II}}{y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o}} \quad (3.59)$$

onde G_V^{II} é o ganho de tensão do segundo estágio.

Substituindo a eq. (3.59) na eq. (3.58), obtém-se:

$$y_{in}^{II} = y_{11T}^{II} - \frac{y_{21T}^{II} y_{12T}^{II}}{y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o}} \quad (3.60)$$

Na Fig. 3.13, mostra-se y_{in}^{II} .

Cálculo da admitância de entrada do primeiro estágio $\left[y_{in}^I \right]$

Para o primeiro estágio de amplificação da Fig. 3.12, pode-se escrever as seguintes equações:

$$I_p = y_{11T}^I V_1 + y_{12T}^I V_2 \quad (3.61)$$

$$I_2 = y_{21T}^I V_1 + y_{22T}^I V_2 \quad (3.62)$$

A admitância y_{in}^I é definida por:

$$y_{in}^I = \frac{I_p}{V_1} \quad (3.63)$$

Dividindo-se ambos os membros da eq.(3.61) por V_1 , obtém-se:

$$y_{in}^I = \frac{I_p}{V_1} = y_{11T}^I + y_{12T}^I \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad (3.64)$$

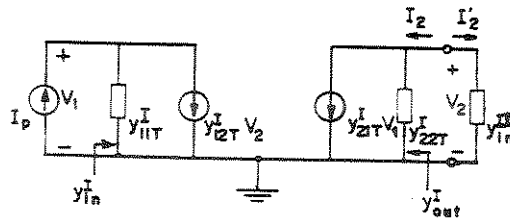


Fig.3.13

Da eq.(3.62) e considerando (ver Fig. 3.12) que:

$$I_2 = - y_{in}^{II} V_2$$

resulta:

$$- y_{in}^{II} V_2 = y_{21T}^I V_1 + y_{22T}^I V_2 \quad (3.65)$$

Agrupando obtém-se:

$$G_V^I = \frac{V_2}{V_1} = - \frac{y_{21T}^I}{y_{22T}^I + y_{in}^{II}} \quad (3.66)$$

onde G_V^I é o ganho de tensão do primeiro estágio.
Substituindo a eq. (3.66) na (3.64), obtém-se:

$$y_{in}^I = y_{11T}^I - \frac{y_{21T}^I y_{12T}^I}{y_{22T}^I + y_{in}^{II}} \quad (3.67)$$

Cálculo da admitância de saída do primeiro estágio $\left[y_{out}^I \right]$

A admitância de saída, y_{out}^I , mostrada na Fig. 3.13, calcula-se por:

$$y_{out}^I = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_p=0}$$

Dividindo ambos os membros da eq.(3.62) por V_2 , obtém-se:

$$y_{out}^I = \frac{I_2}{V_2} \bigg|_{I_p=0} = y_{22T}^I + y_{21T}^I \frac{V_1}{V_2} \bigg|_{I_p=0} \quad (3.68)$$

Da eq. (3.61), considerando $I_p = 0$, obtém-se:

$$\frac{V_1}{V_2} \bigg|_{I_p=0} = - \frac{y_{12T}^I}{y_{11T}^I} \quad (3.69)$$

Substituindo a eq. (3.69) na eq. (3.68) obtém-se:

$$y_{out}^I = y_{22T}^I - \frac{y_{21T}^I y_{12T}^I}{y_{11T}^I} \quad (3.70)$$

Na Fig. 3.14 mostra-se y_{out}^I .

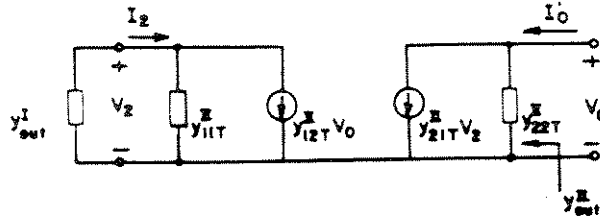


Fig. 3.14

Cálculo da admitância de saída do segundo estágio $\left[y_{out}^{II} \right]$

A admitância de saída, y_{out}^{II} , mostrada na Fig. 3.14, calcula-se por:

$$y_{out}^{II} = \frac{I_o}{V_o} \quad (3.71)$$

Dividindo ambos membros da eq. (3.56) por V_o , obtém-se:

$$y_{out}^{II} = \frac{I_o}{V_o} = y_{22T}^{II} + y_{21T}^{II} \cdot \frac{V_2}{V_o} \quad (3.72)$$

Da eq. (3.55) e considerando que (ver Fig. 3.14)

$$I_2 = - y_{out}^I V_2 \quad (3.73)$$

resulta:

$$- y_{out}^I V_2 = y_{11T}^{II} V_2 + y_{12T}^{II} V_o \quad (3.74)$$

Agrupando, obtém-se:

$$\frac{V_2}{V_o} = - \frac{y_{12T}^{II}}{y_{11T}^{II} + y_{out}^I} \quad (3.75)$$

Substituindo a eq. (3.75) na eq. (3.72) resulta:

$$y_{out}^{II} = y_{22T}^{II} - \frac{y_{21T}^{II} y_{12T}^{II}}{y_{11T}^{II} + y_{out}^I} \quad (3.76)$$

A eq. (3.76) permite, posteriormente, determinar a resistência R_{d2} , que dá uma impedância de saída de 50 Ω .

(a.2) Ganho de transimpedância

O ganho de transimpedância foi definido pela eq. (2.21) como:

$$G_T = \frac{V_o}{I_p} \quad (3.77)$$

Da Fig. 3.12 pode-se escrever:

$$G_T = \frac{V_o}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{I_p} \quad (3.78)$$

Substituindo as eqs. (3.59), (3.66) e (3.63) na eq. (3.78) resulta:

$$G_T = \frac{y_{21T}^I y_{21T}^{II}}{\left[y_{22T}^I + y_{in}^{II} \right] \left[y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o} \right]} \cdot \frac{1}{y_{in}^I} \quad (3.79)$$

(a.3) Resumo de Fórmulas

Na Tabela I é mostrado um resumo das formulas obtidas na sub-seção 3.3.2 e com as quais fez-se o programa TRANS1.BAS para a análise do circuito [3].

G_T (3.79)	$G_V = G_V^I G_V^{II}$
$\frac{y_{21T}^I y_{21T}^{II}}{\left[y_{22T}^I + y_{in}^{II} \right] \left[y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o} \right]} \cdot \frac{1}{y_{in}^I}$	$\frac{y_{21T}^I y_{21T}^{II}}{\left[y_{22T}^I + y_{in}^{II} \right] \left[y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o} \right]}$
G_V^I (3.66)	G_V^{II} (3.59)
$\frac{y_{21T}^I}{y_{22T}^I + y_{in}^{II}}$	$\frac{y_{21T}^{II}}{y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o}}$
y_{in}^I (3.67)	y_{out}^I (3.70)
$y_{11T}^I - \frac{y_{21T}^I y_{12T}^I}{y_{22T}^I + y_{in}^{II}}$	$y_{22T}^I - \frac{y_{21T}^I y_{12T}^I}{y_{11T}^I}$
y_{in}^{II} (3.60)	y_{out}^{II} (3.76)
$y_{11T}^{II} - \frac{y_{21T}^{II} y_{12T}^{II}}{y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o}}$	$y_{22T}^{II} - \frac{y_{21T}^{II} y_{12T}^{II}}{y_{11T}^{II} + y_{out}^I}$

Tabela I

Na saída do programa os valores estão dados em impedâncias, considerando um resistor em paralelo com uma reatância, como mostrado na Fig. 3.15. O sub-índice j pode ser: j = in, out, com k = I, II.

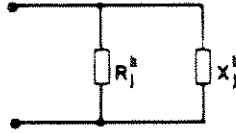


Fig. 3.15

Define-se, então:

$$R_j^k = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{Y_j^k} \right] \quad (3.80)$$

$$X_j^k = \operatorname{Im} \left[\frac{1}{Y_j^k} \right] \quad (3.81)$$

onde $\operatorname{Re} \{z\}$ e $\operatorname{Im} \{z\}$ indicam, respectivamente, a parte real e imaginária de um número complexo z .

(a.4) Determinação de R_{f1}

Para a determinação analítica de R_{f1} será utilizado um circuito equivalente simples de um MESFET, mostrado na Fig. 3.16.

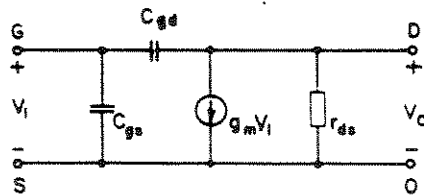


Fig. 3.16

Na Fig. 3.9, substitui-se o transistor Q_1 pelo modelo equivalente da Fig. 3.16 e representa-se a impedância de entrada do segundo estágio ($1/Y_{in}^{II}$) por uma resistência R_{in}^{II} em paralelo com uma capacitância C_{in}^{II} , como mostra na Fig. 3.17. O fotodiodo PIN é substituído pelo seu circuito equivalente da Fig. 2.5.

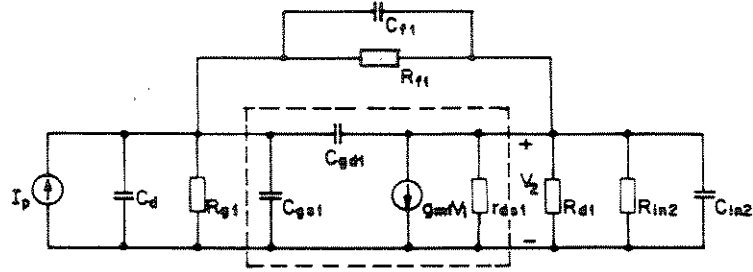


Fig. 3.17

Para a análise so se considera a capacitancia paralela parasita do resistor R_{f1} .

Para o circuito equivalente simples da Fig. 3.16 pode-se demonstrar (ver Apendice II) que os parametros y , para o transistor Q_1 , são os seguintes:

$$y_{11}^I = j\omega [C_{gs1} + C_{gd1}] \quad (3.82)$$

$$y_{12}^I = -j\omega C_{gd1} \quad (3.83)$$

$$y_{21}^I = g_{m1} - j\omega C_{gd1} \quad (3.84)$$

$$y_{22}^I = \frac{1}{r_{ds1}} + j\omega C_{gd1} \quad (3.85)$$

Na continuação, calcula-se o ganho G_T^I definido por:

$$G_T^I = \frac{V_2}{I_p}$$

A equação anterior pode ser escrita da seguinte forma:

$$G_T^I = \frac{V_1}{I_p} \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad (3.86)$$

Considerando as eq. (3.63) e (3.66), pode-se escrever:

$$G_T^I = \frac{G_V^I}{y_{in}^I} \quad (3.87)$$

Substituindo as eqs. (3.66) e (3.67) na eq. (3.87), obtém-se:

$$G_T^I = - \frac{\frac{y_{21T}^I}{y_{22T}^I + y_{in}^{II}}}{y_{11T}^I - \frac{y_{21T}^I y_{12T}^I}{y_{22T}^I + y_{in}^{II}}} \quad (3.88)$$

Desenvolvendo se obtém:

$$G_T^I = - \frac{y_{21T}^I}{y_{11T}^I \left[y_{22T}^I + y_{in}^{II} \right] - y_{21T}^I y_{12T}^I} \quad (3.89)$$

A seguir, calculam-se os parâmetros y contidos na eq. (3.89). Substituindo as eqs. (3.38), (3.46) e (3.82) na eq. (3.47) obtém-se:

$$y_{11T}^I = \frac{1}{R_{g1}} + j \omega C_d + \frac{1}{R_{f1}} + j \omega C_{f1} + j \omega \left[C_{gs1} + C_{gd1} \right]$$

$$y_{11T}^I = \frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} + j \omega \left[C_d + C_{f1} + C_{gs1} + C_{gd1} \right] \quad (3.90)$$

Substituindo as eqs. (3.39) e (3.83) em (3.48) obtém-se:

$$y_{12T}^I = -\frac{1}{R_{f1}} - j \omega \left[C_{f1} + C_{gd1} \right] \quad (3.91)$$

Substituindo as eqs. (3.40) e (3.84) na eq. (3.49), obtém-se:

$$y_{21T}^I = \left[g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right] - j \omega \left[C_{f1} + C_{gd1} \right] \quad (3.92)$$

Substituindo as eqs. (3.41) e (3.85) na (3.50), obtém-se:

$$y_{22T}^I = \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{f1}} + j \omega \left[C_{f1} + C_{gd1} \right] \quad (3.93)$$

Da Fig. 3.17, pode-se obter:

$$y_{in}^{II} = \frac{1}{R_{in2}} + j \omega C_{in2} \quad (3.94)$$

Chamando:

$$C_r = C_{gd1} + C_{f1} \quad (3.95)$$

$$C_i = C_d + C_{gs1} \quad (3.96)$$

$$g_{m1}^j = g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \quad (3.97)$$

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{f1}} \quad (3.98)$$

e substituindo nas eq. (3.90), (3.91), (3.92) e (3.93) resulta:

$$y_{11T}^I = \frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} + j \omega \left[C_r + C_i \right] \quad (3.99)$$

$$y_{12T}^I = - \frac{1}{R_{f1}} - j \omega C_r \quad (3.100)$$

$$y_{21T}^I = g_{m1}^j - j \omega C_r \quad (3.101)$$

$$y_{22T}^I = \frac{1}{R_L} + j \omega C_r \quad (3.102)$$

Substituindo as eq. (3.94), (3.99), (3.100), (3.101) e (3.102) na (3.89), resulta:

$$G_T^I = - \frac{g_{m1}' - j\omega C_r}{\left[\frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} + j\omega(C_r + C_i) \right] \left[\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{in2}} + j\omega(C_r + C_{in2}) + (g_{m1}' - j\omega C_r) \left(\frac{1}{R_{f1}} + j\omega C_r \right) \right]} \quad (3.103)$$

São feitas as seguintes aproximações:

$$\arctg \left(\frac{\omega C_r}{g_{m1}'} \right) \cong 0 \quad (3.104)$$

$$R_{in2} \gg R_L \quad (3.105)$$

Considerando as aproximações (3.104) e (3.105), a eq. (3.103) fica:

$$\begin{aligned} G_T^I &= - \frac{g_{m1}'}{\left[\frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} + j\omega(C_r + C_i) \right] \left[\frac{1}{R_L} + j\omega(C_r + C_{in2}) \right] + g_{m1}' \left(\frac{1}{R_{f1}} + j\omega C_r \right)} \\ &= - \frac{g_{m1}'}{\left(\frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} \right) \frac{1}{R_L} - \omega^2 (C_r + C_i) (C_r + C_{in2}) + \frac{g_{m1}'}{R_{f1}} + j\omega \left[\frac{1}{R_L} (C_r + C_i) + \left(\frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} \right) (C_r + C_{in2}) + g_{m1}' C_r \right]} \end{aligned}$$

Desprezando o termo $\omega^2 (C_r + C_i) (C_r + C_{in2})$ do denominador, para a banda de frequência do projeto, tem-se:

$$G_T^I = - \frac{g_{m1}'}{\left(\frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} \right) \frac{1}{R_L} + \frac{g_{m1}'}{R_{f1}} + j\omega \left[\frac{1}{R_L} (C_r + C_i) + \left(\frac{1}{R_{g1}} + \frac{1}{R_{f1}} \right) (C_r + C_{in2}) + g_{m1}' C_r \right]}$$

(3.106)

Multiplicando e dividindo numerador e denominador da eq. (3.106) por $R_L \cdot R_{f1}$ resulta:

$$G_T^I = - \frac{g_{m1}' R_L R_{f1}}{\left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) + g_{m1}' R_L + j\omega \left[R_{f1} (C_r + C_i) + R_L \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) (C_r + C_{in2}) + g_{m1}' R_L R_{f1} C_r \right]}$$

(3.107)

Agrupando, tem-se:

$$G_T^I = - \frac{g_{m1}' R_L R_{f1}}{\left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) + g_{m1}' R_L + j\omega \left\{ R_{f1} \left[C_i + \left(1 + g_{m1}' R_L \right) C_r \right] + R_L \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) (C_r + C_{in2}) \right\}}$$

Dividindo numerador e denominador por $\left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} + g_{m1}' R_L \right)$ resulta:

$$G_T^I = - \frac{\frac{g_{m1}' R_L}{\left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) + g_{m1}' R_L} R_{f1}}{1 + \frac{j\omega}{\left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) + g_{m1}' R_L} \left\{ R_{f1} \left[C_i + \left(1 + g_{m1}' R_L \right) C_r \right] + R_L \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) (C_r + C_{in2}) \right\}}$$

(3.108)

Da eq. (3.108), pode-se determinar a frequência de corte superior:

$$\omega_h = \frac{1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} + g_{m1}' R_L}{R_{f1} \left[C_i + \left(1 + g_{m1}' R_L \right) C_r \right] + R_L \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} \right) \left(C_r + C_{in2} \right)} \quad (3.109)$$

Pode-se fazer uma última simplificação, considerando o segundo termo do denominador desprezível comparando ao primeiro:

$$\omega_h \cong \frac{1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} + g_{m1}' R_L}{R_{f1} \left[C_i + \left(1 + g_{m1}' R_L \right) C_r \right]} \quad (3.110)$$

Substituindo as eqs. (3.95) e (3.97) na (3.110) fica:

$$\omega_h = \frac{1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} + \left(g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right) R_L}{R_{f1} \left\{ C_i + \left[1 + \left(g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right) R_L \right] \left(C_{gd1} + C_{f1} \right) \right\}} \quad (3.111)$$

Da equação (3.111) pode-se concluir que se deve minimizar as capacitâncias C_{gd1} e C_{f1} , já que estas são multiplicadas por um fator $1 + \left(g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right) R_L$ (Efeito Miller).

Considera-se, na prática, que a banda necessária para transmitir uma taxa de bits B de código NRZ é dada por :

$$f_h = \frac{B}{2} (1 + FR) \quad (3.112)$$

onde FR é o fator de "roll-off". Considerando $FR = 0,2$ e $B = 1$ Gbit/s, resulta que a f_h necessária é:

$$f_h = 600 \text{ MHz.} \quad (3.113)$$

No que segue é determinado um valor inicial de projeto de R_{f1} , partindo da eq. (3.111). Como na eq. (3.111) não é simples isolar-se R_{f1} , sua solução é feita numericamente via computador.

Considerando as eqs. (3.97) e (3.98) e que $\omega_h = 2\pi f_h$, da eq. (3.111) pode-se obter:

$$1 + \frac{R_{f1}}{R_{g1}} + \left(g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right) \frac{1}{\left[\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{f1}} \right]} = 2\pi f_h = 0$$

$$R_{f1} \left\{ C_i + \left[1 + \left(g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right) \frac{1}{\left[\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{f1}} \right]} \right] (C_{gd1} + C_{f1}) \right\} \quad (3.114)$$

Para a determinação de R_{f1} consideram-se os seguintes valores:

$g_{m1} = 48 \text{ mS}$, $R_{g1} = 5600 \Omega$, $C_i = C_d + C_{gs1} = (0,9+0,5) \text{ pF} = 1,4 \text{ pF}$

$R_{d1} = 200 \Omega$, $r_{ds1} = 666 \Omega$, $C_{gd1} = 0,03 \text{ pF}$, $C_{f1} \cong 0,05 \text{ pF}$

Resolvendo a eq. (3.114) através do programa SOLVE, do módulo de matemática MATH I da calculadora HP-41C, obtém-se um valor:

$$R_{f1} \cong 1000 \Omega \quad (3.115)$$

que dá um erro na determinação da banda, de 2 MHz (0,32%).

Considerando os mesmos valores anteriores, a exceção de $C_{f1} = 0,01 \text{ pF}$, obtém-se:

$$R_{f1} \cong 1200 \Omega \quad (3.116)$$

que dá um erro na determinação da banda de 2,5 MHz (0,43%).

Para todos os cálculos posteriores se considerará $R_{f1} = 1000 \Omega$, para efeito de comparação.

Considerando $C_{f1} = 0,01 \text{ pF}$ e $R_{f1} = 1000 \Omega$ resulta:

$$f_h \cong 700 \text{ MHz}. \quad (3.117)$$

(a.5) Análise da estabilidade do circuito

A análise da estabilidade do circuito é feita através de uma análise de estabilidade individual dos MESFETS. Para determinar a estabilidade de cada um dos transistores é usado o fator K [4], que é uma medida da estabilidade dos transistores e informa se é necessário os círculos de estabilidade [4]. O fator K , em termos dos parâmetros S , é dado por:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}|}{2 |s_{12}s_{21}|} \quad (3.118)$$

A condição para que um circuito (transistor) seja incondicionalmente estável é:

$$K > 1 \quad (3.119)$$

Já que os dois transistores do circuito estão realimentados por R_{f1} e R_{f2} , respectivamente, para analisar a estabilidade são usados os parâmetros S do conjunto Q_i / R_{fi} , $i = 1, 2$.

Na Fig. 3.18, mostra-se o bloco representado pelos parâmetros S_i e o bloco do resistor R_{fi} e, na Fig. 3.19 o bloco de parâmetros S desse conjunto, designado por S_{fi} .

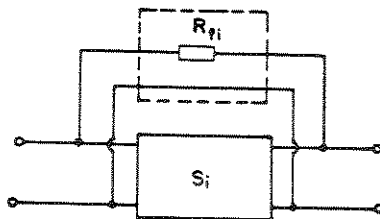


Fig. 3.18

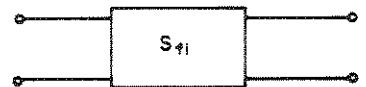


Fig. 3.19

A obtenção numérica dos parâmetros S_{fi} é explicada em [3].

Considerando os parâmetros S fornecido pelo fabricante dos MESFET NE71084 (ver Apêndice I), é feita a análise de estabilidade dos conjuntos Q_1 / R_{f1} e Q_2 / R_{f2} onde são usados, respectivamente, os parâmetros S nas condições:

$$I_{D1} = 10 \text{ mA}, V_{DS1} = 3 \text{ V} \text{ e } I_{D2} = 30 \text{ mA}, V_{DS2} = 3 \text{ V}.$$

Para o conjunto Q_1 / R_{f1} , considera-se $R_{f1} = 1000 \, \Omega$ (obtido da eq. (3.115)). A análise é feita considerando capacitâncias parasitas no resistor R_{f1} , C_{f1} , de 0 pF, 0,05 pF e 0,1 pF. Os resultados são mostrados na Fig. 3.20 e nas Tabelas II ($C_{f1} = 0$ pF), III ($C_{f1} = 0,05$ pF) e IV ($C_{f1} = 0,1$ pF).

FREQ(GHz)	K
.1	1.197247
.2	1.204521
.3	1.220457
.4	1.208611
.5	1.242718
.6	1.200405
.7	1.25087
.8	1.223096
.9	1.263425
1	1.23921
1.1	1.258271
1.2	1.293547

Tabela II

FREQ(GHz)	K
.1	1.196442
.2	1.202966
.3	1.218159
.4	1.203042
.5	1.238488
.6	1.184744
.7	1.226827
.8	1.189041
.9	1.228055
1	1.197469
1.1	1.209861
1.2	1.220766

Tabela III

FREQ(GHz)	K
.1	1.194516
.2	1.19688
.3	1.205703
.4	1.180007
.5	1.20809
.6	1.135686
.7	1.157436
.8	1.102397
.9	1.129017
1	1.084024
1.1	1.078381
1.2	1.065362

Tabela IV

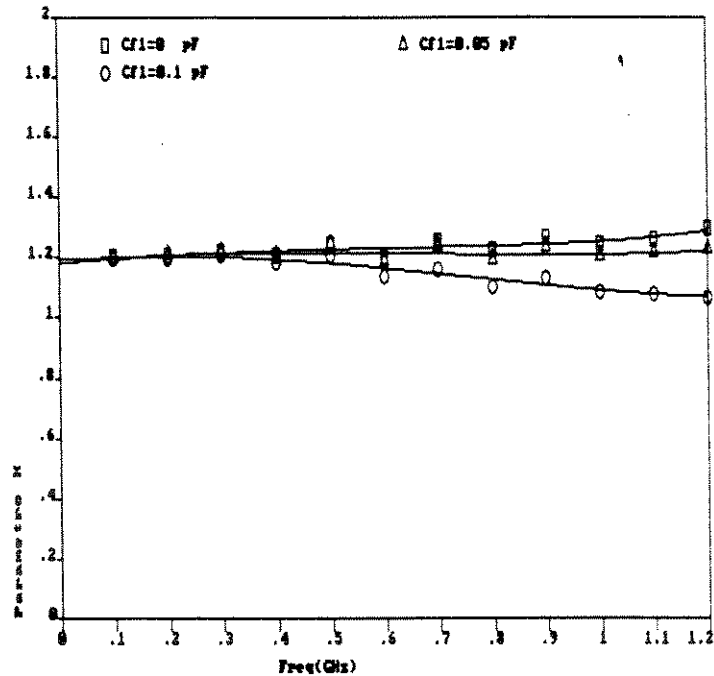


Fig. 3.20

Da Fig. 3.20, observa-se que a medida que C_{f1} aumenta o fator de estabilidade K diminui. Na banda de análise, sempre $K > 1$. Para a análise, se considera R_{f1} , constituído por dois resistores iguais em série, cada um deles com capacitância paralela parasita de 0,1 pF (isto implica $C_{f1} = 0,05$ pF).

A seguir é feita a análise de estabilidade do conjunto Q_2 / R_{f2} através do parâmetro K . Como o valor de R_{f2} ainda não foi fixado, se consideram vários valores de R_{f2} para a análise. Como no caso anterior, consideram-se vários valores para C_{f2} . Considerando os parâmetros S , do transistor NE71084 para a condição $V_{DS} = 3$ V, $I_D = 30$ mA, obtém-se as Figs. 3.21 ($R_{f2} = 2400 \Omega$), 3.22 ($R_{f2} = 10000 \Omega$) e 3.23 ($R_{f2} = 20000 \Omega$).

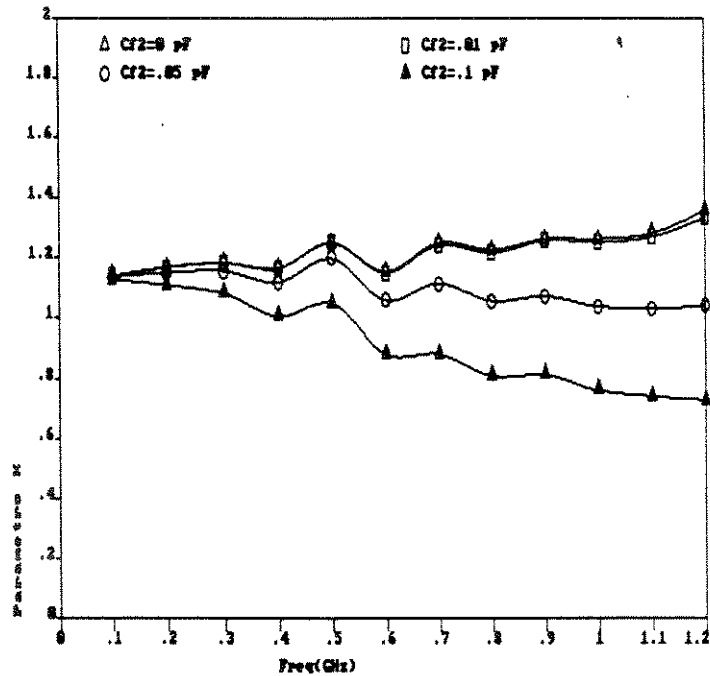


Fig. 3.21

Observa-se das Figs. 3.21, 3.22 e 3.23 que, para valores crescentes de R_{f2} , a influência de C_{f2} aumenta, tornando o conjunto Q_2 / R_{f2} potencialmente instável. Na seleção posterior de R_{f2} deve-se considerar a possível instabilidade do conjunto. Na determinação de R_{f2} , deve-se considerar, também, a tecnologia a ser usada na implementação. Assim, por exemplo, se forem utilizados resistores impressos pela técnica de filme fino, que possuem capacitâncias paralelas parasitas da ordem de 0,01 pF, resistores de realimentação da ordem de 20 k Ω podem ser usados com pouco risco de instabilidade (ver Fig. 3.23). Se se utilizam resistores tipo SMD, que têm uma capacitância paralela parasita da ordem de 0,1 pF, valores da ordem de 20 k Ω , tornam o conjunto Q_2 / R_{f2} provavelmente instável (ver Fig. 3.23). Para determinar a estabilidade seria necessário o uso dos círculos de estabilidade.

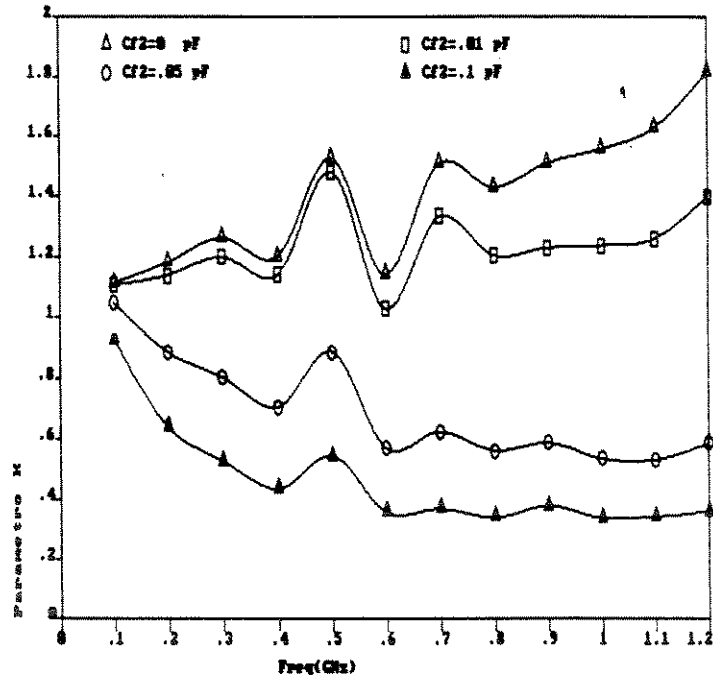


Fig. 3.22

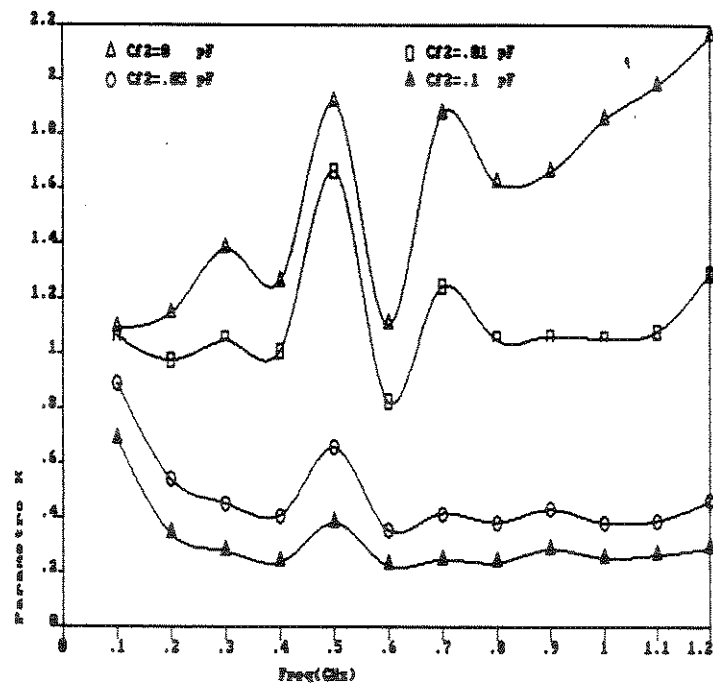


Fig. 3.23

(a.6) Análise do circuito - Determinação de R_{f2} e R_{d2}

Com os valores de resistores anteriormente obtidos fez-se uma análise do circuito, utilizando as fórmulas da Tabela I para diferentes valores de R_{f2} , para determinar sua influência no comportamento do circuito.

Para a avaliação das fórmulas da Tabela I foi feito o programa TRANSL.BAS [3]. A análise é feita para dois tipos de tecnologia. A primeira considerando que tem-se um circuito híbrido de filme fino com resistores impressos e a segunda para um circuito híbrido em microfita e utilizando resistores SMD. Nas Tabelas V e VI, mostra-se os resultados da análise para o caso em que o circuito é implementado com tecnologia de filme fino (considera-se que os resistores têm uma capacitância paralela parasita de 0,01 pF). Na análise, escolhe-se $R_{d2} = 68 \Omega$, que dá uma impedância de saída de, aproximadamente, 50 Ω .

A nomenclatura utilizada nas Tabelas são explicadas abaixo:

MGTRAN	= $ G_T $	RZIN1	= R_{in}^I
FGTRAN	= Fase (G_T)	IZIN1	= x_{in}^I
LMGTRAN	= $20 \log G_T $	RZIN2	= R_{in}^{II}
MGV	= $ G_V $	IZIN2	= x_{in}^{II}
FGV	= Fase (G_V)	RZOUT1	= R_{out}^I
LMGV	= $20 \log G_V $	IZOUT1	= x_{out}^I
MGV1	= $ G_V^I $	RZOUT2	= R_{out}^{II}
FGV1	= Fase (G_V^I)	IZOUT2	= x_{out}^{II}
LMGV1	= $20 \log G_V^I $		
MGV2	= $ G_V^{II} $		
FGV2	= Fase (G_V^{II})		
LMGV2	= $20 \log G_V^{II} $		

Os valores de R_{in}^I , x_{in}^I , R_{in}^{II} , x_{in}^{II} , R_{out}^I , x_{out}^I , R_{out}^{II} e x_{out}^{II} são definidos no item a.3 através das eqs. (3.80) e (3.81).

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

CD= .9 pF RG1= 5600 ohms CG1= .01 pF RF1= 1000 ohms CF1= .01 pF RD1= 200 OHMS CD1= .01 PF
 RG2= 47000 ohms CG2= .01 pF RF2= 2400 ohms CF2= .01 pF RD2= 68 ohms CD2= .01 pF ROUT= 50 ohms
 VDS1= 3 V ID1= 10 mA VDS2= 3 V ID2= 30 mA

FREQ	INGTRAN	NGTRAN	FGTRAN	LNGV	NGV	FGV
.1	62.2102	1289.763	-12.73881	17.04067	7.112685	-5.155791
.2	61.92378	1247.926	-26.68152	16.65384	6.802869	-10.52669
.3	61.44018	1180.345	-41.66387	16.53182	6.707968	-17.9691
.4	61.24275	1153.817	-52.17102	16.74955	6.878242	-20.63436
.5	60.4927	1058.364	-67.0016	16.39254	6.601265	-31.11639
.6	59.63976	959.3739	-72.37026	16.28388	6.519192	-28.8192
.7	58.88707	879.7382	-83.82733	16.22357	6.474086	-34.38354
.8	57.87623	783.0893	-264.9513	15.87532	6.219648	-40.15452
.9	56.91435	700.9988	-257.4161	15.71224	6.103962	-44.18548
1	56.24558	649.0511	-246.7859	15.35348	5.856984	-50.93052
1.1	54.68621	542.3888	-240.5878	14.68328	5.422053	-53.13304
1.2	53.53496	475.0595	-237.4618	14.42782	5.264913	-54.56123

GANHOS DE TENSAO

FREQ	LNGV1	NGV1	FGV1	LNGV2	NGV2	FGV2
.1	12.61635	4.273831	176.2562	4.424324	1.664241	178.588
.2	12.34456	4.142171	171.4455	4.309282	1.642344	178.0279
.3	12.22943	4.08763	166.5846	4.302386	1.641041	175.4463
.4	12.23813	4.091725	162.4173	4.511421	1.681013	176.9484
.5	11.85778	3.916417	155.4651	4.534764	1.685537	173.4186
.6	11.93976	3.953555	156.3863	4.344119	1.648944	174.7945
.7	11.53072	3.771691	151.4657	4.692847	1.716494	174.2307
.8	11.26637	3.65863	146.6683	4.608947	1.699994	173.1772
.9	11.05731	3.571622	145.0214	4.654927	1.709017	170.7932
1	10.70424	3.429353	139.3445	4.649236	1.707898	169.725
1.1	10.22027	3.243496	137.517	4.463008	1.671669	169.35
1.2	9.799846	3.090241	135.3212	4.627978	1.703723	170.1176

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	182.9325	-1374.122	881.3029	-1927.625	29.09756	54.83555	49.88936	-2004.726
.2	190.9824	-659.3051	888.1011	-953.3129	51.53273	59.66218	48.8552	-1240.355
.3	192.1609	-437.8632	875.9783	-715.9398	69.40003	84.69676	47.88887	-673.1361
.4	196.8178	-320.7167	863.2482	-430.2611	80.21066	107.4938	46.95187	-610.4918
.5	197.8879	-273.5202	704.1613	-374.8845	85.60114	139.6729	45.91526	-476.8538
.6	203.0484	-213.5868	862.0648	-349.4502	90.25802	164.8594	46.01737	-505.4863
.7	209.335	-178.6387	724.7353	-277.4426	87.79972	220.8691	44.516	-449.5011
.8	218.9329	-153.9018	704.8208	-241.3453	95.29512	334.414	45.58863	-413.6293
.9	219.1628	-134.838	673.5428	-222.8018	91.78734	347.2097	44.3127	-478.6776
1	238.2664	-125.1797	678.1699	-205.0119	96.15231	646.9969	45.03544	-360.0133
1.1	248.6667	-109.265	666.3767	-177.269	97.09209	908.3419	45.39998	-444.4328
1.2	240.6299	-97.33331	545.6982	-160.5094	95.79621	5144.838	45.52104	-349.5328

Tabela V

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

CD= .9 pF RG1= 5600 ohms CG1= .01 pF RF1= 1000 ohms CF1= .01 pF RD1= 200 OHMS CD1= .01 PF
 RG2= 47000 ohms CG2= .01 pF RF2= 20000 ohms CF2= .01 pF RD2= 68 ohms CD2= .01 pF ROUT= 50 ohms
 VDS1= 3 V ID1= 10 mA VDS2= 3 V ID2= 30 mA

FREQ	IMGTRAN	NGTRAN	FGTRAN	LNGV	NGV	FGV
.1	62.53397	1338.747	-12.11138	18.00595	7.948722	-5.503594
.2	62.31744	1305.787	-25.36854	17.58358	7.57145	-11.25187
.3	61.95975	1253.106	-40.86085	17.43161	7.44013	-19.26548
.4	61.88657	1242.592	-50.51111	17.62575	7.608301	-22.27282
.5	61.23547	1152.852	-65.88517	17.19627	7.241252	-33.21459
.6	60.44601	1052.689	-71.4335	17.10298	7.163894	-30.94991
.7	59.71437	967.6511	-83.80044	16.95622	7.043865	-36.66868
.8	58.73921	864.8885	-264.0506	16.56162	6.731019	-42.95348
.9	57.73503	770.4631	256.2857	16.36483	6.580234	-46.83962
1	57.03608	710.8928	244.8948	15.94465	6.269496	-53.85864
1.1	55.42015	590.2109	238.3727	15.23864	5.780055	-56.02389
1.2	54.19846	512.7705	235.0729	14.93787	5.583331	-57.41984

GANHOS DE TENSAO

FREQ	LNGV1	NGV1	FGV1	LNGV2	NGV2	FGV2
.1	13.45204	4.705461	175.9037	4.553901	1.689255	178.5927
.2	13.14498	4.542019	170.7119	4.438603	1.666979	178.0363
.3	13.0001	4.466886	165.2767	4.431513	1.665619	175.4578
.4	12.98623	4.459761	160.7767	4.639522	1.705989	176.9505
.5	12.53397	4.233488	153.3605	4.662307	1.710469	173.4249
.6	12.62947	4.280291	154.2517	4.473518	1.673693	174.7984
.7	12.13782	4.044742	149.1084	4.818404	1.741487	174.223
.8	11.8245	3.901442	143.8831	4.737114	1.725264	173.1634
.9	11.58418	3.794974	142.3626	4.780651	1.733934	170.7978
1	11.16909	3.617881	136.429	4.775566	1.732919	169.7124
1.1	10.6482	3.407298	134.6292	4.590435	1.696375	169.3469
1.2	10.18346	3.22978	132.4846	4.754409	1.728703	170.0956

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	169.5492	-1463.628	6273.847	-1871.946	29.09756	54.83555	52.29064	-4696.813
.2	177.8322	-707.1093	6312.899	-934.1554	51.53273	59.66218	51.69485	-4056.926
.3	180.162	-474.3952	5685.909	-691.9038	69.40003	84.69676	51.57259	-1241.432
.4	185.3836	-345.1048	5639.552	-424.1291	80.21066	107.4938	51.43926	-1102.465
.5	189.1285	-294.9309	2268.455	-365.1000	85.60114	139.6729	50.97941	-618.635
.6	193.1965	-226.3352	5188.979	-342.7121	90.25802	164.8594	51.50091	-635.5992
.7	201.9286	-187.4352	2575.93	-272.5632	87.79972	220.8691	49.96142	-457.1623
.8	213.4889	-160.8993	2300.104	-237.0114	95.29512	334.414	51.48258	-360.208
.9	214.2609	-139.8097	1995.463	-217.8317	91.78734	347.2097	49.65063	-382.3926
1	235.7162	-129.3366	2027.21	-200.344	96.15231	646.9969	50.3287	-277.9115
1.1	247.2135	-112.1234	1875.534	-173.7163	97.09209	908.3419	50.27748	-309.2313
1.2	240.0617	-99.40118	1172.931	-157.7331	95.79621	5144.838	50.0058	-257.3297

Tabela VI

Na Fig.3.24, traçam-se os ganhos de transimpedância para as condições das Tabelas V e VI. Pode-se observar que, quando $R_{f2} = 2400 \Omega$, se produz uma diminuição de G_T , em relação à G_T obtida com $R_{f2} = 20000 \Omega$, menor que 0,8 dB na banda de -3 dB. Também se produz uma diminuição na banda. Para $R_{f2} = 20000 \Omega$, tem-se $f_h \cong 715$ MHz, enquanto que para $R_{f2} = 2400 \Omega$, $f_h = 670$ MHz. (A diminuição na banda deve-se à diminuição do ganho de tensão de malha aberta).

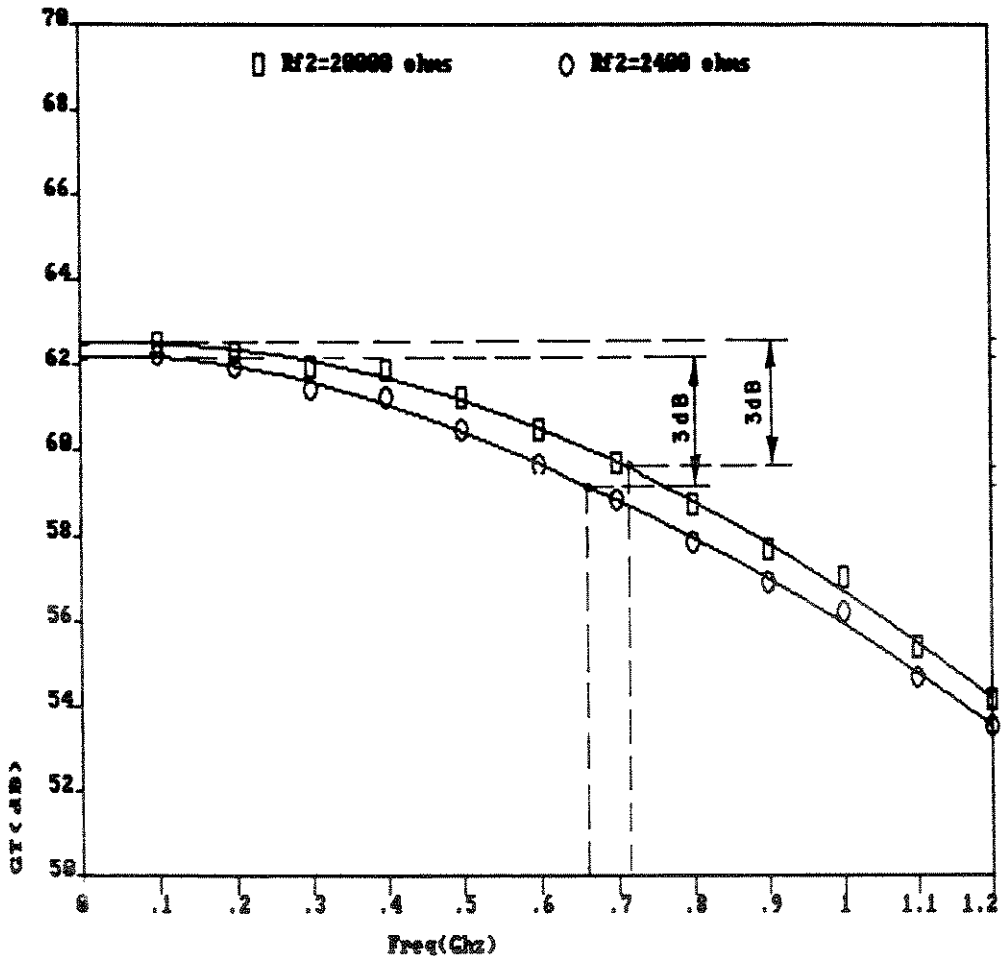


Fig. 3.24

Da Fig. 3.21 pode-se observar que, com $R_{f2} = 2400 \Omega$ e $C_{f2} < 0,05$ pF, o conjunto Q_2/R_{f2} é incondicionalmente estável até 1,2 GHz. Da Fig. 3.23 observa-se que, para $R_{f2} = 20000 \Omega$ e com $C_{f2} = 0,01$ pF, $K \cong 1$. Seleccionando $R_{f2} = 2400 \Omega$ (com $C_{f2} = 0,01$ pF) a estabilidade está garantida.

É feita, a seguir, a análise de estabilidade através dos círculos de estabilidade para o caso $R_{f2} = 20000 \Omega$ (com $C_{f2} = 0,01 \text{ pF}$). A determinação dos raios e centros dos círculos de estabilidade é feita através do programa ESTAB. BAS [3]. Os raios e centros dos círculos de estabilidade, para a condição $R_{f2} = 20000 \Omega$ e $C_{f2} = 0,01 \text{ pF}$, são mostrados na Tabela VII. Para a análise posterior, deve-se considerar que $|s_{11f}^{II}|$ e $|s_{22f}^{II}|$ é menor que um para todas as frequências da análise, onde s_{11f}^{II} e s_{22f}^{II} são os parâmetros s_{11} e s_{22} do conjunto Q_2/R_{f2} .

CÍRCULOS DE ESTABILIDADE

Freq GHz	Entrada		Radio	Saída		Radio
	Centro Modulo	Fase ($^{\circ}$)		Centro Modulo	Fase ($^{\circ}$)	
.1	1.049272	3.554077	4.661484E-02	.4369797	-89.82038	1.62605
.2	1.034985	7.042228	3.580076E-02	2.317464	248.0277	3.283789
.3	1.033086	9.100936	3.170088E-02	7.878596	237.2143	8.929557
.4	1.039819	14.31975	3.941287E-02	2.146899	249.7214	3.162601
.5	1.072393	16.28902	4.454162E-02	4.540232	27.63933	3.068417
.6	1.052024	18.24606	6.220014E-02	2.054946	266.5876	2.801996
.7	1.061209	22.07593	4.984135E-02	5.857207	49.26895	4.662332
.8	1.075853	25.98259	7.270782E-02	5.13819	54.84855	4.10096
.9	1.081686	28.09108	7.706763E-02	6.006603	56.90626	4.959233
1	1.077019	30.23351	7.352587E-02	3.857444	58.51786	2.819919
1.1	1.07991	34.35945	7.484608E-02	3.59352	55.22568	2.541594
1.2	1.120561	37.99106	9.557079E-02	2.675153	50.10986	1.506666

Tabela VII

Os círculos de entrada e saída são mostrados nas Fig. 3.25 e 3.26. Na Fig. 3.26 se traçam só os círculos de estabilidade para 0,2 GHz e 0,6 GHz, onde existe possibilidade de instabilidade. Na Tabela VIII, são mostradas as impedâncias de carga do conjunto Q_2/R_{f2} , normalizados com relação a 50Ω $[Z_{L2n}]$, e a impedância "vista" pelo conjunto Q_1/R_{f1} na entrada, normalizada com relação a 50Ω $[Z_{e2n}]$, em função da frequência.

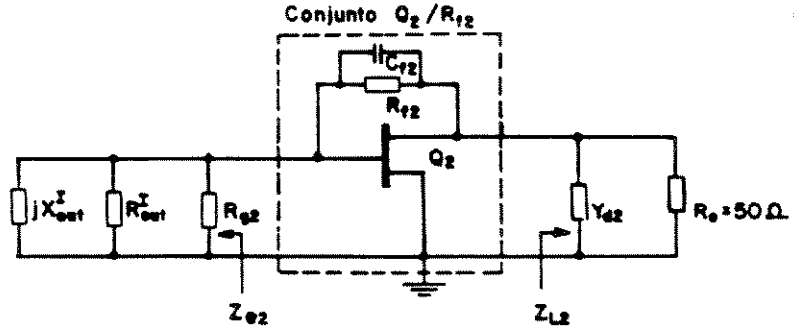


Fig. 3.27

Na Fig. 3.27, mostra-se Z_{e2} e Z_{L2} . Então:

$$Z_{e2n} = \frac{Z_{e2}}{50 \, \Omega} \quad (3.120)$$

$$Z_{L2n} = \frac{Z_{L2}}{50 \, \Omega} \quad (3.121)$$

Da Fig. 3.27, pode-se determinar:

$$Z_{e2} = \left(\frac{1}{R_{g2}} + \frac{1}{R_{out}^I} + \frac{1}{jX_{out}^I} \right)^{-1} \quad (3.122)$$

$$Z_{L2} = \left(Y_{d2} + \frac{1}{R_o} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_o} + j\omega C_{d2} \right)^{-1} \quad (3.123)$$

Nas Fig. 3.25 e 3.26 se traçam respectivamente Z_{e2n} e Z_{L2n} . Da teoria de estabilidade através dos círculos de estabilidade [4], pode-se verificar que o conjunto Q_2/R_{f2} com $R_{f2} = 20000 \, \Omega$ e $C_{f2} = 0,01 \, \text{pF}$ é estável. Então $R_{f2} = 20000 \, \Omega$ pode ser adotado.

f (GHz)	Z_{e2n}	Z_{L2n}
0,1	0,4541 + j 0,2410	0,5763 - j 0,0001
0,2	0,5903 + j 0,5098	0,5763 - j 0,0002
0,3	0,8304 + j 0,6805	0,5763 - j 0,0003
0,4	1,0305 + j 0,7689	0,5763 - j 0,0004
0,5	1,2446 + j 0,7628	0,5763 - j 0,0005
0,6	1,3889 + j 0,7604	0,5763 - j 0,0006
0,7	1,5164 + j 0,6028	0,5763 - j 0,0007
0,8	1,7628 + j 0,5023	0,5763 - j 0,0008
0,9	1,7158 + j 0,4536	0,5763 - j 0,0009
1,0	1,8815 + j 0,2796	0,5763 - j 0,001
1,1	1,9199 + j 0,2052	0,5763 - j 0,0011
1,2	1,9153 + j 0,0357	0,5763 - j 0,0013

Tabela VIII

A seguir, é feita a análise quando se trabalha com resistores SMD (com capacitâncias paralelas parasitas $\cong 0,1$ pF). A análise é feita para os conjuntos $R_{f2} = 20000 \Omega$, $C_{f2} = 0,05$ pF e $R_{f2} = 2400 \Omega$, $C_{f2} = 0,05$ pF. Considera-se sempre $C_{f2} = 0,05$ pF e não $C_{f2} = 0,1$ pF, porque se analisa o caso em que R_{f2} está formado por dois resistores série iguais.

