

# **PROJETO E CONSTRUÇÃO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS A QUADRIPOLOS ATIVOS**

EDMAR CAMARGO

Dissertação apresentada à  
ESCOLA POLITÉCNICA DA  
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
para obtenção do grau de «Mestre»

A meus pais

{

A minha esposa

{

A meus filhos

{ Marcel Camargo  
Regis Camargo

A

Meu pai,  
Tiburcio Camargo

Minha mãe,  
Terezinha França Camargo

Minha esposa,  
Marcia Rita Lotierzo Camargo

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. José Kleber da Cunha Pinto, pela atenção e interesse dedicados constantemente no decorrer deste trabalho e, pela contribuição imensurável à minha formação profissional.

Ao Prof. Dr. Carlos Américo Morato de Andrade, Coordenador do Laboratório de Microeletrônica, pelas facilidades oferecidas para o desenvolvimento dos trabalhos experimentais.

Aos colegas do Laboratório de Microeletrônica e em particular a Alexander Flacker, Luiz Carlos Mantovani e Antoninho de Paulo Doro, pelo auxílio prestado na construção dos protótipos.

Ao engenheiro Marcos Aurélio Luqueze, pela inestimável cooperação no desenvolvimento dos programas de computação e nos testes dos protótipos.

Ao Dr. Fernando Valter do Instituto Tecnológico da Aeronáutica, pelo auxílio prestado na caracterização dos dispositivos.

À Sra. Edely Tabarelli Mattos Rocha, pela atenção prestada durante o trabalho datilográfico e, aos desenhistas Yuzaburu Nakao e Nelson Garcia, pela execução dos desenhos.

À minha esposa, pelo incentivo no desenvolvimento e auxílio na revisão deste trabalho.

A outros, que involuntariamente foram esquecidos.

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro das  
seguinte entidades:

Banco Nacional do Desenvolvimento Econômico  
Ministério do Planejamento  
Conselho Nacional de Pesquisas

2 - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de  
São Paulo

4 - Telecomunicações Brasileiras S.A. - TELEBRÁS

3 - FINEP



114482

"L'art commence quand on fait bien les choses"  
(François Truffaut)

## R E S U M O

A finalidade deste trabalho foi desenvolver métodos práticos para o projeto de amplificadores lineares, osciladores e amplificadores de média potência. Para atingir estes objetivos, um conjunto de amplificadores de microondas de pequenos sinais, foi projetado e construído para a banda de 3,0 a 4,0 GHz.

Os parâmetros de espalhamento lineares, foram aplicados na determinação das impedâncias de entrada e saída, as quais serão acopladas ao dispositivo ativo, com o propósito de se obter ganho de potência. Para adaptar estas impedâncias, elementos de circuito compostos de linhas de transmissão, foram sintetizados pelo ábaco de Smith. Alguns programas de computação foram, então, desenvolvidos e adaptados para auxiliar na análise dos circuitos e na otimização das seguintes características: ganho de potência, coeficiente de onda estacionária na entrada e na saída e figura de ruído. O critério de otimização é baseado em um teste de convergência de uma função de erro, derivada da diferença entre as características de um amplificador ideal com um real. Na banda citada, os protótipos com um transistor, apresentaram um ganho de potência de 8,0 dB. O protótipo com 2 transistores, apresentou um ganho de potência de 16,0 dB.

Os parâmetros de espalhamento lineares, foram úteis na avaliação de algumas propriedades de operação não linear dos dispositivos. Com o intuito de demonstrar tal avaliação, construiu-se um oscilador de banda larga (3,5 a 4,5 GHz), sintonizado mecanicamente, com potência de saída de + 10 dBm. Além disso, modificou-se o projeto inicial de um amplificador de pequenos sinais, para funcionar em condições de média potência (+ 13 dBm).

O dispositivo ativo empregado nas experiências, consiste de transistores bipolares de Silício, montados na configuração "beam lead". Os circuitos em microlinhas, foram construídos por meio da tecnologia de filmes finos sobre substratos de alumina.

## ABSTRACT

The purpose of this work was to develop practical methods of designing small signal amplifiers and medium power amplifiers and oscillators. To attain these objectives, a set of small signal microwave amplifiers were designed and manufactured for the 3,0 to 4,0 GHz band.