Nas Tabelas IX e X é mostrada a análise do circuito para os conjuntos $R_{f2} = 20000 \Omega$, $C_{f2} = 0,05$ pF e $R_{f2} = 2400 \Omega$, $C_{f2} = 0,05$ pF respectivamente. Na Fig. 3.28 se mostra G_T , em função da frequência, para os dois casos.

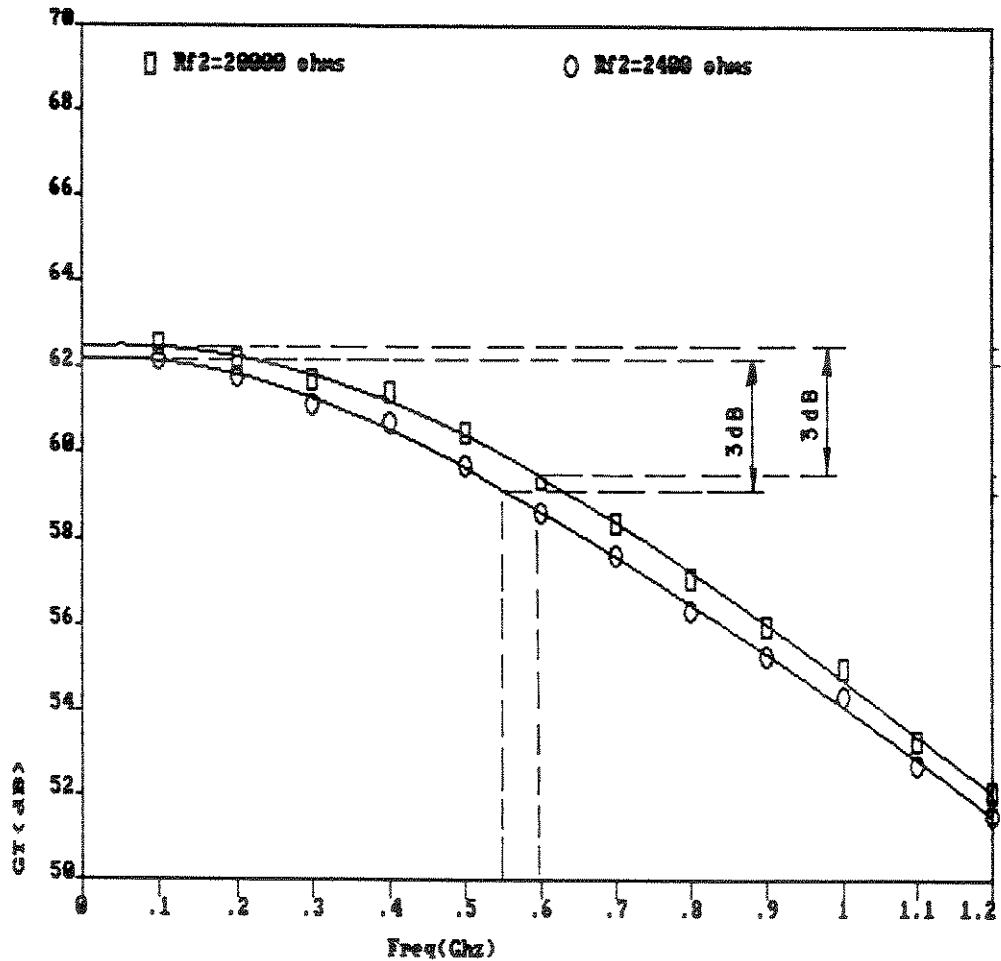


Fig. 3.28

CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

$C0 = .9 \text{ nF}$ $R01 = 5600 \text{ ohms}$ $C01 = .1 \text{ nF}$ $R01 = 1000 \text{ ohms}$ $C01 = .05 \text{ nF}$ $R01 = 200 \text{ OHMS}$ $C01 = .1 \text{ nF}$
 $R02 = 47000 \text{ ohms}$ $C02 = .1 \text{ nF}$ $R02 = 20000 \text{ ohms}$ $C02 = .05 \text{ nF}$ $R02 = 68 \text{ ohms}$ $C02 = .1 \text{ nF}$ $R02 = 50 \text{ ohms}$
 $V001 = 3 \text{ V}$ $I01 = 10 \text{ mA}$ $V002 = 3 \text{ V}$ $I02 = 30 \text{ mA}$

FREQ	INTRAN	NOTRAN	FGTRAN	LNGV	NGV	FGV
.1	62.50579	1334.411	-14.43136	17.99351	7.937347	-6.895357
.2	62.19787	1287.933	-30.00732	17.53007	7.524951	-13.92992
.3	61.68792	1214.496	-46.88998	17.29645	7.325252	-23.13041
.4	61.38835	1173.323	-59.27311	17.39027	7.404805	-27.18081
.5	60.4672	1055.26	-76.08348	16.84469	6.953994	-38.80142
.6	59.45639	939.3319	-82.80586	16.65493	6.803723	-37.74849
.7	58.41013	832.7343	-264.8859	16.40197	6.608436	-43.58252
.8	57.10936	716.9159	-252.5737	15.82781	6.185721	-50.27466
.9	56.91203	631.832	-244.8882	15.60002	6.025613	-54.70698
1	55.02133	563.7243	-234.0076	15.02801	5.642098	-61.72364
1.1	53.31144	462.9901	-227.9248	14.24269	5.153884	-64.1704
1.2	52.04424	400.1399	-225.183	13.87726	4.94155	-65.46778

GANHOS DE TENSÃO

FREQ	LNGV1	NGV1	FGV1	LNGV2	NGV2	FGV2
.1	13.43962	4.698737	174.6536	4.553885	1.689251	178.451
.2	13.09145	4.514112	168.3159	4.438626	1.566984	177.7543
.3	12.86536	4.398131	161.8341	4.431088	1.665538	175.0355
.4	12.75182	4.341011	156.43	4.638455	1.705779	176.3892
.5	12.1847	4.066635	148.4729	4.659982	1.710012	172.7257
.6	12.18487	4.066634	148.3001	4.470859	1.673181	173.9514
.7	11.58904	3.797101	143.1612	4.812933	1.74039	173.2563
.8	11.09912	3.588854	137.687	4.728691	1.723592	172.0384
.9	10.82638	3.477916	135.7393	4.773642	1.732535	169.5537
1	10.26647	3.260796	129.951	4.762339	1.730282	168.3254
1.1	9.664824	3.042575	128.0152	4.577869	1.693922	167.8144
1.2	9.141641	2.864719	126.0999	4.735623	1.724968	168.4324

IMPEDÂNCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	169.5828	-1281.885	6226.52	-1519.552	30.08126	55.50244	52.33944	-2970.819
.2	178.1217	-618.0319	6174.819	-759.146	52.31297	64.46424	51.88917	-1896.456
.3	181.1491	-411.5098	5344.57	-550.951	68.03987	94.41911	51.08807	-765.5336
.4	187.0343	-299.2473	5301.299	-350.2729	76.63665	122.7929	51.81355	-600.2108
.5	190.7199	-250.5184	2134.298	-297.6716	80.76846	165.7411	51.16045	-379.6006
.6	195.4442	-195.0532	4531.856	-273.4217	84.2063	202.2378	51.53078	-353.5289
.7	202.5625	-160.9434	2349.684	-220.11	81.59057	294.8547	49.61754	-273.0556
.8	213.6701	-137.9566	2061.992	-191.8925	88.05179	540.0126	50.5699	-226.7475
.9	212.3188	-120.5904	1738.25	-175.1769	84.51884	577.5973	48.51449	-228.411
1	230.1367	-110.9119	1711.189	-160.4815	87.93629	3785.977	48.72999	-182.9988
1.1	238.8253	-96.95348	1573.13	-140.6547	88.87515	-8793.342	48.37416	-194.4033
1.2	229.6043	-86.53466	1040.022	-127.7946	37.76309	-907.4055	48.00597	-170.9101

Tabela IX

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

$C0 = .9 \text{ pF}$ $RG1 = 5600 \text{ ohms}$ $CG1 = .1 \text{ pF}$ $RF1 = 1000 \text{ ohms}$ $CF1 = .05 \text{ pF}$ $RD1 = 200 \text{ OHMS}$ $CD1 = .1 \text{ pF}$
 $RG2 = 47000 \text{ ohms}$ $CG2 = .1 \text{ pF}$ $RF2 = 2400 \text{ ohms}$ $CF2 = .05 \text{ pF}$ $RD2 = 68 \text{ ohms}$ $CD2 = .1 \text{ pF}$ $ROUT = 50 \text{ ohms}$
 $VDS1 = 3 \text{ V}$ $ID1 = 10 \text{ mA}$ $VDS2 = 3 \text{ V}$ $ID2 = 30 \text{ mA}$

FREQ	INGTRAN	NGTRAN	FGTRAN	LNGV	NGV	FGV
.1	62.17643	1284.759	-15.08979	17.03974	7.104554	-6.424057
.2	61.78289	1227.847	-31.29446	16.61036	6.7689	-12.98161
.3	61.13471	1139.556	-48.29767	15.42131	6.623165	-21.54023
.4	60.71155	1085.369	-60.49676	16.5541	6.725194	-25.20234
.5	59.71762	968.0126	-76.56841	16.07665	6.380171	-36.39564
.6	58.6622	857.2551	-82.95153	15.9062	6.241805	-35.24692
.7	57.6412	762.1835	-265.6042	15.74628	6.127934	-40.93776
.8	56.35324	657.1461	-254.1417	15.23476	5.777477	-47.29412
.9	55.30504	582.4408	-246.5967	15.04161	5.650419	-51.86867
1	54.37181	523.1066	-236.2609	14.53751	5.331822	-58.73287
1.1	52.72027	432.5272	-230.3488	13.78786	4.890949	-61.2597
1.2	51.51473	376.4756	-227.6531	13.46334	4.711584	-62.64221

GANHOS DE TENSAO

FREQ	LNGV1	NGV1	FGV1	LNGV2	NGV2	FGV2
.1	12.60642	4.268952	175.1286	4.424311	1.664239	178.4473
.2	12.30105	4.121473	169.2706	4.309312	1.64235	177.7479
.3	12.11932	4.03614	163.4329	4.301987	1.640965	175.0269
.4	12.04371	4.001156	158.4068	4.510388	1.680813	176.3909
.5	11.56413	3.786224	150.8801	4.532521	1.685101	172.7242
.6	11.56466	3.786456	150.7997	4.341546	1.648456	173.9534
.7	11.05877	3.572224	145.7915	4.687508	1.71544	173.2708
.8	10.63404	3.401746	140.6458	4.600726	1.698386	172.0601
.9	10.39348	3.308827	138.5736	4.648134	1.707681	169.5578
1	9.901167	3.1265	132.9196	4.636343	1.705364	168.3475
1.1	9.337072	2.929906	130.9123	4.450791	1.66932	167.828
1.2	8.853713	2.771314	128.892	4.609624	1.700127	168.4658

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	182.9199	-1201.454	880.406	-1561.189	30.08126	55.50244	49.89539	-1627.866
.2	191.0723	-577.3146	885.4346	-774.2421	52.31297	64.46624	48.88845	-926.4437
.3	192.6892	-382.165	867.8518	-568.0863	68.03987	94.41911	47.94811	-523.6409
.4	197.7331	-279.3262	855.3342	-355.5122	76.63665	122.7929	47.06008	-450.0795
.5	198.5624	-235.1935	691.3833	-305.1171	80.76846	165.7411	46.02052	-349.7622
.6	204.087	-185.6748	842.8352	-278.6599	84.2063	202.2378	46.10624	-342.7806
.7	208.8952	-154.8111	706.6928	-224.0192	81.59057	294.8547	44.55128	-294.5012
.8	218.0892	-133.3092	682.1343	-195.2741	88.05178	540.0126	45.44635	-264.2474
.9	216.2676	-117.2547	643.1097	-178.9734	84.51884	577.5973	43.99422	-275.9275
1	232.2932	-108.2472	640.8643	-164.0158	87.93629	2785.977	44.48147	-222.1284
1.1	240.139	-95.11899	625.9913	-143.4327	88.87515	-8793.342	44.57851	-244.6814
1.2	230.3656	-85.19324	516.811	-130.0256	87.76309	-907.4055	44.54704	-208.4036

Tabela X

Na continuação é feita a análise de estabilidade para o conjunto Q_2/R_{f2} nas seguintes condições: $R_{f2} = 20000 \Omega$, $C_{f2} = 0,05 \text{ pF}$ e $R_{f2} = 2400 \Omega$ e $C_{f2} = 0,05 \text{ pF}$.

Da Fig. 3.21, pode-se observar que para $R_{f2} = 2400 \Omega$, $C_{f2} = 0,05 \text{ pF}$, o fator K é maior que 1 (incondicionalmente estável) nas frequências em análise. Para $R_{f2} = 20000 \Omega$ e $C_{f2} = 0,05 \text{ pF}$ (Fig. 3.23) observa-se que K é menor que 1; então, para determinar a estabilidade, é necessário fazer um estudo através dos círculos de estabilidade. Na Tabela XI, determinam-se os círculos de estabilidade para o conjunto Q_2/R_{f2} ($R_{f2} = 20000 \Omega$, $C_{f2} = 0,05 \text{ pF}$).

Freq GHz	Entrada			Saída		
	Centro Modulo	Fase ($^\circ$)	Raio	Centro Modulo	Fase ($^\circ$)	Raio
.1	1.050117	4.787568	5.573656E-02	1.126211	-89.45087	1.926939
.2	1.037605	9.354738	6.633411E-02	5.311204	261.6693	5.788945
.3	1.939101	12.52117	8.076824E-02	18.62582	261.0266	19.95766
.4	1.046603	18.92217	.1033258	8.536877	266.7387	8.897881
.5	1.085164	21.93638	.1234388	8.57909	68.58718	7.888357
.6	1.068927	25.03402	.1629688	7.815671	-87.66731	8.115646
.7	1.077745	29.43301	.1620996	9.633134	81.2398	9.172968
.8	1.102202	35.06824	.2176867	7.736976	82.88325	7.297076
.9	1.115186	37.14962	.2240085	11.23929	83.43141	10.77123
1	1.115888	40.56219	.2431656	6.197002	86.65313	5.745128
1.1	1.123643	45.15261	.2536345	6.602051	85.19932	6.146762
1.2	1.163281	49.57175	.2901735	3.908208	80.3444	3.342887

Tabela XI

Os círculos de estabilidade de entrada e saída são traçados nas Figs. 3.29 e 3.30, respectivamente. Na Tabela XII foram determinados Z_{en2} e Z_{Ln2} , que são traçados, respectivamente, nas Figs. 3.29 e 3.30.

f (GHz)	Z_{en2}	Z_{L2n}
0,1	0,4650 + j 0,2520	0,5763 - j 0,001
0,2	0,6308 + j 0,5119	0,5763 - j 0,002
0,3	0,8957 + j 0,6454	0,5763 - j 0,0031
0,4	1,1031 + j 0,6884	0,5762 - j 0,0042
0,5	1,3054 + j 0,6361	0,5762 - j 0,0052
0,6	1,4353 + j 0,5976	0,5762 - j 0,0063
0,7	1,5157 + j 0,4194	0,5762 - j 0,0073
0,8	1,7154 + j 0,2797	0,5762 - j 0,0083
0,9	1,6549 + j 0,2422	0,5761 - j 0,0094
1,0	1,7570 + j 0,0555	0,5761 - j 0,0104
1,1	1,7773 + j 0,0180	0,5760 - j 0,0115
1,2	1,7390 + j 0,1682	0,5760 - j 0,0125

Tabela XII

Das Figs. 3.29 e 3.30, pode-se estabelecer que, para $R_{f2} = 20000 \Omega$ e $C_{f2} = 0,05 \text{ pF}$, o conjunto Q_2 / R_{f2} é estável. Pode-se então, seleccionar $R_{f2} = 20000 \Omega$.

Comparando as Figs. 3.28 e 3.24, pode-se observar que, com resistores impressos em circuitos híbridos de filme fino (capacitância parasita = 0,01 pF), pode-se aumentar a banda em mais de 100 MHz se comparada com circuitos que empregam resistores SMD.

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 5301-7560-N	Andlise de Estabilidade do Conjunto Q_2 / R_{f2} GENERAL RADIO COMPANY, WEST CONCORD, MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

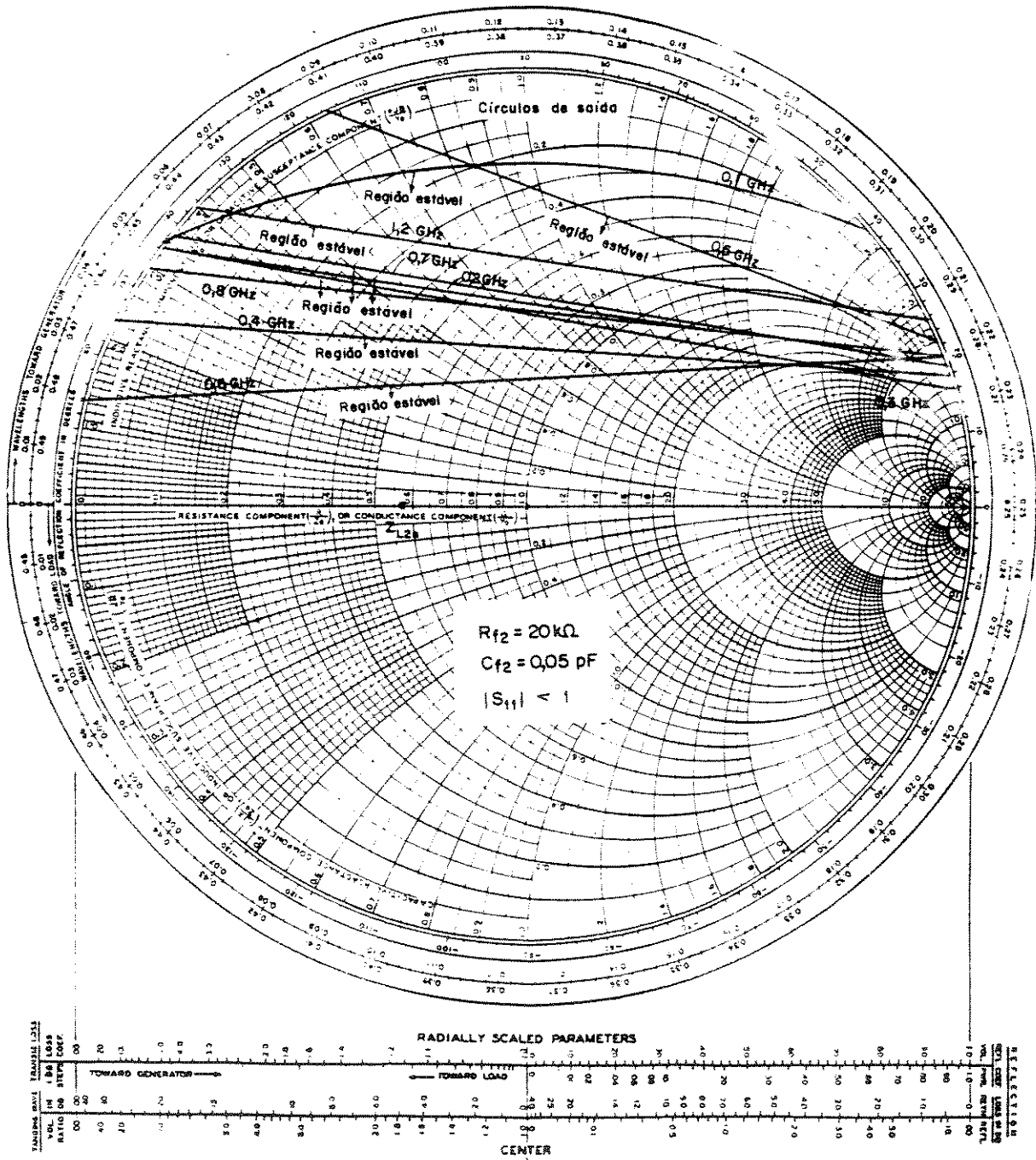


Fig. 3.30

(a.7) Justificativa do uso de R_{f2}

Para ver a necessidade de colocar R_{f2} no circuito, é feita a análise através dos círculos de estabilidade, considerando que R_{f2} não é colocado ($R_{f2} \rightarrow \infty$). Na Tabela XIV é feita a análise completa do circuito para $R_{f2} \rightarrow \infty$. Na Tabela XIII são determinados os círculos de estabilidade para o transistor Q_2 (sem R_{f2}).

CÍRCULOS DE ESTABILIDADE

Freq GHz	Entrada		Raio	Saída		Raio
	Modulo	Fase (°)		Modulo	Fase (°)	
.1	1.02418	3.295754	9.375424E-03	1.744204	-71.07055	1.937965
.2	.9932207	6.533859	1.748728E-02	1.562652	64.04773	1.659211
.3	.991372	3.370903	1.733051E-02	.9913512	37.99995	.9913508
.4	.9970883	13.22806	8.923542E-03	1.141262	40.97832	.9718097
.5	1.027749	15	0	1.602562	7.999994	0
.6	1.007051	16.63446	1.806997E-02	77.52036	263.1954	77.89741
.7	1.019193	20.26818	3.301749E-03	1.554421	20.83456	.3017334
.8	1.027654	23.7087	1.958192E-02	1.650494	31.61564	.5135263
.9	1.035605	25.89254	2.686429E-02	1.914855	35.35375	.774046
1	1.029972	27.64808	1.859342E-02	1.605131	33.9118	.4281705
1.1	1.033337	31.6293	1.311305E-02	1.606763	30.32376	.3845727
1.2	1.072977	34.91927	2.912441E-02	1.74922	31.8039	.3719947

Tabela XIII

Os círculos de estabilidade de saída são mostrados na Fig. 3.31. Desta figura pode-se constatar que Q_2 , com o Z_{L2n} é estável teoricamente, já que Z_{L2n} fica na região estável. Mas, praticamente, Q_2 pode oscilar, já que os círculos de estabilidade de 0,1 GHz e 0,2 GHz passam muito perto de Z_{L2n} e qualquer mudança nos parâmetros S pode fazer com que Z_{L2n} fique na região instável. Deve-se lembrar que os círculos de estabilidade são determinados a partir dos parâmetros S fornecidos pelo fabricante e pequenas variações dos parâmetros S, de transistor para transistor, podem determinar sua oscilação. Devido a isto, torna-se necessária a utilização de R_{f2} .

NAME	TITLE	DWG. NO.
	Análise de Estabilidade de Q_2	
SMITH CHART FORM 5301-7560-N1 GENERAL RADIO COMPANY, WEST CONCORD, MASSACHUSETTS		DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

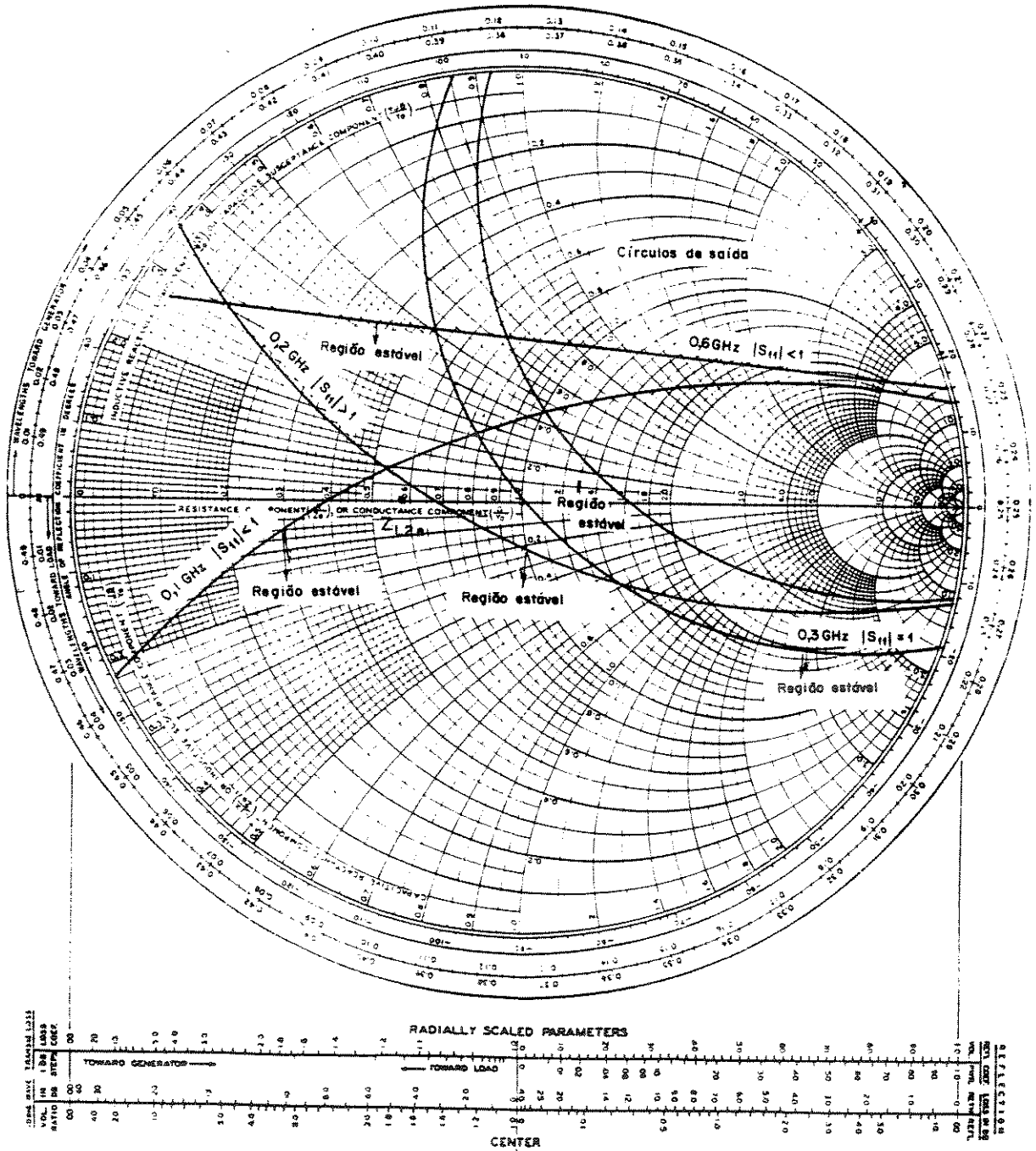


Fig. 3.31

Na Fig. 3.32, mostra-se G_T para quando $R_{f2} \rightarrow \infty$ e $R_{f2} = 20000 \Omega$, considerando $C_{f2} = 0,05$ pF e as outras capacitâncias parasitas igual a 0,1 pF. Pode-se observar que a diminuição na banda devido à utilização de R_{f2} é mínima.

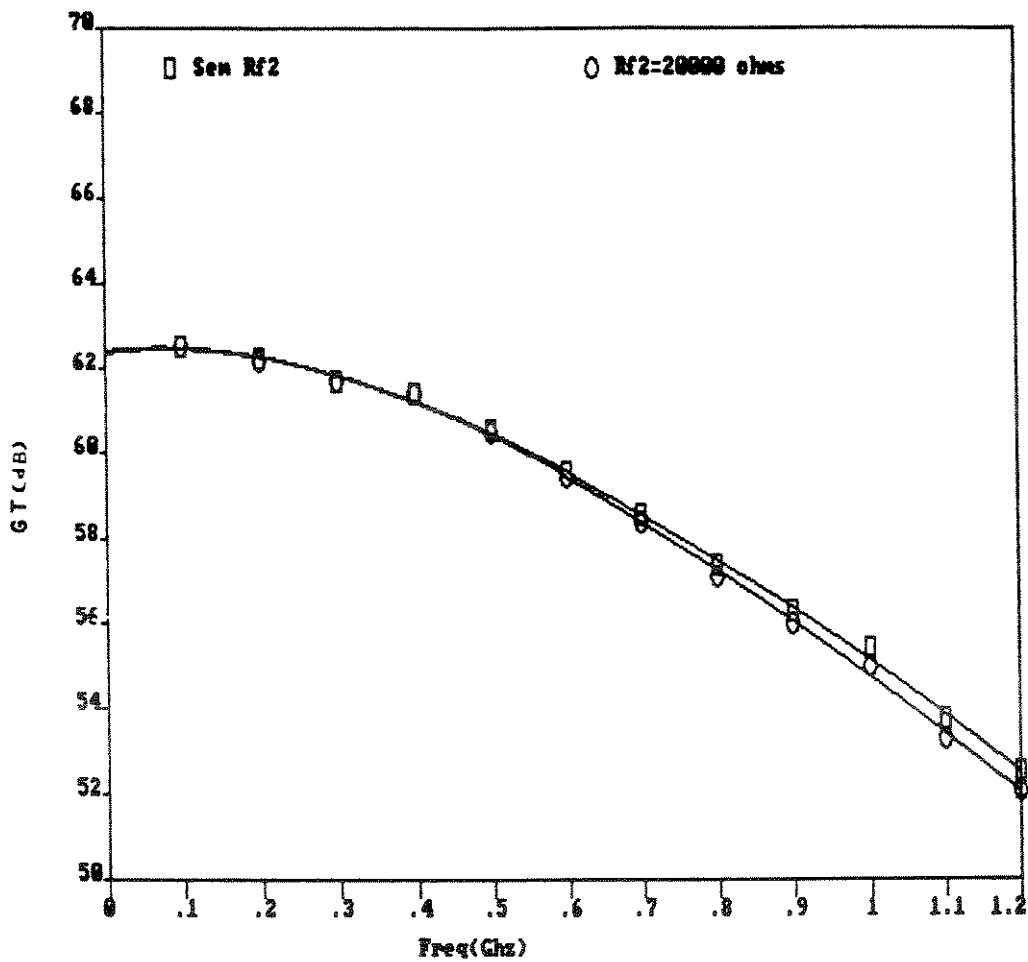


Fig. 3.32

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

$C0 = .9 \text{ pF}$ $RG1 = 5600 \text{ ohms}$ $CG1 = .1 \text{ pF}$ $RF1 = 1000 \text{ ohms}$ $CF1 = .05 \text{ pF}$ $RD1 = 200 \text{ OHMS}$ $CD1 = .1 \text{ PF}$
 $RG2 = 47000 \text{ ohms}$ $CG2 = .1 \text{ pF}$ $RF2 = 1E+30 \text{ ohms}$ $CF2 = 0 \text{ pF}$ $RD2 = 68 \text{ ohms}$ $CD2 = .1 \text{ pF}$ $ROUT = 50 \text{ ohms}$
 $VDS1 = 3 \text{ V}$ $ID1 = 10 \text{ mA}$ $VDS2 = 3 \text{ V}$ $ID2 = 30 \text{ mA}$

FREQ	IMTRAN	MGTRAN	FGTRAN	LMGV	MGV	FGV
.1	62.54249	1340.061	-14.15072	18.13915	8.07156	-6.387198
.2	62.21988	1291.201	-29.34803	17.68897	7.663882	-12.96827
.3	61.7054	1216.944	-45.72656	17.489	7.489448	-21.79652
.4	61.41165	1176.475	-57.51256	17.62073	7.603906	-25.47491
.5	60.53349	1063.347	-73.79702	17.11927	7.177338	-36.9324
.6	59.54795	949.2864	-79.95271	16.97078	7.05568	-35.43667
.7	58.58071	349.2486	267.9967	16.75188	6.880099	-41.24462
.8	57.38415	739.9587	255.977	16.24286	6.488483	-47.9049
.9	56.31832	654.5093	248.4576	16.0325	6.333225	-52.14554
1	55.421	590.2692	237.5771	15.51169	5.964642	-59.26478
1.1	53.76046	487.554	231.4667	14.74864	5.46301	-61.6481
1.2	52.52517	422.9203	228.6193	14.40225	5.249434	-62.95754

GANHOS DE TENSAO

FREQ	LMGV1	MGV1	FGV1	LMGV2	MGV2	FGV2
.1	13.5676	4.768483	175.0879	4.571545	1.692689	178.5249
.2	13.23285	4.588202	169.13	4.456125	1.670345	177.9017
.3	13.04061	4.487768	162.9474	4.448388	1.668858	175.2561
.4	12.9647	4.448722	157.846	4.656032	1.709234	176.6791
.5	12.44198	4.188891	149.9806	4.677288	1.713422	173.087
.6	12.48212	4.208295	150.1726	4.488653	1.676612	174.3907
.7	11.92053	3.944816	145.0036	4.831346	1.744084	173.7518
.8	11.49448	3.755988	139.4795	4.748378	1.727593	172.6156
.9	11.2413	3.648086	137.6611	4.791197	1.73604	170.1934
1	10.72932	3.43927	131.6986	4.782361	1.734276	169.0366
1.1	10.15155	3.217937	129.747	4.597087	1.697674	168.605
1.2	9.644318	3.0354	127.7575	4.75793	1.729404	169.285

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	167.5584	-1229.026	40426.08	-1736.246	30.08126	55.50244	52.62621	-4611.951
.2	175.6059	-597.4367	40940.88	-367.2586	52.31297	64.46624	52.06215	-4080.772
.3	177.7685	-400.5903	24755.87	-636.3165	68.03987	94.41911	52.03251	-1238.784
.4	182.5173	-291.6621	25059.08	-396.7223	76.63665	122.7929	51.98194	-1107.014
.5	185.1789	-246.9526	3336.508	-339.3618	80.76846	165.7411	51.65864	-610.7316
.6	188.6844	-191.8991	18532.72	-316.0334	84.2063	202.2378	52.20243	-625.1595
.7	195.128	-159.3771	4097.867	-252.9477	81.59057	294.8547	50.79448	-440.349
.8	204.5659	-137.3686	3457.701	-219.9991	88.05173	540.0126	52.54397	-344.5625
.9	203.001	-120.0693	2852.351	-201.6103	84.51884	577.5973	50.68441	-359.9302
1	219.1693	-110.9114	2948.792	-185.1026	87.93629	2785.977	51.54378	-260.1401
1.1	227.3361	-97.03648	2640.43	-161.0338	88.87515	-8793.342	51.55045	-281.0241
1.2	219.0765	-86.63591	1437.095	-146.4347	87.76309	-907.4055	51.31645	-234.463

Tabela XIV

(b) Resposta em baixa frequência

A resposta em baixa frequência está dominada, principalmente, pelos capacitores de desacoplamento C_a e C_2 (ver Fig. 3.1). Para o cálculo destes capacitores se utilizará o modelo de MESFET para baixa frequência mostrado na Fig. 3.33.

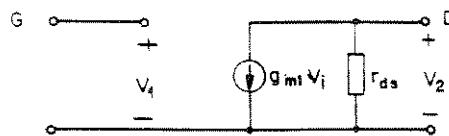


Fig. 3.33

O fotodiodo PIN é representado, para baixa frequência, só por uma fonte de corrente. Desprezam-se, para a análise, todas as capacitâncias parasitas dos resistores. O circuito equivalente para baixa frequência, do circuito da Fig. 3.1, é mostrado na Fig. 3.34.

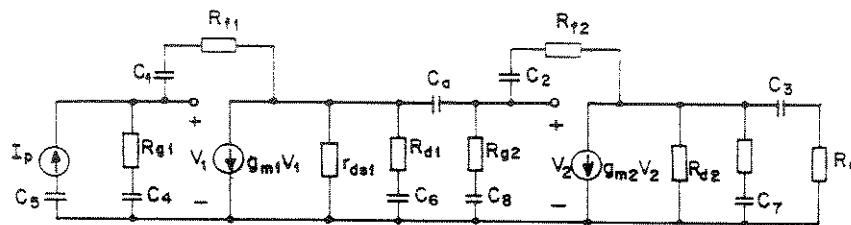


Fig. 3.34

A frequência de corte para baixa frequência do conjunto PIN/pré-amplificador, f_L , pode ser expressa empiricamente por

$$f_L = a B \quad (3.124)$$

onde a é uma constante menor que 0,03. Para os cálculos se considerou $a = 0,01$. Então, considerando $B = 1$ Gbit/s, resulta:

$$f_L = 10 \text{ MHz} \quad (3.125)$$

Os capacitores C_4 , C_5 , C_6 , C_7 e C_8 foram escolhidos com o valor máximo disponível: 5 nF. Valores maiores podem ser usados. A função destes capacitores é evitar que o sinal de r.f. circule pelas fontes de polarização. A impedância destes capacitores, para $f = f_L = 10$ MHz, é:

$$z = -j \frac{1}{2\pi f_L C} = -j 3,18 \Omega \quad (3.126)$$

Para a análise do comportamento dos capacitores C_a , C_1 , C_2 e C_3 considera-se que as impedâncias de C_4 , C_5 , C_6 , C_7 e C_8 são desprezíveis, obtendo-se o circuito da Fig. 3.35.

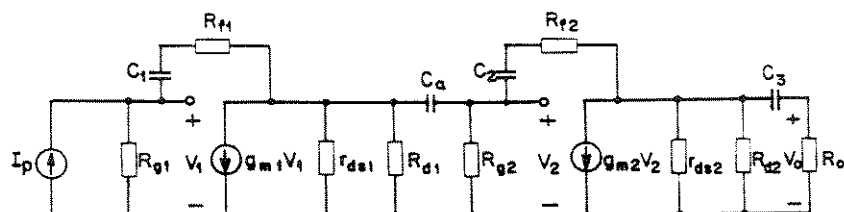


Fig. 3.35

O capacitor C_1 é selecionado de forma que:

$$\frac{1}{2\pi f_L C_1} \ll R_{f1} \quad (3.127)$$

Considerando:

$$\frac{1}{2\pi f_L C_1} = \frac{R_{f1}}{20} \quad (3.128)$$

resulta:

$$C_1 = \frac{10}{\pi f_L R_{f1}} \quad (3.129)$$

Então:

$$C_1 \cong 318 \text{ pF}$$

Seleciona-se:

$$C_1 = 470 \text{ pF} \quad (3.130)$$

Fazendo o mesmo para calcular C_2 , obtém-se:

$$C_2 = \frac{10}{\pi f_L R_{f2}} \quad (3.131)$$

$$C_2 \cong 16 \text{ pF}$$

Adotou-se:

$$C_2 = 60 \text{ pF} \quad (3.132)$$

Para determinar C_a , considera-se que $C_1 \rightarrow \infty$, $C_2 \rightarrow \infty$ e $C_3 \rightarrow \infty$.
Fazendo essa aproximação, da Fig. 3.35 pode-se obter a Fig. 3.36.

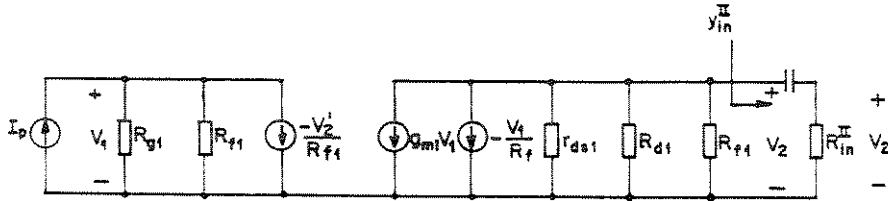


Fig. 3.36

R_{in}^{II} é determinado através da eq. (3.58):

$$y_{in}^{II} = y_{11T}^{II} - \frac{y_{21T}^{II} y_{12T}^{II}}{y_{22T}^{II} + \frac{1}{R_o}} \quad (3.133)$$

Para este caso [ver eqs. (3.51), (3.52), (3.53) e (3.54)], tem-se:

$$y_{11T}^{II} = \frac{1}{R_{g2}} + \frac{1}{R_{f2}} \quad (3.134)$$

$$y_{21T}^{II} = g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \quad (3.135)$$

$$y_{12T}^{II} = -\frac{1}{R_{f2}} \quad (3.136)$$

$$y_{22T}^{II} = \frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{R_{d2}} \quad (3.137)$$

Substituindo as eqs. (3.134), (3.135), (3.136) e (3.137) na eq. (3.133), obtém-se:

$$y_{in}^{II} = \frac{1}{R_{g2}} + \frac{1}{R_{f2}} - \frac{\left[g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \right] \left[-\frac{1}{R_{f2}} \right]}{\frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_o}} = \frac{1}{R_{in}^{II}} \quad (3.138)$$

Chamando:

$$\frac{1}{R_L^{'}} = \frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_o} \quad (3.139)$$

e substituindo na eq. (3.138), obtém-se:

$$\frac{1}{R_{in}^{II}} = \frac{1}{R_{g2}} + \frac{1}{R_{f2}} + \left[g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \right] \frac{R_L^{'}}{R_{f2}} \quad (3.140)$$

$$= \frac{R_{f2} + R_{g2} + \left[g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \right] R_L^{'}}{R_{g2} R_{f2}} \quad (3.141)$$

$$R_{in}^{II} = \frac{R_{g2} R_{f2}}{R_{f2} + R_{g2} + \left[g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \right] R_L^{'}} \quad (3.142)$$

$$R_{in}^{II} = \frac{R_{g2} // R_{f2}}{1 + \left[g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \right] R_L^{'}} \frac{R_{g2}}{R_{f2} + R_{g2}} \quad (3.143)$$

A seguir, determina-se G_V^I da Fig. 3.36.

$$G_V^I = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{v_2^{'}} \frac{v_2^{'}}{v_1} \quad (3.144)$$

$\frac{v_2}{v_1}$ é dado pela eq. (3.66) substituindo y_{in}^{II} por $[y_{in}^{II}]'$ (ver Fig. 3.36):

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{-y_{21T}^I}{y_{22T}^I + [y_{in}^{II}]'} \quad (3.145)$$

$$\frac{v_2}{v_2} = R_{in}^{II} [y_{in}^{II}]' \quad (3.146)$$

Substituindo as eqs. (3.145) e (3.146) na eq. (3.144) obtém-se:

$$G_V^I = -R_{in}^{II} [y_{in}^{II}]' \frac{y_{21T}^I}{y_{22T}^I + [y_{in}^{II}]'} \quad (3.147)$$

Para o caso da Fig. 3.36 tem-se (ver eqs. (3.49) e (3.50)):

$$y_{21T}^I = g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \quad (3.148)$$

$$y_{22T}^I = \frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{d1}} \quad (3.149)$$

Da Fig. 3.36 pode-se determinar:

$$[y_{in}^{II}]' = \frac{1}{R_{in}^{II} + \frac{1}{j\omega C_a}} \quad (3.150)$$

Substituindo as eqs. (3.148), (3.149) e (3.150) na eq. (3.147), obtém-se:

$$G_V^I = - \frac{R_{in}^{II}}{R_{in}^{II} + \frac{1}{j\omega C_a}} \cdot \frac{\left[g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right]}{\frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{in}^{II} + \frac{1}{j\omega C_a}}} \quad (3.151)$$

Chamando:

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_{fl}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{d1}} \quad (3.152)$$

e substituindo na eq. (3.151), tem-se:

$$G_v^I = - \frac{\left[g_{m1} - \frac{1}{R_{fl}} \right] R_{in}^{II}}{\left[R_{in}^{II} + \frac{1}{j\omega C_a} \right] \frac{1}{R_c} + 1} \quad (3.153)$$

$$G_v^I = - \frac{\left[g_{m1} - \frac{1}{R_{fl}} \right] R_{in}^{II} j\omega C_a R_c}{j\omega C_a R_{in}^{II} + 1 + j\omega C_a R_c} \quad (3.154)$$

$$G_v^I = - \frac{j\omega \left[g_{m1} - \frac{1}{R_{fl}} \right] R_{in}^{II} R_c C_a}{1 + j\omega \left[R_{in}^{II} + R_c \right] C_a} \quad (3.155)$$

A frequência de corte da eq. (3.155) é na frequência:

$$f_{La} = \frac{1}{2 \pi \left[R_{in}^{II} + R_c \right] C_a} \quad (3.156)$$

Como condição de projeto deve-se impôr:

$$f_{La} < f_L \quad (3.157)$$

Então:

$$C_a > \frac{1}{2 \pi \left[R_{in}^{II} + R_c \right] f_L} \quad (3.158)$$

Considerando $R_{f1} = 1000 \, \Omega$, $r_{ds1} = 666 \, \Omega$, $R_{d1} = 200 \, \Omega$, $g_{m2} = 60 \, \text{mS.}$, $R_{g2} = 47000 \, \Omega$, $R_{f2} = 20000 \, \Omega$, $R_{d2} = 68 \, \Omega$, $R_o = 50 \, \Omega$ e $r_{ds2} = 666 \, \Omega$ pode-se determinar:

$$C_a > 2,4 \, \text{pF} \quad (3.159)$$

Adotou-se:

$$C_a = 20 \, \text{pF} \quad (3.160)$$

Para determinação de C_3 , procede-se de forma semelhante que para a determinação de C_2 . Na Fig. 3.37, mostra-se o circuito equivalente para o segundo estágio, utilizando o circuito equivalente da Fig. 3.33.

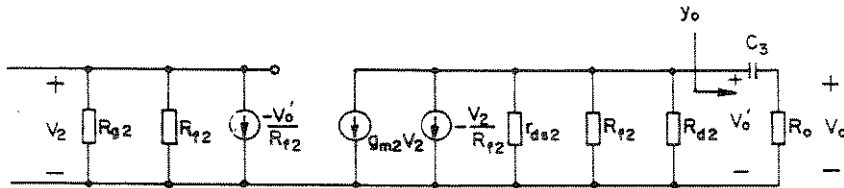


Fig. 3.37

$$y_o = \frac{1}{R_o + \frac{1}{j\omega C_3}} \quad (3.161)$$

$$G_v^{II} = \frac{V_o}{V_2} = \frac{V_o}{V_o'} \cdot \frac{V_o'}{V_2} \quad (3.162)$$

Da eq. (3.57), trocando $\frac{1}{R_o}$ por y_o , obtém-se:

$$\frac{V_o'}{V_2} = - \frac{y_{21T}^{II}}{y_{22T}^{II} + y_o} \quad (3.163)$$

$$\frac{V_o}{V_o'} = R_o \cdot y_o \quad (3.164)$$

Substituindo as eqs. (3.163) e (3.164) na eq. (3.162), obtém-se:

$$G_V^{II} = - R_O Y_O \frac{Y_{21T}^{II}}{Y_{22T}^{II} + Y_O} \quad (3.165)$$

Das eqs. (3.50) e (3.51) se obtém:

$$Y_{21T}^{II} = g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \quad (3.166)$$

$$Y_{22T}^{II} = \frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{R_{d2}} \quad (3.167)$$

Chamando:

$$\frac{1}{R_m} = \frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{R_{d2}} \quad (3.168)$$

e substituindo as eqs. (3.161), (3.166) e (3.167) na eq. (3.165), obtém-se:

$$G_V^{II} = - \frac{R_O}{R_O + \frac{1}{j\omega C_3}} \cdot \frac{g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}}}{\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_O + \frac{1}{j\omega C_3}}} \quad (3.169)$$

Desenvolvendo:

$$G_V^{II} = - \frac{j\omega \left(g_{m2} - \frac{1}{R_{f2}} \right) R_O R_m C_3}{1 + j\omega \left(R_O + R_m \right) C_3} \quad (3.170)$$

A frequência de corte da eq. (3.170) é na frequência:

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi \left(R_O + R_m \right) C_3} \quad (3.171)$$

Como condição de projeto se impõe:

$$f_{L2} < f_L \quad (3.172)$$

Então:

$$C_3 > \frac{1}{2 \pi (R_o + R_m) f_L} \quad (3.173)$$

Então, usando os valores citados anteriormente, deve-se ter:

$$C_3 > 143 \text{ pF} \quad (3.174)$$

Adotou-se:

$$C_3 = 470 \text{ pF}$$

Com a determinação destes capacitores se finaliza o projeto do conjunto PIN/pré-amplificador da Fig. 3.1.

(c) Resumo

Na Fig. 3.38 se reproduz a Fig. 3.1, e na Tabela XV listam-se os valores projetados dos elementos passivos que compõem o circuito $[C_{f1}=0,05 \text{ pF}, C_{\text{parasitas}} = 0,1 \text{ pF}]$.

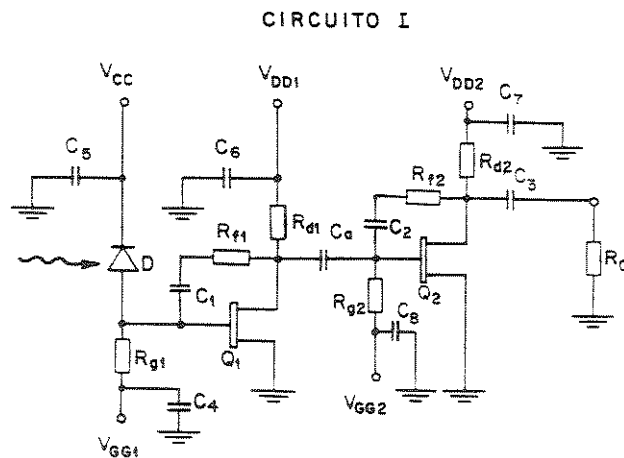


Fig. 3.38

$R_{g1} (\Omega)$	$R_{f1} (\Omega)$	$R_{d1} (\Omega)$	$R_{g2} (\Omega)$	$R_{f2} (\Omega)$	$R_{d2} (\Omega)$
5600	1000	200	47000	20000	68

C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_3 (pF)	C_a (pF)	C_4, C_5, C_6, C_7, C_8 (pF)
470	60	470	20	5000

Tabela XV

Os elementos ativos (Q_1 e Q_2) são MESFETS 71084 e D é um fotodiodo do CPqD - Telebrás.

(d) Influência da capacitância do fotodiodo

A medida que a capacitância do fotodiodo, C_d , diminui, a banda do circuito aumenta. O efeito pode ser observado na Fig. 3.39 onde se consideram valores de C_d de 0,6 pF e 0,9 pF.

Observa-se, da Fig. 3.39, que uma diminuição da capacitância C_d de 0,9 pF para 0,6 pF produz um aumento na banda maior que 100 MHz. Devido a isto, é conveniente que o fotodiodo possua a menor capacitância possível.

(e) Determinação da segunda frequência de corte do conjunto PIN/pré-amplificador.

A determinação da segunda frequência de corte do conjunto PIN/pré-amplificador é obtida analisando o ganho de tensão do pré-amplificador. Na Fig. 3.40, mostra-se o ganho de tensão obtido a partir dos dados da Tabela IX. A segunda frequência de corte é determinada na Fig. 3.40.

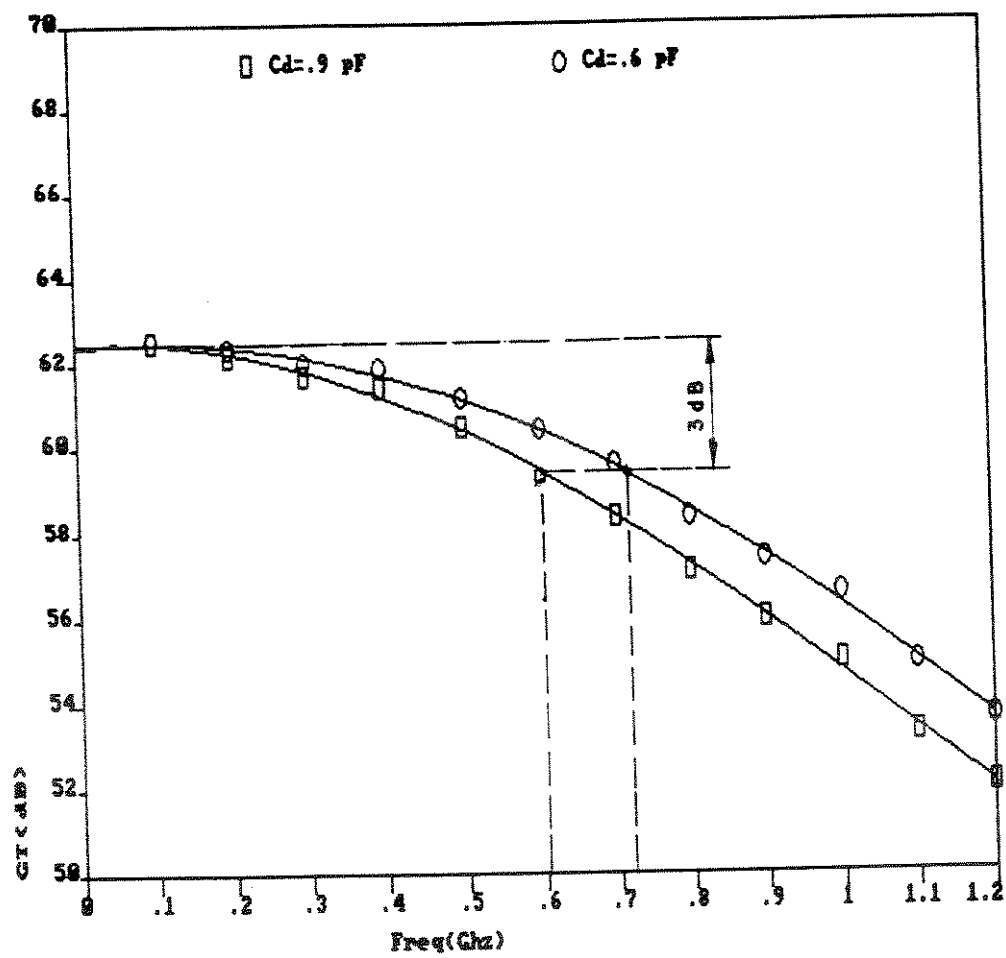


Fig. 3.39

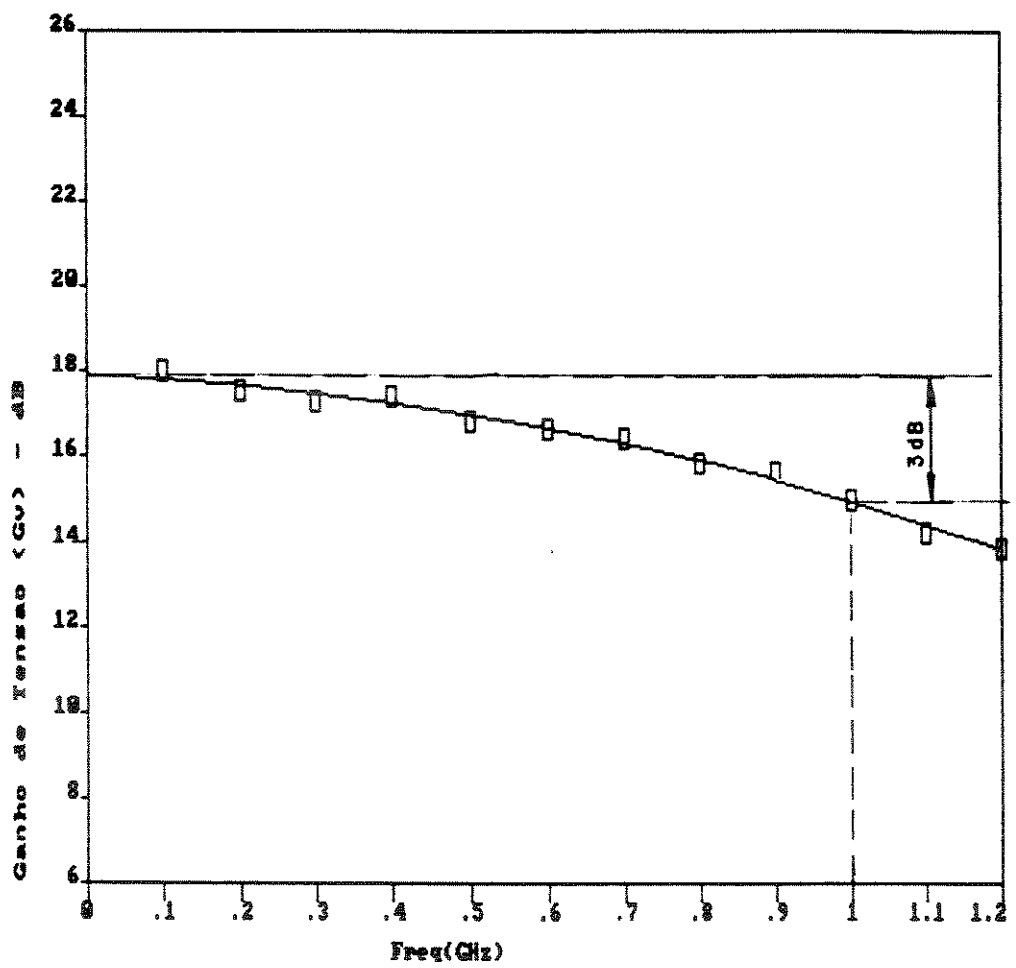


Fig. 3.40

A segunda frequência de corte é em 1 GHz, frequência que está suficientemente longe da primeira frequência de corte, o que garante pouca influência da segunda frequência sobre a primeira (determinado na Fig. 3.28). Em outras palavras, a influência do segundo polo no conjunto PIN/pré-amplificador é desprezível.

Para efeito de determinação experimental do ganho de tensão é conveniente calcular o ganho de potência de inserção definido por [5]:

$$G_i = \frac{\text{Potência entregue à carga com circuito inserido } (P_L)}{\text{Potência entregue à carga sem circuito inserido } (P_L^{'})} \quad (3.175)$$

Na Fig. 3.41 mostra-se como calcular $P_L^{'}$:

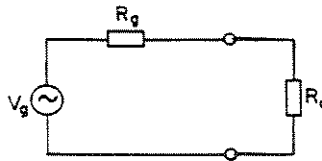


Fig. 3.41

onde V_g e R_g são a tensão e a resistência do gerador, respectivamente. Então, da Fig. 3.41, pode-se determinar $P_L^{'}$:

$$P_L^{'}) = \left[\frac{|V_g|}{R_g + R_o} \right]^2 \cdot R_o \quad (3.176)$$

Como no circuito em análise $R_g = R_o = 50 \, \Omega$ resulta:

$$P_L^{'}) = \frac{|V_g|^2}{4 R_o} \quad (3.177)$$

Para a determinação de P_L se faz uso da Fig. 3.42.

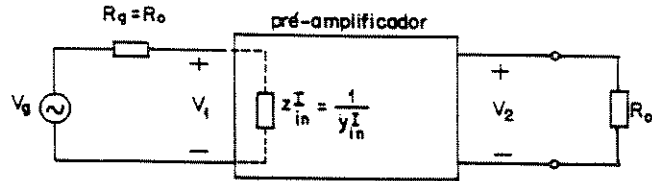


Fig. 3.42

$$P_L = \frac{|V_2|^2}{R_o} \quad (3.178)$$

onde:

$$V_2 = G_v V_1 \quad (3.179)$$

$$V_2 = G_v \frac{z_{in}^I}{z_{in}^I + R_o} V_g \quad (3.180)$$

Substituindo a eq. (3.180) na eq. (3.178) resulta:

$$P_L = \frac{|G_v|^2}{R_o} \cdot \frac{|z_{in}^I|^2}{|z_{in}^I + R_o|^2} \cdot |V_g|^2 \quad (3.181)$$

Substituindo as eqs. (3.177) e (3.181) na eq. (3.175) resulta:

$$G_1 = 4 |G_v|^2 \frac{|z_{in}^I|^2}{|z_{in}^I + R_o|^2} \quad (3.182)$$

$$G_1 = \frac{4 |G_v|^2}{\left| 1 + \frac{R_o}{z_{in}^I} \right|^2} \quad (3.183)$$

Considerando Z_{in}^I formado por um resistor R_{in}^I em paralelo com uma reatância x_{in}^I (ver eqs. 3.80 e 3.81), obtém-se:

$$\frac{1}{Z_{in}^I} = \frac{1}{R_{in}^I} + \frac{1}{j x_{in}^I} \quad (3.184)$$

Substituindo a eq. (3.184) na eq. (3.183), obtém-se:

$$G_i = \frac{4 |G_v|^2}{\left[1 + \frac{R_o}{R_{in}^I}\right]^2 + \left[\frac{R_o}{x_{in}^I}\right]^2} \quad (3.185)$$

Expressando G_i em dB, obtém-se:

$$G_i \text{ (dB)} = 10 \log \frac{4 |G_v|^2}{\left[1 + \frac{R_o}{R_{in}^I}\right]^2 + \left[\frac{R_o}{x_{in}^I}\right]^2} \quad (3.186)$$

Na Tabela XVI mostra-se R_{in}^I , x_{in}^I e G_v^I calculados através do programa TRANS1.BAS, utilizando os dados da Tabela XV e considerando que o fotodiodo não está presente ($C_d = 0$ pF). Na Tabela XVI mostra-se também G_i (dB), calculado através da fórmula (3.186).

Na Fig. 3.43 se traça o ganho de inserção, em função da frequência, com os dados da Tabela XVI. Está indicado no gráfico a frequência de 3 dB.

freq. (GHz)	R_{in}^I (Ω) (ohms)	x_{in}^I (Ω) (ohms)	$ G_v $	G_i (dB)
0,1	169,58	- 4659,52	7,94	21,77
0,2	178,12	- 2053,52	7,52	21,39
0,3	181,15	- 1363,11	7,33	21,20
0,4	187,03	- 916,61	7,40	21,34
0,5	190,72	- 858,89	6,96	20,84
0,6	195,44	- 576,74	6,61	20,67
0,7	202,56	- 443,47	6,61	20,47
0,8	213,67	- 367,00	6,18	19,96
0,9	212,32	- 312,19	6,03	19,72
1,0	230,14	- 297,50	5,64	19,26
1,1	238,83	- 244,27	5,15	18,48
1,2	229,60	- 209,63	4,94	18,02

Tabela XVI

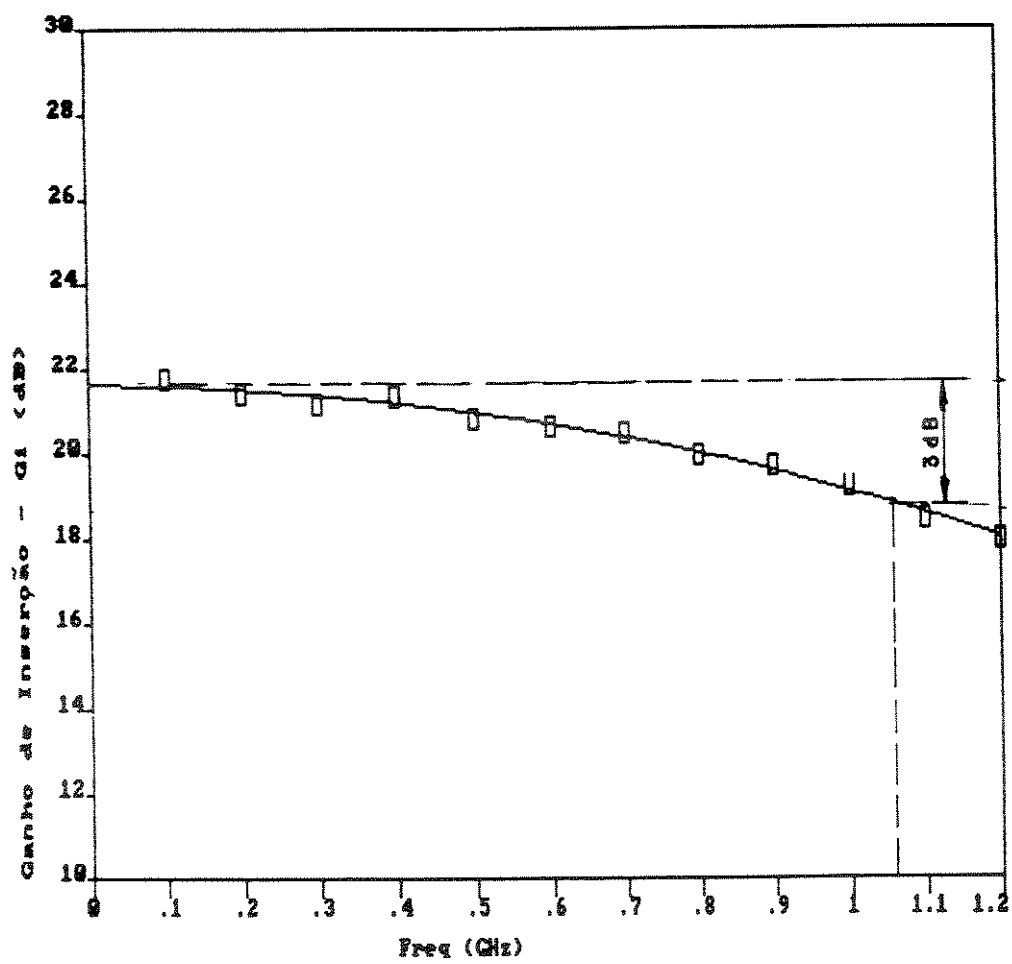


Fig. 3.43

3.4 PROJETO DO CIRCUITO II

O projeto do circuito da Fig. 3.2, reproduzido na Fig. 3.44, é similar ao projeto da Fig. 3.1. A diferença fundamental entre os dois circuitos está no funcionamento d.c., já que o circuito da Fig. 3.44 tem acoplamento d.c. entre os estágios. Além disso, o resistor de realimentação R_{f2} está ligado diretamente entre dreno e porta do transistor Q_2 .

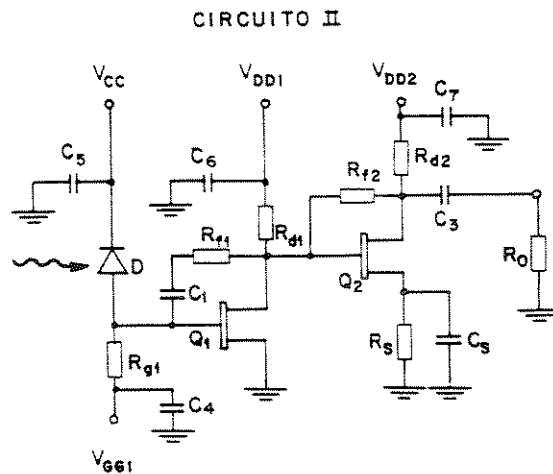


Fig. 3.44

O comportamento a.c. do circuito da Fig. 3.44 é praticamente igual ao da Fig. 3.11. A única diferença está no fato de que o Circuito II não possui o resistor R_{g2} . Este resistor, por ser de valor elevado, quase não influencia o comportamento d.c..

3.4.1 PROJETO D.C. DO CIRCUITO II

No projeto d.c. do Circuito II são utilizadas as mesmas condições do Circuito I no que se refere à sensibilidade e faixa dinâmica. Devido a isto, o primeiro estágio de amplificação é polarizado da mesma forma. O segundo estágio é projetado de forma totalmente diferente com relação ao Circuito I, já que se deve garantir que a tensão de porta seja menor que a de dreno.

a. Projeto d.c. do primeiro estágio

Os transistores Q_1 e Q_2 utilizados no Circuito II, mostrados na Fig. 3.44, são do tipo NE71084, mas não são os mesmos que os usados no Circuito I.

Adota-se uma tensão $V_{DD1} = 5 \text{ V}$ e o transistor tem que trabalhar (como no caso do Circuito I) entre os pontos $V_{DS1} = 4 \text{ V}$, $I_{D1} = 5 \text{ mA}$ e $V_{DS1} = 1 \text{ V}$, $I_{D1} = 20 \text{ mA}$. Seleciona-se $R_{D1} = 200 \Omega$.

Na Fig. 3.45, mostra-se a parte d.c. do primeiro estágio de amplificação.

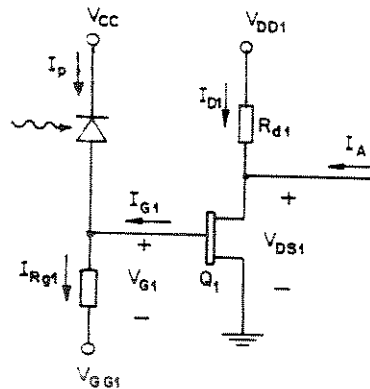


Fig 3.45

Para a determinação da polarização, considera-se que a corrente I_A , devida ao segundo estágio, é desprezível comparada com a corrente I_{D1} (isto é devido a que o resistor R_{f2} possui um valor elevado).

Na Fig. 3.46, indicam-se os pontos (1) e (2), que são as condições limites de funcionamento do transistor Q_1 . Para o ponto (1), tem-se:

$$V_{DS1}^{(1)} = 4 \text{ V} , \quad I_{D1}^{(1)} = 5 \text{ mA}$$

$$V_{G1min} = -0.6 \text{ V} \quad (3.187)$$

E para o ponto (2):

$$V_{DS}^{(2)} = 1 \text{ V} , \quad I_{D1}^{(2)} = 20 \text{ mA}$$

$$V_{G1mx} = -0,19 \text{ V} \quad (3.188)$$

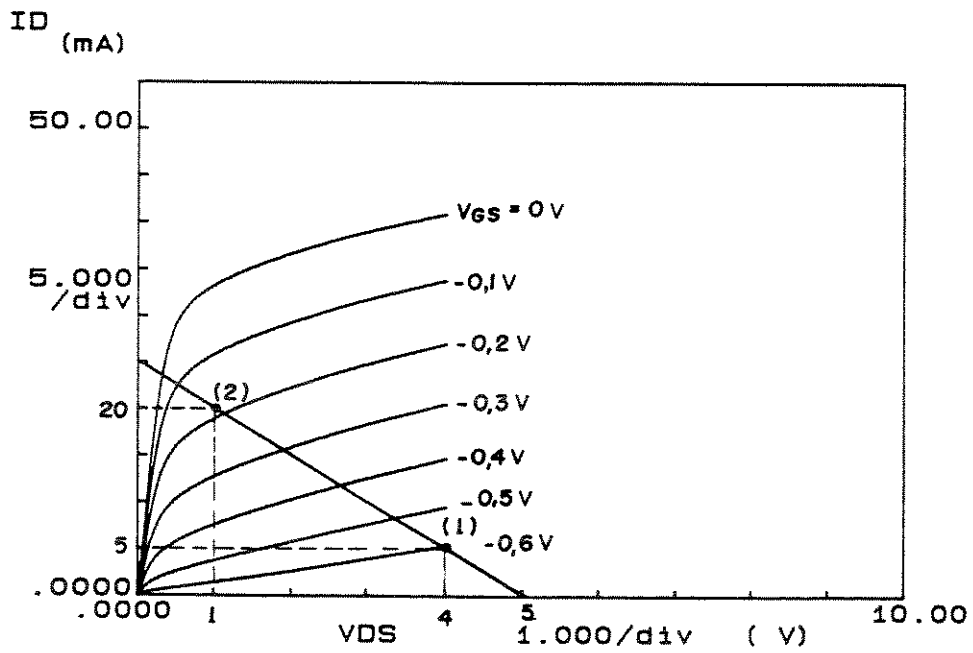


Fig. 3.46

Na continuação, determina-se a resistência R_{gl} através da eq. (3.26):

$$R_{gl} = \frac{V_{G1mx} - V_{G1min}}{I_{Rgl}^{(2)} - I_{Rgl}^{(1)}} \quad (3.189)$$

A corrente I_{Rgl} é dado pela eq. (3.18):

$$I_{Rgl} = I_P + I_{G1} \quad (3.190)$$

Segundo foi visto na subseção 3.3.1, tem-se:

$$I_{Rg1}^{(1)} = I_{Pmin} + I_{Glmx} \quad (3.191)$$

$$I_{Rg1}^{(2)} = I_{Pmx} + I_{Glmin} \quad (3.192)$$

I_{Pmx} e I_{Pmin} foram determinados, respectivamente, através de (3.6) e (3.7). Para determinar I_{Glmin} e I_{Glmx} , se utiliza a característica externa medida $I_G - V_{GS}$ do transistor Q_1 mostrado na Fig. 3.47. (Nota: os pontos (1) e (2) da Fig. 3.47, correspondem aos pontos (1) e (2) da Fig. 3.46).

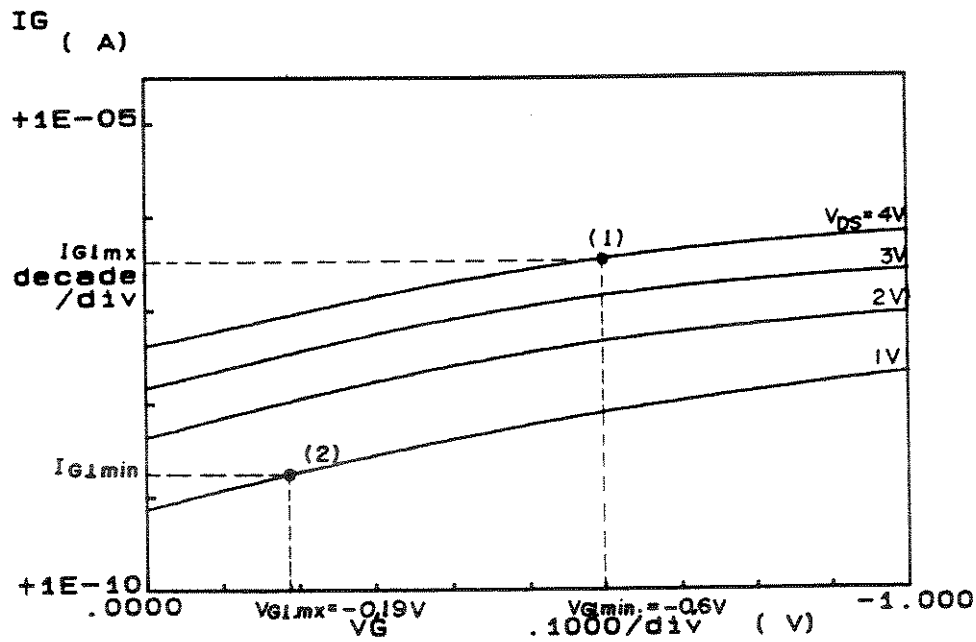


Fig. 3.47

Da Fig. 3.47, obtém-se:

$$I_{Glmx} \cong 0,38 \mu A \quad (3.193)$$

$$I_{Glmin} \cong 2 n A \quad (3.194)$$

Substituindo as eqs. (3.193), (3.194), (3.6) e (3.7) nas eqs. (3.191) e (3.192), obtém-se:

$$I_{Rg1}^{(1)} \cong 1,38 \mu A \quad (3.195)$$

$$I_{Rg1}^{(2)} \cong 80 \mu A \quad (3.196)$$

Substituindo as eqs. (3.187), (3.188), (3.195) e (3.196) na eq. (3.26), obtém-se:

$$R_{g1} \cong 5209 \Omega$$

Adotou-se:

$$R_{g1} = 5600 \Omega \quad (3.197)$$

b. Projeto d.c. do segundo estágio

Na Fig. 3.48, mostra-se a parte d.c. do segundo estágio de amplificação do Circuito II. As diferenças com o circuito d.c. do segundo estágio do Circuito I (ver Fig. 3.8) são a utilização do resistor R_s para polarizar apropriadamente o transistor Q_2 , a inclusão de R_{f2} no circuito d.c., e a eliminação do resistor R_{g2} .

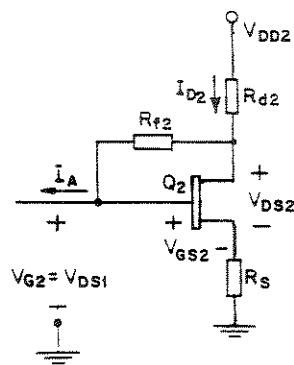


Fig. 3.48

O resistor R_{d2} é selecionado, como no Circuito I, para fornecer uma impedância de saída de aproximadamente 50Ω . Escolhe-se $R_{d2} = 68 \Omega$ (igual ao valor determinado para o Circuito I). O resistor R_{f2} é escolhido para que o transistor Q_2 seja estável, como foi visto para o Circuito I. Escolhe-se $R_{f2} = 20000 \Omega$. A corrente através de R_{f2} é muito menor que a corrente I_{D2} .

Como foi visto anteriormente, a tensão V_{G2} (que é igual a V_{DS1}) varia entre 1 V e 4 V. O resistor R_S deve ser projetado para permitir essas variações na tensão V_{G2} , sem que o transistor Q_2 corte ou sature.

Do circuito da Fig. 3.48, pode-se determinar que:

$$V_{G2} = V_{GS2} + I_{D2} R_S \quad (3.198)$$

Escolhe-se $R_S = 180 \, \Omega$. Na Fig. 3.49 se mostra a característica $I_D - V_{GS}$, na qual se traçam as retas de carga, dadas pela eq. (3.202), para $V_{G2}^{(1)} = 4 \, \text{V}$ e $V_{G2}^{(2)} = 1 \, \text{V}$. Considerando que o circuito trabalha, aproximadamente, entre $V_{DS2}^{(1)} \cong 1 \, \text{V}$ e $V_{DS2}^{(2)} \cong 4 \, \text{V}$, determina-se: $I_{D2}^{(1)} \cong 24 \, \text{mA}$ e $I_{D2}^{(2)} \cong 10,5 \, \text{mA}$.⁽¹⁾

Da Fig. 3.48 pode-se determinar que:

$$V_{DD2} = I_{D2} (R_S + R_{d2}) + V_{DS2} \quad (3.199)$$

Escolhendo $V_{DD2} = 7 \, \text{V}$ ($R_{d2} = 68 \, \Omega$), traça-se a reta de carga, da eq. (3.199), na característica externa $I_D - V_{DS}$ do transistor Q_2 , mostrada na Fig. 3.50.

Considerando $I_{D2}^{(1)} = 24 \, \text{mA}$ e $I_{D2}^{(2)} = 10,5 \, \text{mA}$, determinam-se os pontos de funcionamento (1) e (2) entre os quais o circuito vai trabalhar sem produzir distorções. Então, o circuito trabalha entre $V_{DS2}^{(1)} \cong 1 \, \text{V}$ e $V_{DS2}^{(2)} = 4,4 \, \text{V}$. A tensão $V_{DS2} = 4,4 \, \text{V}$ é crítica, já que o transistor Q_2 pode trabalhar até 5 V (tensão máxima recomendada pelo fabricante).

¹ Os pontos (1) e (2) das Fig. 3.49 e 3.50 correspondem aos pontos (1) e (2) da Fig. 3.46.

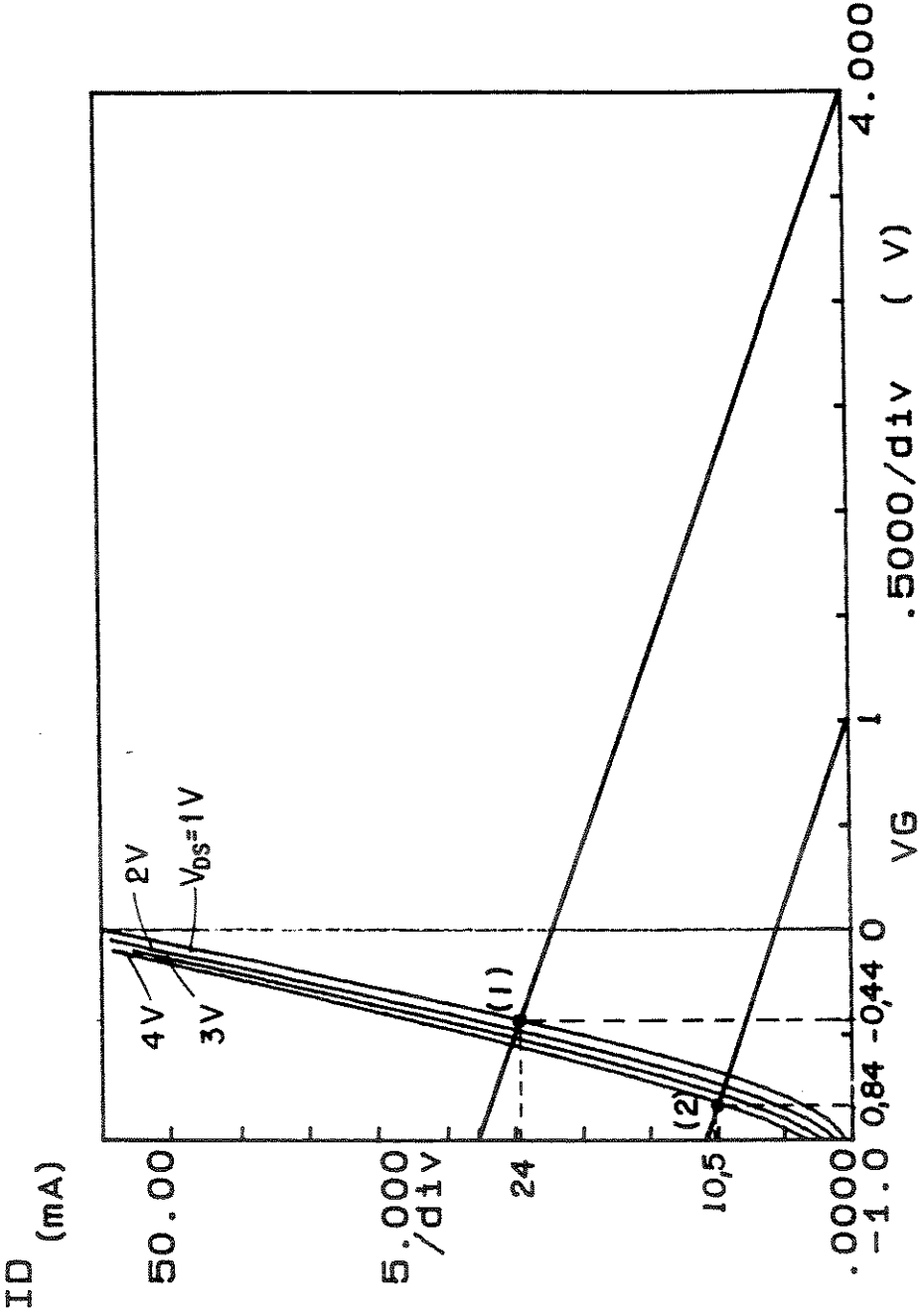


Fig. 3.49

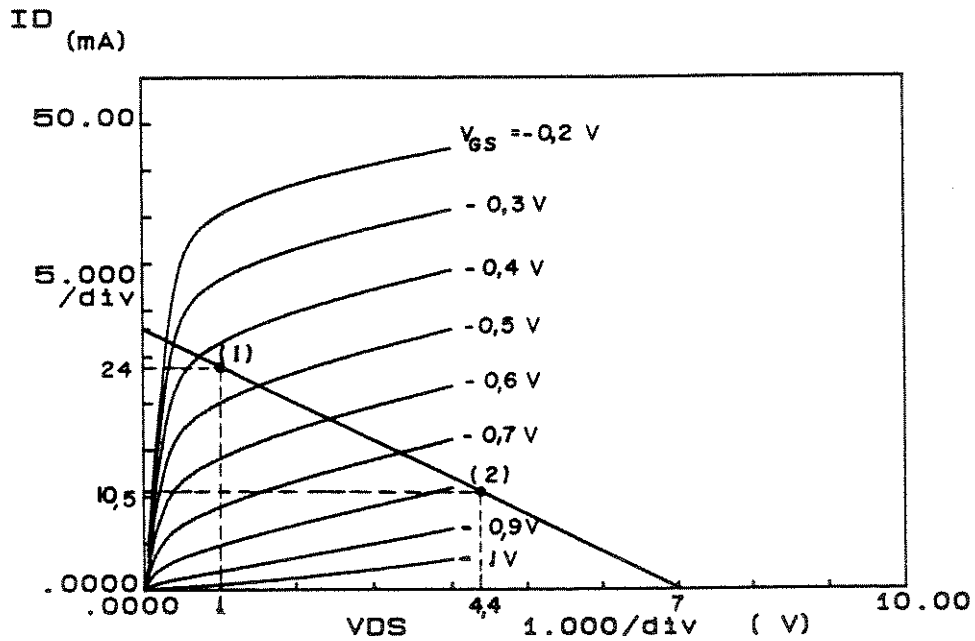


Fig. 3.50

3.4.2 Projeto a.c. do Circuito II

(a) Projeto para frequências médias e altas

Como, do ponto de vista a.c., os Circuitos I e II são praticamente iguais, toda a análise feita para o Circuito I vale para o Circuito II. A única diferença, do ponto de vista a.c., entre os circuitos é que o Circuito II não tem o resistor R_{g2} . Este resistor, por ter um valor muito grande ($47 \text{ k}\Omega$), tem uma influência mínima no comportamento do circuito. A única diferença nas equações obtidas para o Circuito I, é que o parâmetro y_{11T}^{II} , dado pela eq. (3.51), passa a ser definido, para o Circuito II, como:

$$y_{11T}^I = y_{11f}^{II} + y_{11}^{II} \quad (3.200)$$

A análise numérica do Circuito I foi feita considerando uma polarização $I_D = 10$ mA, $V_{DS} = 3$ V para o transistor Q_1 e $I_D = 30$ mA, $V_{DS} = 3$ V para o transistor Q_2 . Para ambas polarizações se dispunha dos parâmetros S para essas condições. A análise do Circuito I, considerando que o transistor Q_1 está polarizado com $I_D = 10$ mA e $V_{DS} = 3$ V, deveria ser feita considerando uma polarização $I_D = 20$ mA e $V_{DS} \cong 2$ V para o transistor Q_2 . Como não se dispunha dos parâmetros S para essa condição, os parâmetros S foram obtidos fazendo a média entre os parâmetros S nas condições $I_D = 10$ mA, $V_{DS} = 3$ V e $I_D = 30$ mA, $V_{DS} = 3$ V. Os parâmetros assim calculados, são mostrados no Apêndice I. A análise numérica do Circuito II é feita, então, nas seguintes condições de polarização $V_{DS1} = 3$ V, $I_{D1} = 10$ mA, $V_{DS2} = 3$ V e $I_{D2} = 20$ mA. Na Tabela XVII, mostra-se o resultado da análise numérica do Circuito II. A análise foi feita através do programa TRANS2.BAS [3] que foi feito a partir do programa TRANS1.BAS com a modificação introduzida pela eq. (3.200). O ganho de transimpedância, G_T , em função da frequência é mostrado na Fig. 3.51a.

Na Fig. 3.51b, mostra-se a capacitância do fotodiodo utilizado na implementação, em função da tensão inversa aplicada. Considera-se, para o análise da Tabela XVII, que o fotodiodo trabalha com uma tensão invesa de 5,5 V, o que implica que $C_d = 0,74$ pF.

Comparando G_T da Fig. 3.51a com a do Circuito I, mostrado na Fig. 3.28 ($R_{f2} = 20000 \Omega$), pode-se observar que G_T do Circuito I é maior que o do Circuito II. Isto é devido a que a transcondutância de Q_2 diminui quando I_{D2} diminui.

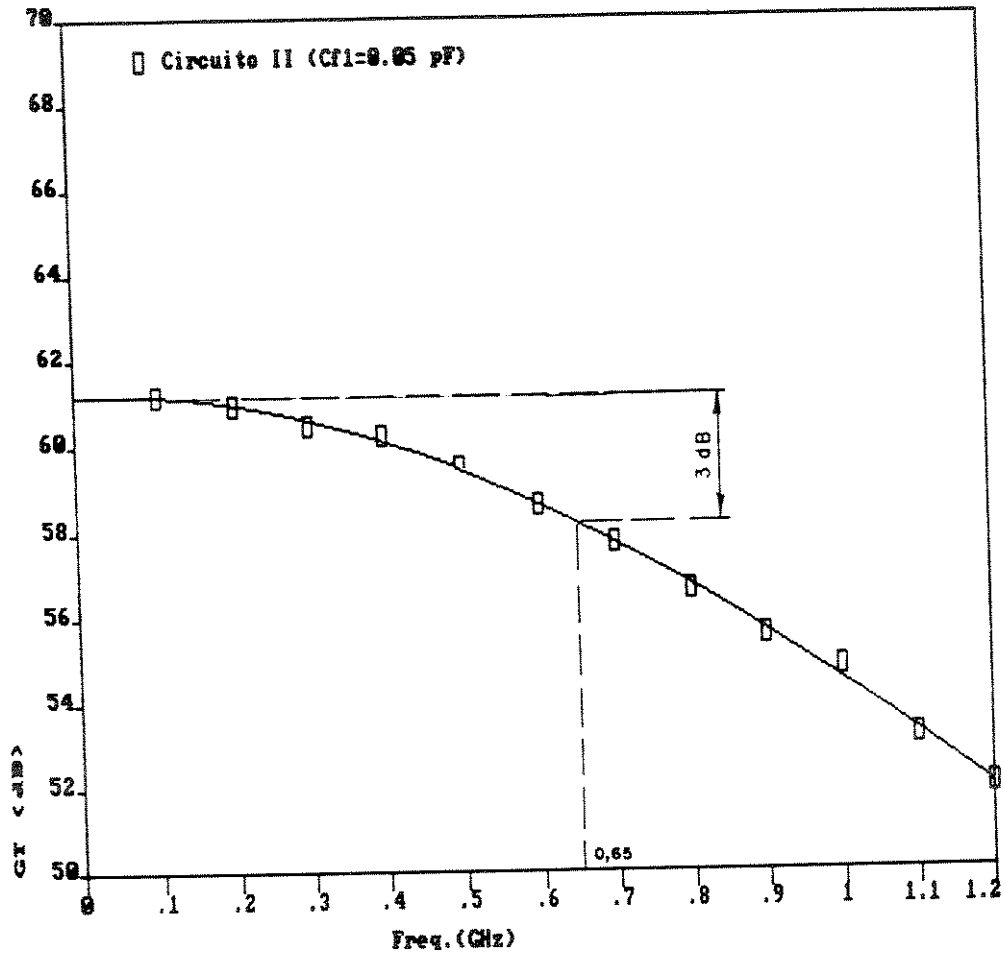


Fig. 3.51a

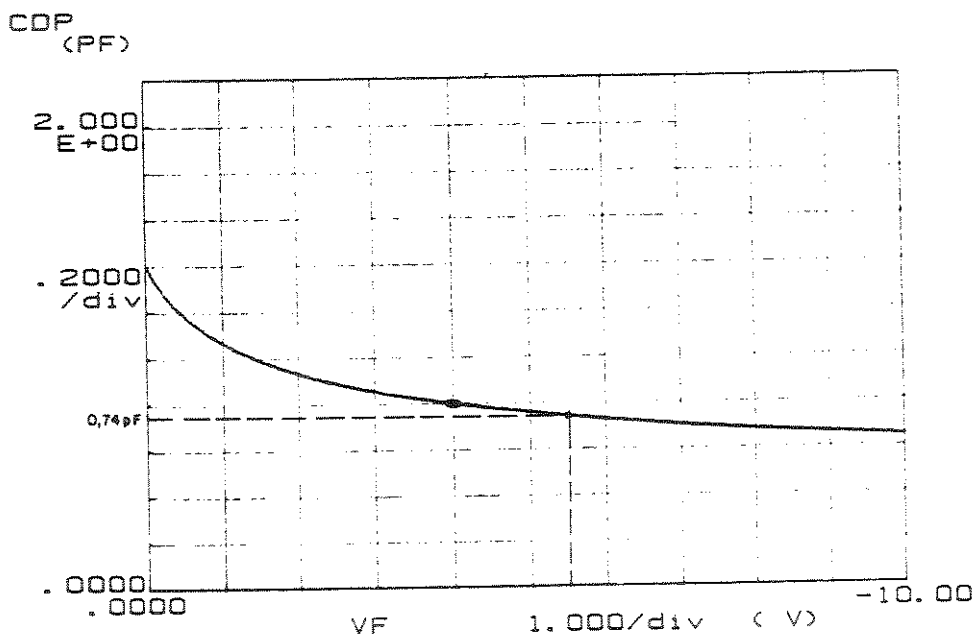


Fig. 3.51b

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

CD= .74 pF RG1= 5600 ohms CG1= .1 pF RF1= 1000 ohms CF1= .05 pF RD1= 200 OHMS CD1= .1 PF
 RF2= 20000 ohms CF2= .05 pF RD2= 68 ohms CG2= .1 pF ROUT= 50 ohms
 VDS1= 3 V ID1= 10 mA VDS2= 3 V ID2= 20 mA

FREQ	INGTRAN	MOTRAN	FGTRAN	LNGV	NGV	FGV
.1	61.18787	1146.551	-12.37183	16.69379	6.834229	-5.470691
.2	60.93615	1113.801	-27.76768	16.2702	6.508935	-13.19442
.3	60.48918	1057.936	-42.62932	16.03644	6.336099	-21.03352
.4	60.26002	1030.389	-53.92568	16.22576	6.475721	-24.44737
.5	59.48696	942.6448	-69.70399	15.74396	6.126299	-35.99855
.6	58.64984	856.0358	-76.31547	15.53767	5.982511	-34.95644
.7	57.75394	772.1418	-88.21364	15.37671	5.872669	-40.57451
.8	56.62657	678.1539	-259.5602	14.84793	5.525818	-47.34214
.9	55.61351	603.4975	251.7357	14.6442	5.397715	-51.64453
1	54.79724	549.366	240.5916	14.1252	5.084636	-58.97305
1.1	53.19259	456.6982	235.3982	13.41585	4.685894	-60.26889
1.2	51.97568	396.9941	231.1816	13.07638	4.506286	-62.76244

GANHOS DE TENSÃO

FREQ	LNGV1	NGV1	FGV1	LNGV2	NGV2	FGV2
.1	13.47524	4.718046	175.1062	3.218547	1.44853	179.4231
.2	13.15982	4.549785	169.0498	3.110381	1.430603	177.7558
.3	12.92854	4.430238	162.9282	3.107897	1.430194	176.0383
.4	12.91762	4.424672	158.6516	3.308142	1.463548	176.901
.5	12.412	4.174458	150.7618	3.331962	1.467568	173.2396
.6	12.37163	4.155101	150.0757	3.166038	1.439799	174.9679
.7	11.88239	3.927532	145.6571	3.494316	1.495257	173.7684
.8	11.46523	3.743357	140.0461	3.382706	1.476166	172.6117
.9	11.18874	3.626078	138.2403	3.455458	1.488582	170.1152
1	10.69246	3.424705	132.2764	3.432732	1.484693	168.7506
1.1	10.19182	3.232891	130.8236	3.224028	1.449444	168.9075
1.2	9.692229	3.05219	128.6761	3.384145	1.476411	168.5615

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	168.9903	-1396.229	7911.452	-1725.704	28.4031	57.37815	53.60287	-3289.355
.2	176.8072	-680.0742	9573.664	-848.1075	48.65892	61.36901	53.06589	-2032.27
.3	179.5751	-453.6522	6028.42	-622.1201	64.44763	87.73765	53.13286	-808.6204
.4	182.7777	-323.3441	7026.73	-416.3572	73.62559	112.6171	53.10711	-651.3926
.5	184.9601	-277.2789	2509.853	-353.9037	77.96436	149.4889	52.64493	-397.3073
.6	190.6379	-216.5482	5916.361	-308.3553	81.78053	180.2148	53.06841	-377.515
.7	195.1335	-177.9372	2762.155	-258.8602	79.51051	255.5023	51.30046	-283.3222
.8	204.3867	-153.471	2518.212	-223.4712	86.01449	435.6862	52.43814	-233.0284
.9	203.2126	-133.8935	2025.625	-204.0049	82.79554	462.6393	50.28767	-233.9858
1	218.977	-124.2175	2102.032	-187.2722	86.20336	1304.049	50.5569	-190.0826
1.1	225.0127	-108.1322	1928.454	-167.4476	87.33325	4152.246	50.20647	-194.1682
1.2	217.0731	-96.39322	1220.093	-151.5517	86.15338	-1285.533	49.72473	-170.0502

Tabela XVII

(b) Projeto para baixa frequência

A determinação dos valores dos capacitores, que são os responsáveis pelo comportamento do circuito a baixas frequências, é feita da mesma forma que para o cálculo dos mesmos no Circuito I, à exceção do capacitor C_S , cujo valor será determinado a seguir. Para os restantes capacitores é assumido que têm os mesmos valores que os calculados para o Circuito I.

Para a determinação de C_S , determina-se o ganho de tensão do segundo estágio. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 3.52.

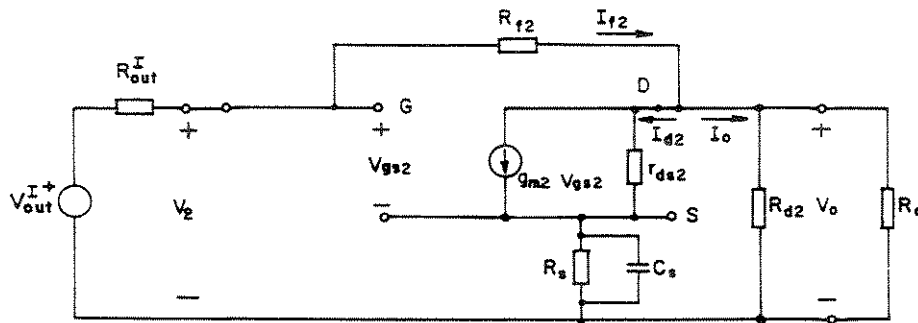


Fig. 3.52

R_{out}^I e V_{out}^I são a impedância de saída e a tensão equivalente de saída do primeiro estágio. Considera-se $R_{out} \ll R_{f2}$, o que implica $V_{out}^I \cong V_2$. Aplicando o Teorema de Thévenin entre dreno (D) e fonte (S), obtêm-se a Fig. 3.53, onde também se consideram as aproximações feitas acima.

Na Fig. 3.53, define-se:

$$Z_S = \frac{R_S}{1 + j\omega R_S C_S} \quad (3.201)$$

$$\mu = g_{m2} r_{ds2} \quad (3.202)$$

$$R_L = R_O // R_{d2} \quad (3.203)$$

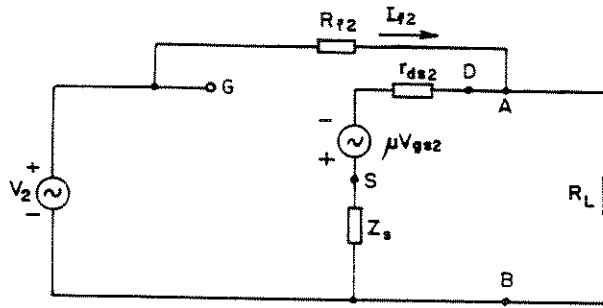


Fig. 3.53

A seguir, determina-se o circuito equivalente de Thévenin entre os pontos A-B. O circuito para o cálculo da tensão de Thévenin, V_{Th} , é mostrado na Fig. 3.54. (Não deve confundir-se a tensão V_{Th} com a tensão V_o).

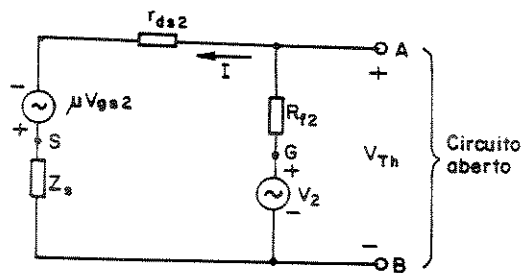


Fig. 3.54

Da Fig. 3.54, V_{Th} é dado por:

$$V_{Th} = V_2 - I R_{f2} \quad (3.204)$$

A corrente I é dada por:

$$I = \frac{V_2 + \mu V_{gs2}}{R_{f2} + r_{ds2} + z_s} \quad (3.205)$$

A tensão V_{gs2} é dada por:

$$V_{gs2} = V_2 - I z_s \quad (3.206)$$

Substituindo a eq. (3.206) na eq. (3.205), obtém-se:

$$I = \frac{(\mu + 1)V_2 - I\mu z_s}{R_{f2} + r_{ds2} + z_s} \quad (3.207)$$

Isolando I na eq. (3.207), obtém-se:

$$I = \frac{(\mu + 1) V_2}{(\mu + 1) z_s + r_{ds2} + R_{f2}} \quad (3.208)$$

Substituindo a eq. (3.208) na eq. (3.204), obtém-se:

$$V_{Th} = V_2 - \frac{(\mu + 1) V_2}{(\mu + 1) z_s + r_{ds2} + R_{f2}} \cdot R_{f2} \quad (3.209)$$

Desenvolvendo, obtém-se:

$$V_{Th} = - \frac{\mu R_{f2} + (\mu + 1) z_s + r_{ds2}}{(\mu + 1) z_s + r_{ds2} + R_{f2}} \cdot V_2 \quad (3.210)$$

Para a análise a ser feita considera-se que, na faixa de frequência a ser analisada, verifica-se:

$$R_{f2} \gg (\mu + 1) |z_s| \quad (3.211)$$

e

$$R_{f2} \gg r_{ds2} \quad (3.212)$$

Aplicando-se as desigualdades (3.211) e (3.212) na eq. (3.210), obtém-se:

$$V_{Th} \cong - \mu V_2 \quad (3.213)$$

Para o cálculo da impedância de Thévenin, z_{Th} , se utiliza o circuito da Fig. 3.55.