The linear "S" parameters were applied in the determination of the load and generator impedances to be coupled to the active device, in order to get power gain from it. To match these impedances, circuit elements composed of transmission lines were synthesized by means of the Smith chart. Some computer programs were then developed and adapted to aid in the circuit analysis and optimization of the following characteristics: power gain, input and output VSWR, and noise figure. The optimization criteria are based on a convergence test of a error function, derived from the difference between the characteristics of an ideal to a real amplifier. In the band cited, the prototypes with one transistor, presented typically 8,0 dB power gain, and the one with two transistors presented 16,0 dB.

The linear "S" parameters, were also useful in the evaluation of some properties of non-linear operation as well. In order to show this, one wide band oscillator (3,5 to 4,5 GHz) mechanically tuned, was designed for leveled output power (+10 dBm), and an amplifier was modified from the initial small signal design to operate under medium power condition (+13 dBm).

The active device employed in the experiments, consisted of silicon bipolar transistors mounted in the beam lead configuration. The microstrip circuits were manufactured by means of thin film technology on alumina substrates.

## ÍNDICE DA MATÉRIA

|                                                            |     |
|------------------------------------------------------------|-----|
| 1. APRESENTAÇÃO .....                                      | 5   |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....                           | 8   |
| 2. ESTUDO DE UM QUADRIPOLO ATIVO .....                     | 9   |
| 2.1 Generalidades .....                                    | 9   |
| 2.2 Estabilidade .....                                     | 10  |
| 2.2.1 Transferência de energia .....                       | 10  |
| 2.2.2 Ondas de potência e parâmetros de espalhamento ..... | 13  |
| 2.2.3 Ganho de potência .....                              | 18  |
| 2.2.4 Critérios de estabilidade .....                      | 20  |
| 2.3 Amplificador de microondas .....                       | 31  |
| 2.3.1 Parâmetros de espalhamento generalizados .....       | 31  |
| 2.3.2 Ganho de potência generalizado .....                 | 35  |
| 2.3.3 Círculos de ganho constante .....                    | 38  |
| 2.3.4 Determinação dos coeficientes de reflexão .....      | 42  |
| 2.3.5 Casamento conjugado .....                            | 44  |
| 2.3.6 Máximo ganho de potência .....                       | 46  |
| 2.3.7 Círculos de estabilidade .....                       | 47  |
| 2.3.8 Quadripolo unilateral .....                          | 58  |
| 2.3.9 Figura de ruído .....                                | 63  |
| 2.4 Geração de microondas .....                            | 71  |
| 2.4.1 Modelamento de um transistor de microondas .....     | 71  |
| 2.4.2 Condição de oscilação .....                          | 80  |
| 2.4.3 Potência gerada e intervalo de oscilação .....       | 84  |
| 2.4.4 Sensibilidade à variação de parâmetros .....         | 85  |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....                           | 90  |
| 3. MÉTODOS DE SÍNTESE E ANÁLISE DOS CIRCUITOS .....        | 91  |
| 3.1 Generalidades .....                                    | 91  |
| 3.2 Redes de adaptação de impedâncias .....                | 93  |
| 3.2.1 Considerações preliminares .....                     | 93  |
| 3.2.2 Impedâncias de transistores .....                    | 94  |
| 3.2.3 Rede em "L" .....                                    | 101 |
| 3.2.4 Rede em "π" .....                                    | 109 |