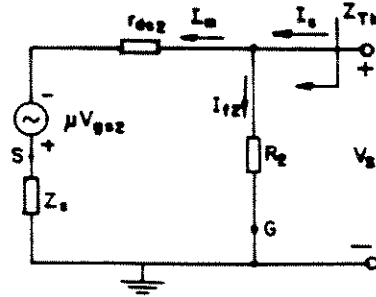


Fig. 3.55

A impedância z_{Th} é definida por:

$$z_{Th} = \frac{V_s}{I_s} \quad (3.214)$$

Como

$$I_s = I_m + I_{f2} \quad (3.215)$$

pode-se escrever:

$$z_{Th} = \frac{1}{\frac{I_m}{V_s} + \frac{I_{f2}}{V_s}} \quad (3.216)$$

Da Fig. 3.55, pode-se escrever:

$$I_m = \frac{V_s + \mu V_{gs2}}{z_s + r_{ds2}} \quad (3.217)$$

Da Fig. 3.55, pode-se determinar que:

$$V_{gs2} = -I_m z_s \quad (3.218)$$

Substituindo a eq. (3.218) na eq. (3.217), obtém-se:

$$I_m = \frac{V_s - \mu z_s I_m}{z_s + r_{ds2}} \quad (3.219)$$

Isolando I_m :

$$I_m = \frac{V_s}{(\mu + 1) z_s + r_{ds2}} \quad (3.220)$$

Portanto:

$$\frac{I_m}{V_s} = \frac{1}{(\mu + 1) z_s + r_{ds2}} \quad (3.221)$$

Da Fig. 3.55 determina-se:

$$\frac{I_{f2}}{V_s} = \frac{1}{R_{f2}} \quad (3.222)$$

Substituindo as eqs. (3.221) e (3.222) na eq. (3.216), obtém-se:

$$z_{Th} = \frac{1}{\frac{1}{(\mu+1) z_s + r_{ds2}} + \frac{1}{R_{f2}}} \quad (3.223)$$

Considerando as desigualdades (3.211) e (3.212), pode-se determinar, a partir da eq. (3.223), que:

$$z_{Th} \cong (\mu+1) z_s + r_{ds2} \quad (3.224)$$

Considerando o circuito equivalente de Thévenin entre os pontos A e B da Fig. 3.53, obtém-se a Fig. 3.56.

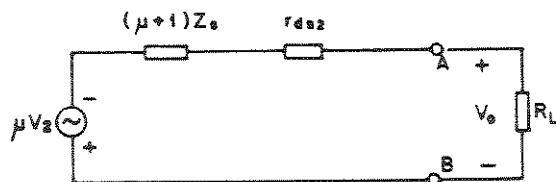


Fig. 3.56

Para detereminar o valor do capacitor C_s , calcula-se o ganho de tensão do segundo estágio $[G_v^{II}]$:

$$G_v^{II} = \frac{V_o}{V_2} \quad (3.225)$$

Da Fig. 3.56, determina-se:

$$G_v^{II} = - \frac{\mu R_L}{(\mu + 1) z_s + r_{ds2} + R_L} \quad (3.226)$$

Substituindo a eq. (3.201) na eq. (3.226) obtém-se:

$$G_v^{II} = - \frac{\mu R_L (1 + j\omega R_s C_s)}{(\mu+1) R_s + r_{ds2} + R_L + j\omega (r_{ds2} + R_L) R_s C_s} \quad (3.227)$$

Desenvolvendo a eq. (3.227), obtém-se:

$$G_v^{II} = - \frac{\mu R_L}{(\mu+1)R_s + r_{ds2} + R_L} \cdot \frac{1 + j\omega R_s C_s}{1 + j\omega \frac{r_{ds2} + R_L}{(\mu+1)R_s + r_{ds2} + R_L} R_s C_s} \quad (3.228)$$

A eq. (3.228) contém um zero e um polo. Devido que o polo ocorre em uma frequência maior que a frequência do zero, é o polo que determina a frequência de corte em baixa frequência. Então a frequência de corte está na frequência f_p dado por:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{(\mu+1)R_s + r_{ds2} + R_L}{r_{ds2} + R_L} \cdot \frac{1}{R_s C_s} \quad (3.229)$$

Para o cálculo de C_s , deve-se impor que:

$$f_p < f_L \quad (3.230)$$

onde f_L foi determinada na sub-seção 3.3 ($f_L = 10$ MHz). Utilizando-se (3.230) na eq. (3.229), conclui-se que:

$$C_S > \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{(\mu+1)R_S + r_{ds2} + R_L}{r_{ds2} + R_L} \cdot \frac{1}{R_S f_L} \quad (3.231)$$

Considerando $g_{m2} = 60 \text{ mS}$, $r_{ds2} = 666 \Omega$, $R_O = 50 \Omega$, $R_{D2} = 68 \Omega$ e $R_S = 180 \Omega$, obtém-se, da eq. (3.206):

$$\mu \cong 40$$

e da eq. (3.207)

$$R_L \cong 28,8 \Omega$$

Substituindo estes valores na desigualdade (3.231), obtém-se:

$$C_S > 1 \text{ nF}$$

Adotou-se:

$$C_S = 2 \text{ nF} \quad (3.232)$$

(c) Resumo

Na Fig. 3.57 se reproduz a Fig. 3.2, e na Tabela XVIII, listam-se os valores projetados dos elementos passivos que compõem o Circuito II.

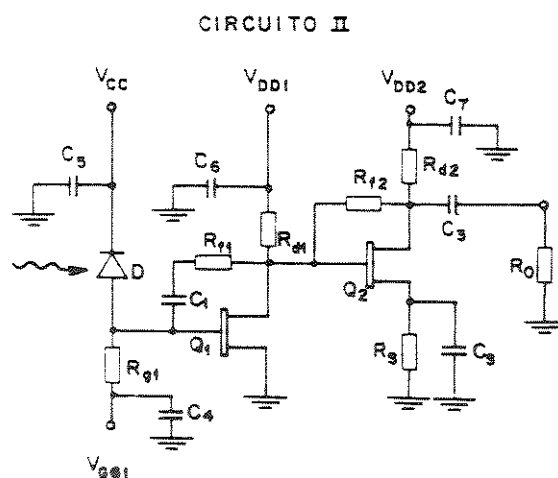


Fig. 3.57

$R_{g1} (\Omega)$	$R_{f1} (\Omega)$	$R_{d1} (\Omega)$	$R_{f2} (\Omega)$	$R_{d2} (\Omega)$
5600	1000	200	20000	68

C_1 (pF)	C_3 (pF)	C_s (pF)	C_4, C_5, C_6, C_7, C_8 (pF)
470	470	2000	5000

Tabela XVIII

Os elementos ativos (Q_1 e Q_2) são MESFETS 71084 e D é um fotodiodo do CPqD - Telebrás.

Referências Bibliográficas

- [1] R. A. Minasian, "Optimum design for a 4 Gbit/s GaAs MESFET Optical preamplifiers", IEEE J. Lightwave Tech., vol. LT-5, 1987, pp. 373-378.
- [2] J. Salomão, E. A. Sato, Pei-Jen Shieh, K. Jomori, F. Borim, "Fotodetector PIN em InGaAs/InP para Comunicação", IV Congresso da Sociedade Brasileira de Microeletrônica, Porto Alegre, 1989, Vol. 2, pp. 527-532.
- [3] R. E. Saad, R. F. Souza, "Programas Computacionais utilizados na Tese de Mestrado "Projeto e Otimização de Pré-amplificadores de Transimpedância para Recepção Óptica em 1 Gbit/s"" . Pub. FEE 014/89, UNICAMP.
- [4] R. S. Carson, High-Frequency amplifiers, John Wiley & Sons, 1975
- [5] R. Pettai, Noise in Receiving Systems, John Wiley & Sons, 1984

CAPÍTULO IV

CÁLCULO DA SENSITIVIDADE

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é calculada a sensibilidade para os circuitos projetados no Capítulo III. É feita, também, uma análise das diferentes fontes de ruído, representadas através de suas correntes quadráticas médias, para determinar a influência de cada uma delas na sensibilidade. Finalmente, é proposta uma modificação na configuração do circuito para melhorar a sensibilidade.

4.2. CÁLCULO DAS CORRENTES QUADRÁTICAS MÉDIAS DE RUÍDO

Nesta seção são calculados os valores das correntes equivalentes de ruído determinadas no Capítulo II (seção 2.5), determinando quais são as fontes de ruído que mais influenciam no comportamento do circuito.

4.2.1. Ruído Devido ao Fotodiodo PIN

Considerando a eq. (2.5) tem-se:

$$\langle i_{nd}^2 \rangle = 2 e I_e B I_2 \quad (4.1)$$

Da Tabela I, do Capítulo II, tem-se que $I_2 = 0,5638$ para transmissão de pulsos NRZ. A corrente de escuro foi medida para diferentes valores de tensão reversa no fotodiodo; os resultados da medição são mostrados na Fig. 4.1.

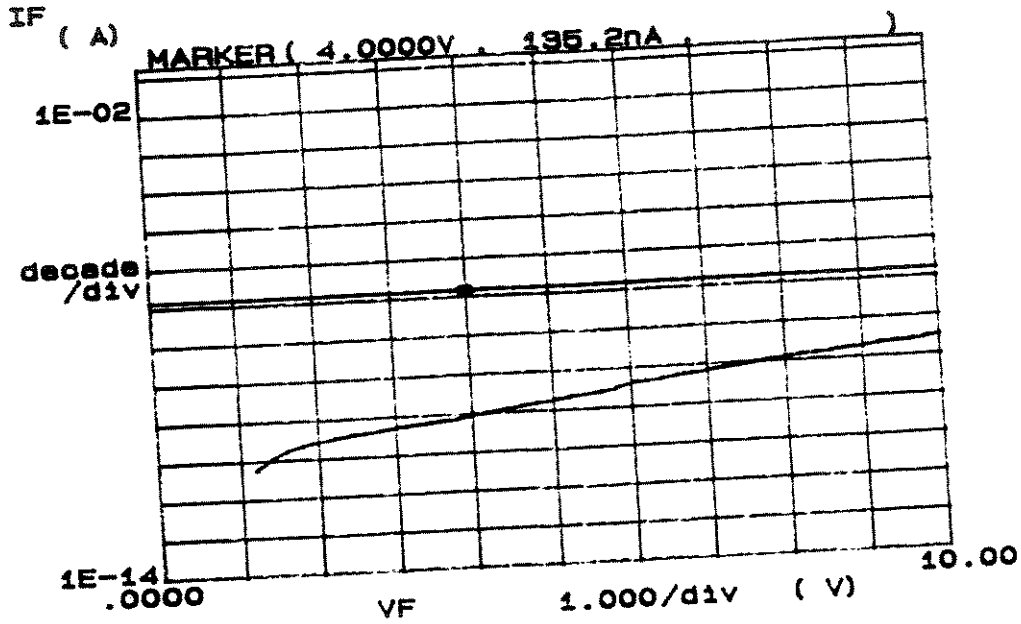


Fig. 4.1.

Considera-se, para o cálculo, que a tensão inversa no fotodiodo é de, aproximadamente, 6 V. Com essa tensão determina-se, a partir da Fig. 4.1, que:

$$I_e \simeq 0,5 \cdot 10^{-9} \text{ A} \quad (4.2)$$

Substituindo este valor na eq. (4.1) e avaliando-a obtém-se a Tabela I e a Fig. 4.2, onde se traça $\langle i_{nd}^2 \rangle$ em função da taxa de bits B.

4.2.2. Ruído Térmico Gerado Por R_{fi} e R_{gi}

Para o cálculo da corrente quadrática média devido ao ruído térmico utiliza-se a eq. (2.6):

$$\langle i_{Ri}^2 \rangle = \frac{4kT}{R_i} I_2 B \quad (4.3)$$

B (Gbit/s)	$\langle i_{nd}^2 \rangle$ (A^2)
0,1	$9,0331 \cdot 10^{-21}$
0,2	$1,8066 \cdot 10^{-20}$
0,3	$2,7099 \cdot 10^{-20}$
0,4	$3,6132 \cdot 10^{-20}$
0,5	$4,5165 \cdot 10^{-20}$
0,6	$5,4199 \cdot 10^{-20}$
0,7	$6,3232 \cdot 10^{-20}$
0,8	$7,2265 \cdot 10^{-20}$
0,9	$8,1298 \cdot 10^{-20}$
1,0	$9,0331 \cdot 10^{-20}$
1,1	$9,9364 \cdot 10^{-20}$
1,2	$1,0840 \cdot 10^{-19}$
1,3	$1,1743 \cdot 10^{-19}$
1,4	$1,2646 \cdot 10^{-19}$

Tabela I

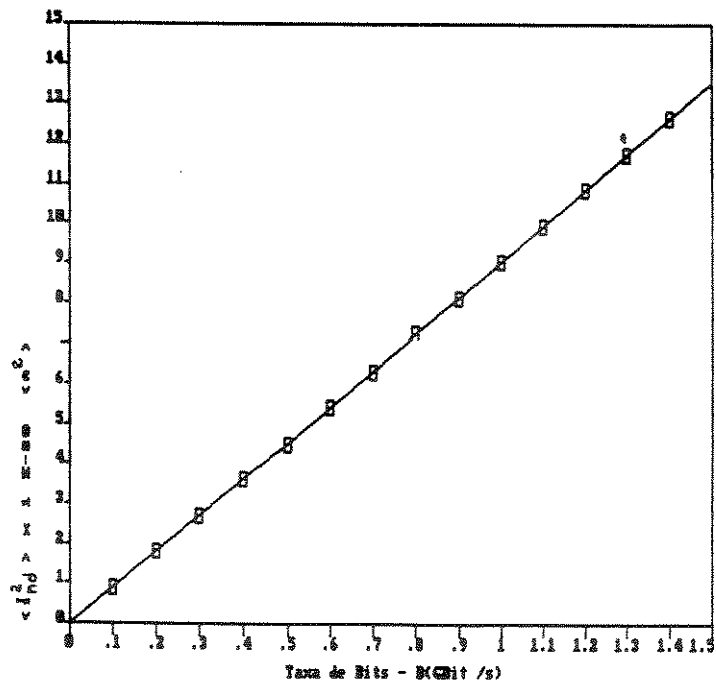


Fig. 4.2.

Para os circuitos projetados R_i é o resultado do resistor R_{f1} em paralelo com o resistor R_{q1} ($R_i = R_{f1} // R_{q1}$); então, a eq. (4.3) fica:

$$\langle i_{Ri}^2 \rangle = \frac{4kT}{(R_{f1} // R_{q1})} I_2 B \quad (4.4)$$

Para traçar um gráfico de $\langle i_{Ri}^2 \rangle$ em função de B , deve-se considerar que a banda de transmissão necessária para o pré-amplificador depende da taxa de bits, B , a ser processada e que a banda do amplificador depende do resistor de realimentação R_{f1} . Com o auxílio das eqs. (3.112) e (3.114) se determina o valor de R_{f1} para diferentes taxas de bits a serem transmitidas. (Consideram-se pulsos do tipo NRZ). Na Tabela II, mostram-se os resultados. (Considera-se $C_{f1} = 0,05$ pF)⁽¹⁾

B (Gbit/s)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
$R_{f1} (\Omega)$	13830	5960	3770	2750	2150	1760	1480

B (Gbit/s)	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4
$R_{f1} (\Omega)$	1280	1120	1000	890	810	740	680

Tabela II

Com os dados da Tabela II e avaliando a eq. (4.4) para diferentes taxas de bits, obtêm-se a Tabela III e a Fig. 4.3.. Considerou-se para os cálculos que $T = 290$ K.

¹ Para os cálculos, considera-se $R_{q1} = 5600 \Omega$ para qualquer taxa de bits. Isto implica que, para o circuito, à medida que diminui a taxa de bits aumenta a faixa dinâmica, havendo uma penalidade na sensibilidade.

B (Gbit/s)	$\langle i_{Ri}^2 \rangle$ (A^2)
0,1	$2,2649 \cdot 10^{-16}$
0,2	$6,2565 \cdot 10^{-15}$
0,3	$1,2026 \cdot 10^{-15}$
0,4	$1,9589 \cdot 10^{-15}$
0,5	$2,9068 \cdot 10^{-15}$
0,6	$4,0467 \cdot 10^{-15}$
0,7	$5,4008 \cdot 10^{-15}$
0,8	$6,9352 \cdot 10^{-15}$
0,9	$8,7093 \cdot 10^{-15}$
1,0	$1,0645 \cdot 10^{-14}$
1,1	$1,2937 \cdot 10^{-14}$
1,2	$1,5316 \cdot 10^{-14}$
1,3	$1,7963 \cdot 10^{-14}$
1,4	$2,0853 \cdot 10^{-14}$

Tabela III

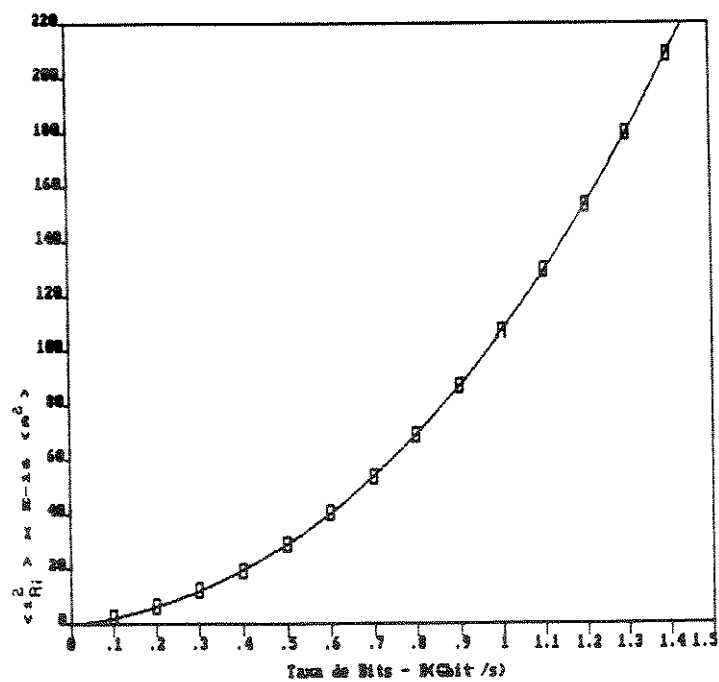


Fig. 4.3.

O ruído térmico é notavelmente influenciado pela resistência R_{g1} (5600 Ω). Seria desejável que esse resistor não estivesse presente para o cálculo do ruído. Na Seção 4.4, descreve-se uma modificação nos circuitos para minimizar a influência da resistência R_{g1} no ruído e na banda dos circuitos.

4.2.3. Ruído no FET

a. Ruído intrínseco

A expressão da corrente quadrática média para este tipo de ruído é dada pela eq. (2.7).

$$\langle i_{ch}^2 \rangle = \frac{4kT}{g_m} \Gamma \left[\frac{I_2 B}{R_i^2} \frac{P}{\Gamma} + (2\pi C_t)^2 I_3 B^3 \right] \quad (4.5)$$

Da mesma forma que foi feito na sub-seção 4.2.2, considera-se $R_i = R_{f1} // R_{g1}$. O fator de ruído Γ é dado pela eq. (2.8):

$$\Gamma = P - 2Q \frac{C_{gs}}{C_t} + R \left[\frac{C_{gs}}{C_t} \right]^2 \quad (4.6)$$

Os fatores P, Q e R são calculados utilizando as curvas da Fig. 2.9, que são reproduzidas na Fig. 4.4.

A tensão normalizada de porta, s, é dada por (ver eq. 2.8a):

$$s = \left[\frac{0,8 - V_G}{W_o} \right]^{1/2} \quad (4.7)$$

onde V_G = tensão de porta e W_o = tensão de "pinch-off".

A tensão de "pinch-off" é dada por [1]:

$$W_o = -V_T + V_{bi} \quad (4.8)$$

onde V_T é a tensão de limiar e V_{bi} é o potencial de difusão. A determinação de V_T é feita no Apêndice III. Adota-se $V_T \cong -1,2$ V. V_{bi} é dado em [2] e seu valor é 0,8 V. Então:

$$W_o = 2 \text{ V} \quad (4.9)$$

Além disso considerando que para a polarização de mínima corrente através do fotodiodo $V_g \cong -0,88$ V e substituindo estes valores na eq. (4.7) resulta:

$$s \cong 0,92 \quad (4.10)$$

Para entrar nas curvas da Fig. 4.4, precisa-se calcular o parâmetro:

$$W = \frac{E_s L}{W_o} \quad (4.11)$$

onde, no caso, $E_s = 4$ kV, $L = 0,3 \mu\text{m}$. Então:

$$W = 0,06 \quad (4.12)$$

Como não se dispõe da curva para $W = 0,06$ os cálculos foram feitos considerando $W = 0,1$. Da Fig. 4.4 pode-se determinar $P = 1,2$, $Q = -0,3$ e $R = 0,32$.

Para calcular o fator de ruído Γ é preciso determinar C_t . Para isso deve-se calcular a capacitância na entrada do circuito considerando que a saída do primeiro estágio está curto-circuitada. Na Fig. 4.5, mostra-se o primeiro estágio de

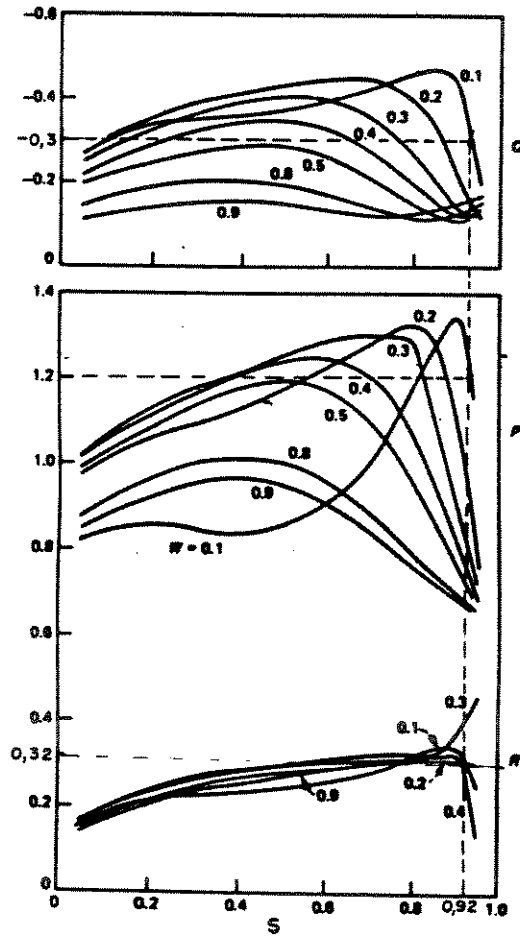


Fig. 4.4.

amplificação, estando a saída curto-circuitada. Considera-se o modelo equivalente do FET mostrado na Fig. 3.16 e o circuito equivalente do PIN mostrado na Fig. 2.5.

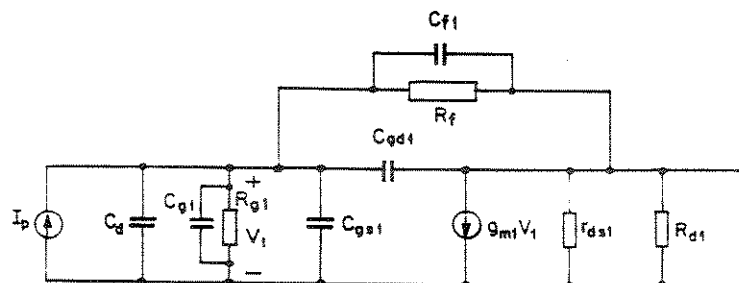


Fig. 4.5

Considerando que o primeiro estágio está curto-circuitado pode-se obter a Fig. 4.6 a partir da Fig. 4.5.

Da Fig. 4.6, pode-se determinar C_t :

$$C_t = C_d + C_{gs1} + C_{fl} + C_{gl} + C_{gd1} \quad (4.13)$$

Considerando $C_d = 0,9 \text{ pF}$, $C_{gs1} \cong 0,05 \text{ pF}$, $C_{fl} \cong 0,05 \text{ pF}$, $C_{gd1} \cong 0,03 \text{ pF}$ e $C_{gl} \cong 0,1 \text{ pF}$, determina-se:

$$C_t = 1,58 \text{ pF} \quad (4.14)$$

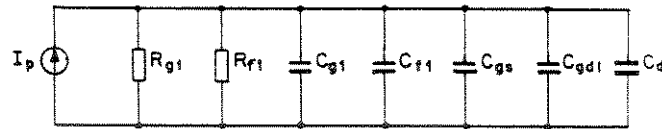


Fig. 4.6

Avaliando a eq.(4.6), obtém-se:

$$\Gamma \cong 1,4 \quad (4.15)$$

Pode-se, agora, calcular $\langle i_{ch}^2 \rangle$. Na Tabela IV foi calculado $\langle i_{ch}^2 \rangle$ para diferentes taxas de bits. Na Fig.4.7 se traça $\langle i_{ch}^2 \rangle$ utilizando estes valores.

b. Ruído "shot"

A corrente quadrática média de ruído é dada pela eq. (2.9), que se reproduz como a eq. (4.16).

$$\langle i_{ng}^2 \rangle = 2 e I_G I_2 B \quad (4.16)$$

B (Gbit/s)	$\langle i_{ch}^2 \rangle$ (A ²)
0,1	5,1481 . 10 ⁻¹⁸
0,2	3,5730 . 10 ⁻¹⁷
0,3	1,1606 . 10 ⁻¹⁶
0,4	2,7046 . 10 ⁻¹⁶
0,5	5,2358 . 10 ⁻¹⁶
0,6	8,9990 . 10 ⁻¹⁶
0,7	1,4248 . 10 ⁻¹⁵
0,8	2,1215 . 10 ⁻¹⁵
0,9	3,0173 . 10 ⁻¹⁵
1,0	4,1331 . 10 ⁻¹⁵
1,1	5,5046 . 10 ⁻¹⁵
1,2	7,1412 . 10 ⁻¹⁵
1,3	9,0786 . 10 ⁻¹⁵
1,4	1,1340 . 10 ⁻¹⁴

Tabela IV

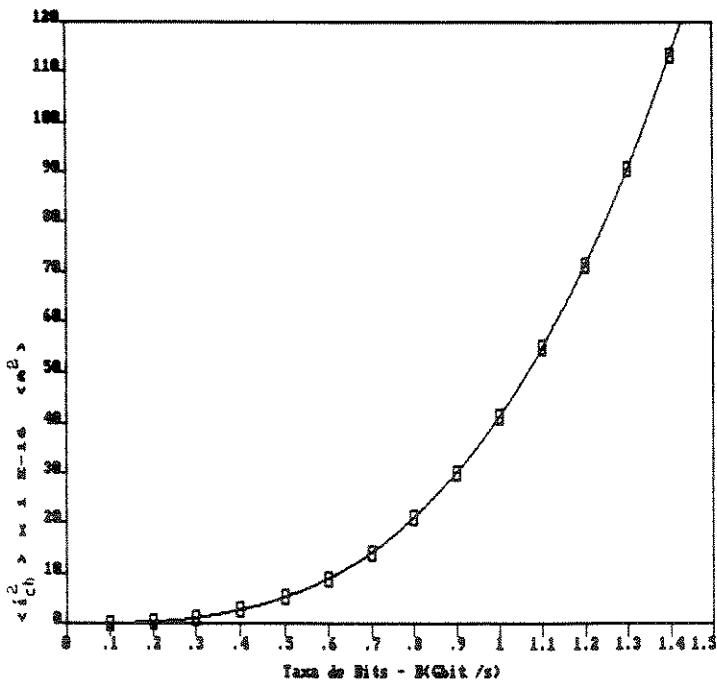


Fig. 4.7.

Para o cálculo de I_G é utilizada a Fig. 3.7. Para o cálculo considera-se:

$$I_G = I_{Gmx} \cong 300 \text{ nA} \quad (4.17)$$

Na Tabela V foi calculado $\langle i_{ng}^2 \rangle$ em função da taxa de bits B e na Fig. 4.8, traça-se $\langle i_{ng}^2 \rangle$ em função da taxa de bits B.

B (Gbit/s)	$\langle i_{ng}^2 \rangle \quad (A^2)$
0,1	$5,4199 \cdot 10^{-18}$
0,2	$1,0840 \cdot 10^{-17}$
0,3	$1,6260 \cdot 10^{-17}$
0,4	$2,1679 \cdot 10^{-17}$
0,5	$2,7099 \cdot 10^{-17}$
0,6	$3,2519 \cdot 10^{-17}$
0,7	$3,7939 \cdot 10^{-17}$
0,8	$4,3359 \cdot 10^{-17}$
0,9	$4,8779 \cdot 10^{-17}$
1,0	$5,4199 \cdot 10^{-17}$
1,1	$5,9618 \cdot 10^{-17}$
1,2	$6,5038 \cdot 10^{-17}$
1,3	$7,0458 \cdot 10^{-17}$
1,4	$7,5878 \cdot 10^{-17}$

Tabela V

c. Ruído 1/f

A corrente quadrática média deste ruído é dada pela eq. (2.10), que se reproduz abaixo.

$$\langle i_{nl/f}^2 \rangle = N_g \left[\frac{I_{f1}^2}{R_i^2} + (2\pi C_t)^2 I_{f2} B^2 \right] \quad (4.18)$$

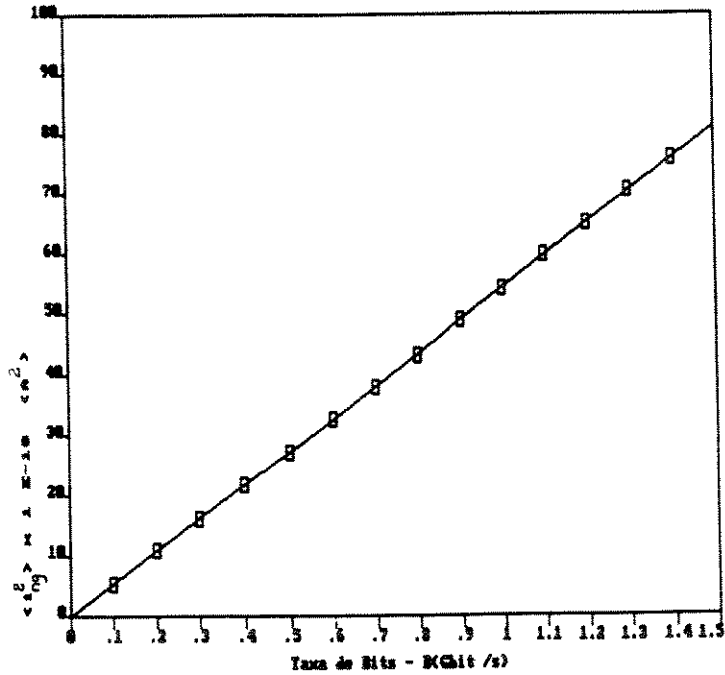


Fig. 4.8.

Para o cálculo se considera $N_g = 5 \cdot 10^{-11}$, o valor que foi considerado em [5] para MESFET pouco ruidoso, que é o caso dos transistores usados. Utiliza-se o valor de C_t calculado anteriormente e os valores de R_i da Tabela II. Para pulsos NRZ, da Tabela I, obtém-se $I_{f1} = 11,4049$ e $I_{f2} = 0,1838$. Avaliando a eq.(4.18), obtém-se a Tabela VI e a Fig. 4.9.

4.2.4. Cálculo da Corrente Quadrática Média de Ruído Total

A corrente quadrática média total de ruído do conjunto pré-amplificador/fotodiodo é dada por:

$$\langle i_n^2 \rangle = \langle i_{nd}^2 \rangle + \langle i_{Ri}^2 \rangle + \langle i_{ch}^2 \rangle + \langle i_{ng}^2 \rangle + \langle i_{nl/f}^2 \rangle \quad (4.19)$$

B (Gbit/s)	$\langle i_n^2 \rangle_{1/f} \text{ (A}^2\text{)}$
0,1	$4,4608 \cdot 10^{-16}$
0,2	$1,0327 \cdot 10^{-16}$
0,3	$1,9077 \cdot 10^{-16}$
0,4	$3,0711 \cdot 10^{-16}$
0,5	$4,5418 \cdot 10^{-16}$
0,6	$6,3178 \cdot 10^{-16}$
0,7	$8,4323 \cdot 10^{-16}$
0,8	$1,0832 \cdot 10^{-15}$
0,9	$1,3606 \cdot 10^{-15}$
1,0	$1,6637 \cdot 10^{-15}$
1,1	$2,0216 \cdot 10^{-15}$
1,2	$2,3939 \cdot 10^{-15}$
1,3	$2,8078 \cdot 10^{-14}$
1,4	$3,2593 \cdot 10^{-14}$

Tabela VI

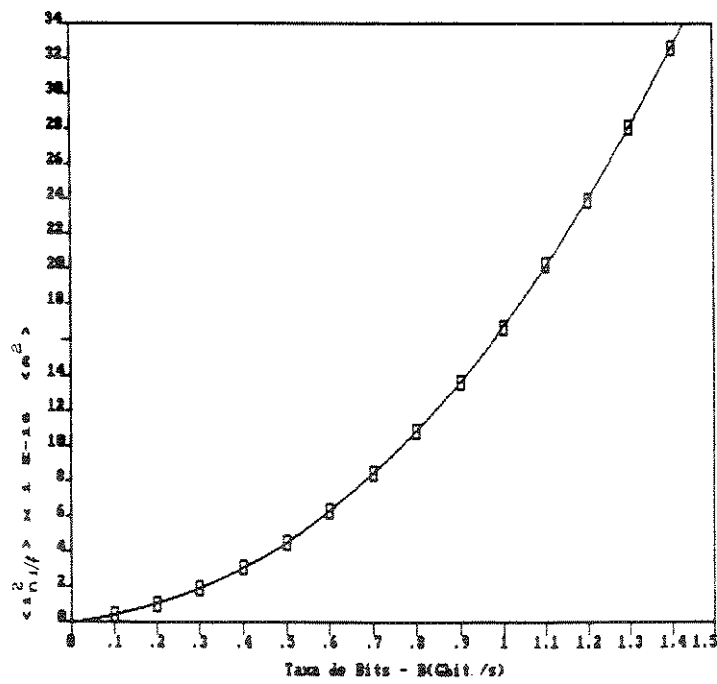


Fig. 4.9.

Analisando os cálculos feitos anteriormente, pode-se concluir que a fonte de ruído mais importante é o ruído térmico devido aos resistores R_{fl} e R_{gl} . Este ruído e o ruído intrínseco no FET, são os responsáveis, basicamente, pelo desempenho do receptor (principalmente para alta taxa de bits), no que se refere a ruído. Na Fig. 4.10, foram traçadas as correntes quadráticas médias de ruído mais significativas, isto é, $\langle i_{nl/f}^2 \rangle$, $\langle i_{ch}^2 \rangle$ e $\langle i_{Ri}^2 \rangle$. O ruído "shot", devido às correntes de escuro do fotodiodo e de fuga na porta do MESFET, é desprezível. Pode-se observar, da Fig. 4.10 que, para taxas de bits maiores que 400 Mbit/s, $\langle i_{ch}^2 \rangle$ é maior que $\langle i_{nl/f}^2 \rangle$. Para a taxa de bits do projeto (1 Gbit/s), o ruído térmico predomina sobre os outros.

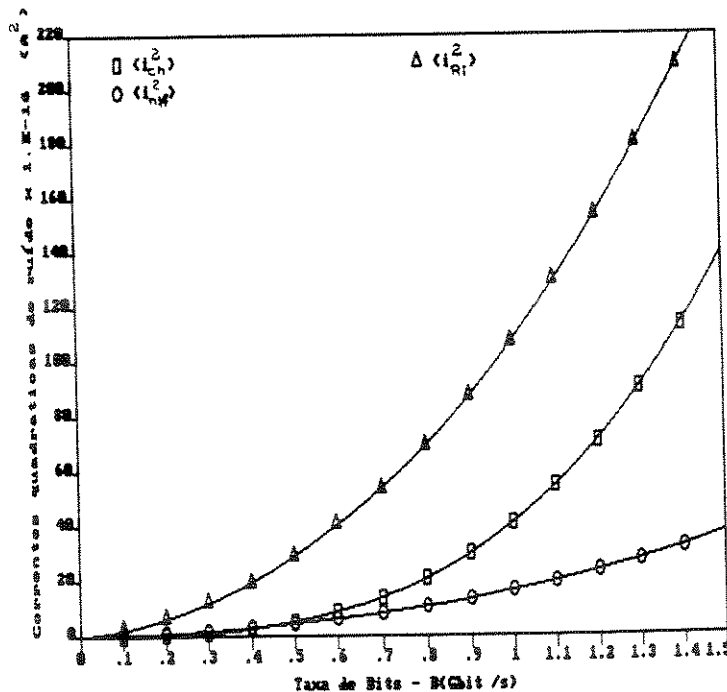


Fig. 4.10

Para melhorar o desempenho de ruído dos circuitos, deve-se diminuir o ruído térmico. Uma melhora, nesse sentido, é mostrada na Seção 4.4.

A corrente quadrática média total de ruído foi calculada utilizando a eq. (4.19) e as Tabelas I a VI. Os resultados são mostrados na Tabela VII e na Fig. 4.11.

B (Gbit/s)	$\langle i_n^2 \rangle$ (A ²)
0,1	$2,8168 \cdot 10^{-16}$
0,2	$7,7551 \cdot 10^{-16}$
0,3	$1,5257 \cdot 10^{-15}$
0,4	$2,5582 \cdot 10^{-15}$
0,5	$3,9117 \cdot 10^{-15}$
0,6	$5,6110 \cdot 10^{-15}$
0,7	$7,7068 \cdot 10^{-15}$
0,8	$1,0183 \cdot 10^{-14}$
0,9	$1,3136 \cdot 10^{-14}$
1,0	$1,6496 \cdot 10^{-14}$
1,1	$2,0523 \cdot 10^{-14}$
1,2	$2,4916 \cdot 10^{-14}$
1,3	$2,9920 \cdot 10^{-14}$
1,4	$3,5528 \cdot 10^{-14}$

Tabela VII

4.3. Cálculo da Sensitividade

Para o cálculo da sensibilidade, avalia-se a eq. (2.20), que se reproduz abaixo.

$$S(\text{dBm}) = 10 \log \frac{\eta \bar{P}}{1\text{mW}} \quad (4.20)$$

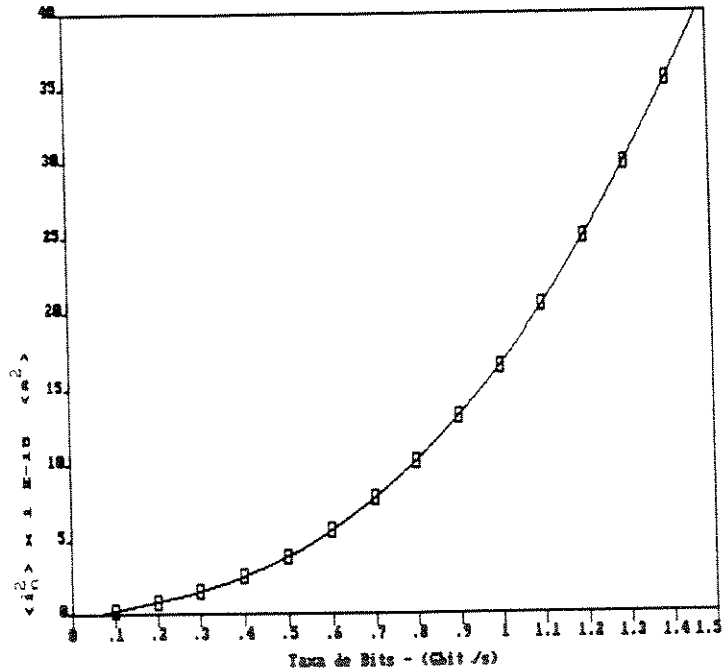


Fig. 4.11.

O valor $\eta \bar{P}$ é calculado através da eq. (2.16):

$$\eta \bar{P} = \frac{1+r}{1-r} \cdot \frac{h\nu}{e} Q \sqrt{\langle i_n^2 \rangle} \quad (4.21)$$

Para os cálculos se considera que o quociente de extinção, r , é zero. O cálculo é feito considerando uma taxa de erro de bits (BER) igual a 10^{-9} , o que implica (ver Tabela II - Capítulo II) que $Q=6$. Para o cálculo consideram-se os valores de $\langle i_n^2 \rangle$ obtidos na Tabela VII. Os cálculos são mostrados na Tabela VIII. Na Fig. 4.12, traça-se a sensibilidade em função da taxa de bits. Considera-se o comprimento de onda da luz de $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$.

Pode-se observar que a sensibilidade calculada para 1 Gbit/s (taxa de bits do projeto) é de -31,3 dBm, sendo melhor que a estimada para o projeto (-30 dBm, ver Capítulo III).

B (Gbit/s)	S (dBm)
0,1	- 40,2
0,2	- 38,0
0,3	- 36,5
0,4	- 35,4
0,5	- 34,5
0,6	- 33,7
0,7	- 33,0
0,8	- 32,4
0,9	- 31,8
1,0	- 31,3
1,1	- 30,9
1,2	- 30,4
1,3	- 30,0
1,4	- 29,7

Tabela VIII

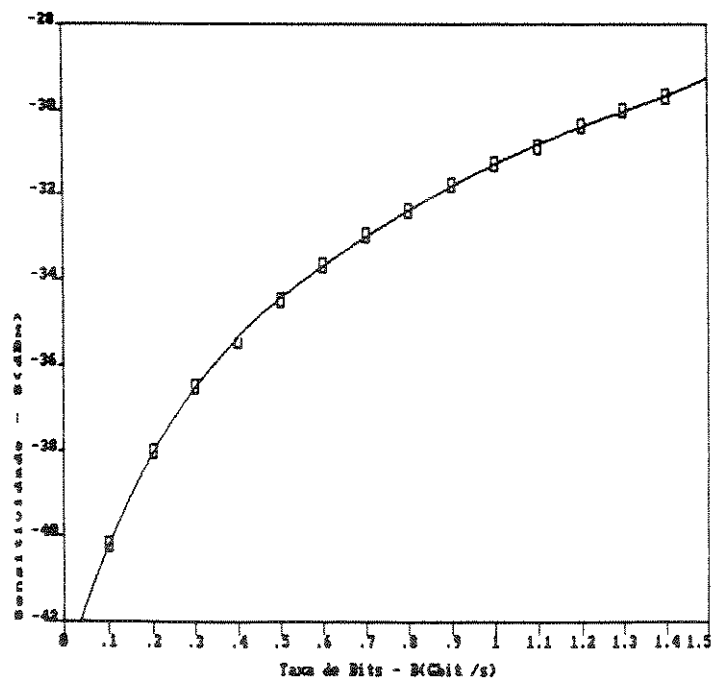


Fig. 4.12.

4.4. Melhora da Sensitividade

Na sub-seção 4.2 foi observada a influência de R_{g1} no ruído dos circuitos projetados. Para melhorar a sensibilidade do circuito seria conveniente minimizar sua influência no ruído dos circuitos. Uma maneira óbvia de minimizar sua influência é aumentando o valor de R_{g1} . Esta solução traz associada uma diminuição na faixa dinâmica do circuito (ver sub-seção 3.3.1), o que não é desejável.

A seguir é mostrada uma modificação nos circuitos que permite, praticamente, eliminar o ruído do resistor R_{g1} da entrada dos circuitos. Na Fig. 4.13, mostra-se essa modificação para o Circuito I. Uma modificação similar pode ser feita no Circuito II. Uma polarização similar é utilizada em [3].

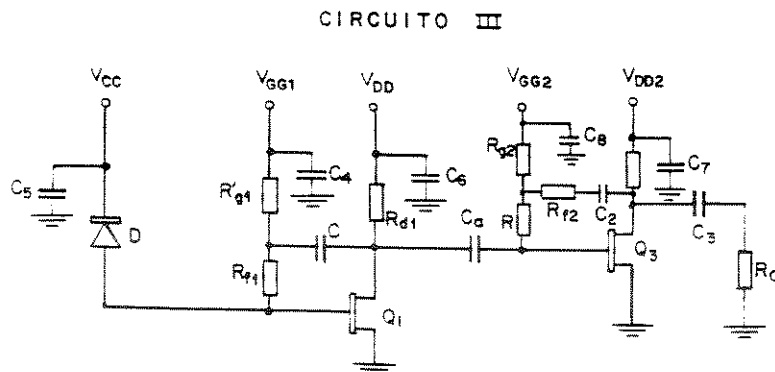


Fig. 4.13

Uma diferença do circuito da Fig. 4.13 com o circuito da Fig. 3.1 está na forma de polarização da porta de Q_1 e do fotodiodo. Na Fig. 4.13, R_{f1} participa do circuito de polarização, enquanto que na Fig. 3.1, isto não acontece. Esta diferença faz com que o resistor R_{g1}' seja menor que R_{g1} (5600 Ω), para que ambos circuitos tenham a mesma faixa dinâmica. Nesta condição, pode-se escrever:

$$R_{g1} = R_{g1}^{\prime} + R_{f1} \quad (4.22)$$

Isolando $R_{g1}^{\prime}$ obtém-se:

$$R_{g1}^{\prime} = R_{g1} - R_{f1} \quad (4.23)$$

Considerando $R_{f1} = 1000 \, \Omega$ resulta:

$$R_{g1}^{\prime} = 4600 \, \Omega \quad (4.24)$$

Para ver a vantagem desta polarização, no que se refere a ruído, obtém-se, primeiramente, o circuito de r.f. para frequências médias e altas. Este circuito é mostrado na Fig. 4.14. A resistência R é pequena ($5 \, \Omega$) e se considera desprezível.

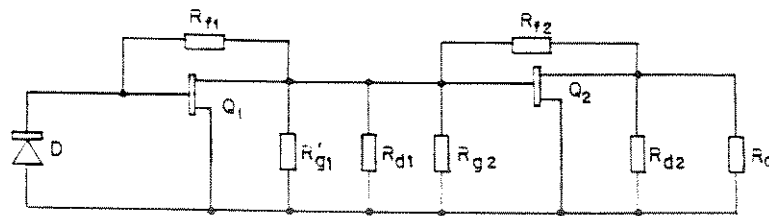


Fig. 4.14

Pode-se observar, da Fig. 4.14, que $R_{g1}^{\prime}$ forma parte da carga do primeiro estágio. A influência de $R_{g1}^{\prime}$ na saída é pequena, já que é muito maior que R_{d1} ($200 \, \Omega$).

Como a resistência R_{g1} não está presente na entrada do circuito, ela não influencia no cálculo do ruído térmico, feito na sub-seção 4.2. Outra vantagem da modificação introduzida no circuito é que a capacitância parasita de $R_{g1}^{\prime}$ não influencia na entrada de circuito, aumentando a frequência de corte superior do

circuito. A seguir são analisadas as modificações a serem introduzidas nas equações obtidas no Capítulo III, devido às mudanças na configuração do circuito.

A eq. (3.46) se modifica e y_s fica definida por:

$$y_s = j\omega C_d \quad (4.25)$$

O parâmetro y_{22T}^I , dado pela eq. (3.50), é definido agora por

$$y_{22T}^I = y_{g1}^I + y_{22f}^I + y_{22}^I + y_{d1} \quad (4.26)$$

onde:

$$y_{g1}^I = \frac{1}{R_{g1}^I} + j\omega C_{d1}^I \quad (4.27)$$

Para o cálculo de R_{f1} deve-se modificar a eq. (3.111). Para a obtenção da nova equação deve-se considerar $R_{g1} \rightarrow \infty$ e definir

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{R_{g1}^I} \quad (4.28)$$

Fazendo essas modificações, a eq. (3.111) fica:

$$\frac{1 + \left[g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right] R_L}{R_{f1} \left\{ C_i + \left[1 + \left[g_{m1} - \frac{1}{R_{f1}} \right] R_L \right] \left[C_{gd1} + C_{f1} \right] \right\}} - 2\pi f_h = 0 \quad (4.29)$$

Considerando os mesmos valores adotados na determinação de R_{f1} , na sub-seção 4.2, com a exceção de $R_{g1}^I = 4600 \, \Omega$, obtém-se a Tabela IX, similar à Tabela II da sub-seção 4.2.

B (Gbit/s)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
$R_{fl} (\Omega)$	10430	5160	3410	2530	2000	1650	1400

B (Gbit/s)	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4
$R_{fl} (\Omega)$	1210	1070	950	860	780	710	650

Tabela IX

Comparando os resultados obtidos na Tabela II com os da Tabela IX pode-se observar que os valores de R_{fl} são menores. Apesar disto, a corrente quadrática média de ruído $\langle i_{Ri}^2 \rangle$ é menor, já que o cálculo agora é feito da seguinte forma:

$$\langle i_{Ri}^2 \rangle = \frac{4kT}{R_{fl}} I_2 B \quad (4.30)$$

Desta forma o ruído, no cálculo de $\langle i_{Ri}^2 \rangle$, é gerado somente por R_{fl} .

A seguir são calculados $\langle i_{Ri}^2 \rangle$, $\langle i_{ch}^2 \rangle$ e $\langle i_{nl/f}^2 \rangle$ para a nova configuração do circuito. Os resultados são mostrados nas Tabelas X e na Fig. 4.15. Para os cálculos se considera $\Gamma \cong 1,4$ e $C_t = 1,48$ pF (A capacitância C_{gl} não está presente na entrada do circuito).

Comparando os valores da Tabela X com os resultados da seção 4.2 pode-se observar que as correntes quadráticas médias de ruído do circuito modificado são menores. Na Tabela XI é apresentada a corrente quadrática média total de ruído do circuito modificado e na Fig. 4.16, traçam-se as $\langle i_n^2 \rangle$ para o circuito modificado e os circuitos analisados na sub-seção 4.2, para efeito de comparação. Para o cálculo de $\langle i_n^2 \rangle$ se utiliza a eq. (4.19) e se assumem como valores de $\langle i_{nd}^2 \rangle$ e de $\langle i_{ng}^2 \rangle$ os determinados nas Tabelas I e V da Seção 4.2.

B (Gbit/s)	$\langle i_{Ri}^2 \rangle \quad (A^2)$	$\langle i_{ch}^2 \rangle \quad (A^2)$	$\langle i_{nl/f}^2 \rangle \quad (A^2)$
0,1	$8,6532 \cdot 10^{-17}$	$3,5557 \cdot 10^{-18}$	$1,2870 \cdot 10^{-17}$
0,2	$3,4982 \cdot 10^{-16}$	$2,8478 \cdot 10^{-17}$	$5,1929 \cdot 10^{-17}$
0,3	$7,9402 \cdot 10^{-16}$	$9,6207 \cdot 10^{-17}$	$1,1769 \cdot 10^{-16}$
0,4	$1,4269 \cdot 10^{-15}$	$2,2832 \cdot 10^{-16}$	$2,1114 \cdot 10^{-16}$
0,5	$2,2563 \cdot 10^{-15}$	$4,4655 \cdot 10^{-16}$	$3,3326 \cdot 10^{-16}$
0,6	$3,2819 \cdot 10^{-15}$	$7,7255 \cdot 10^{-16}$	$4,8406 \cdot 10^{-16}$
0,7	$4,5127 \cdot 10^{-15}$	$1,2283 \cdot 10^{-15}$	$6,6471 \cdot 10^{-16}$
0,8	$5,9671 \cdot 10^{-15}$	$1,8362 \cdot 10^{-15}$	$8,7768 \cdot 10^{-16}$
0,9	$7,5914 \cdot 10^{-15}$	$2,6161 \cdot 10^{-15}$	$1,1159 \cdot 10^{-15}$
1,0	$9,5003 \cdot 10^{-15}$	$3,5948 \cdot 10^{-15}$	$1,3947 \cdot 10^{-15}$
1,1	$1,1544 \cdot 10^{-14}$	$4,7872 \cdot 10^{-15}$	$1,6940 \cdot 10^{-15}$
1,2	$1,3885 \cdot 10^{-14}$	$6,2237 \cdot 10^{-15}$	$2,0357 \cdot 10^{-15}$
1,3	$1,6525 \cdot 10^{-15}$	$7,9276 \cdot 10^{-15}$	$2,4203 \cdot 10^{-15}$
1,4	$1,9439 \cdot 10^{-15}$	$9,9206 \cdot 10^{-15}$	$2,8448 \cdot 10^{-15}$

Tabela X

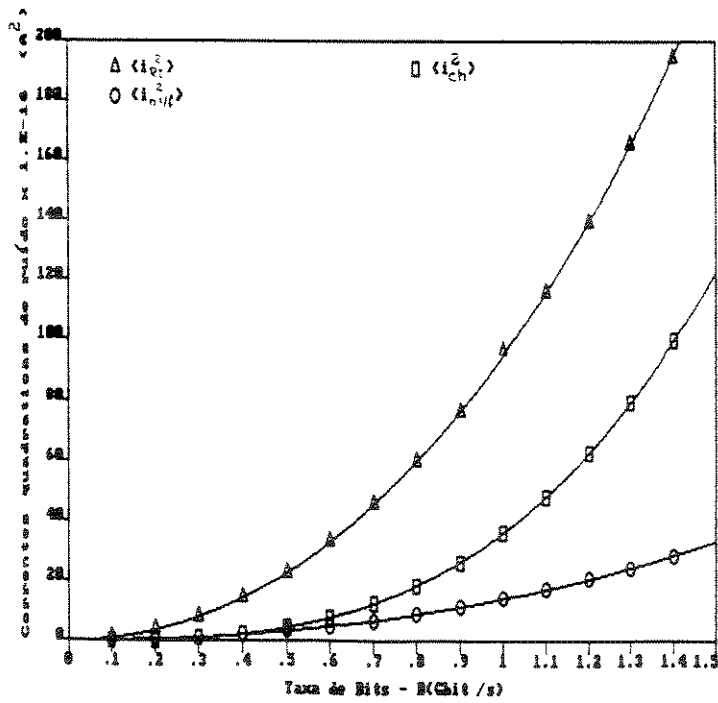


Fig. 4.15.

B (Gbit/s)	$\langle i_n^2 \rangle$ (A ²)
0,1	1,0839 . 10 ⁻¹⁶
0,2	4,4109 . 10 ⁻¹⁶
0,3	1,0242 . 10 ⁻¹⁵
0,4	1,8883 . 10 ⁻¹⁵
0,5	3,0633 . 10 ⁻¹⁵
0,6	4,5661 . 10 ⁻¹⁵
0,7	6,4437 . 10 ⁻¹⁵
0,8	8,7244 . 10 ⁻¹⁵
0,9	1,1372 . 10 ⁻¹⁴
1,0	1,4544 . 10 ⁻¹⁴
1,1	1,8085 . 10 ⁻¹⁴
1,2	2,2210 . 10 ⁻¹⁴
1,3	2,6943 . 10 ⁻¹⁴
1,4	3,2280 . 10 ⁻¹⁴

Tabela XI

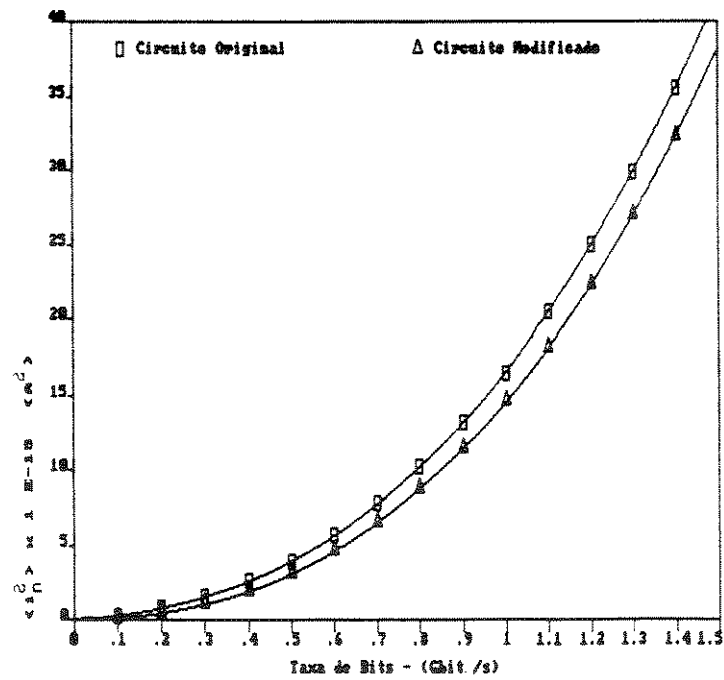


Fig. 4.16.

Na Fig. 4.16 pode-se observar que a $\langle i_n^2 \rangle$ do circuito modificado é menor que a dos circuitos da sub-seção 4.2. Para completar o estudo, determina-se a sensibilidade do circuito modificado. Os resultados são mostrados na Tabela XII e na Fig. 4.17.

B (Gbit/s)	S (dBm)
0,1	- 42,2
0,2	- 39,2
0,3	- 37,4
0,4	- 36,0
0,5	- 35,0
0,6	- 34,1
0,7	- 33,4
0,8	- 32,7
0,9	- 32,1
1,0	- 31,6
1,1	- 31,1
1,2	- 30,7
1,3	- 30,3
1,4	- 29,9

Tabela XII

Da Fig. 4.17 pode-se observar que a sensibilidade do circuito modificado é melhor que a do circuito original. Para baixa taxa de bits a melhora em sensibilidade é maior. Pode-se concluir, que pequenas mudanças no "lay-out" do circuito originam melhoras consideráveis no comportamento do circuito.

Para finalizar o estudo do circuito modificado da Fig. 4.13, fez-se o programa TRANS3. BAS [4] que é o mesmo programa TRANS1.BAS introduzindo as modificações dadas pelas eqs. (4.25), (4.26) e (4.27). Na Tabela XIII mostra-se a análise completa do circuito. Considera-se $R_{q1} = 4700 \Omega$. Na Fig. 4.18, mostra-se o ganho de transimpedância em função da frequência para dois valores de R_{q1} (4600Ω e 1000Ω).

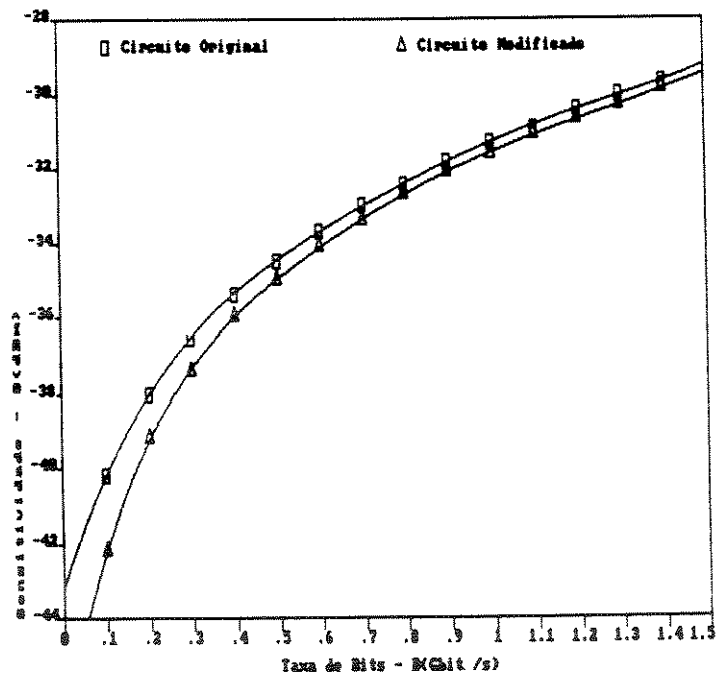


Fig. 4.17.

Pode-se observar na Fig. 4.18 que existe pouca diferença no ganho de transimpedância para R_{q1} igual a 4600Ω e 1000Ω (A diferença na banda é menor que 40 MHz). Mas o circuito com $R_{q1} = 1000 \Omega$ apresenta uma faixa dinâmica muito maior.

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

CD= .77 pF RG1= 4700 ohms CG1= .1 pF RF1= 950 ohms CF1= .05 pF RD1= 200 ohms CD1= .1 pF
 RG2= 47000 ohms CG2= .1 pF RF2= 20000 ohms CF2= .1 pF RD2= 68 ohms CD2= .1 pF ROUT= 50 ohms
 VDS1= 3 V ID1= 10 mA VDS2= 3 V ID2= 30 mA

FREQ	IMGTRAN	NGTRAN	FGTRAN	LMGV	MGV	FGV
.1	62.32569	1307.028	-13.12257	17.73705	7.706421	-7.705609
.2	62.15755	1281.968	-27.54195	17.24883	7.285197	-15.4422
.3	61.83103	1234.671	-43.83276	16.95956	7.046572	-25.22379
.4	61.74421	1222.391	-56.20068	16.99174	7.07273	-29.77257
.5	60.98116	1119.587	-73.19846	16.37984	6.591616	-41.64469
.6	60.11966	1013.872	-81.02755	16.11413	6.39303	-41.20614
.7	59.12657	904.3333	265.8189	15.81945	6.179772	-47.01275
.8	57.80306	776.5205	252.4796	15.14643	5.719016	-53.68956
.9	56.71855	685.3731	244.0842	14.89447	5.555506	-58.43058
1	55.70655	609.9968	232.8083	14.2525	5.159705	-65.25378
1.1	53.92525	496.8926	226.1037	13.42793	4.692415	-67.76263
1.2	52.5937	426.27	223.2803	13.04099	4.487965	-68.97744

GANHOS DE TENSAO

FREQ	LMGV1	MGV1	FGV1	LMGV2	MGV2	FGV2
.1	13.18312	4.56201	173.9168	4.553931	1.68926	178.3776
.2	12.81004	4.370208	166.9499	4.438786	1.667014	177.6079
.3	12.52816	4.230658	159.96	4.431401	1.665597	174.8162
.4	12.35342	4.146397	154.1283	4.638325	1.705753	176.0991
.5	11.71983	3.854708	145.9905	4.660008	1.710017	172.3649
.6	11.64352	3.82099	145.2817	4.470614	1.673134	173.5122
.7	11.00796	3.551387	140.228	4.81149	1.740101	172.7592
.8	10.42015	3.319004	134.8515	4.726272	1.723112	171.4589
.9	10.12151	3.206826	132.655	4.772964	1.7324	168.9144
1	9.493299	2.98308	127.1338	4.7592	1.729657	167.6124
1.1	8.852313	2.770867	125.2139	4.575614	1.693483	167.0235
1.2	8.310935	2.603435	123.4456	4.730055	1.723863	167.577

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	170.3633	-1796.578	6165.469	-1346.929	25.83265	47.77229	52.4187	-2532.022
.2	179.967	-839.4891	5999.923	-673.5884	46.561	53.84973	52.13289	-1481.324
.3	184.8817	-549.0805	4951.482	-484.1708	62.33405	78.68481	52.34667	-616.6736
.4	193.0015	-388.3205	4893.613	-313.0868	71.52534	102.5609	52.50102	-451.1888
.5	199.3198	-324.5761	1976.932	-264.413	75.68691	136.9408	51.71956	-288.4771
.6	206.4858	-247.6438	3862.11	-240.489	79.5067	167.725	52.04833	-256.2486
.7	215.2512	-199.5454	2095.617	-194.4937	77.26937	240.3842	49.57106	-200.695
.8	230.0668	-168.1931	1805.428	-169.7338	83.46005	423.0654	49.81909	-169.023
.9	229.5152	-146.3004	1480.665	-154.5661	80.5486	468.9798	47.43175	-166.9218
1	251.3102	-133.9733	1412.767	-141.3742	83.81398	1574.865	47.04656	-140.2801
1.1	261.7198	-115.794	1289.87	-124.6518	84.92485	-48617.5	46.28623	-147.8577
1.2	250.7585	-102.6275	899.8892	-113.2191	83.67401	-881.4439	45.77124	-134.1552

Tabela XIII

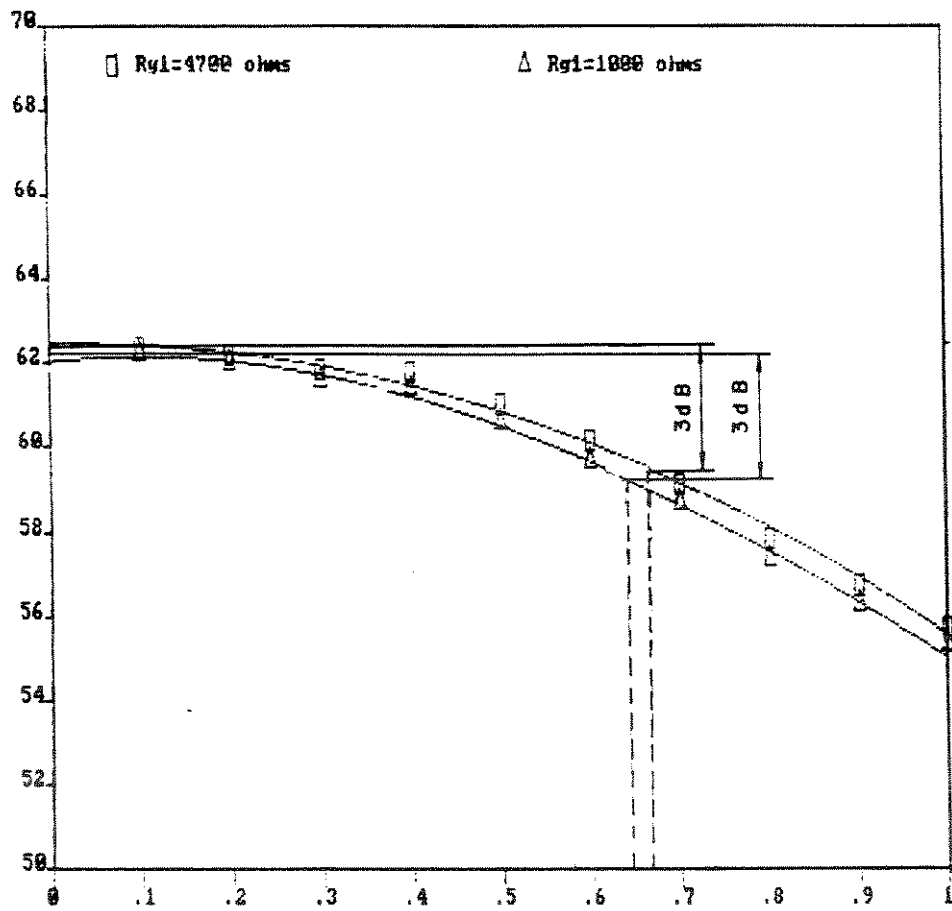


Fig. 4.18.

Referências Bibliográficas

- [1] S.M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, segunda edição, John Wiley & Sons, 1981
- [2] K. OGAWA, "Noise Caused by GaAs MESFETs in Optical Receivers", BSTJ, pp. 923-928, Julho-Agosto 1981.
- [3] L.D. TZENG, R.E. FRAHM "Wide Bandwidth Low Noise pinFET Receiver for High-Bit-Rate Optical Pre-amplifier Applications", Electronics Letters, Vol. 24, n.º 18, pp. 1132-1135, 1988.
- [4] R.E. Saad, R.F. Souza, "Programas Computacionais Utilizados na Tese de Mestrado "Projeto e Otimização de Pré-Amplificadores de Transimpedância para Recepção Óptica em 1 Gbit/s" ", Relatório Técnico, Pub. FEE 014 /89, UNICAMP.
- [5] Moon-soo Park, Chang-sup Shim, Min-ho Kang, "Analysis of Sensitivity Degradation Caused by the Flicker Noise of GaAs - MESFET's in Fiber-Optic Receiver", Journal of Lightwave Technology, vol.6, n.º 5, Maio 1988, pp. 660-667.

CAPÍTULO V

IMPLEMENTAÇÃO E MEDIÇÃO DOS CIRCUITOS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritas a maneira em que foram implementados os circuitos e a forma em que foram medidos. Foi medida a resposta em frequência dos circuitos e proposto um método para determinar o ganho de transimpedância, utilizando os parâmetros S medidos. O método foi aplicado para calcular o ganho de transimpedância do Circuito I. Foi determinado, também, o ganho de inserção dos pré-amplificadores sem estar os fotodiodos montados. Os resultados das medições são comparados com os valores teóricos obtidos anteriormente.

5.2 IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS

Foram implementados três circuitos: os dois circuitos projetados no Capítulo III (ver Figs. 3.1 e 3.2) e o circuito do Capítulo IV (ver Fig. 4.13).

Como os circuitos foram projetados sem levar em consideração o comprimento das linhas de transmissão que ligam os diferentes elementos (fotodiodo, MESFETs, resistores e capacitores), no projeto das máscaras, fez-se com que essas linhas fossem de um comprimento o menor possível, tanto do ponto de vista físico como elétrico. Para que o comprimento fosse o menor possível fisicamente, fez-se uma distribuição dos elementos tal que ficassem o mais perto um do outro. Para que o comprimento elétrico fosse o menor possível, escolheu-se como substrato uma microfita com a menor constante dielétrica que se dispunha. Utilizou-se um laminado da empresa Keene, com constante dielétrica de 2,17. Desta forma minimizou-se o efeito elétrico das linhas de transmissão, que produzem um atraso de fase que aumenta à medida

que a frequência aumenta. A parte mais crítica, no que se refere ao comprimento das linhas, é no caminho direto entre a entrada (fotodiodo) e a saída. É nesse trecho que tem que diminuir-se ao máximo as distâncias entre elementos. Por esse motivo, deve-se escolher os capacitores de acoplamento C_3 e C_a (ver Figs. 3.1 e 3.2). com o menor comprimento possível. Foram usados nos circuitos capacitores cerâmicos, em chip, da Johanson do tipo NPO/COG. Os capacitores de acoplamento usados têm um comprimento de 2 mm. Os resistores usados são resistores SMD da Constanta.

Para a implementação dos circuitos foram utilizados os passos seguintes:

1. Desenho da máscara em papel milimetrado em escala 10:1, indicando as coordenadas dos pontos.
2. Geração de uma fotomáscara, nos laboratórios do CPqD - Telebrás, em escala 1:19⁽¹⁾.
3. Construção da placa em microfita no DAT do CPqD - Telebrás com douração das trilhas (aproximadamente 1 μm de ouro de espessura); metalização de bordas e furos metalizados.
4. Construção de uma caixa de latão, de dimensões apropriadas, para servir de suporte à placa de microfita (Trabalho realizado na oficina mecânica da CADO - Telebrás).
5. Douração da caixa nos laboratórios da CADO - Telebrás (aproximadamente 1 μm de ouro de espessura).
6. Solda da placa de microfita na caixa, com solda de índio, com ponto de fusão de 149°C.
7. Solda dos elementos passivos: resistores e capacitores, com solda de índio com ponto de fusão de 120°C, conectores (todos os conectores usados são do tipo SMA) com solda com ponto de fusão de 149°C.
8. Solda dos MESFETs com solda de índio com ponto de fusão de 93°C.
9. Solda do fotodiodo PIN com solda com ponto de fusão de 149°C.

¹ Foi gerada uma outra máscara, nos laboratórios do LED - UNICAMP, de um outro circuito não descrito nesta Tese.

Os diferentes pontos de solda usados tiveram uma finalidade prática na manipulação do circuito. Assim, para solda da placa na base da caixa, utilizou-se o ponto de fusão mais elevado, considerando que este seria o último elemento a ser trocado (a igual aos conectores). Os resistores e capacitores foram soldados com uma solda intermediária entre 149°C e 93°C (solda dos MESFETs) devido ao processo de solda dos MESFETs que consistiu em colocar a caixa sobre uma base quente, com uma temperatura entre 93°C e a 120°C , colocar solda nas trilhas e colocar os quatro terminais do MESFET acima das trilhas, soldando o MESFET de uma só vez. Devido a que a temperatura não supera os 120°C os capacitores e resistores ficam fixos. Para a solda dos MESFET, a mão que pega o MESFET, com uma pinça anti-estática, deve estar aterrada (utilizou-se uma pulseira com contato metálico, ligada através de um cabo à terra). Desta forma se diminui a possibilidade de fluxo de uma corrente devida à estática que possa destruir o MESFET. A utilização da solda de ponto de fusão de 93°C tem a vantagem de que o MESFET não sofre um aquecimento que possa destruí-lo. Os furos metalizados e a metalização de borda na placa do circuito permite dispor do plano terra na parte de cima da placa. Na época em que foram feitas as placas, os dois processos estavam em experimentação. Nas medições que posteriormente se realizaram nos circuitos, não se revelou defeito nesses processos.

5.2.1 Montagem do Circuito I

Na Fig. 5.1, mostra-se uma cópia da fotomáscara do Circuito I em escala 1:1. Na Fig. 5.2, reproduz-se o Circuito I (ver Fig. 3.1). Na Fig. 5.3, mostra-se uma ampliação da fotomáscara onde se indica a posição dos elementos do Circuito I.

Os resistores R_{f1} e R_{f2} do circuito da Fig. 5.2 estão formados, na Fig. 5.3, por:

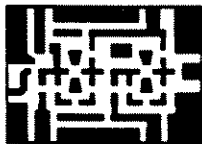


Fig. 5.1

CIRCUITO I

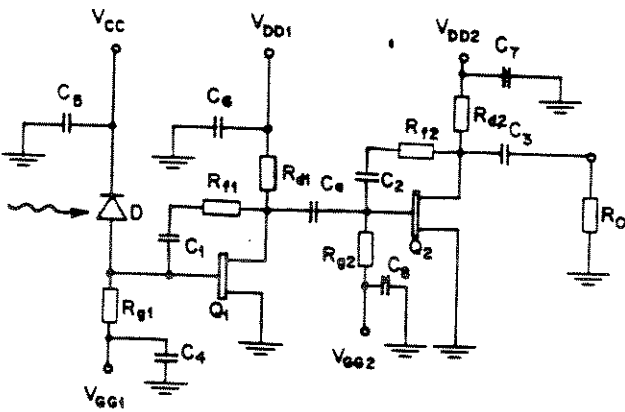


Fig. 5.2

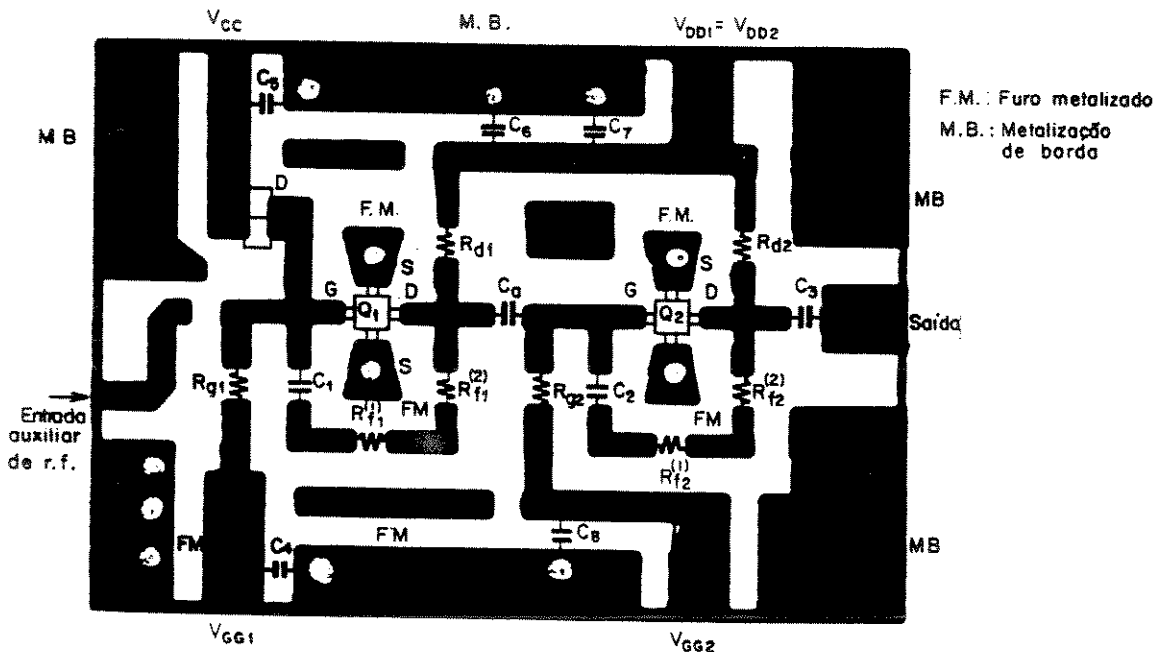


Fig. 5.3

$$R_{f1} = R_{f1}^{(1)} + R_{f1}^{(2)}$$

$$R_{f2} = R_{f2}^{(1)} + R_{f2}^{(2)}$$

onde $R_{f1}^{(1)} = R_{f1}^{(2)}$ e $R_{f2}^{(1)} = R_{f2}^{(2)}$.

O objetivo de utilizar dois resistores iguais na realimentação é diminuir a capacitância parasita dos resistores R_{f1} e R_{f2} .

Na Tabela I se detalham os valores dos elementos passivos utilizados.

$R_{g1} (\Omega)$	$R_{f1}^{(1)} = R_{f1}^{(2)} (\Omega)$	$R_{d1} (\Omega)$	$R_{f2}^{(1)} = R_{f2}^{(2)} (\Omega)$	$R_{g2} (\Omega)$	$R_{d2} (\Omega)$
5600	510	200	10000	4700	68

$C_1 (\text{pF})$	$C_2 (\text{pF})$	$C_3 (\text{pF})$	$C_a (\text{pF})$	$C_4, C_5, C_6, C_7, C_8 (\text{pF})$
470	60	470	20	5000

Tabela I

Na Fig. 5.3 está indicada a posição dos furos metalizados (FM) e a de metalização de borda (MB).

5.2.2 Montagem do Circuito II

Na Fig. 5.4, mostra-se uma cópia da fotomáscara do Circuito II em escala 1:1. Na Fig. 5.5 se reproduz o Circuito II (ver Fig. 3.2). Na Fig. 5.6, mostra-se uma ampliação da fotomáscara, onde se indica a posição dos elementos do Circuito II.



Fig. 5.4

CIRCUITO II

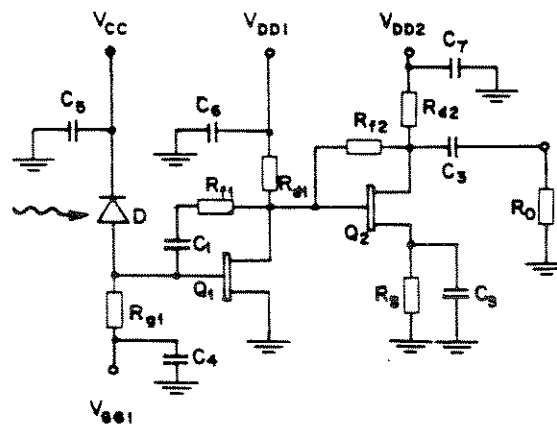


Fig. 5.5

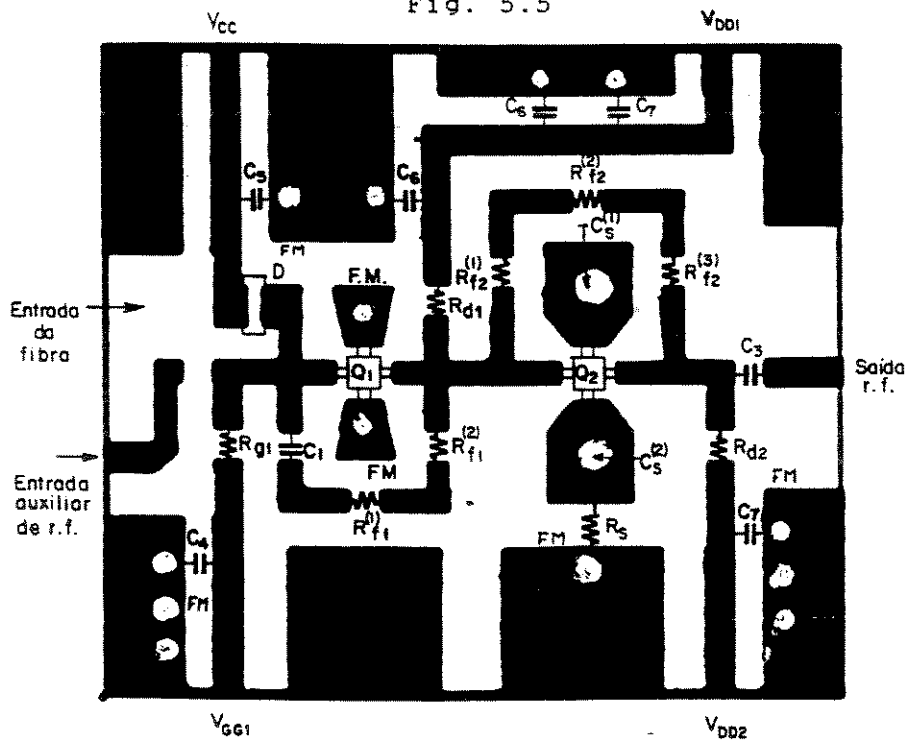


Fig. 5.6

Na Fig. 5.6, pode-se observar que foram usados três resistores ($R_{f2}^{(1)}$, $R_{f2}^{(2)}$ e $R_{f2}^{(3)}$) para contruir o resitor R_{f2} . Como para o caso do Circuito I, tem-se $R_{f2}^{(1)} = R_{f2}^{(2)} = R_{f2}^{(3)}$. Com isto, tenta-se diminuir o efeito da capacitância paralela parasita do conjunto.

Na Tabela II se detalham os valores dos elementos passivos utilizados.

$R_{g1} (\Omega)$	$R_{f1}^{(1)} = R_{f1}^{(2)} (\Omega)$	$R_{d1} (\Omega)$	$R_{f2}^{(1)} = R_{f2}^{(2)} = R_{f2}^{(3)} (\Omega)$	$R_{d2} (\Omega)$
5600	510	200	6800	68

$C_1 (pF)$	$C_2 (pF)$	$C_3 (pF)$	$C_s^{(1)} = C_s^{(2)} (pF)$	$C_4, C_5, C_6, C_7 (pF)$
470	60	470	1000	5000

Tabela II

5.2.3 Montagem do Circuito III

Na Fig. 5.7, mostra-se uma cópia da fotomáscara do Circuito III em escala 1:1. Na Fig. 5.8 se reproduz o Circuito III (ver Fig.4.13). Na Fig. 5.9, mostra-se uma ampliação da fotomáscara, onde se indica a posição dos elementos do Circuito III. Neste ultimo circuito tentou-se minimizar a distância entre componentes.

Na Tabela III se detalham os valores dos elementos passivos utilizados.

$R_{g1} (\Omega)$	$R_{f1}^{(1)} = R_{f1}^{(2)} (\Omega)$	$R_{d1} (\Omega)$	$R_{f2}^{(1)} = R_{f2}^{(2)} (\Omega)$	$R_{g2} (\Omega)$	$R_{d2} (\Omega)$
4700	470	200	10000	4700	68

$C_1 (pF)$	$C_2 (pF)$	$C_3 (pF)$	$C_a (pF)$	$C_4, C_5, C_6, C_7 (pF)$
470	60	470	33	10000

Tabela III



Fig. 5.7

CIRCUITO III

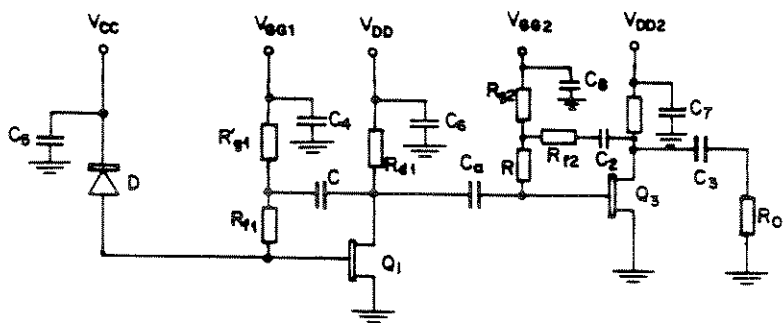


Fig. 5.8

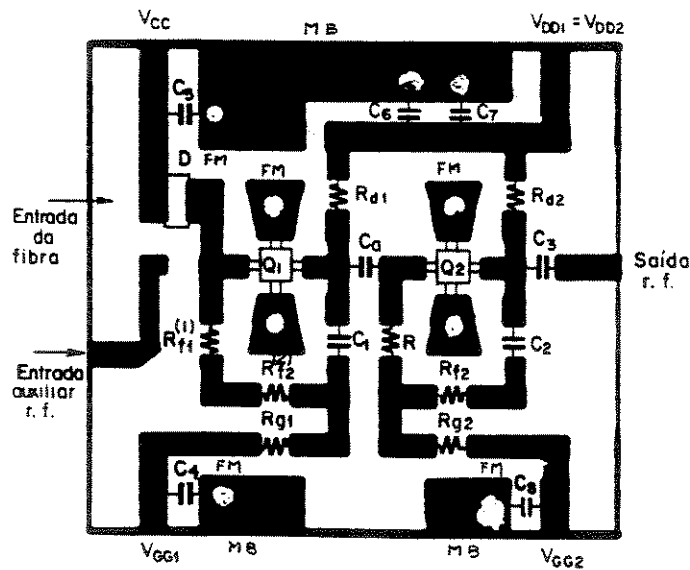


Fig. 5.9

5.3 MEDIÇÃO DOS CIRCUITOS

Nesta Secção são feitas algumas medições nos circuitos implementados. Determina-se, primeiramente, a resposta em frequência dos Circuitos I, II e III. Posteriormente, descreve-se uma forma de determinar o ganho de transimpedância através da medição dos parâmetros S do circuito. Determina-se, dessa forma, o ganho de transimpedância do Circuito I. Finalmente é determinado o ganho de inserção dos pré-amplificadores sem estar os fotodiodos montados.

5.3.1 Resposta em Frequência

A resposta em frequência dos circuitos, é uma das medidas mais importantes dos circuitos, já que determina a banda de operação dos mesmos.

A seguir é descrita a maneira como foi realizada a medição. Primeiramente, determinou-se a resposta em frequência do laser com que se fez a medição do circuito. Na Fig. 5.10, mostra-se, esquematicamente, a disposição dos elementos usados na medição.

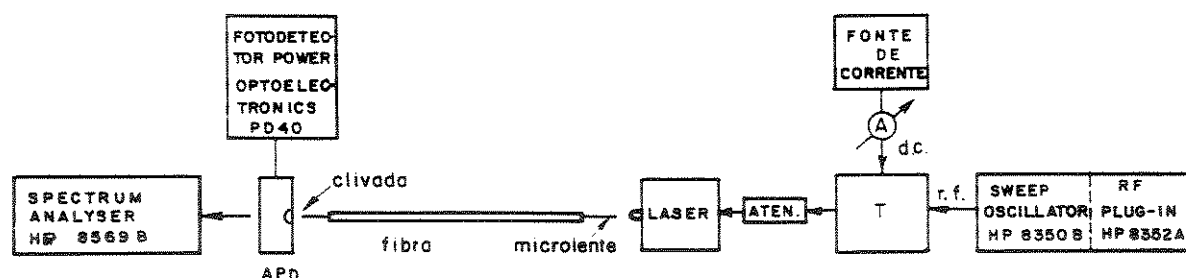


Fig. 5.10

Na figura, pode-se observar que para polarizar o laser, é usado um T de polarização: por uma porta do T se injeta corrente para polarizar o laser e pela outra se aplica sinal de r.f. que modula a potência óptica. O atenuador, após o T, é utilizado porque o

laser tem uma impedância muito baixa (aproximadamente 3 ohms), o que produziria um grande descasamento entre o "Sweep Oscillator" (com impedância de 50 ohms) e o laser. O laser e o fotodiodo APD estão montados sobre dois microposicionadores fixados a uma trilha, para facilitar o alinhamento do conjunto laser/fibra/APD. A fibra é fixa. A fibra utilizada na medição é multimodo, com um comprimento aproximado de 10 cm, sendo que em uma ponta foi feita uma microlente (para um melhor acoplamento laser/fibra) e a outra foi clivada. Em ambas as pontas se descascou um comprimento muito pequeno (aproximadamente 4 mm) para ter boa estabilidade mecânica na medição. Em [1] foi feita uma medição similar, na qual se utiliza uma lente em vez da fibra.

O procedimento para realizar a medição consiste, primeiramente, em ajustar e otimizar o alinhamento do conjunto laser/fibra/APD. A medida que o alinhamento melhora o amperímetro ligado ao APD apresenta uma leitura maior. Uma vez conseguido o alinhamento, injeta-se o sinal de r.f. e se obtém a resposta em frequência no analisador de espectro. O laser utilizado na medição é do tipo DCPBH cuja característica estática é mostrada na Fig. 5.11. Na Fig. 5.12 é mostrada a resposta em frequência do laser. Pode-se observar que o laser não apresenta uma resposta plana na faixa de frequência medida (10 MHz a 1 GHz). Este fato deve ser compensado quando se faz a medição do conjunto PIN/pré-amplificador. Para isso se armazena a resposta em frequência do laser na memória do Analisador de Espectro.

Para realizar a medida sobre o circuito, tira-se o APD, sem mexer no alinhamento laser/fibra, e se coloca o circuito (conjunto PIN/pré-amplificador) a ser testado. A disposição dos elementos é mostrada na Fig. 5.13. Uma vez montado o circuito, alinha-se o fotodiodo PIN com a fibra.

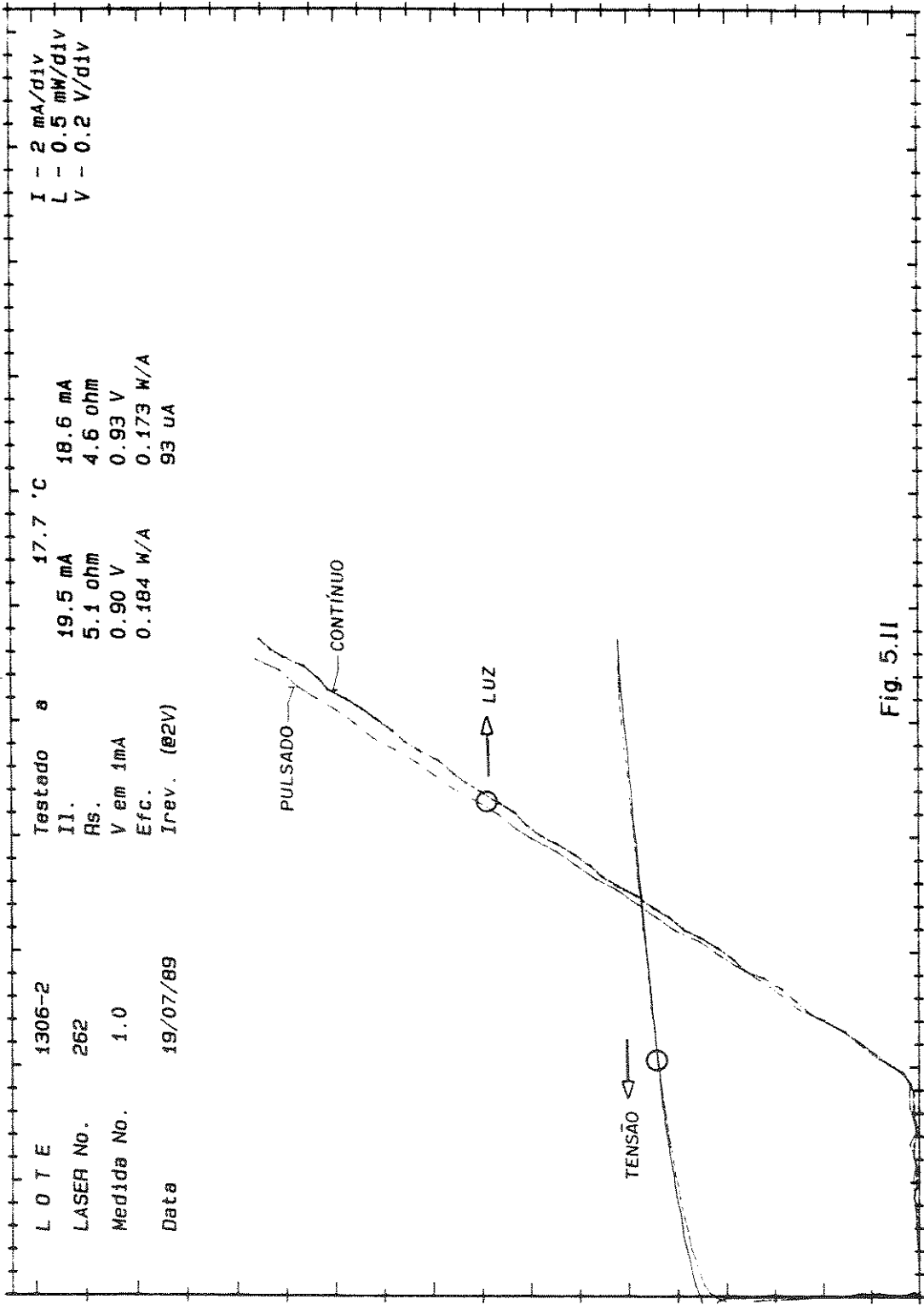
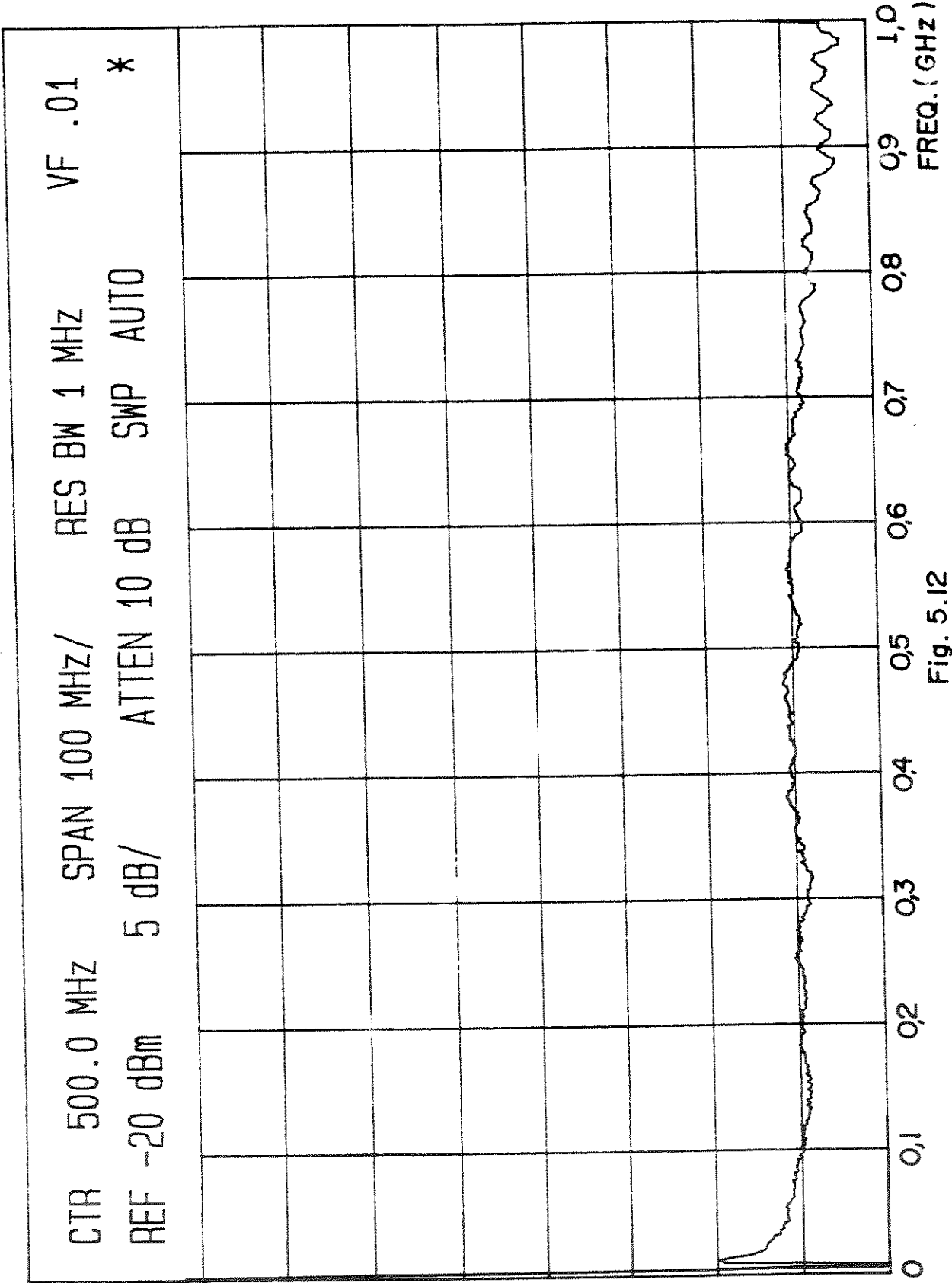


Fig. 5.11



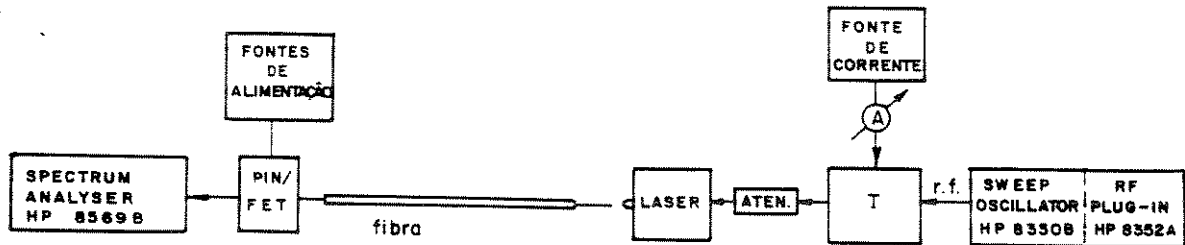


Fig. 5.13

O efeito da resposta em frequência do laser é diretamente compensado pelo aparelho.

(a) Resposta em Frequência do Circuito I

Para o Circuito I foi medida a resposta em frequência em várias condições de polarização. Nas Figs. 5.14 e 5.15, mostra-se os resultados para as condições de polarização indicadas nas figuras. Da Fig. 5.14, pode-se determinar a banda do Circuito I na polarização $V_{DS1} = 3 \text{ V}$, $I_{D1} = 10 \text{ mA}$ e $V_{DS2} = 3 \text{ V}$, $I_{D2} \cong 30 \text{ mA}$. A frequência de corte superior medida é 515 MHz. Na subseção 5.3.2 se faz uma comparação entre o valor teórico e o medido. Da Fig. 5.15, pode-se observar que para a condição de polarização $V_{DS1} = 4 \text{ V}$, $I_{D1} = 5 \text{ mA}$ e $V_{DS2} \cong 3 \text{ V}$, $I_{D2} = 30 \text{ mA}$ a banda do amplificador cai para 475 MHz. Isto se deve a que o ganho de tensão diminui à medida que a corrente de dreno diminui. Este fato não foi analisado no Capítulo III, por não se dispor dos parâmetros S nessa polarização. Pode-se concluir que $I_{D1} = 5 \text{ mA}$ é a polarização crítica com relação à banda. Na Fig. 5.15, pode-se observar, também, que para a polarização $V_{DS1} = 1 \text{ V}$, $I_{D1} = 20 \text{ mA}$ e $V_{DS2} = 3 \text{ V}$, $I_{D2} \cong 30 \text{ mA}$, tem-se uma frequência de corte de, aproximadamente, 525 MHz. Observa-se, também, que existe uma diferença, no referente ao ganho de transimpedância entre as duas polarizações de, aproximadamente, 2 dB. Isto é devido a que, quando $I_{D1} = 5 \text{ mA}$, o transistor Q_1 tem um ganho menor que quando $I_{D1} = 20 \text{ mA}$.