|       |                                                    |     |
|-------|----------------------------------------------------|-----|
| 3.2.5 | Rede em cascata .....                              | 114 |
| 3.2.6 | Rede em "T" .....                                  | 126 |
| 3.2.7 | Linhas de transmissão acopladas .....              | 130 |
| 3.2.8 | Efeitos de descontinuidades em microlinhas .....   | 138 |
| 3.3   | Parâmetros de transferência A B C D .....          | 147 |
| 3.4   | Análise convencional .....                         | 151 |
| 3.5   | Análise de circuitos passivos com computador ..... | 153 |
| 3.6   | Análise de circuitos ativos com computador .....   | 155 |
| 3.6.1 | Análise do circuito .....                          | 156 |
| 3.6.2 | Função de erro .....                               | 157 |
| 3.6.3 | Processo de otimização .....                       | 160 |
| 3.6.4 | Estrutura do programa .....                        | 162 |
| 3.7   | Análise da sensibilidade com computador .....      | 165 |
| 3.8   | Análise da figura de ruído com computador .....    | 169 |
|       | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....                   | 172 |
| 4.    | MODELOS EXPERIMENTAIS E MEDIDAS .....              | 173 |
| 4.1   | Generalidades .....                                | 173 |
| 4.2   | Amplificador sintonizado - base comum .....        | 175 |
| 4.2.1 | Escolha do componente .....                        | 175 |
| 4.2.2 | Cálculo da estabilidade .....                      | 175 |
| 4.2.3 | Determinação dos coeficientes de reflexão .....    | 177 |
| 4.2.4 | Projeto do circuito .....                          | 181 |
| 4.2.5 | Cálculo da sensibilidade .....                     | 184 |
| 4.2.6 | Realização .....                                   | 187 |
| 4.2.7 | Resultados experimentais .....                     | 190 |
| 4.2.8 | Comentários .....                                  | 192 |
| 4.3   | Amplificador sintonizado - emissor comum .....     | 193 |
| 4.3.1 | Escolha do componente .....                        | 193 |
| 4.3.2 | Cálculo da estabilidade .....                      | 193 |
| 4.3.3 | Determinação dos coeficientes de reflexão .....    | 194 |
| 4.3.4 | Projeto do circuito .....                          | 196 |
| 4.3.5 | Cálculo da sensibilidade .....                     | 199 |
| 4.3.6 | Realização .....                                   | 202 |
| 4.3.7 | Resultados experimentais .....                     | 204 |
| 4.3.8 | Comentários .....                                  | 207 |

|         |                                                                                                    |     |
|---------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.4     | Amplificador de banda larga .....                                                                  | 209 |
| 4.4.1   | Considerações sobre ganho e banda passante .....                                                   | 209 |
| 4.4.2   | Amplificador de um estágio .....                                                                   | 212 |
| 4.4.2.1 | Características do componente .....                                                                | 212 |
| 4.4.2.2 | Determinação do circuito de saída .....                                                            | 213 |
| 4.4.2.3 | Determinação do circuito de entrada .....                                                          | 216 |
| 4.4.2.4 | Análise e otimização .....                                                                         | 219 |
| 4.4.2.5 | Realização .....                                                                                   | 224 |
| 4.4.2.6 | Resultados experimentais .....                                                                     | 227 |
| 4.4.2.7 | Operação em média potência .....                                                                   | 232 |
| 4.4.2.8 | Comentários .....                                                                                  | 234 |
| 4.4.3   | Amplificador de dois estágios .....                                                                | 237 |
| 4.4.3.1 | Características do componente .....                                                                | 237 |
| 4.4.3.2 | Determinação do circuito entre estágios .....                                                      | 237 |
| 4.4.3.3 | Análise e otimização .....                                                                         | 242 |
| 4.4.3.4 | Realização .....                                                                                   | 246 |
| 4.4.3.5 | Resultados experimentais .....                                                                     | 248 |
| 4.4.3.6 | Comentários .....                                                                                  | 251 |
| 4.5     | Oscilador de banda larga .....                                                                     | 253 |
| 4.5.1   | Escolha do componente .....                                                                        | 253 |
| 4.5.2   | Cálculo da estabilidade .....                                                                      | 253 |
| 4.5.3   | Projeto do circuito ressonante .....                                                               | 254 |
| 4.5.4   | Impedância do circuito ressonante .....                                                            | 255 |
| 4.5.5   | Previsão do intervalo de oscilação .....                                                           | 257 |
| 4.5.6   | Adaptação da impedância do emissor .....                                                           | 260 |
| 4.5.7   | Filtro para segunda harmônica .....                                                                | 264 |
| 4.5.8   | Realização .....                                                                                   | 266 |
| 4.5.9   | Resultados experimentais .....                                                                     | 268 |
| 4.5.10  | Comentários .....                                                                                  | 271 |
|         | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....                                                                   | 272 |
| 5.      | CONCLUSÕES .....                                                                                   | 273 |
|         | APÊNDICES                                                                                          |     |
| 1.      | Análise de circuitos passivos e da sensibilidade (diagrama de blocos e listagem do programa) ..... | 275 |
| 2.      | Análise de circuitos ativos e da figura de ruído (diagrama de blocos e listagem do programa) ..... | 283 |
| 3.      | Características dos transistores .....                                                             | 304 |