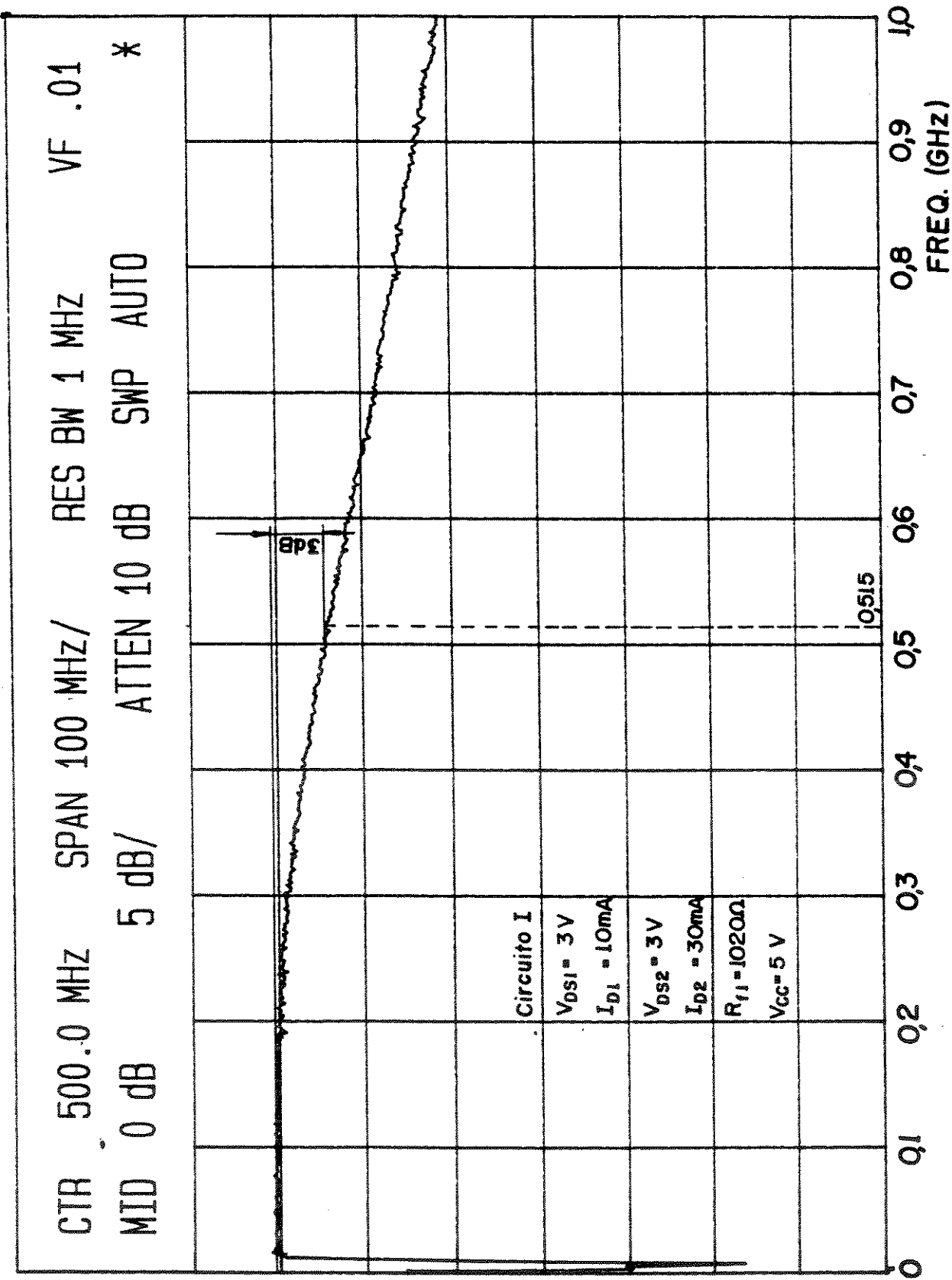


Fig. 5.14

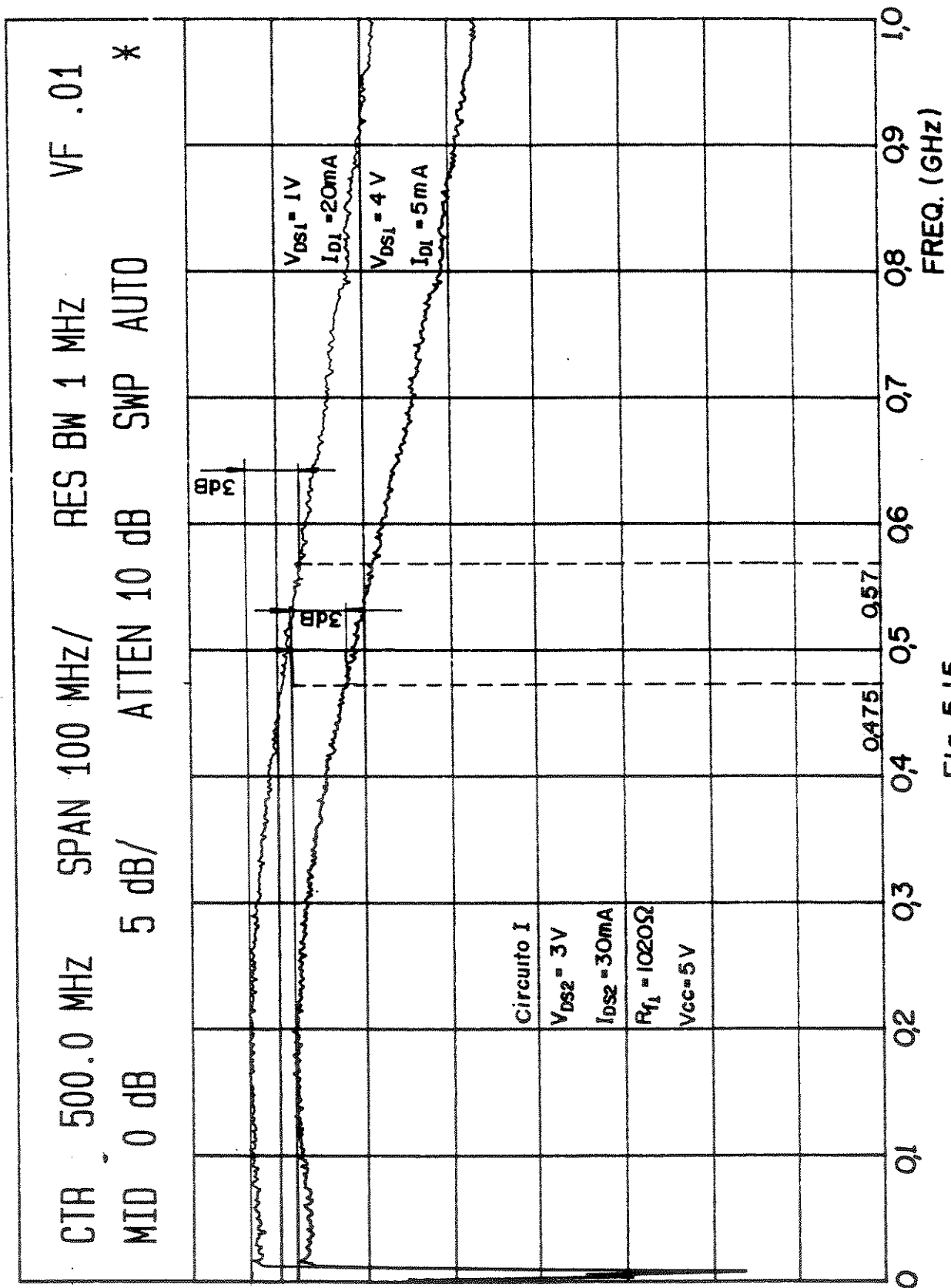


Fig. 5.15

Na Fig. 5.16, mostra-se a resposta em frequência do Circuito I quando é utilizado $R_{f1} = 660 \, \Omega$ (dois resistores de $330 \, \Omega$ colocados em série) com uma polarização $V_{DS1} = 3 \, \text{V}$, $I_{D1} = 10 \, \text{mA}$ e $V_{DS2} = 3 \, \text{V}$, $I_{D2} = 30 \, \text{mA}$. A frequência de corte nessas condições é, aproximadamente, de 755 MHz.

Na Fig. 5.17, mostra-se a resposta em frequência quando $R_{f1} = 780 \, \Omega$ ($390 \, \Omega + 390 \, \Omega$), nas mesmas condições de polarização da Fig. 5.16. Para essas condições a frequência de corte superior é 680 MHz.

Finalmente, na Fig. 5.18, mostra-se a resposta em frequência quando se varia a tensão de polarização do fotodiodo (V_{CC}) de 4 V para 10 V com a seguinte polarização no pré-amplificador: $V_{DS1} = 1 \, \text{V}$, $I_{D1} = 20 \, \text{mA}$ e $V_{DS2} = 3 \, \text{V}$, $I_{D2} = 30 \, \text{mA}$. Para esta medição se utiliza $R_{f1} = 1020 \, \Omega$. Determina-se que, para $V_{CC} = 4 \, \text{V}$, a frequência de corte superior é 505 MHz; entretanto, para $V_{CC} = 10 \, \text{V}$ é 595 MHz. Este aumento na banda se deve à diminuição da capacitância do fotodiodo à medida que se aplica maior tensão inversa sobre ele.

(b) Resposta em Frequência do Circuito II

Na Fig. 5.19, mostra-se a resposta em frequência do Circuito II nas seguintes condições: $R_{f1} = 1020 \, \Omega$, $V_{DS1} = 3 \, \text{V}$, $I_{D1} = 10 \, \text{mA}$ e $V_{DS2} = 2,02$, $I_{D2} = 20 \, \text{mA}$, $V_{CC} = 5 \, \text{V}$. A frequência de corte superior é, aproximadamente, 635 MHz. A frequência de corte superior, determinada no Capítulo III (Ver Fig. 3.51a), é 650 MHz, o que implica um erro de 2,3 % entre a medida e a previsão teórica.

Na Fig. 5.20, mostra-se a resposta em frequência nas mesmas condições de polarização que para a figura anterior, mas usando $R_{f1} = 400 \, \Omega$ e $V_{CC} = 5 \, \text{V}$ e 10 V. Pode-se observar que para $V_{CC} = 5 \, \text{V}$, a frequência de corte é 925 MHz e, para $V_{CC} = 10 \, \text{V}$, a frequência de corte é maior que 1 GHz. Estima-se em 1,14 GHz. Com essa frequência de corte se está muito perto de poder transmitir 2 Gbit/s.

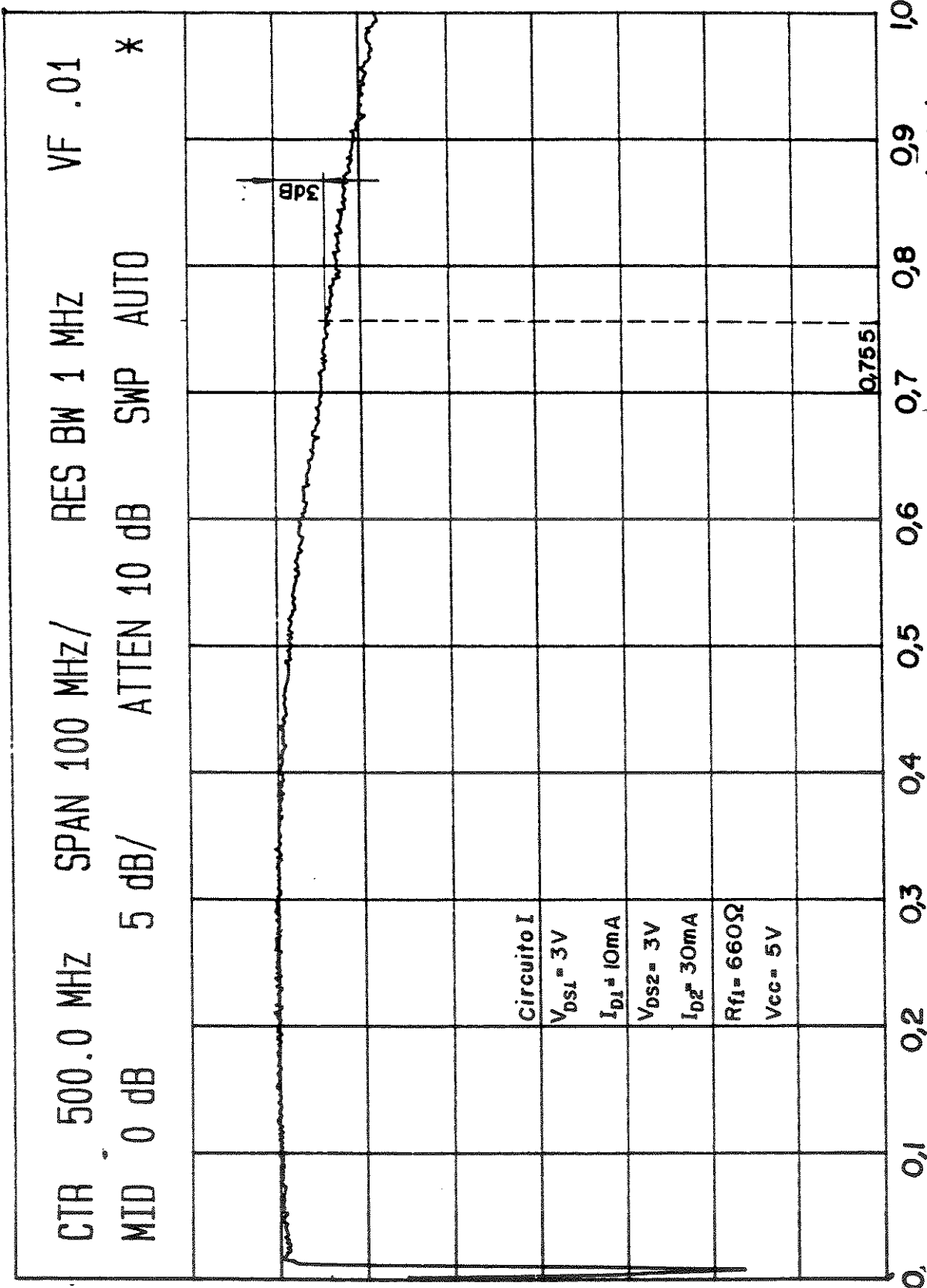


Fig. 5,16

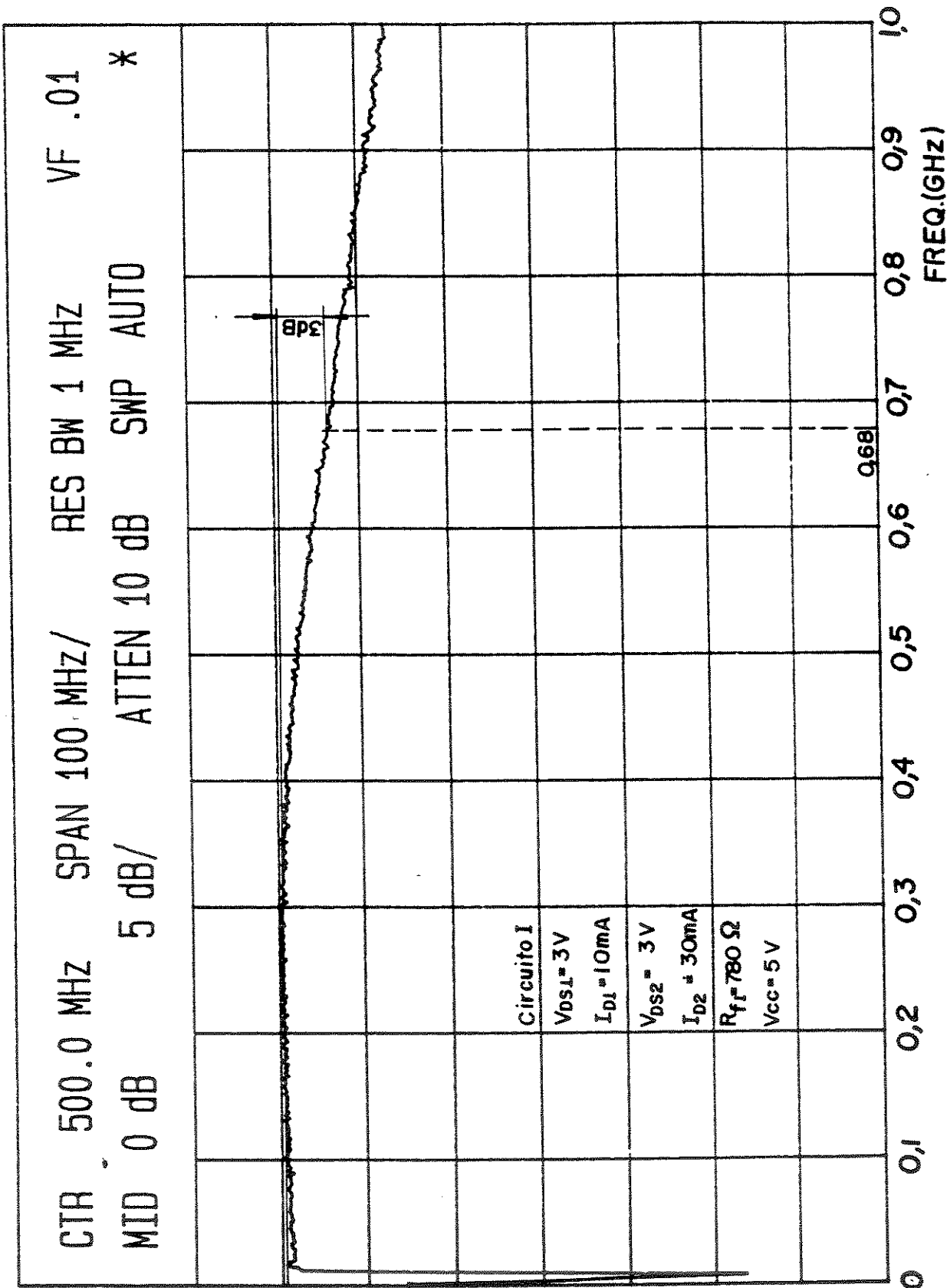


Fig. 5.17

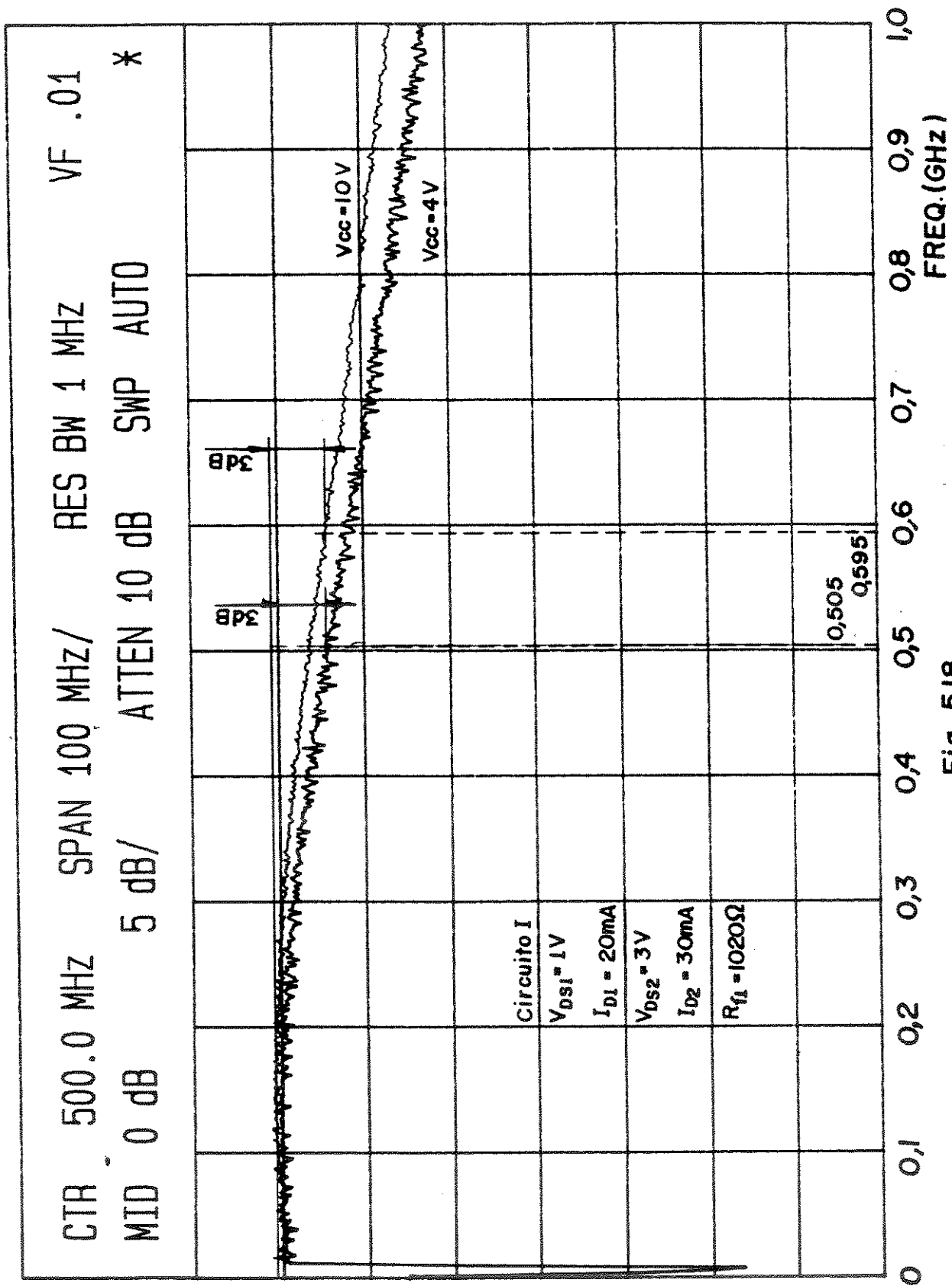
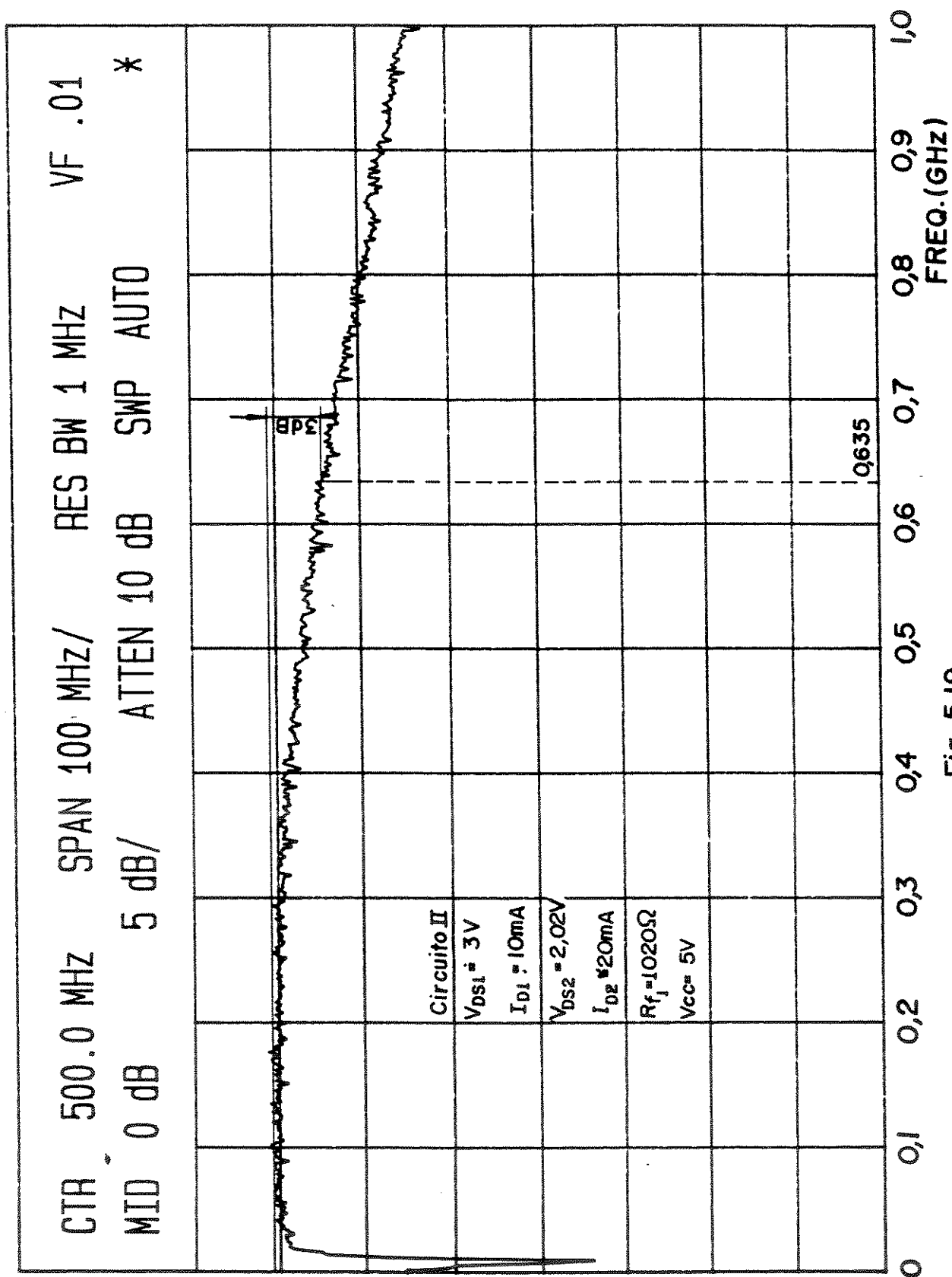


Fig. 5.18



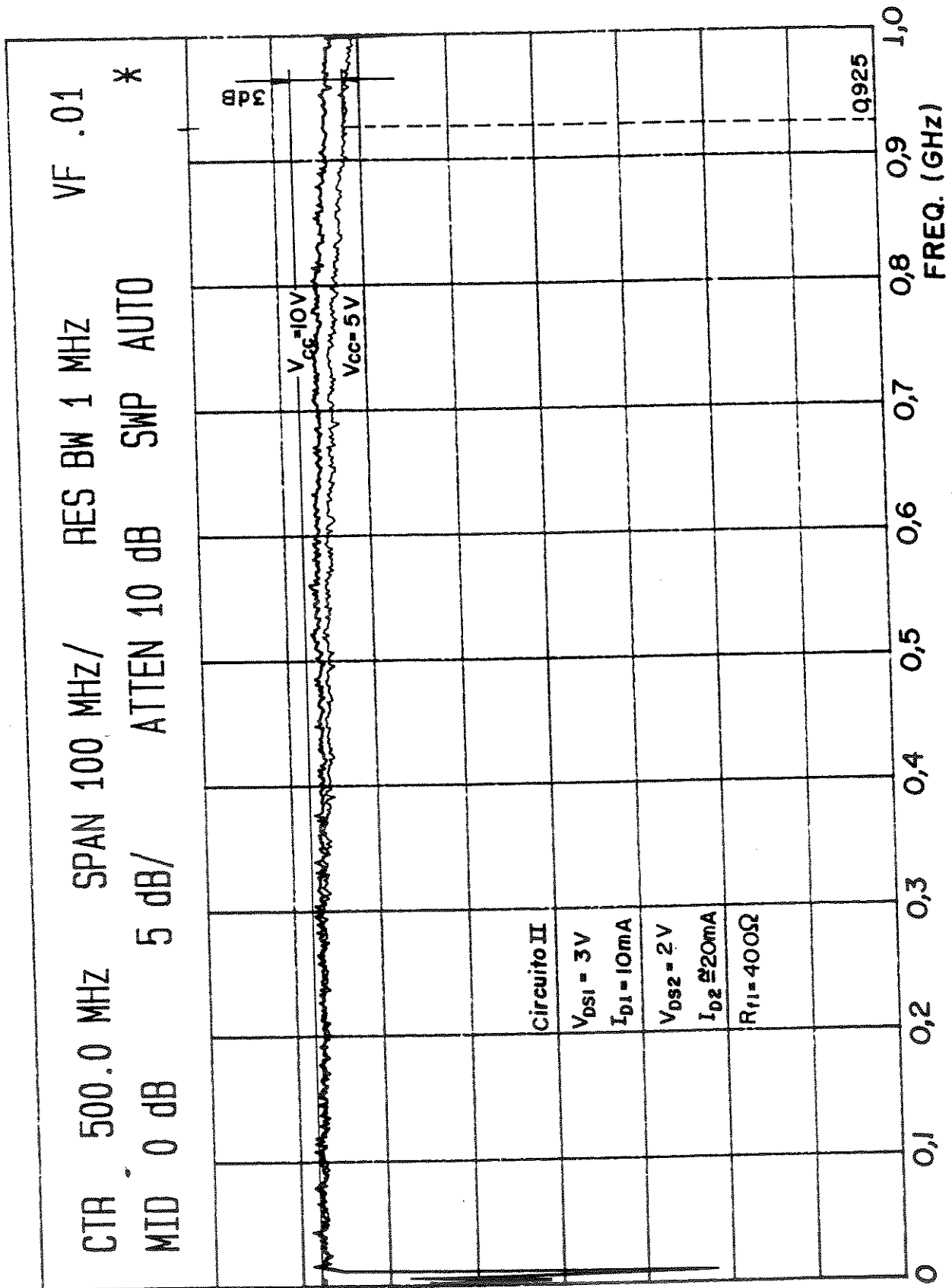


Fig. 5.20

(c) Resposta em Frequência do Circuito III

Na Fig. 5.21, mostra-se a resposta em frequência do Circuito III nas condições de polarização: $V_{DS1} = 3$ V, $I_{D1} = 10$ mA, $V_{DS2} = 3$ V e $I_{D2} = 30$ mA, $V_{CC} = 5$ V ($R_{f1} = 940 \Omega$). Nessas condições a frequência de corte superior é 575 MHz, sendo que a teórica é 635 MHz (Ver Fig. 4.18). Isto implica um erro de 9,4 %. Deve-se notar que, no Circuito III, se utilizam MESFETs NE71083; entretanto o cálculo teórico é feito utilizando os parâmetros S dos NE71084 fornecido pelo fabricante.

Na Fig. 5.22 é mostrada a resposta em frequência quando $V_{DS1} = 4$ V, $I_{D1} = 5$ mA, $V_{DS2} = 3$ V, $I_{D2} = 30$ mA e $V_{CC} = 5$ V. Pode-se observar, como no Circuito I, que nessa condição se produz uma diminuição da frequência de corte superior, que torna-se 465 MHz.

Na Fig. 5.23 se mostra a resposta em frequência quando $V_{DS1} = 1$ V, $I_{D1} = 20$ mA, $V_{DS2} = 3$ V, $I_{D2} = 30$ mA e $V_{CC} = 5$ V. Pode-se observar que a banda é 620 MHz. A variação da frequência de corte superior com a corrente de dreno do primeiro estágio, deve-se à variação do ganho de tensão do primeiro estágio com I_{D1} da mesma forma como foi observado para o Circuito I.

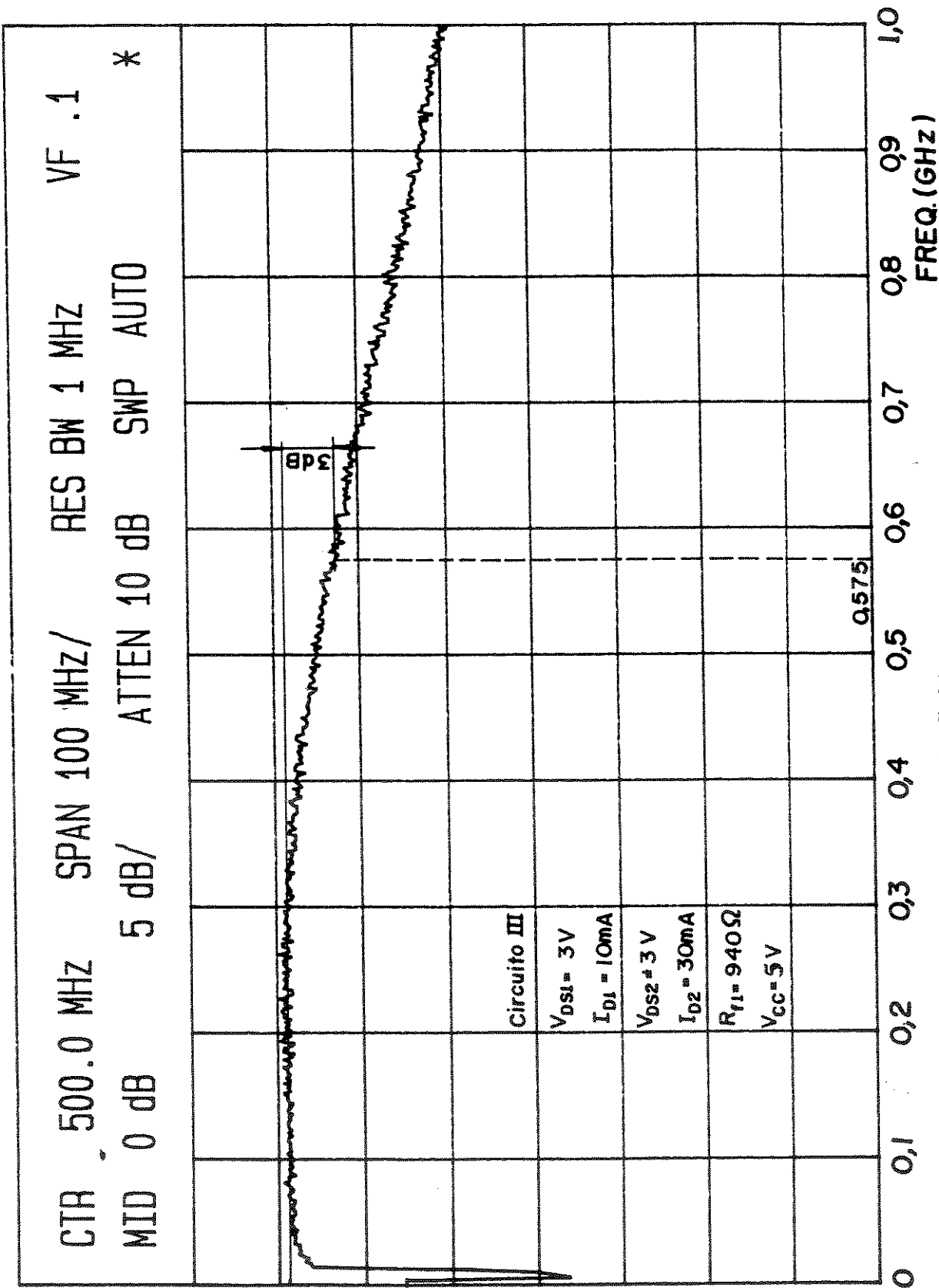


Fig.5.21

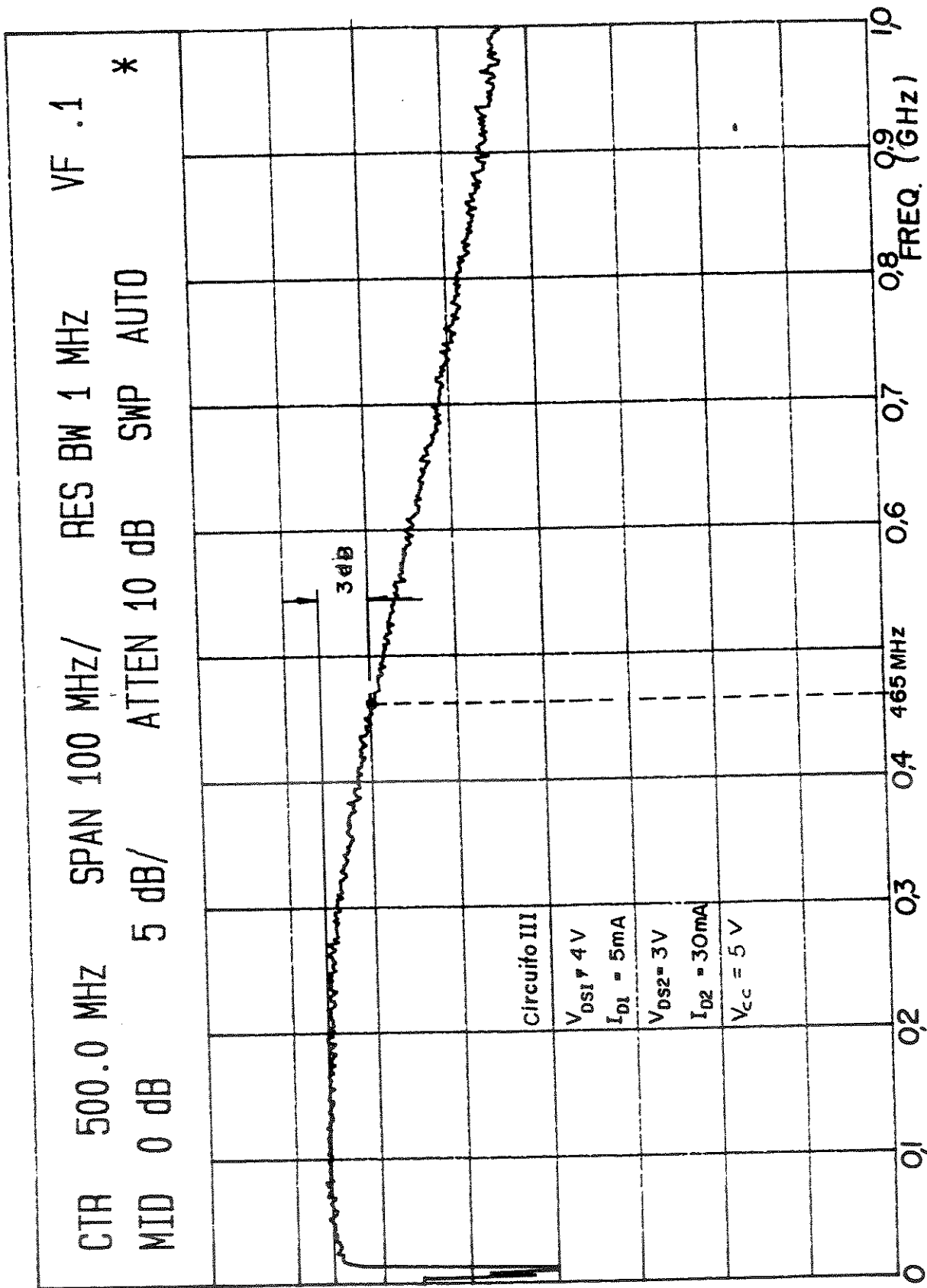


Fig. 5.22

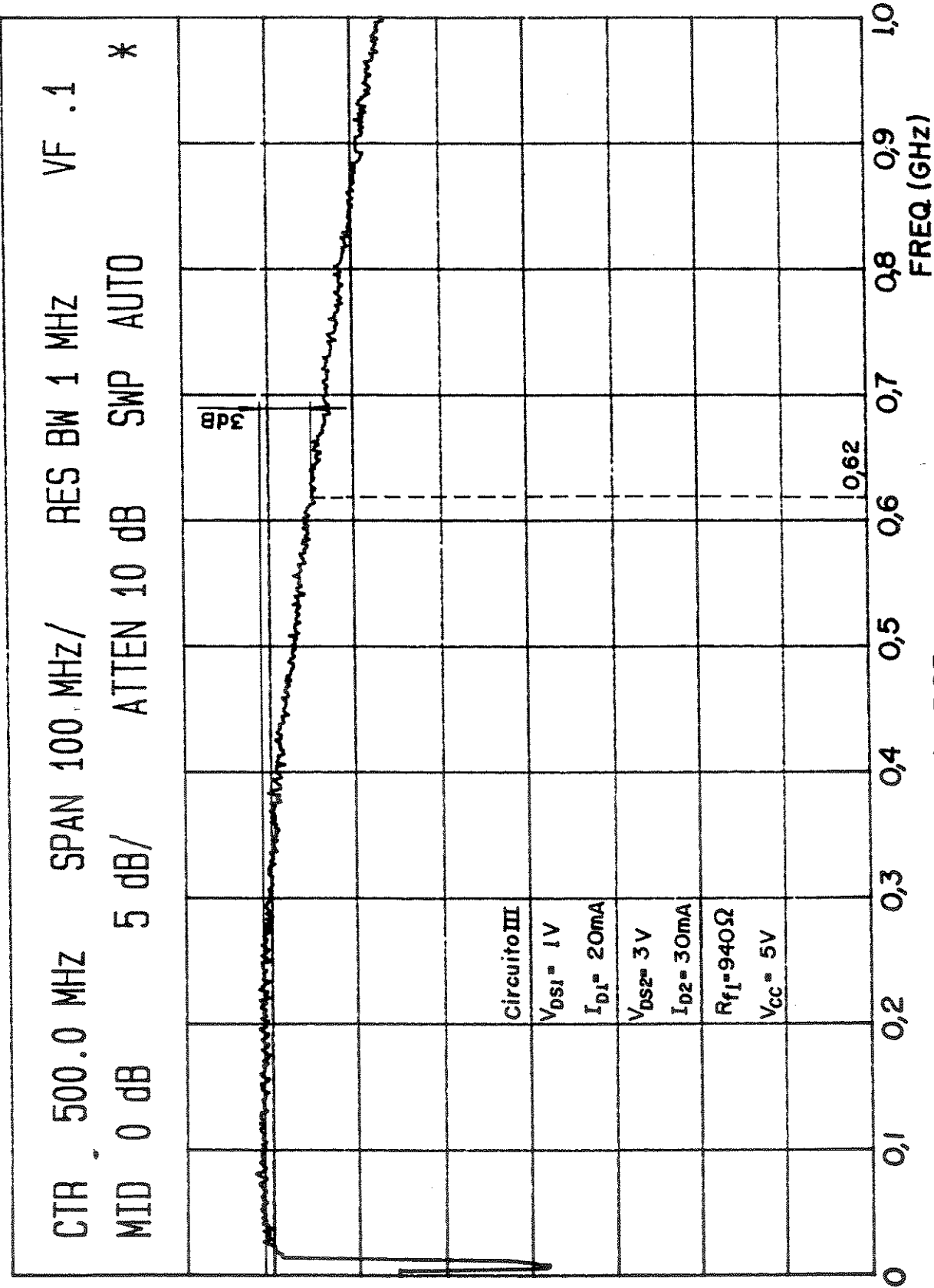


Fig. 5.23

5.3.2 Determinação do Ganho de Transimpedância

A medição da resposta em frequência dos diferentes circuitos é uma medição indireta do ganho de transimpedância do Circuito medido. Isto é mostrado a seguir.

O ganho de transimpedância, em dB, é definido por:

$$G_T(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{V_o}{I_p} \right| \quad (5.1)$$

Uma maneira mais formal, do ponto de vista matemático, de definir o ganho de transimpedância, em dB, é a seguinte:

$$G_T(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{V_o}{I_p (1 \Omega)} \right| \quad (5.2)$$

já que o logaritmo deve ser calculado sobre um numero adimensional. Da eq. (5.2), e fazendo alguns artifícios matemáticos, pode-se determinar que:

$$G_T(\text{dB}) = 10 \log \frac{\frac{|V_o|^2}{R_o}}{\frac{|I_p|^2 (1 \Omega)^2}{R_o}} \quad (5.3)$$

Na eq. (5.3) $\frac{|V_o|^2}{R_o}$ é a potência entregue à carga, que se designa por

P. O termo do denominador pode ser indicado por P_o . Considera-se $|I_p|$ constante para qualquer frequência de trabalho, sempre e quando permaneça constante a modulação da potência óptica em qualquer frequência. Se a amplitude da modulação da potência óptica que incide sobre o fotodiodo muda com a frequência, $|I_p|$ varia em função da frequência.

Designando $\frac{|I_p|^2 (1 \Omega)}{R_o}$ por P_o , a eq. (5.3) fica:

$$G_T(\text{dB}) = 10 \log \frac{P}{P_o} \quad (5.4)$$

e considerando P e P_o expressas em dBm:

$$G_T(\text{dB}) = P(\text{dBm}) - P_O(\text{dBm}) \quad (5.5)$$

Quando se fez a medição da resposta em frequência dos circuitos, caracterizou-se, primeiramente, o laser utilizado e se obteve uma potência $P_O^j(\text{dBm})$ em função da frequência. Observou-se que a potência P_O^j não é constante com a frequência (Ver Fig 5.12). Posteriormente, determinou-se a potência $P(\text{dBm})$ devido ao Circuito medido e, finalmente, determinou-se:

$$G(\text{dB}) = P(\text{dBm}) - P_O^j(\text{dBm}) \quad (5.6)$$

Deve-se observar que $P_O^j(\text{dBm})$ leva em conta a resposta em frequência do laser. Isolando $P(\text{dBm})$ da eq. (5.6) e substituindo na eq. (5.5), obtém-se:

$$G_T(\text{dB}) = G(\text{dB}) + P_O^j(\text{dBm}) - P_O(\text{dBm}) \quad (5.7)$$

Deve-se observar que $P_O^j(\text{dBm})$ e $P_O(\text{dBm})$ apresentam a mesma variação, devido que ambas dependem da resposta em frequência do laser. Então, $P_O^j(\text{dBm}) - P_O(\text{dBm})$ é constante. Chamando $K(\text{dB}) = P_O^j(\text{dBm}) - P_O(\text{dBm})$ e substituindo na eq. (5.7) resulta:

$$G_T(\text{dB}) = G(\text{dB}) + K(\text{dB}) \quad (5.8)$$

$G(\text{dB})$ é medida diretamente no Analisador de Espectro e foi determinada na subseção 5.3.1.

Da eq. (5.8), pode-se concluir que $G_T(\text{dB})$ e $G(\text{dB})$ são iguais a não ser por uma constante. Como a resposta em frequência, em termos de $G(\text{dB})$, foi medida, só é necessário determinar $G_T(\text{dB})$ em uma frequência para determinar $G_T(\text{dB})$ em função da frequência.

A seguir é determinado G_T . Na Fig. 5.24 se mostra, esquematicamente, um conjunto fotodiodo/pré-amplificador.

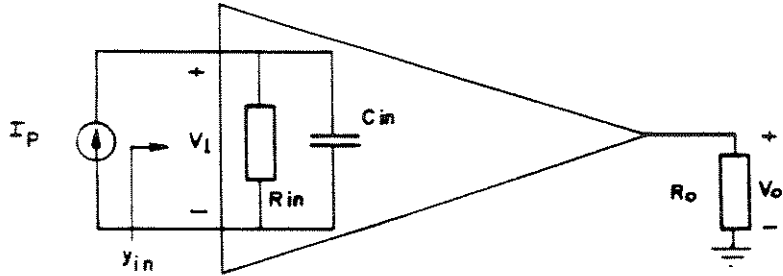


Fig. 5.24

R_{in} é a resistência paralela de entrada do circuito e C_{in} é a capacitância paralela de entrada, onde está incluída a capacitância do fotodiodo. Por definição G_T é definido por:

$$G_T = \frac{V_o}{I_p} \quad (5.9)$$

Desenvolvendo, obtém-se:

$$G_T = \frac{V_1}{I_p} \cdot \frac{V_o}{V_1} \quad (5.10)$$

Considerando que:

$$y_{in} = \frac{I_p}{V_1} \quad (5.11)$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_1} \quad (5.12)$$

e substituindo na eq. (5.10), obtém-se:

$$G_T = \frac{G_v}{y_{in}} \quad (5.13)$$

O método para calcular G_T consiste em determinar G_v e y_{in} .

O circuito da Fig. 5.24 pode ser representado através dos parâmetros y , como se mostra na Fig. 5.25.

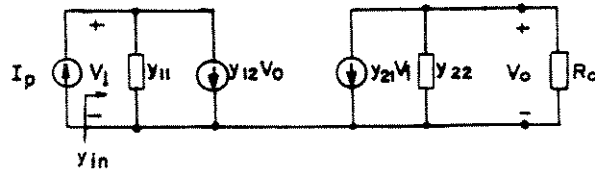


Fig. 5.25

Pode-se determinar da Fig. 5.25 que:

$$G_v = - \frac{y_{21}}{y_{22} + \frac{1}{R_o}} \quad (5.14)$$

$$y_{in} = y_{11} + y_{12} G_v \quad (5.15)$$

Então, para determinar G_v e y_{in} , é preciso conhecer os parâmetros y do circuito. Para determinar esses parâmetros se determinam, primeiramente, os parâmetros S e, posteriormente, através do programa Y.BAS [2], os parâmetros y .

A seguir é explicado como se realizou a medição dos parâmetros S . A disposição dos elementos é mostrada na Fig. 5.26. A entrada de r.f. é feita por uma entrada auxiliar de r.f. que tem os circuitos (Ver Figs. 5.3, 5.6 e 5.9).

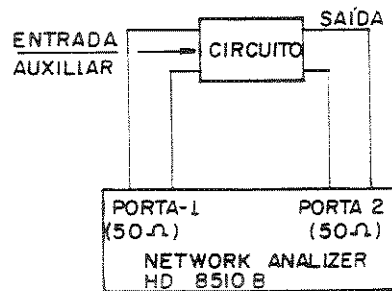


Fig. 5.26

Quando o fotodiodo não está sendo iluminado, por ele só está circulando uma corrente d.c. (Corrente de escuro mais uma pequena corrente devida à iluminação do ambiente), que não influencia a medição. O objetivo de fazer a medição com o fotodiodo ligado (e polarizado) é levar em conta a capacitância C_d . Os parâmetros S medidos do Circuito I, de 50 MHz até 1,3 GHz, são mostrados na Tabela IV. Na Fig. 5.27 se mostra o parâmetro s_{11} na Carta de Smith. Na Fig. 5.28 se mostra o $|s_{21}|$ em função da frequência. Na Fig. 5.29 se mostra a fase de s_{21} em função da frequência. Na Fig. 5.30 se mostra o parâmetro s_{22} na Carta de Smith e, na Fig. 5.31, $|s_{22}|$ em função da frequência. Pode-se observar que s_{22} está quase no centro da carta de Smith; isto implica que a impedância de saída do Circuito I é 50Ω , como foi calculado no Capítulo III. A medição dos parâmetros S se fez nas seguintes condições de polarização: $V_{DS1} = 3 \text{ V}$, $I_{D1} = 10 \text{ mA}$, $V_{DS2} = 3 \text{ V}$, $I_{D2} = 30 \text{ mA}$ e $V_{CC} = 5 \text{ V}$.

Com os parâmetros S medidos, determinam-se os parâmetros y . A determinação de G_T , G_V e y_{in} se fez utilizando as eqs. (5.14), (5.15) e (5.16), com as quais se fez o programa TRANMED.BAS (Ver Apêndice IV). Os resultados são mostrados na Tabela V, onde são determinados $G_T(\text{dB})$, $|G_T|$, $G_V(\text{dB})$, $|G_V|$ e a impedância de entrada formada por uma resistência em paralelo com uma reatância.