## LISTA DE SÍMBOLOS

|                 |                                                                      |
|-----------------|----------------------------------------------------------------------|
| $Z_g$           | - impedância do gerador                                              |
| $Z_c$           | - impedância da carga                                                |
| $Z_o$           | - impedância característica de uma linha de transmissão              |
| $Y_o$           | - admitância característica de uma linha de transmissão              |
| $Z_p$           | - impedância característica de elemento de polarização               |
| $z$             | - impedância normalizada                                             |
| $P_c$           | - potência na carga                                                  |
| $P_{dg}$        | - potência disponível do gerador                                     |
| $P_e$           | - potência que efetivamente entra no quadripolo                      |
| $P_{ds}$        | - potência disponível na saída do quadripolo                         |
| $\Gamma_g$      | - coeficiente de reflexão na entrada (gerador)                       |
| $\Gamma_c$      | - coeficiente de reflexão na saída (carga)                           |
| $\Gamma_1$      | - coeficiente de reflexão visto pelo transistor na entrada           |
| $\Gamma_2$      | - coeficiente de reflexão visto pelo transistor na saída             |
| $\Gamma_o$      | - coeficiente de reflexão associado à mínima figura de ruído         |
| $\Gamma_\delta$ | - coeficiente de reflexão associado à admitância da fonte $Y_\delta$ |
| $S_{11}$        | - coeficiente de reflexão na entrada com saída terminada             |
| $S_{22}$        | - coeficiente de reflexão na saída com entrada terminada             |
| $S_{21}$        | - coeficiente de transmissão direta (ganho)                          |
| $S_{12}$        | - coeficiente de transmissão reversa (isolação)                      |
| $a_i$           | - parcela proporcional a tensão incidente                            |
| $b_i$           | - parcela proporcional à tensão refletida                            |
| $G$             | - ganho de potência                                                  |
| $G_t$           | - ganho de transdução                                                |
| $G_d$           | - ganho disponível                                                   |
| $GT_u$          | - ganho de transdução unilateral                                     |
| $MGD$           | - máximo ganho disponível                                            |
| $MGE$           | - máximo ganho estável                                               |
| $C$             | - fator de estabilidade de LINVILL                                   |
| $K$             | - fator de estabilidade de STERN                                     |
| $\Delta$        | - ganho de malha interno                                             |
| $R_{g2}$        | - centro dos círculos de ganho constante na saída                    |
| $\rho_{g2}$     | - raio dos círculos de ganho constante na saída                      |
| $R_e$           | - centro dos círculos de estabilidade                                |
| $\rho_e$        | - raio dos círculos de estabilidade                                  |