FREQ. (GHz)	S11		S21		S12		S22	
	Modulo	Fase	Modulo	Fase	Modulo	Fase	Modulo	Fase
.05	.5985413	-5.07	8.937012	5.00	3.17e-4	-12.90	7.43e-2	-91.28
.75	.5989999	-4.94	8.953125	-2.14	2.20e-4	19.30	5.16e-2	-96.76
.1	.5992737	-5.48	8.918457	-6.59	2.33e-4	61.12	3.53e-2	-101.31
.125	.5992737	-6.47	8.901367	-10.45	2.62e-4	26.02	2.94e-2	-105.63
.15	.6029053	-7.73	8.865723	-14.15	2.60e-4	42.19	2.63e-2	-105.74
.175	.6051941	-8.85	8.824707	-17.47	2.69e-4	29.22	2.21e-2	-107.05
.2	.6073303	-10.12	8.77832	-20.75	2.82e-4	53.59	2.15e-2	-113.14
.225	.612352	-11.75	8.730469	-23.99	3.32e-4	55.91	2.07e-2	-112.99
.25	.6156616	-12.90	8.680176	-27.06	3.35e-4	63.79	1.97e-2	-114.31
.275	.6195984	-14.53	8.62793	-30.07	4.76e-4	47.13	2.11e-2	-118.42
.3	.6246948	-16.09	8.557129	-33.06	4.05e-4	52.48	2.17e-2	-116.95
.325	.6286316	-17.59	8.492188	-36.07	5.72e-4	47.13	1.99e-2	-118.78
.35	.6317139	-19.33	8.414551	-39.15	5.04e-4	60.17	2.06e-2	-123.34
.375	.638855	-20.94	8.349121	-42.01	6.30e-4	51.70	2.05e-2	-124.02
.4	.6430054	-22.59	8.272949	-45.15	5.31e-4	36.61	2.02e-2	-123.06
.425	.647522	-24.33	8.192383	-47.84	6.83e-4	55.69	2.04e-2	-126.12
.450	.65271	-26.15	8.102539	-50.79	6.09e-4	45.93	2.18e-2	-127.54
.475	.6573486	-27.96	8.016113	-53.71	6.2e-4	44.77	2.17e-2	-130.04
.5	.6627197	-29.77	7.936279	-56.48	6.97e-4	52.45	2.24e-2	-130.932
.525	.66757	-31.74	7.835205	-59.2	7.17e-4	46.63	2.27e-2	-133.428
.55	.671875	-33.46	7.742188	-61.86	6.75e-4	35.15	2.25e-2	-136.28
.575	.67849	-35.55	7.655273	-64.54	7.75e-4	43.25	2.26e-2	-137.79
.6	.6813354	-37.44	7.563965	-67.28	7.10e-4	36.09	2.29e-2	-140.12
.625	.6869507	-39.57	7.485352	-69.90	8.40e-4	35.07	2.28e-2	-142.00
.65	.6893921	-41.49	7.377197	-72.61	8.07e-4	25.36	2.35e-2	-142.89
.675	.6942139	-43.44	7.284668	-75.19	8.48e-4	38.94	2.29e-2	-144.60
.7	.6972656	-45.56	7.189697	-77.77	9.47e-4	35.38	2.27e-2	-146.86
.725	.7015686	-47.63	7.086426	-80.25	10.46e-4	31.27	2.33e-2	-144.53
.75	.7050171	-49.61	6.991699	-82.76	8.51e-4	34.37	2.31e-2	-147.39
.775	.7081299	-51.74	6.896484	-85.18	9.27e-4	26.44	2.26e-2	-150.87
.8	.7127686	-53.82	6.819092	-87.53	8.64e-4	28.03	2.20e-2	-150.12
.825	.7148132	-55.84	6.725586	-90.13	9.60e-4	27.96	2.27e-2	-151.68
.85	.7177124	-57.98	6.619385	-92.61	10.92e-4	26.82	2.18e-2	-156.49
.875	.7203674	-60.15	6.534668	-95.04	8.73e-4	23.73	2.18e-2	-153.94
.9	.7225342	-62.24	6.454834	-97.33	8.86e-4	27.02	2.17e-2	-156.51
.925	.7256165	-64.25	6.372314	-99.86	9.51e-4	19.75	2.20e-2	-156.01
.95	.7286682	-66.55	6.28833	-102.02	9.89e-4	21.12	2.02e-2	-156.91
.975	.7311096	-68.69	6.200928	-104.40	8.50e-4	11.80	2.06e-2	-158.37
1	.7320251	-70.71	6.112793	-106.68	8.98e-4	18.53	1.95e-2	-158.77
1.025	.7341003	-73.11	6.029297	-108.97	10.52e-4	13.66	1.89e-2	-159.70
1.05	.7375488	-75.17	5.954346	-111.36	9.72e-4	9.85	1.62e-2	-158.37
1.075	.7376404	-77.11	5.861084	-113.47	9.41e-4	9.78	1.60e-2	-156.58
1.1	.7380371	-79.28	5.761963	-116.00	9.45e-4	27.40	1.26e-2	-148.73
1.125	.7394409	-81.46	5.638428	-118.08	10.11e-4	23.06	1.35e-2	-134.49
1.15	.7408142	-83.44	5.537598	-120.04	10.86e-4	15.88	1.80e-2	-126.05
1.175	.7416992	-85.48	5.466553	-121.78	11.25e-4	26.99	2.18e-2	-125.34
1.2	.7409973	-87.78	5.398193	-123.54	9.28e-4	21.31	2.32e-2	-137.07
1.225	.741333	-89.66	5.339844	-125.53	7.97e-4	20.14	2.39e-2	-139.64
1.25	.744812	-91.64	5.2854	-127.63	10.98e-4	20.11	2.52e-2	-144.02
1.275	.7469482	-93.77	5.220703	-129.60	9.48e-4	12.77	2.36e-2	-146.28
1.3	.7483521	-95.81	5.163574	-131.56	10.60e-4	10.65	2.23e-2	-147.41

Tabela IV

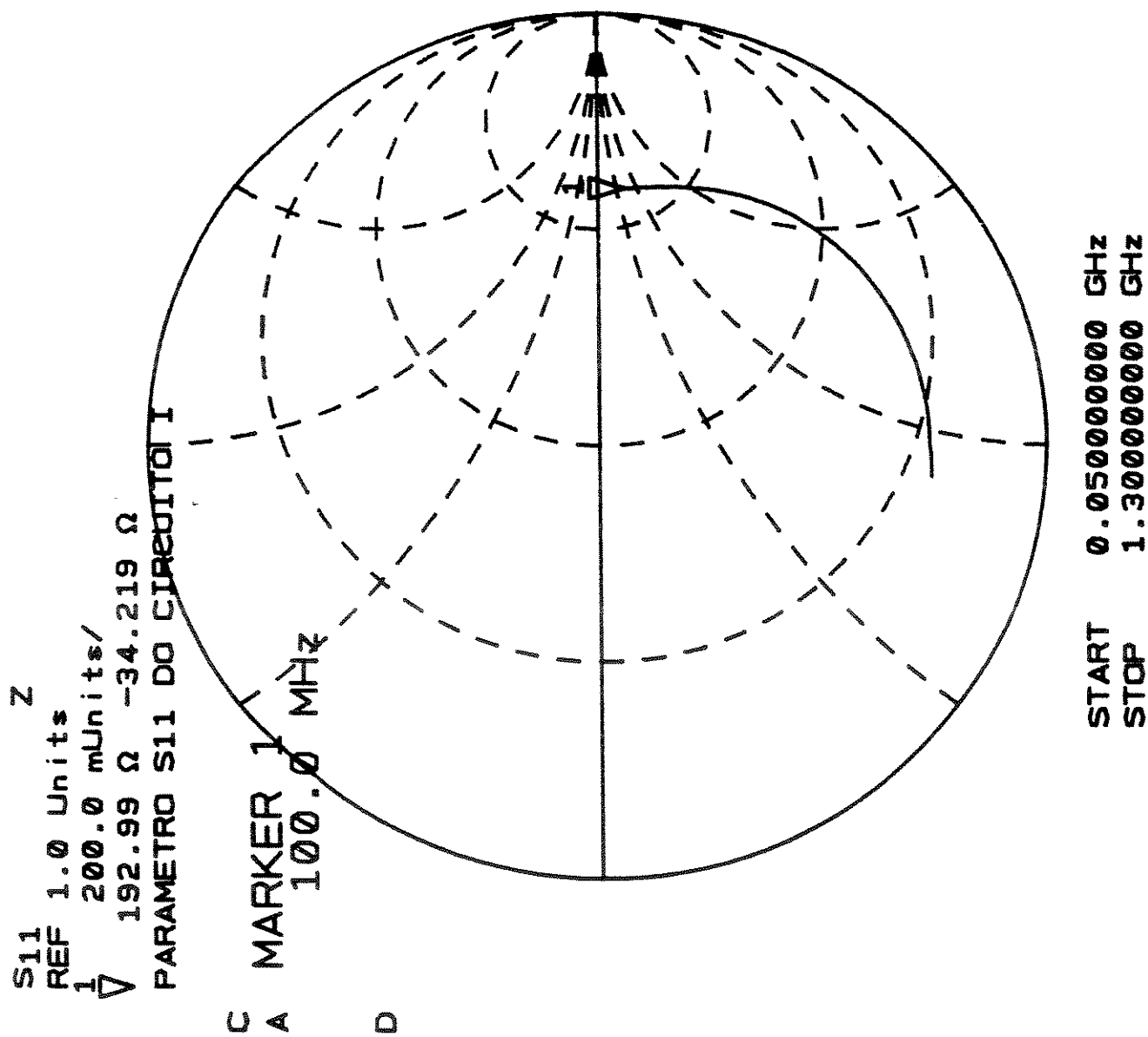


Fig 5.27

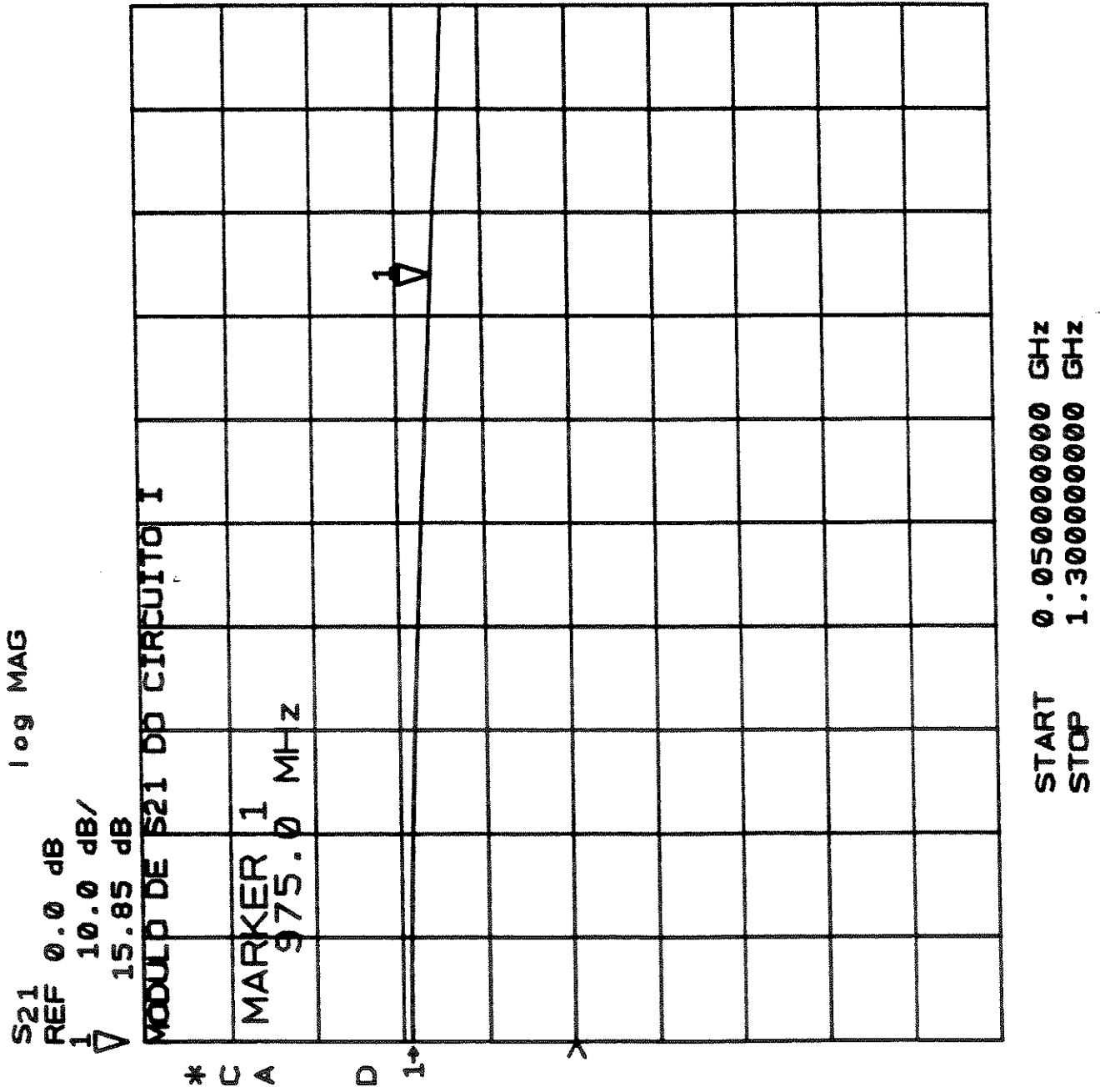
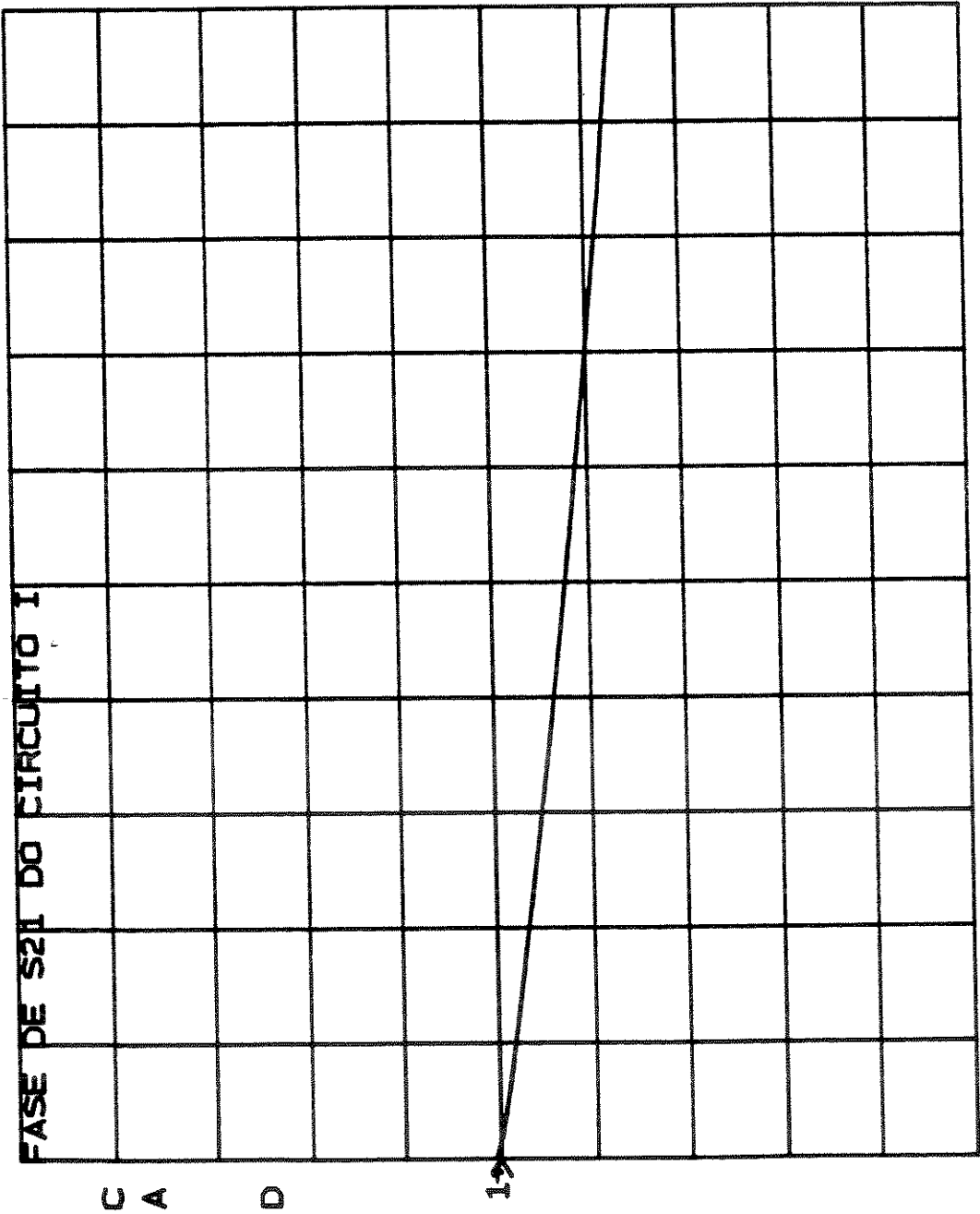


Fig. 5.28

S21 ∠
REF 0.0 °
100.0 %



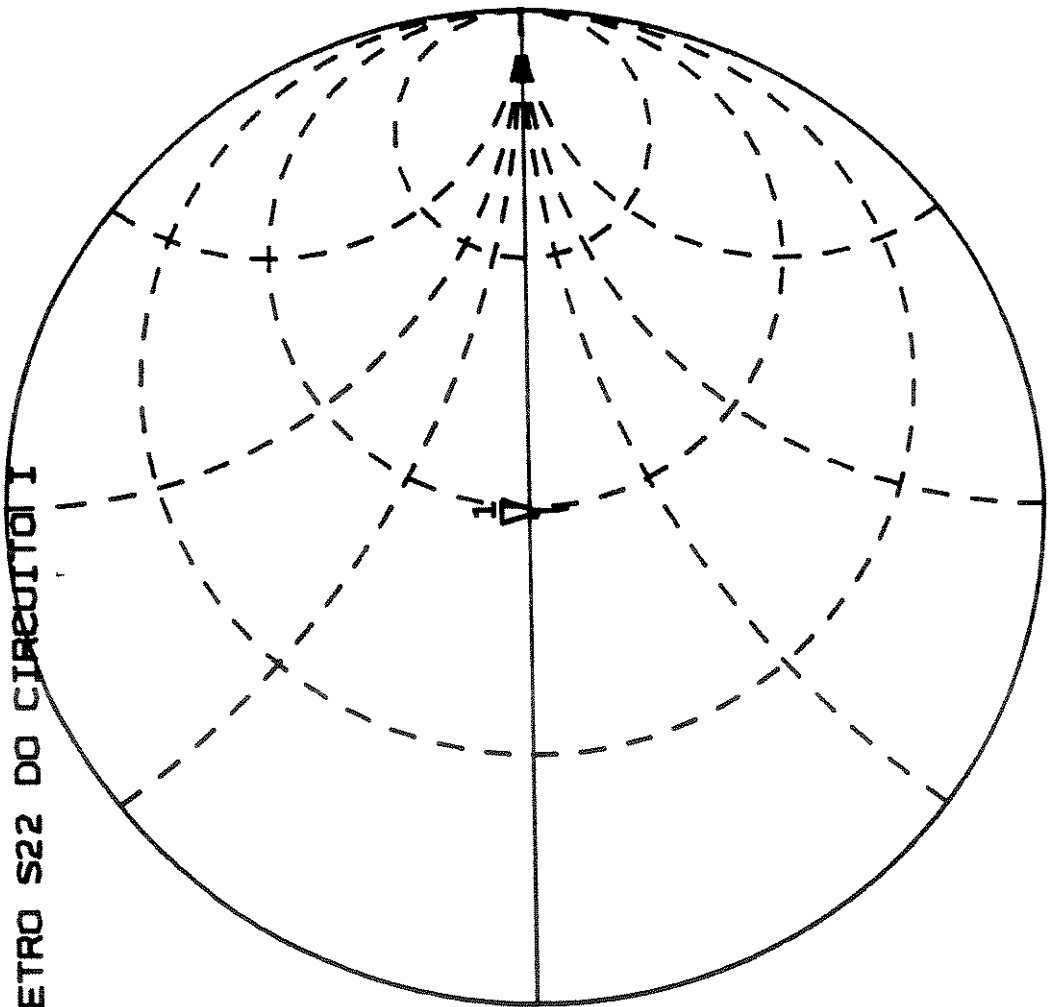
START 0.050000000 GHz
STOP 1.300000000 GHz

Fig. 5.29

S22 Z
REF 1.0 Units
200.0 mUnits/

PARAMETRO S22 DO CIRCUITO I

C
A
D



START 0.050000000 GHz
STOP 1.300000000 GHz

Fig. 5.30

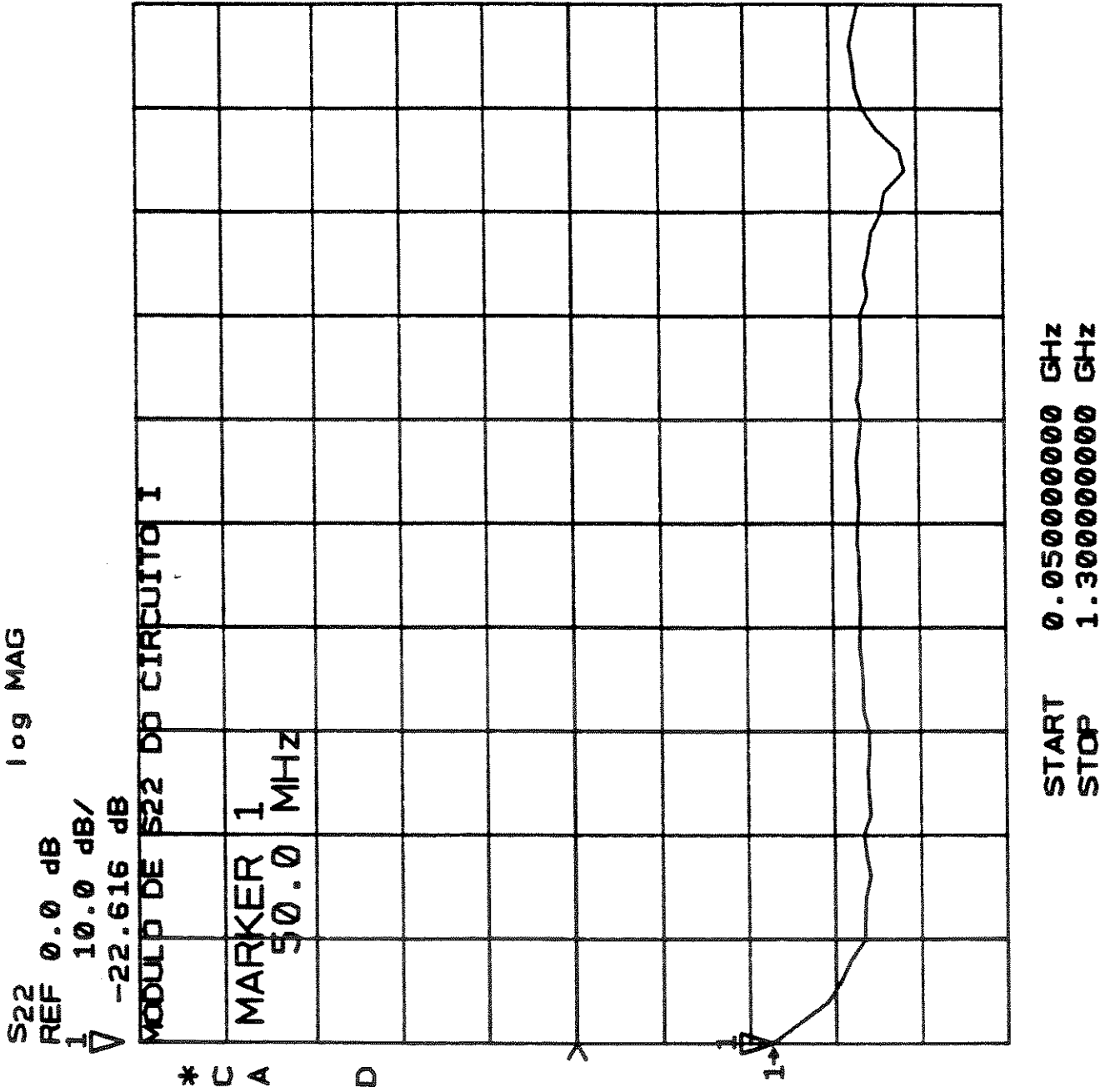


Fig. 5.31

FREQ(GHz)	LOTRAN	NGTRAN	LMGV	NGV	RIN1	XIN1
.05	60.80603	1097.239	14.95734	5.595861	198.7267	-1205.531
.75	60.83745	1101.216	14.97009	5.604083	199.0295	-1237.05
.1	60.78255	1094.279	14.93665	5.582548	199.1195	-1114.894
.125	60.70988	1085.161	14.92366	5.574206	198.9513	-944.0694
.15	60.66404	1079.448	14.87469	5.542865	200.9684	-788.7004
.175	60.58172	1069.267	14.82781	5.513034	202.1521	-687.9744
.2	60.46497	1054.991	14.77801	5.481515	203.1698	-600.8133
.225	60.34666	1040.717	14.71464	5.441669	205.913	-516.0399
.25	60.22647	1026.416	14.65558	5.404791	207.6851	-469.1436
.275	60.04135	1004.772	14.59611	5.367912	209.6635	-415.4841
.3	59.8431	982.0983	14.51241	5.316432	212.4366	-374.0914
.325	59.62176	957.3876	14.44127	5.273072	214.4147	-341.3159
.35	59.32332	925.0517	14.36549	5.227268	215.6022	-309.8081
.375	59.09164	900.7034	14.28065	5.176453	219.7683	-284.8474
.4	58.78939	869.8998	14.20214	5.129877	221.7055	-263.2386
.425	58.45897	837.4298	14.11962	5.081374	223.8027	-243.5879
.45	58.09958	803.487	14.02631	5.027078	226.304	-225.7696
.475	57.73111	770.1146	13.94067	4.977757	228.3307	-210.3615
.5	57.36754	738.5451	13.85982	4.931638	230.0935	-196.7548
.525	56.94416	703.4092	13.76294	4.876936	232.8051	-183.7427
.55	56.56674	673.4995	13.67378	4.827129	234.4644	-173.6083
.575	56.14047	641.245	13.58936	4.780442	237.5977	-162.5165
.6	55.73069	611.694	13.51613	4.740305	237.612	-153.6781
.625	55.30589	582.4983	13.45137	4.705099	239.6303	-144.5932
.65	54.87855	554.5331	13.36443	4.658238	238.9828	-137.2885
.675	54.47162	529.1526	13.28609	4.616411	240.3225	-130.4142
.7	54.03977	503.4873	13.22031	4.581585	239.6339	-123.6639
.725	53.61124	479.2493	13.13857	4.53867	240.0343	-117.5805
.75	53.21165	457.7017	13.07016	4.503065	239.6589	-112.2363
.775	52.79694	436.3619	13.00963	4.471793	238.5348	-106.9385
.8	52.41587	417.6314	12.96465	4.448694	238.7963	-102.0978
.825	52.03235	399.5927	12.91153	4.421569	236.5545	-97.79144
.85	51.62188	381.1483	12.84425	4.387456	234.7131	-93.51327
.875	51.24305	364.8818	12.8097	4.370037	232.4011	-89.47011
.9	50.88809	350.2712	12.78311	4.35668	229.6422	-85.83082
.925	50.54207	336.5921	12.74744	4.338822	227.7813	-82.5095
.95	50.16825	322.4128	12.72603	4.328141	225.0225	-78.94341
.975	49.81496	309.5621	12.69802	4.314205	221.9126	-75.82751
1	49.48316	297.9601	12.67234	4.301469	217.5543	-73.07233
1.025	49.12236	285.8366	12.67068	4.300647	213.1296	-69.95195
1.05	48.80752	275.6613	12.6602	4.295465	210.6843	-67.37673
1.075	48.49317	265.8634	12.63367	4.282366	205.4478	-65.1281
1.1	48.15231	255.632	12.61245	4.271915	199.7867	-62.71962
1.125	47.77333	244.7183	12.5523	4.242434	194.8677	-60.38992
1.15	47.44849	235.7352	12.51601	4.224747	190.3916	-58.36128
1.175	47.17055	228.3115	12.53486	4.233924	185.273	-56.36452
1.2	46.88764	220.9949	12.58621	4.259026	178.133	-54.24078
1.225	46.65258	215.0943	12.62386	4.277529	172.989	-52.554
1.25	46.40689	209.0953	12.66572	4.298193	169.8029	-50.77565
1.275	46.14297	202.8376	12.71193	4.321121	165.0996	-48.96163
1.3	45.90387	197.3302	12.77218	4.3512	160.0407	-47.28911

Tabela V

Na Fig. 5.14, determinou-se a resposta em frequência do Circuito I. Da eq. (5.8), pode-se inferir que é preciso determinar a constante $K(\text{dB})$ para ter uma relação direta entre $G(\text{dB})$ e $G_T(\text{dB})$. Na Tabela V, determinou-se $G_T(\text{dB})$ entre 50 MHz e 1,3 GHz. Para determinar a constante $K(\text{dB})$, considera-se que, para 50 MHz, $G_T(\text{dB}) \cong 60,8$ (Ver Tabela V) e, da Fig. 5.14, $G(\text{dB}) \cong 15,3$, o que implica que $K(\text{dB}) = 45,5 \text{ dB}$.

Na Fig. 5.32, mostra-se o ganho de transimpedância em função da frequência. A curva cheia mostra a resposta em frequência obtida na Fig. 5.14 que, agora, representa o ganho de transimpedância. Os pontos representam o ganho de transimpedância determinado na Tabela V. Pode-se observar que a diferença entre a curva e os pontos é pequena. Finalmente, nesta figura, mostra-se o ganho de transimpedância teórico determinado na Tabela VI. Deve-se observar que $C_d = 0,82 \text{ pF}$, considerando $V_{CC} = 5 \text{ V}$.

Comparando os resultados das Tabelas V e VI, pode-se observar que $|G_V|$ calculado através dos parâmetros S medidos, é, aproximadamente, 3 dB menor que o $|G_V|$ teórico. Isto, provavelmente, deve-se a uma diferença entre os parâmetros S dos transistores usados e os parâmetros S fornecidos pelo fabricante, especialmente o parâmetro s_{21} . A diferença entre a banda teórica e a medida, deve-se, fundamentalmente, a que o ganho de tensão do primeiro estágio é menor que o teórico. Isto pode ser inferido comparando as resistências paralela de entrada da Tabela V e VI. Deve-se lembrar que a resistência paralela de entrada é dada, aproximadamente, por:

$$R_{in} \cong \frac{R_f}{1 + |G_V^I|}$$

Como se observa, os valores teóricos (Tabela VI) são maiores que os calculados através da medição dos parâmetros S (Tabela V). Isto implica que o ganho de tensão teórico do primeiro estágio é maior que o real.

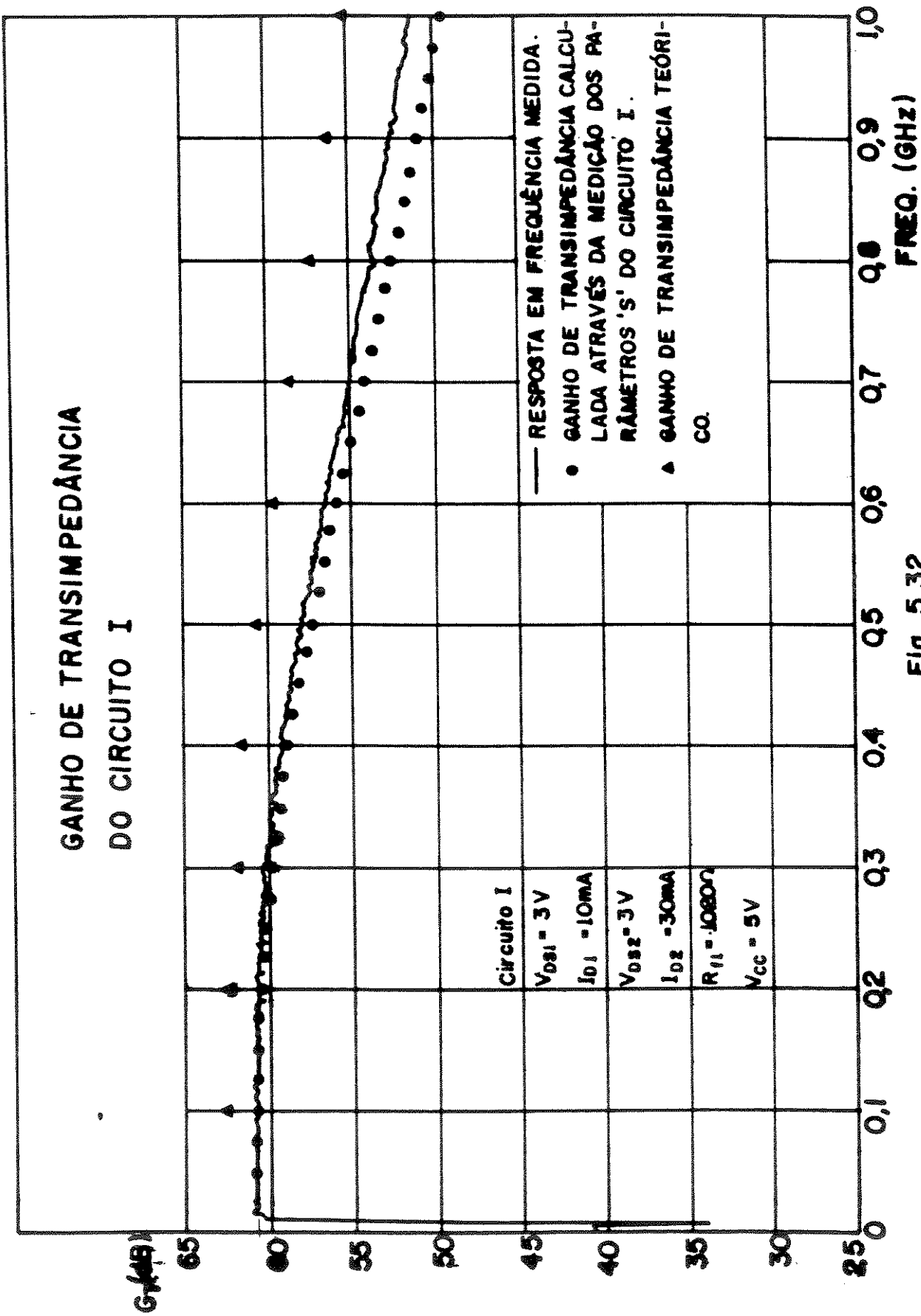


Fig. 5.32

CARACTERISTICAS DO CIRCUITO ANALISADO

$C_D = .82 \text{ pF}$ $R_{G1} = 5600 \text{ ohms}$ $C_{G1} = .1 \text{ pF}$ $R_{F1} = 1000 \text{ ohms}$ $C_{F1} = .05 \text{ pF}$ $R_{D1} = 200 \text{ OHMS}$ $C_{D1} = .1 \text{ PF}$
 $R_{G2} = 47000 \text{ ohms}$ $C_{G2} = .1 \text{ pF}$ $R_{F2} = 20000 \text{ ohms}$ $C_{F2} = .1 \text{ pF}$ $R_{D2} = 68 \text{ ohms}$ $C_{D2} = .1 \text{ pF}$ $R_{OUT} = 50 \text{ ohms}$
 $V_{DS1} = 3 \text{ V}$ $I_{D1} = 10 \text{ mA}$ $V_{DS2} = 3 \text{ V}$ $I_{D2} = 30 \text{ mA}$

FREQ	1MGTRAN	MGTRAN	FGTRAN	LMGV	MGV	FGV
.1	62.52333	1337.107	-14.13807	17.98631	7.93077	-7.466965
.2	62.27159	1298.912	-29.52277	17.50145	7.500197	-15.01553
.3	61.82999	1234.523	-46.50453	17.22572	7.265841	-24.6646
.4	61.60055	1202.34	-59.24981	17.27399	7.306335	-29.11688
.5	60.6994	1083.852	-76.46953	16.67162	6.816807	-40.93288
.6	59.72306	968.6184	-83.8377	16.43863	6.636387	-40.29459
.7	58.6401	855.0769	263.4041	16.1403	6.412319	-46.15026
.8	57.27352	730.5943	250.606	15.49666	5.954329	-52.88433
.9	56.15584	642.3803	242.6569	15.24672	5.785434	-57.4612
1	55.1055	569.2134	231.6607	14.62191	5.383881	-64.37798
1.1	53.34915	465.0048	225.4274	13.81011	4.903491	-66.85945
1.2	52.04278	400.073	222.7125	13.42263	4.689553	-68.12499

GANHOS DE TENSAO

FREQ	LMGV1	MGV1	FGV1	LMGV2	MGV2	FGV2
.1	13.43238	4.694819	174.1554	4.553931	1.68926	178.3776
.2	13.06267	4.499181	167.3766	4.438786	1.667014	177.6079
.3	12.79432	4.362304	160.5192	4.431401	1.665597	174.8162
.4	12.63567	4.283348	154.784	4.638325	1.705753	176.0991
.5	12.01161	3.986398	146.7023	4.660000	1.710017	172.3649
.6	11.96802	3.966441	146.1933	4.470614	1.673134	173.5122
.7	11.32881	3.685026	141.0905	4.81149	1.740101	172.7592
.8	10.77039	3.455567	135.6567	4.726272	1.723112	171.4589
.9	10.47375	3.339548	133.6244	4.772964	1.7324	168.9144
1	9.86271	3.112687	128.0096	4.7592	1.729657	167.6124
1.1	9.234491	2.895507	126.1171	4.575614	1.693483	167.0235
1.2	8.692572	2.720374	124.298	4.730055	1.723863	167.577

IMPEDANCIAS DO CIRCUITO

FREQ	RZIN1	IZIN1	RZIN2	IZIN2	RZOUT1	IZOUT1	RZOUT2	IZOUT2
.1	169.7467	-1451.3	6165.469	-1346.929	29.22864	56.32234	52.40018	-2416.797
.2	178.8873	-691.345	5999.923	-673.5885	50.50885	62.87766	52.13622	-1387.955
.3	183.0456	-456.7232	4951.482	-484.1708	66.29651	91.03921	52.31957	-589.2846
.4	190.2744	-327.8062	4893.613	-313.0869	75.19003	117.6601	52.38275	-431.5261
.5	195.3895	-273.5557	1976.932	-264.413	79.42779	157.4914	51.49433	-200.5143
.6	201.3581	-211.8677	3862.11	-240.489	83.05061	191.0485	51.75318	-249.5135
.7	209.4019	-172.9513	2095.618	-194.4937	80.59946	274.5742	49.28539	-197.7216
.8	222.3641	-147.1256	1805.428	-169.7338	87.08033	484.4225	49.51242	-167.4857
.9	221.2789	-128.3641	1480.665	-154.5661	83.69915	516.1975	47.17878	-165.4511
1	240.8451	-117.6691	1412.767	-141.3742	87.11286	1805.623	46.8053	-139.435
1.1	250.0535	-102.4876	1289.87	-124.6518	88.14229	17946.55	46.08187	-146.6632
1.2	239.829	-91.28203	899.8893	-113.2191	86.99636	-1056.03	45.56601	-133.0054

Tabela VI

5.3.3 Medição do ganho de inserção do pré-amplificador

A medição do ganho de inserção do pré-amplificador (sem estar o fotodiodo ligado) é feita em dois passos. Primeiramente, mede-se a potência entregue à carga (Analizador de Espectro) pelo "Sweep Oscillator", sem estar o pré-amplificador inserido, como é mostrado na Fig. 5.33 (pode-se inserir um atenuador para fazer a medição). O resultado desta medição é armazenado na memória do Analizador de Espectro. Posteriormente, insere-se o pré-amplificador e se mede a potência entregue à carga, como se mostra na Fig. 5.34. Finalmente, no Analizador de Espectro se desconta a potência medida no passo anterior e se obtém, diretamente, o ganho de inserção.



Fig. 5.33

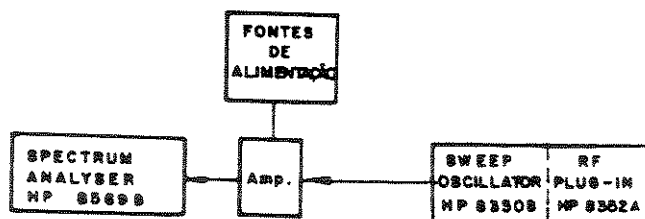


Fig. 5.34

(a) Ganho de inserção do amplificador do Circuito I

Na fig. 5.35, mostra-se o ganho de inserção do Circuito I, na condição de polarização indicada na figura. A frequência de corte de 3 dB é 1,085 GHz. Na mesma figura, indica-se o ganho teórico determinado na Fig. 3.43. Pode-se observar que o ganho de inserção teórico é maior que o calculado (aproximadamente em 3 dB), mas a frequência de corte superior teórica (1,06 GHz) está muito perto da determinada experimentalmente.

Na Fig. 5.36, mostra-se o ganho de inserção para duas condições de polarização que estão indicadas na figura. Pode-se observar que quando $V_{DS1} = 1$ V, $I_{D1} = 20$ mA, a frequência de corte superior é maior que 1,8 GHz. Entretanto, quando $V_{DS1} = 4$ V, $I_{D1} = 5$ mA, a frequência de corte superior é 0,885 GHz. Na figura, pode-se observar que existe uma diferença no ganho de inserção. Isto se deve a que, quando diminui I_{D1} , o ganho do primeiro estágio diminui.

(b) Ganho de inserção do amplificador do Circuito II

Na Fig. 5.37, mostra-se o ganho de inserção para a condição de polarização indicada na figura, obtendo-se uma frequência de corte superior de, aproximadamente, 1,74 GHz. Resulta difícil determinar com precisão a frequência de corte superior já que para frequências superiores a 1,74 GHz o ganho volta a aumentar.

Na Fig. 5.38, mostra-se o ganho de inserção para as condições de polarização indicadas na figura. Pode-se observar que a frequência de corte superior é 1,24 GHz.

Na Figs. 5.39 e 5.40, mostra-se o ganho de inserção para as condições indicadas na figura. Pode-se observar que a frequência de corte superior é, aproximadamente, de 3,66 GHz.

CIRCUITO I

193

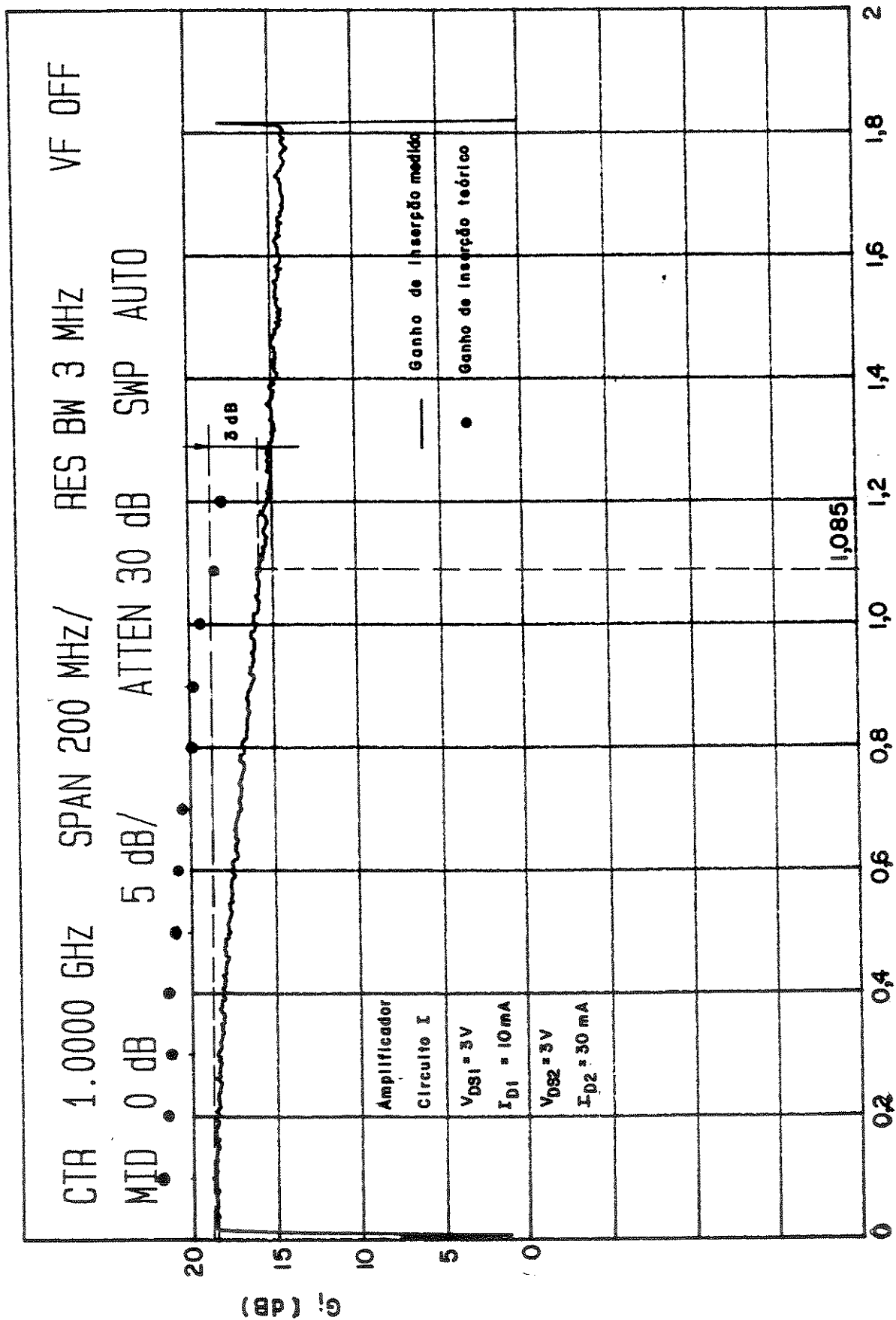


Fig. 5.35

CIRCUITO I

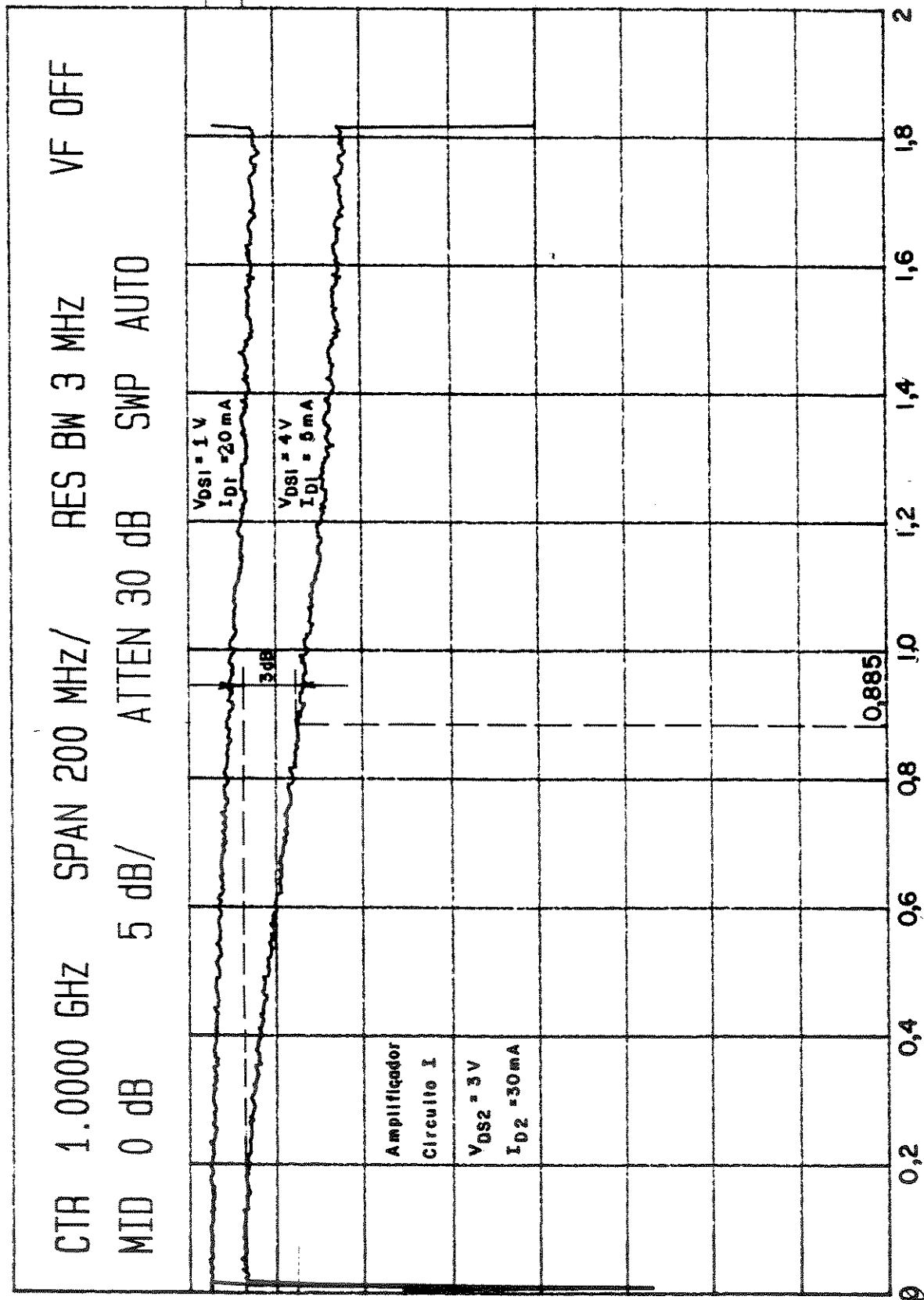


Fig. 5.36

CIRCUITO II

195

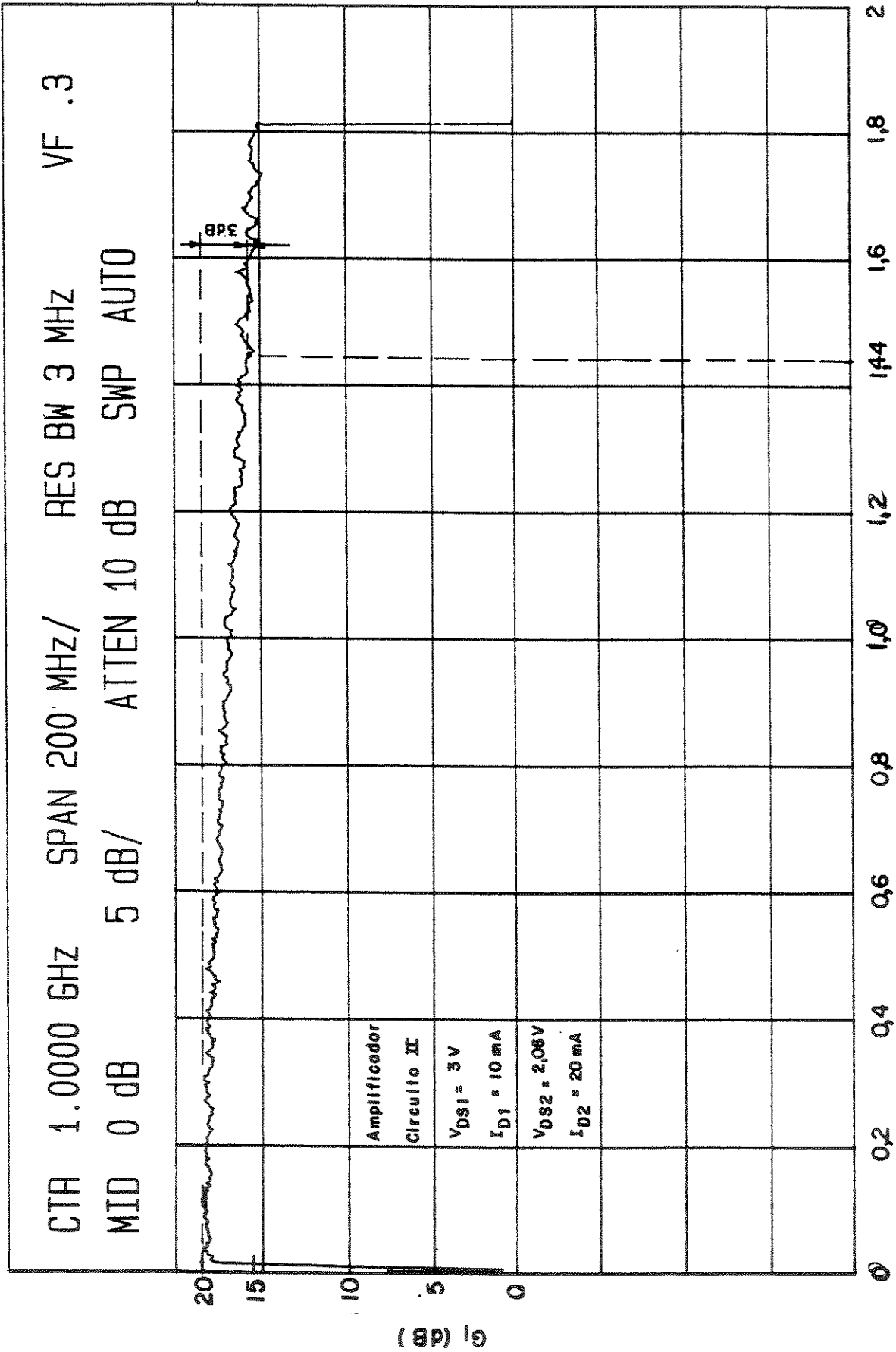
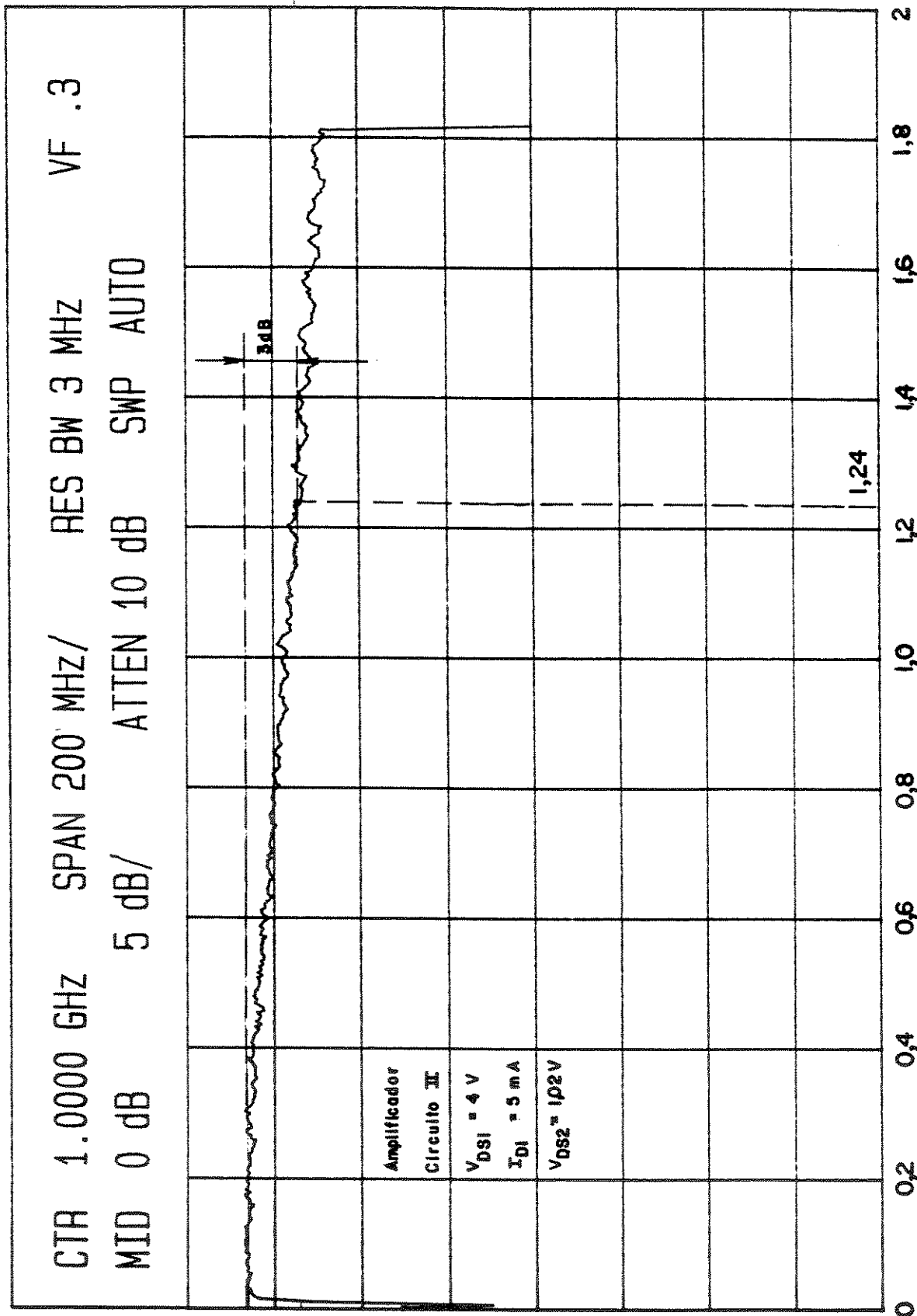


Fig. 5.37

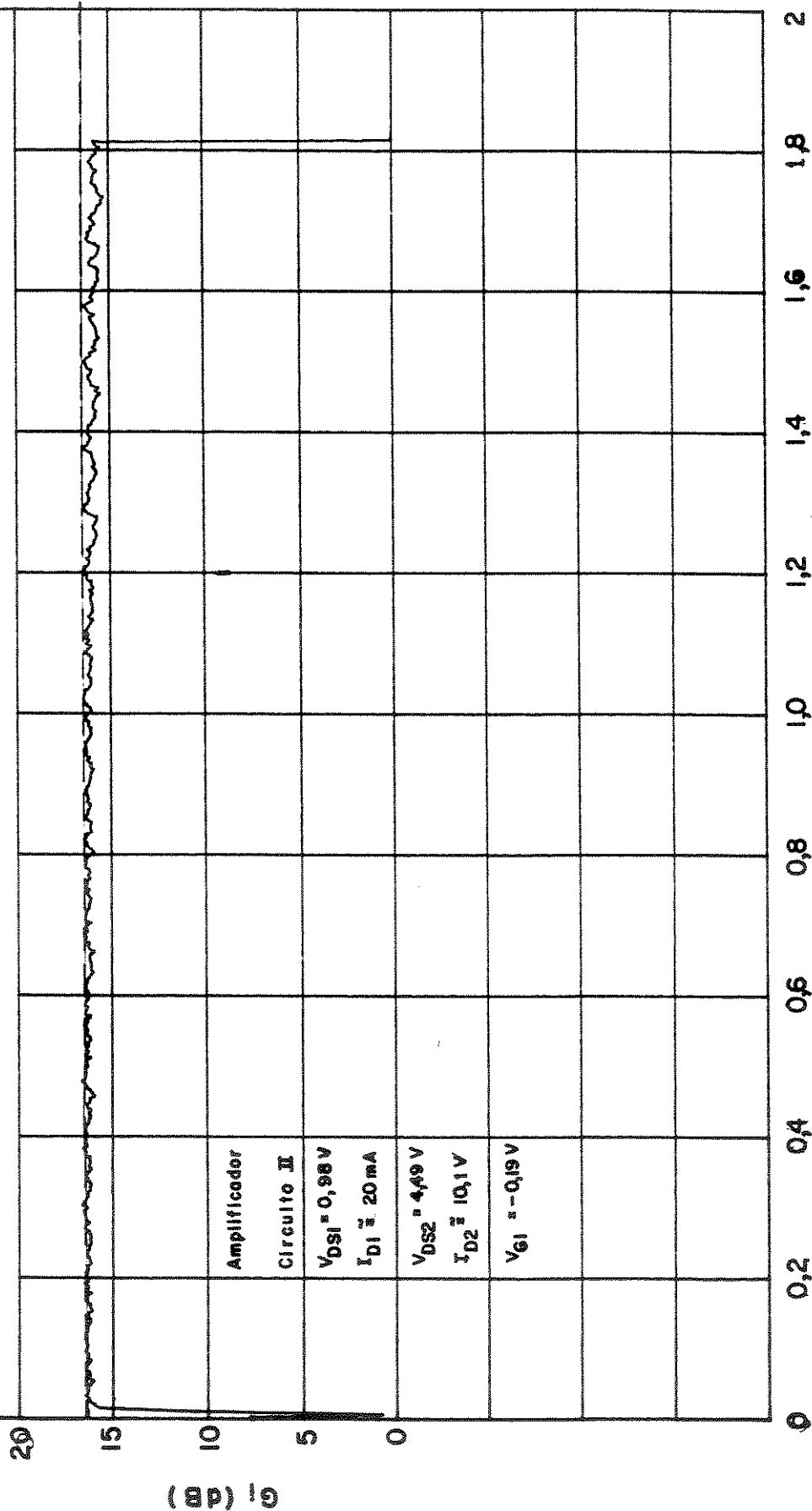
CIRCUITO II



FREQ. (GHz)
 Fig. 5.38

CIRCUITO II

CTR 1.0000 GHz SPAN 200 MHz/ RES BW 3 MHz VF .3
 MID 0 dB 5 dB/ ATTEN 10 dB SWP AUTO



Amplificador

Circuito II

$V_{DS1} = 0.98 \text{ V}$

$I_{D1} \approx 20 \text{ mA}$

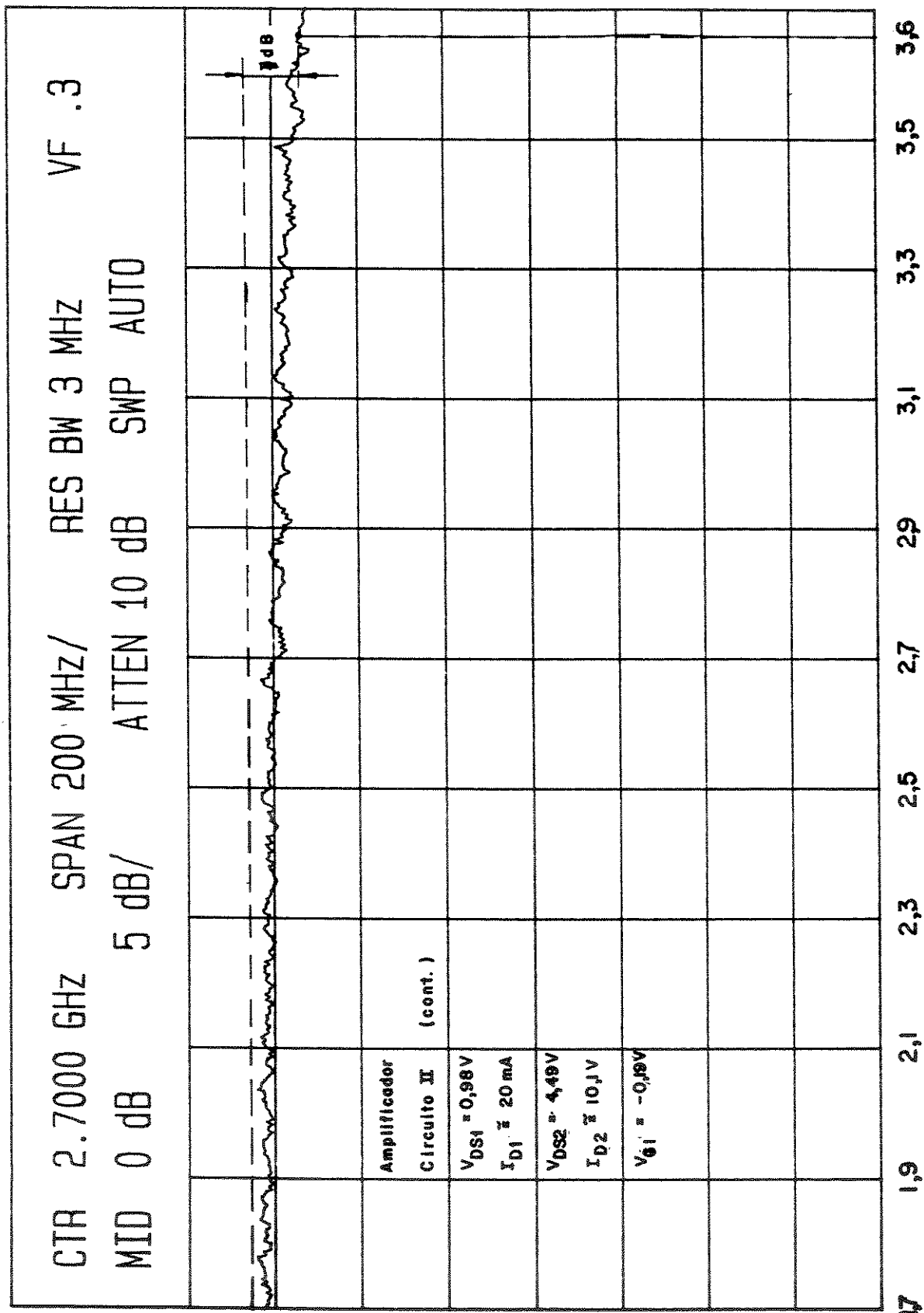
$V_{DS2} = 4.49 \text{ V}$

$I_{D2} \approx 10.1 \text{ V}$

$V_{G1} = -0.19 \text{ V}$

FREQ (GHz)
Fig. 5.39

CIRCUITO II



FREQ. (GHz)

Fig. 5.40

(c) Ganho de inserção do amplificador do Circuito III

Na Fig.5.41, mostra-se o ganho de inserção do Circuito III para diferentes condições de polarização. Pode-se observar que a pior frequência de corte superior corresponde , como nos casos anteriores, quando $V_{DS1} = 4$ V, $I_{D1} = 5$ mA. Em esta condição a f_c é de 780 MHz. Para as outras condições de polarização as frequências de corte são maiores que 1 GHz.

Das medições de ganho de inserção feitas nos amplificadores dos circuitos, pode-se concluir que a segunda frequência de corte dos conjuntos PIN/pre-amplificador está suficientemente distante da primeira e por tanto, tem pouca influencia na determinação da banda dos circuitos.

Referências Bibliográficas

- [1] J. S. Pereira, Daniel Pataca, Wilson Carvalho, "Modelamento dos Componentes Parasitas que Afetam a Resposta em Frequência de Lasers InGaAs/InP-DCPBH", III Simpósio Brasileiro de Microondas, UFRN, Natal, RN, Julho 1988, pp. 281-286.
- [2] R. E. Saad, R. F. Souza, "Programas Computacionais Utilizados na Tese de Mestrado"Projeto e Otimização de Pré-amplificadores de Transimpedância para Recepção Óptica em 1 Gbit/s" ", Relatório Técnico, Pub. FEE 014/89 , UNICAMP.

CIRCUITO III

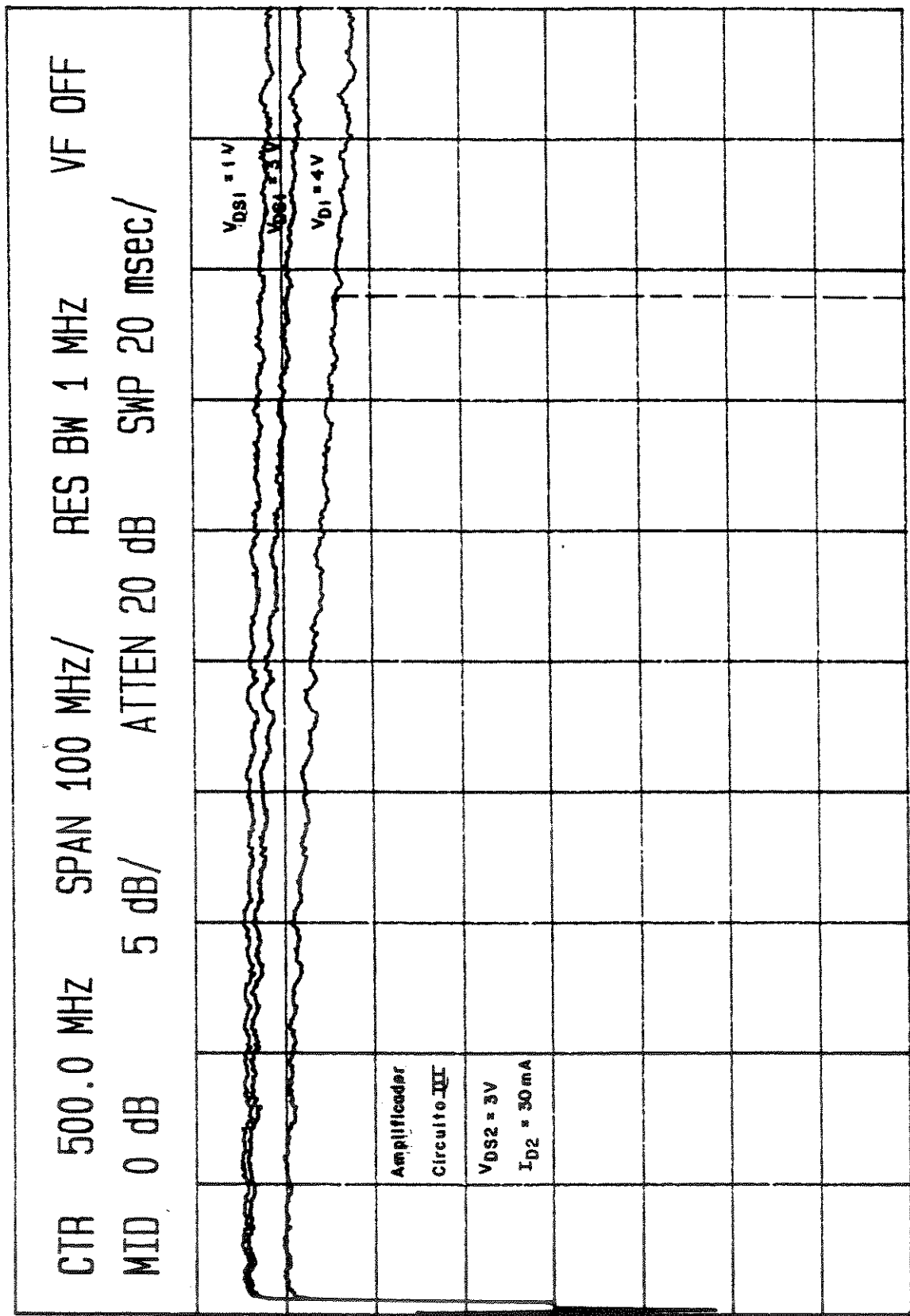


Fig. 5.41

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

Nos capítulos anteriores foram projetados, implementados e medidos três conjuntos PIN / pré-amplificador para a transmissão de taxas de bits da ordem de 1 Gbit/s. Os pré-amplificadores são do tipo de transimpedância formados por dois MESFETs de GaAs, sendo que o primeiro determina a configuração de transimpedância e o segundo atua como "buffer". As configurações são similares e foram projetadas visando uma implementação futura na forma de circuitos de filme fino (circuito I e III) ou como circuito integrado de GaAs (circuito II). O estudo analítico previu resultados bastante próximos aos experimentais. Para a medição do ganho de transimpedância foi utilizado um novo método baseado na medição dos parâmetros S.

No que se refere ao projeto dos circuitos, mostrou-se a influência da capacitância parasita do resistor de realimentação na estabilidade dos transistores. A medida que a capacitância paralela aumenta diminui a estabilidade dos transistores realimentados.

Para o Circuito II, determinou-se um método para acoplar diretamente dois estágios utilizando MESFETs de GaAs.

Os circuitos desenvolvidos podem ser usados no sistema ELO 565 a ser instalado nos próximos anos no Brasil.

Para melhorar a sensibilidade e a faixa dinâmica do circuito I, mudou-se a configuração da polarização da porta do primeiro estágio de amplificação. A modificação pode ser aplicado ao Circuito II, mesmo que este seja implementado como circuito integrado.

Uma outra utilização dos pré-amplificadores é como simples amplificadores de banda larga. Para isso, deve-se colocar um resistor de realimentação no primeiro estágio da ordem de $200\ \Omega$ que dá uma impedância de entrada do primeiro estágio de $50\ \Omega$. A figura de ruído nessas condições é de aproximadamente 6 dB. Deve-se observar que para o pré-amplificador do Circuito II se obteve, em uma condição de polarização, uma banda de 3,66 GHz.

Um possível desenvolvimento futuro seria a constuição de um amplificador de transimpedância constituído por mais de um estágio de amplificação (por exemplo, três estágios). Com isto se conseguiria aumentar o ganho de tensão do circuito, o que permitiria a utilização de um resistor de realimentação de valor mais elevado, se comparado com um pré-amplificador de transimpedância de um só estágio de amplificação (ver eq. (2.46)). Isto traz associado um aumento da sensibilidade do circuito. Um circuito com mais estágios de amplificação traz o problema de ocupar um espaço físico maior com o conseqüente aumento do atraso de fase entre entrada e saída. Este problema deve ser considerado no projeto de um novo pré-amplificador com mais estágios de amplificação.

Um outro possível desenvolvimento é a implementação do Circuito II, como circuito integrado. Poderia-se começar construindo só o pré-amplificador, ligando exteriormente o fotodiodo.

APENDICE I

CARACTERÍSTICAS DO MESFET NE71084

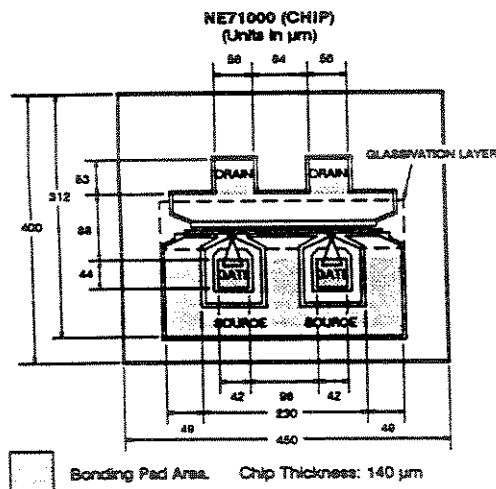
NECTMLOW NOISE
Ku-K BAND GaAs MESFETNE710
SERIES

PRELIMINARY

FEATURES

- VERY HIGH f_{MAX}: 90 GHz
- LOW NOISE FIGURE
- HIGH ASSOCIATED GAIN
- 0.3 MICRON RECESSED GATE
- N+ CONTACT LAYER (Triple Epitaxial Technology)
- PROVEN RELIABILITY AND STABILITY

OUTLINE DIMENSIONS

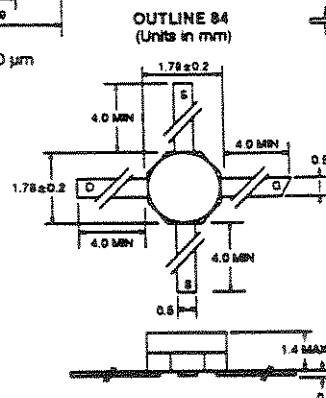
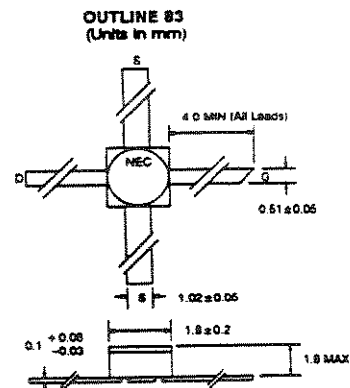


DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The NE710 series features a low noise figure and high associated gain thru K-band by employing a recessed 0.3 micron gate and triple epitaxial technology.

The device is available in chip form (NE71000). The surface of the device, except for the bonding pads, is passivated with SiO_2 and SiN_x for scratch protection as well as surface stabilization. The NE71083 is a low cost device for industrial and military applications, and the NE71084 is a low cost device for consumer applications.

Several versions of NE71083 and NE71084 are available. Noise figure and gain of the NE71083 and NE71084 are specified at 12 GHz. The noise figure and gain of the NE71083-06, -07, -08 and the NE71084-06, -08 are specified at 4 GHz.



NE710 SERIES

PERFORMANCE SPECIFICATIONS (TA = 25°C)

PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE OUTLINE		NE71000 CHIP			NE71083 2SK406 83			NE71083-06 2SK406-06 83			NE71083-07 2SK406-07 83			NE71083-08 2SK406-08 83			NE71084 2SK509 84			NE71084-08 2SK509-08 84			NE71084-08 2SK509-08 84						
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN			TYP			MAX			MIN			TYP			MAX			MIN			TYP			MAX		
			TYP			MAX			MIN			TYP			MAX			MIN			TYP			MAX					
f _{max}	Maximum Frequency of Oscillation at V _{DS} = 3 V, I _{DS} = 30 mA	GHz			90									90											90				
MAG	Maximum Available Gain ² at V _{DS} = 3 V, I _{DS} = 20 mA																												
	f = 4 GHz	dB			17.0																								
	f = 8 GHz	dB			15.0																								
	f = 12 GHz	dB			12.0																								
	f = 18 GHz	dB			8.5																								
N _F opt	Optimum Noise Figure ³ at V _{DS} = 3 V, I _{DS} = 10 mA	dB																											
	f = 4 GHz	dB			0.6																								
	f = 8 GHz	dB			1.0																								
	f = 12 GHz	dB			1.5																								
	f = 18 GHz	dB			2.1																								
	f = 26 GHz	dB			3.5																								
G _A	Associated Gain at Optimum Noise Figure at V _{DS} = 3 V, I _{DS} = 10 mA																												
	f = 4 GHz	dB			13.0																								
	f = 8 GHz	dB			11.0																								
	f = 12 GHz	dB			8.0																								
	f = 18 GHz	dB			7.0																								
	f = 26 GHz	dB			5.5																								
P _{1dB}	Output Power at 1 dB Compression Point at V _{DS} = 3 V, I _{DS} = 10 mA																												
	f = 4 GHz	dBm			14.5																								
	f = 12 GHz	dBm																											

Notes:

1. Electronic Industrial Association of Japan.
2. Gain Calculations: $MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1})$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}| |S_{21}|}$, $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$
3. Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening test with the fixture tuned for the "generic" type but not for each specimen.

NE710 SERIES

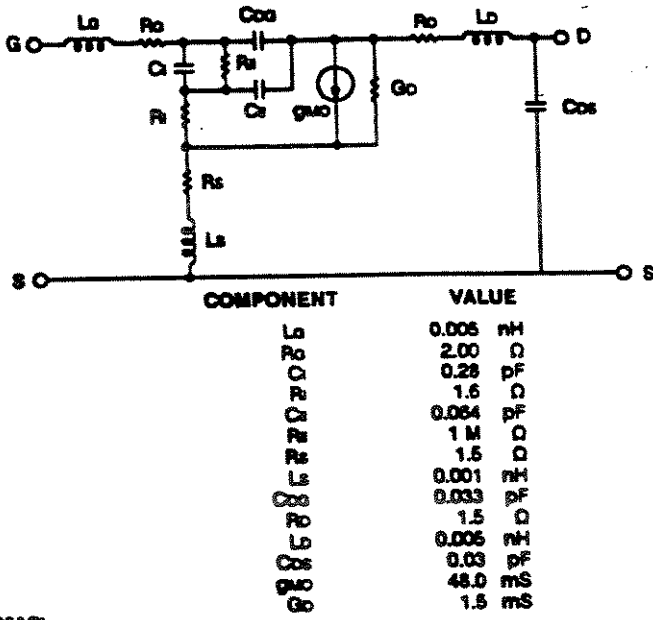
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TA = 25°C)

PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE71000 CHIP			NE71083 28K408 83			NE71084 28K809 84		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
IdS	Drain Current at Vds = 3 V, Vgs = 0	mA	20	40	120	20	40	120	20	40	120
Vp	Pinch-off Voltage at Vds = 3 V, IdS = 0.1 mA	V	-0.5	-1.1	-3.5	-0.5	-1.1	-3.5	-0.5	-1.1	-3.5
gm	Transconductance at Vds = 3 V, IdS = 10 mA	mS	20	50	100	20	50	100	20	50	100
Igs	Gate to Source Leakage Current at Vgs = -5 V	μA		1.0	10		1.0	10		1.0	10
Rth	Thermal Resistance (Channel-to-Case)	°C/W			190 ²			450			450
Pr	Total Power Dissipation	mW			400			270			270

Notes:

- 1. Electronic Industries Association of Japan.
- 2. Rth for chip mounted on a copper heatsink.

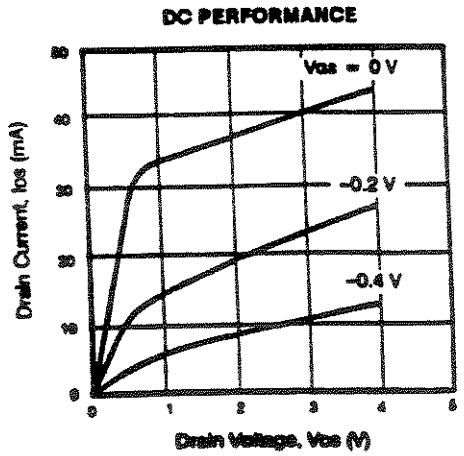
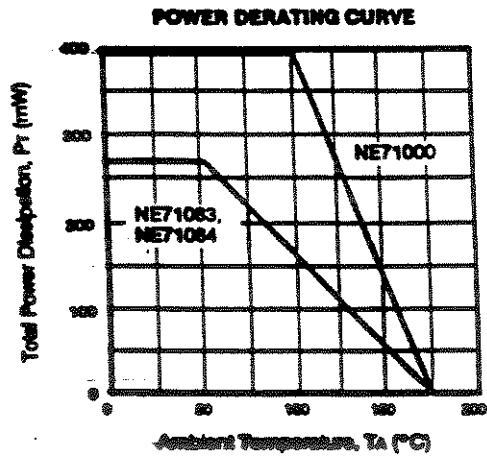
EQUIVALENT CIRCUIT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (TA = 25°C)

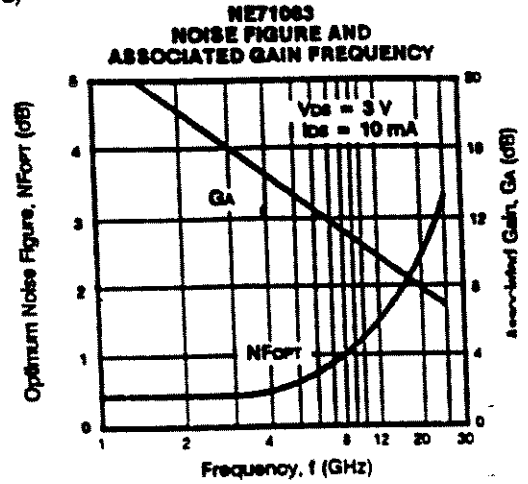
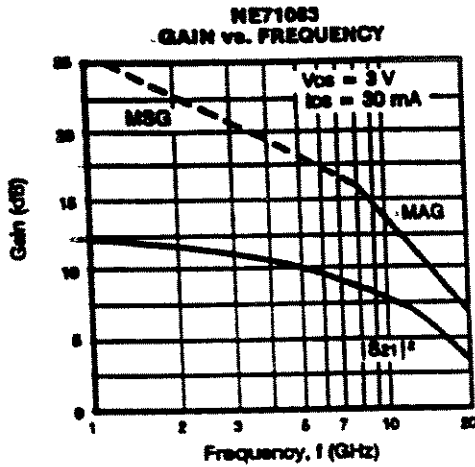
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
Vds	Drain to Source Voltage	V	5.0
Vgs	Gate to Source Voltage	V	-6.0
IdS	Drain Current	mA	120
Pr	RF Input Power	mW	40
Tch	Channel Temperature	°C	175
Tstg	Storage Temperature	°C	-65 to +175

TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS (TA = 25°C)



NE710 SERIES

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)



TYPICAL NOISE PARAMETERS

NE71000 $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$

FREQUENCY (GHz)	MIN NF (dB)	Γ_{OPT}	$R_n/50\ \Omega$
1.0	0.50	.90 $\angle$ 12	0.57
2.0	0.55	.85 $\angle$ 21	0.51
4.0	0.60	.75 $\angle$ 40	0.44
6.0	0.80	.69 $\angle$ 55	0.38
8.0	1.00	.62 $\angle$ 70	0.33
10.0	1.30	.56 $\angle$ 85	0.28
12.0	1.60	.52 $\angle$ 99	0.24
14.0	1.90	.49 $\angle$ 114	0.20
16.0	2.20	.47 $\angle$ 127	0.18
18.0	2.50	.45 $\angle$ 140	0.16

NE71083 $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$

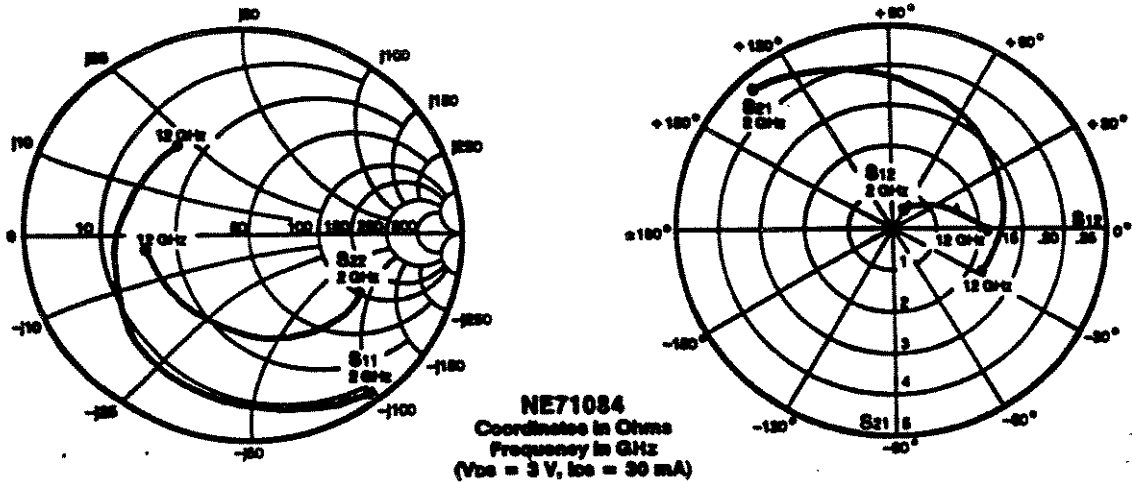
FREQUENCY (GHz)	MIN NF (dB)	Γ_{OPT}	$R_n/50\ \Omega$
1.0	0.45	.90 $\angle$ 17	0.65
2.0	0.55	.84 $\angle$ 40	0.57
4.0	0.60	.72 $\angle$ 79	0.48
6.0	0.80	.62 $\angle$ 112	0.39
8.0	1.00	.56 $\angle$ 143	0.33
10.0	1.35	.50 $\angle$ 168	0.28
12.0	1.60	.46 $\angle$ -165	0.24
14.0	1.90	.43 $\angle$ -140	0.20
16.0	2.10	.40 $\angle$ -112	0.18
18.0	2.70	.40 $\angle$ -84	0.16

NE71084 $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$

FREQUENCY (GHz)	MIN NF (dB)	Γ_{OPT}	$R_n/50\ \Omega$
1.0	0.50	.90 $\angle$ 17	0.50
2.0	0.55	.85 $\angle$ 37	0.47
4.0	0.60	.71 $\angle$ 85	0.43
6.0	0.80	.61 $\angle$ 127	0.35
8.0	1.00	.54 $\angle$ 165	0.30
10.0	1.30	.52 $\angle$ -158	0.25
12.0	1.60	.51 $\angle$ -124	0.20

NE710 SERIES

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS



S-MAGN AND ANGLES:

 $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$

- FREQUENCY (GHz)

	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
2.0	.94 -49	3.48 136	.04 69	.65 -31
3.0	.94 -70	3.36 118	.06 45	.64 -45
4.0	.86 -92	2.99 97	.07 33	.61 -61
5.0	.81 -108	2.71 82	.07 25	.57 -73
6.0	.79 -126	2.66 64	.06 15	.57 -86
7.0	.71 -142	2.40 48	.06 7	.53 -100
8.0	.66 -155	2.28 36	.06 4	.51 -110
9.0	.61 -171	2.19 23	.09 2	.49 -123
10.0	.59 172	2.17 8	.09 -3	.48 -139
11.0	.57 164	2.08 -9	.10 -11	.49 -157
12.0	.55 137	1.94 -23	.10 -11	.51 -173

 $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$

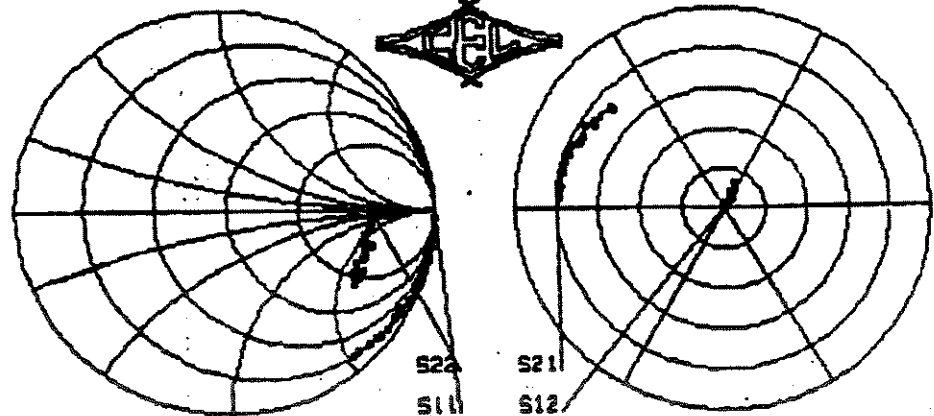
	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
2.0	.93 -62	4.29 134	.04 60	.60 -31
3.0	.92 -76	4.03 115	.06 47	.59 -45
4.0	.83 -97	3.51 94	.06 35	.55 -60
5.0	.78 -113	3.16 79	.06 29	.52 -73
6.0	.75 -131	2.94 62	.07 21	.52 -85
7.0	.67 -147	2.74 47	.07 16	.49 -96
8.0	.62 -161	2.58 34	.06 14	.47 -108
9.0	.57 -176	2.47 21	.06 12	.44 -119
10.0	.56 165	2.41 6	.09 8	.44 -136
11.0	.54 148	2.30 -11	.10 -1	.46 -154
12.0	.52 130	2.10 -24	.11 -3	.47 -169

 $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 30\text{ mA}$

	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
2.0	.92 -54	4.67 133	.03 60	.59 -31
3.0	.90 -77	4.40 114	.06 47	.57 -45
4.0	.81 -100	3.83 93	.06 37	.54 -60
5.0	.75 -116	3.43 77	.06 31	.51 -72
6.0	.72 -134	3.19 60	.06 24	.51 -84
7.0	.65 -150	2.93 44	.07 19	.48 -96
8.0	.60 -164	2.75 32	.07 18	.46 -106
9.0	.55 -180	2.60 19	.06 16	.45 -118
10.0	.54 163	2.52 4	.09 11	.44 -134
11.0	.53 145	2.38 -12	.10 1	.46 -153
12.0	.50 127	2.25 -26	.10 -1	.46 -168

LOT:5Y-21-006 SN:1
3V 10mA
4/18/86

S21: 5.00 / S12: 0.10 full scale, 0.10 to 2.00 by 0.10 Ghz

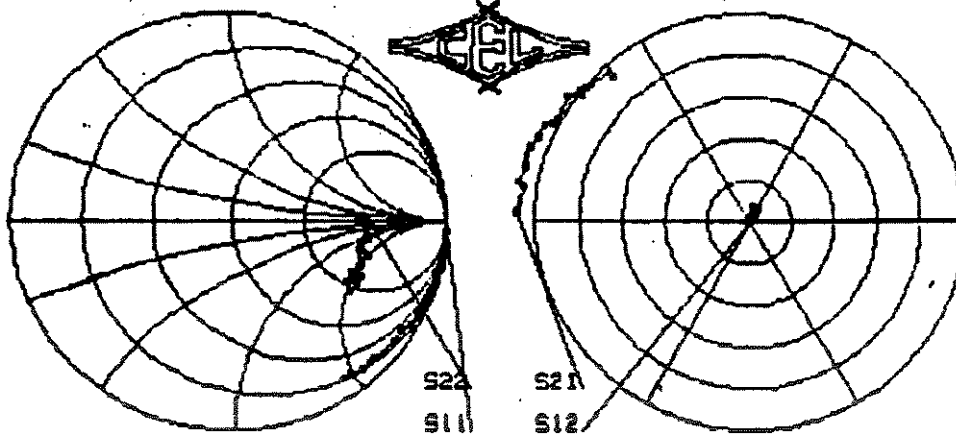


S-MAGN AND PHASE

MHz	S11	S21	S12	S22	k	Gma dB
100	0.999 -2	3.948 178	0.002 83	0.704 -8	0.14	33.5
200	1.004 -5	3.895 175	0.002 108	0.699 -1	-0.58	33.7
300	0.996 -8	3.872 172	0.001 126	0.690 -4	-0.04	34.9
400	1.001 -11	3.962 171	0.001 160	0.689 -4	-0.92	38.6
500	0.977 -13	3.922 166	0.001 35	0.686 -8	6.20	27.7
600	0.998 -15	3.895 167	0.002 62	0.695 -7	0.41	33.8
700	0.983 -18	3.965 164	0.002 90	0.665 -11	1.15	31.0
800	0.982 -21	3.920 162	0.002 71	0.713 -14	0.97	32.1
900	0.974 -23	3.898 159	0.003 67	0.664 -13	1.16	28.1
1000	0.980 -24	3.899 156	0.003 75	0.692 -18	0.81	30.0
1100	0.976 -27	3.771 155	0.002 78	0.689 -17	1.54	28.4
1200	0.952 -30	3.770 153	0.004 52	0.690 -21	1.61	24.7
1300	0.961 -32	3.767 151	0.006 68	0.702 -19	0.96	29.0
1400	0.949 -34	3.830 147	0.005 59	0.663 -24	1.65	24.5
1500	0.959 -38	3.731 144	0.006 49	0.697 -26	1.04	26.5
1600	0.949 -41	3.648 145	0.009 70	0.713 -24	0.62	26.0
1700	0.939 -42	3.710 143	0.008 58	0.673 -27	1.16	24.5
1800	0.943 -45	3.668 141	0.008 59	0.711 -28	0.93	26.7
1900	0.931 -49	3.638 135	0.014 68	0.651 -29	0.69	24.3
2000	0.929 -51	3.524 136	0.010 59	0.699 -32	0.89	25.3

LOT15Y-21-006 SN:1
3V 30mA
4/18/86

S21: 5.00 / S12: 0.10 full scale, 0.10 to 2.00 by 0.10 GHz



S-MAGN AND PHASE

MHz	S11	S21	S12	S22	k	Gma dB
100	0.999 -3	5.430 177	0.001 58	0.645 -1	0.43	37.3
200	1.001 -6	5.336 175	0.002 121	0.631 -1	-0.38	34.7
300	1.000 -8	5.319 171	0.002 141	0.630 -4	-0.53	35.5
400	0.999 -13	5.425 170	0.001 128	0.629 -4	-0.34	39.6
500	0.973 -15	5.348 165	0.000 39	0.624 -8	7.25	29.3
600	0.996 -16	5.307 166	0.002 67	0.636 -7	0.41	34.9
700	0.979 -20	5.393 163	0.001 102	0.603 -11	1.78	31.4
800	0.974 -23	5.356 160	0.002 70	0.650 -14	1.31	30.7
900	0.968 -25	5.297 157	0.003 68	0.605 -13	1.56	28.8
1000	0.970 -27	5.287 154	0.002 76	0.630 -19	1.31	30.8
1100	0.967 -31	5.127 152	0.002 75	0.629 -17	1.76	29.7
1200	0.938 -34	5.100 151	0.003 44	0.629 -21	2.54	25.3
1300	0.947 -36	5.097 148	0.002 52	0.637 -19	2.59	26.2
1400	0.948 -38	5.178 145	0.003 60	0.601 -23	2.36	25.7
1500	0.939 -42	5.029 141	0.005 48	0.637 -26	1.50	25.7
1600	0.927 -45	4.919 142	0.006 75	0.651 -24	1.28	26.1
1700	0.920 -47	4.977 140	0.004 57	0.611 -27	2.18	24.4
1800	0.923 -50	4.920 138	0.005 59	0.649 -27	1.62	25.1
1900	0.908 -54	4.847 132	0.007 77	0.595 -28	1.45	24.3
2000	0.909 -57	4.692 132	0.007 56	0.637 -31	1.48	24.8

APÊNDICE II

CÁLCULO DOS PARÂMETOS Y DE UM MODELO SIMPLES DE MESFET

Na Fig. AII.1 se reproduz a Fig. 3.16. A seguir são determinados os parâmetros y do circuito mostrado nesta figura.

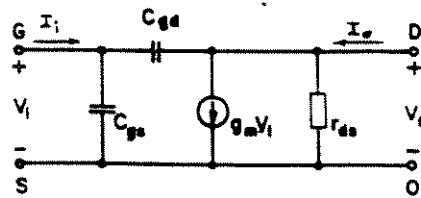


Fig. AII.1

Os parâmetros y_{11} e y_{21} estão definidos por:

$$y_{11} = \left. \frac{I_i}{V_i} \right|_{V_o=0} \quad (\text{AII.1})$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{V_o=0} \quad (\text{AII.2})$$

Para ambos os parâmetros, tem-se a condição $V_o = 0$. Da Fig. AII.1, curto-circuitando a saída, obtém-se a Fig. AII.2.

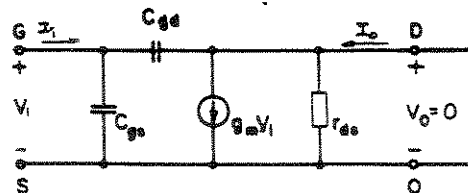


Fig. AII.2

Da eq. (AII.1), obtém-se:

$$y_{11} = j\omega (C_{gs} + C_{gd})$$

Para o cálculo de y_{21} deve-se considerar que:

$$g_m V_i = I_o + j\omega C_{gd} V_i$$

Isolando I_o , obtém-se:

$$I_o = (g_m - j\omega C_{gd}) V_i$$

Da eq. (AII.2), obtém-se:

$$y_{21} = g_m - j\omega C_{gd}$$

Os parâmetros y_{12} e y_{22} estão definidos por:

$$y_{12} = \frac{I_i}{V_o} \quad \left| \quad V_i = 0 \right. \quad (\text{AII.3})$$

$$y_{22} = \frac{I_o}{V_o} \quad \left| \quad V_i = 0 \right. \quad (\text{AII.4})$$

Para ambos os parâmetros, tem-se a condição $V_i = 0$. Da Fig. AII.1, curto-circuitando a entrada, obtém-se a Fig. AII.2.

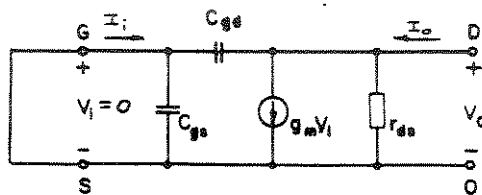


Fig. AII.3

Da eq. (AII.3), pode-se determinar que:

$$y_{12} = -j\omega C_{gd}$$

Da eq. (AII.4), pode-se determinar que:

$$y_{22} = r_{ds} + j\omega C_{gd}$$

APÊNDICE III

DETERMINAÇÃO DA TENSÃO DE LIMIAR

A tensão de Limiar pode ser determinada graficamente como se mostra na Fig. AIII.1 [1]. A característica $\sqrt{I_D} - V_G$ mostrada corresponde ao transistor Q_1 utilizado no Circuito I e foi traçada utilizando o aparelho HP 4145 B.

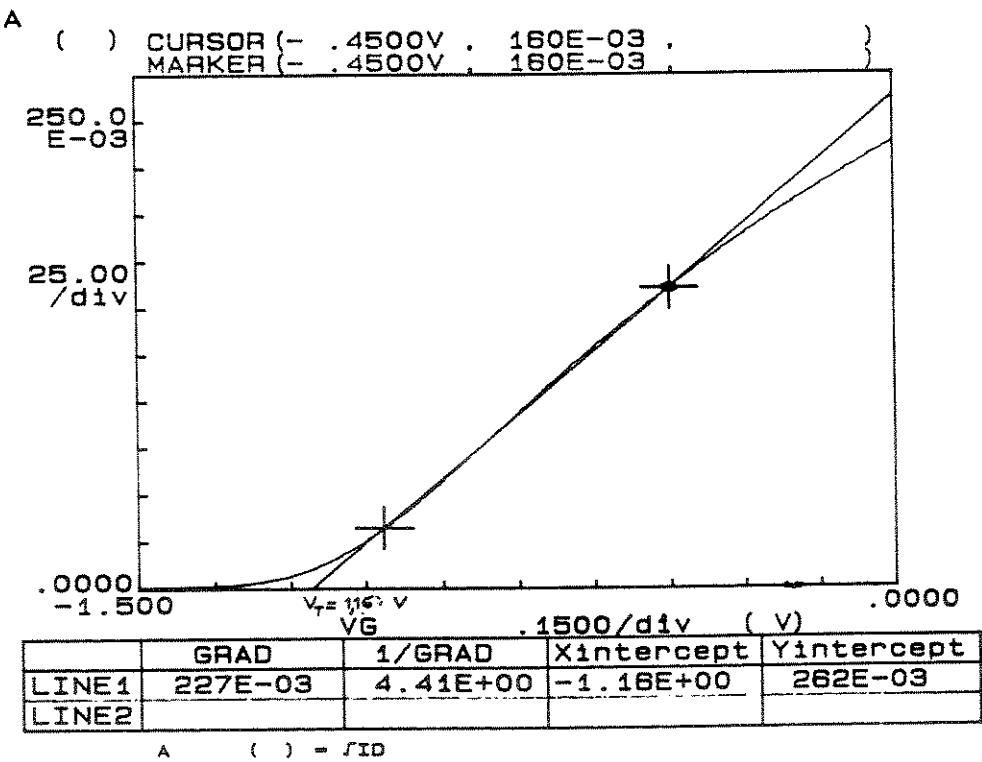


Fig. AIII.1

[1] S. M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, John Wiley & Sons, 1981, Capítulo 6.

APÊNDICE IV

PROGRAMA PARA CALCULAR O GANHO DE TRANSIMPEDÂNCIA

```

10 REM Programa TRANMED1.BAS
20 REM Programa para analisar o Circuito I com dados medidos no circuito.
30 WIDTH "lpt1:",132
40 LPRINT CHR$(15)
50 OPEN "b:Yti.med" FOR INPUT AS #1
60 INPUT "numero de frequencias??" ,NF
70 DIM FREQ(80),RY11(80),IY11(80),RY21(80),IY21(80),RY12(80),IY12(80),RY22(80),IY22(80)
80 DIM RYIN(80),IYIN(80),RZIN(80),IZIN(80),RGV(80),IGV(80),MGV(80),LMGV(80),RGT(80),IGT(80),MGT(80),LMGT(80)
90 FOR I=1 TO NF
100 INPUT #1,FREQ(I),RY11(I),IY11(I),RY21(I),IY21(I),RY12(I),IY12(I),RY22(I),IY22(I)
110 NEXT I
120 FOR I=1 TO NF
130 'Calculo de Gv'
140 A=-RY21(I) : B=-IY21(I) : C=RY22(I)+1/50 : D=IY22(I)
150 GOSUB 440
160 RGV(I)=U : IGV(I)=V
170 MGV(I)=SQR(RGV(I)^2+IGV(I)^2)
180 LMGV(I)=20*LOG(MGV(I))/LOG(10)
190 'Calculo de Yin'
200 A=RY12(I) : B=IY12(I) : C=RGV(I) : D=IGV(I)
210 GOSUB 400
220 RYIN(I)= RY11(I)+U : IYIN(I)=IY11(I)+V
230 'Calculo de Gt'
240 A=RGV(I) : B=IGV(I) : C=RYIN(I) : D=IYIN(I)
250 GOSUB 440
260 RGT(I)=U
270 IGT(I)=V
280 MGT(I)= SQR(RGT(I)^2+IGT(I)^2)
290 LMGT(I)=20*LOG(MGT(I))/LOG(10)
300 'Calculo de Zin'
310 RZIN(I)=1/RYIN(I)
320 IZIN(I)=-1/IYIN(I)
330 NEXT I
340 LPRINT" FREQ(GHz)      LGTRAN      MGTRAN      LMGV      MGV      RIN1      XIN1"
350 LPRINT
360 FOR I=1 TO NF
370 LPRINT FREQ(I),LMGT(I),MGT(I),LMGV(I),MGV(I),RZIN(I),IZIN(I)
380 NEXT I
390 END
400 'Subrotina de multiplicacao de complexos'
410 U=A*C-B*D
420 V=A*D+B*C
430 RETURN
440 'Subrotina de divisao de complexos'
450 E=C^2+D^2
460 U=(A*C+B*D)/E
470 V=(B*C-A*D)/E
480 RETURN
490 U=(A*C+B*D)/E
500 V=(B*C-A*D)/E
510 RETURN

```