- $R_{gt1}$  - centro dos círculos de ganho constante na entrada
- $\rho_{gt1}$  - raio dos círculos de ganho constante na entrada
- $R_n$  - centro dos círculos de figura de ruído constante
- $\rho_n$  - raio dos círculos de figura de ruído constante
- $\Delta f$  - banda passante
- $f$  - frequência
- $f_0$  - frequência central
- $i_n$  - corrente de ruído interno ao quadripolo
- $e_n$  - tensão de ruído interno ao quadripolo
- $i_f$  - corrente de ruído externo ao quadripolo
- $F$  - figura de ruído
- $F_{min}$  - figura de ruído mínima de um transistor
- $T_0$  - temperatura equivalente de ruído de referência
- $T_e$  - temperatura equivalente de ruído do dispositivo em teste
- $R_n$  - resistência equivalente de ruído
- $Y_{ot}$  - admitância para ruído mínimo em um transistor
- $Y_f$  - admitância da fonte vista pelo transistor
- $r_e$  - resistência dinâmica do emissor
- $r_b$  - resistência ôhmica da base
- $r_o$  - resistência de saída coletor-emissor
- $C_{TE}$  - capacitância devido à ação da carga espacial da junção emissor base
- $C_{TC}$  - capacitância devido à ação da carga espacial da junção coletor base
- $C_{eb}$  - capacitância entre emissor base
- $C_{ec}$  - capacitância entre emissor coletor
- $C_{cb}$  - capacitância entre coletor base
- $L_e$  - indutância da base
- $L_s$  - indutância série
- $\omega$  - frequência angular
- $\omega_\alpha$  - frequência de corte em base comum
- $\omega_\beta$  - frequência de corte em emissor comum
- $\omega_T$  - frequência de transição
- $K_\theta$  - constante de fase
- $\alpha, i_e$  - gerador de corrente vinculado à corrente na resistência  $r_e$
- $v_c$  - gerador de tensão vinculado à tensão no capacitor  $C_{TC}$
- $i_e$  - corrente de sinal na resistência  $r_e$
- $I_E$  - corrente de polarização do emissor
- $i_c$  - corrente de sinal



|                  |                                                |
|------------------|------------------------------------------------|
| $I_C$            | - corrente de polarização do coletor           |
| $\tau_e$         | - constante de tempo do emissor                |
| $\tau_b$         | - constante de tempo da base                   |
| $\tau_c$         | - constante de tempo do coletor                |
| $KT/q$           | - tensão devido à barreira de potencial        |
| $w_b$            | - largura da base                              |
| $D_p$            | - constante de difusão                         |
| $N_B$            | - distribuição de impurezas junto ao emissor   |
| $N_{BC}$         | - distribuição de impurezas junto ao coletor   |
| $x_m$            | - largura da camada de depleção                |
| $v_{sc}$         | - velocidade de deslocamento dos portadores    |
| $S$              | - espaçamento entre microlinhas                |
| $w$              | - largura de uma microlinha                    |
| $h$              | - altura do substrato isolante                 |
| $\epsilon_r$     | - constante dielétrica relativa do substrato   |
| $\epsilon_{ef}$  | - constante dielétrica efetiva do substrato    |
| $Z_{oe}$         | - impedância característica no modo par        |
| $Z_{oo}$         | - impedância característica no modo ímpar      |
| $\epsilon_{efe}$ | - constante dielétrica efetiva no modo par     |
| $\epsilon_{efo}$ | - constante dielétrica efetiva no modo ímpar   |
| $\gamma$         | - constante de propagação                      |
| $\alpha$         | - atenuação por unidade de comprimento         |
| $\beta$          | - constante de fase por unidade de comprimento |
| $v_f$            | - velocidade de fase                           |
| $F.E.$           | - função de erro                               |
| $Q$              | - índice de mérito                             |

## 1 - APRESENTAÇÃO

A tecnologia de componentes de microondas a estado sólido, recebeu um grande impulso ao findar a década de 60, resultante de duas grandes evoluções:

- o aprimoramento das técnicas fotolitográficas, que possibilitaram a confecção de transistores com emissores de largura menor que 2,0 microns e o emprego de técnicas de implantação iônica, que permitiram um melhor controle do perfil de dopagem na base (1). Como resultado, surgiram componentes, com alto ganho de potência em frequências de microondas, baixa figura de ruído e alta confiabilidade.

- a introdução de instrumentos capazes de caracterizar os parâmetros de espalhamento dos transistores em toda a sua região ativa (2). Com eles, diversas características lineares podem ser previstas, sem considerar sua estrutura física, o que permite o estabelecimento de objetivos teóricos para o projeto.

Como consequência, os métodos convencionais de projeto de amplificadores de alta frequência, criados por LINVILL (3), foram revistos e generalizados por KUROKAWA (4) e outros (5), para aplicações específicas em frequências de microondas. Posteriormente, devido ao grande número de variáveis envolvidas em circuitos de alta frequência, surgiram os primeiros trabalhos relacionados ao emprego de computadores, como elemento auxiliar a projetos (6).

A viabilidade de projeto de circuitos com transistores de microondas, na Escola Politécnica, só se tornou possível, após o desenvolvimento das seguintes técnicas (7):

- projeto de microlinhas de transmissão em fita, com o emprego de programas de computação e sua caracterização nos instrumentos já referidos.

- elaboração da tecnologia de filmes finos depositados sobre substratos isolantes.

O presente trabalho pretende elaborar métodos de projeto, análise, otimização e confecção de amplificadores de pequenos sinais, bem como amplificadores e osciladores de média potência. Para fins de apresentação, segue-se um resumo das metas de cada capítulo.

No capítulo 2, apresenta-se um estudo da teoria linear de circuitos em termos de parâmetros de espalhamento, aplicados a quadripolos ativos. Este procedimento permitirá tratar indistintamente transistores bipolares e a efeito de campo. As diversas relações entre os parâmetros dos circuitos aqui estabelecidas, serão aplicáveis a projetos de amplificadores e osciladores.

No capítulo 3, discutem-se as propriedades dos elementos de linhas de transmissão, aplicados à adaptação entre as impedâncias dos transistores. Elas são tratadas analiticamente, graficamente e, em alguns casos, por simulação em computador. Após a introdução dos métodos convencionais de análise de circuitos, apresentam-se os métodos automáticos que correspondem ao emprego dos programas de computação. Com estes, será possível prever e otimizar as características de um dado amplificador tais como: ganho de potência, coeficiente de onda estacionária, resposta linear de fase, etc...

No capítulo 4, realizam-se os modelos experimentais visando demonstrar a aplicação dos métodos propostos, a projetos de componentes com transistores de microondas em montagem especial ("beam-lead") para microlinhas. Dois tipos de tecnologia foram empregados na elaboração dos protótipos:

- técnica convencional de circuito impresso sobre fibra de vidro - teflon.

- técnica de filmes finos com emprego de substratos isolantes de alumina. A alta constante dielétrica deste material reduz as dimensões físicas das microlinhas, possibilitando uma maior integração dos circuitos.

Segue-se um resumo das características dos protótipos construídos:

- Amplificador confeccionado sobre fibra de vidro - teflon

Amplificador sintonizado

montagem = base comum

frequência central = 4,0 GHz

ganho de potência = 15,0 dB

- Amplificadores confeccionados sobre alumina

Amplificador sintonizado

montagem = emissor comum

frequência central = 3,0 GHz

ganho de potência = 8,0 dB

Amplificador de banda larga

montagem = emissor comum

banda de frequência = 3,0 - 4,0 GHz

ganho de potência - protótipo com um estágio = 8,0 dB

protótipo com dois estágios = 16,0 dB

- Oscilador confeccionado sobre alumina

montagem = base comum

banda de frequência = 3,5 - 4,5 GHz

potência de saída = + 10 dBm

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. THOMAS, J. & CONDRON, D. - M/W Small Signal Bipolar Transistor. Microwave Journal, 16 Nº2: 43-45, 1973.
2. ANDERSON, R.W. & DENNISON, G.T. - An Advanced New Network Analyzer for Sweep-Measuring Amplitude and Phase from 0,1 to 12,4 GHz. HP Journal, 18: 2-10, 1967.
3. LINVILL, J.G. & GIBBONS, J.F. - In: Transistors and Active Circuits. New York, Mc Graw-Hill Co., 1961.
4. KUROKAWA, K. - In: An Introduction to the Theory of Microwave Circuits. New York, Academic Press. Inc., 1969.
5. BODWAY, E.G. - Two Port Power Flow Analysis Using Generalized Scattering Parameters. Microwave Journal, 10 Nº 6, 1967.
6. GELNOVATCH, V.G. & CHASE, I.L. - DEMON - An Optimal Seeking Computer Program for the Design of Microwave Circuits. IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-5 Nº 6: 303-309, 1970
7. CUNHA PINTO, J.K. - Oscilador a Diodo Tunel Acoplado a uma Microlinha de Transmissão. Tese de Doutorado, São Paulo, EPUSP, 1972.

## 2 - "ESTUDO DE UM QUADRIPOLO ATIVO"

### 2.1 GENERALIDADES

Apresenta-se o emprego dos parâmetros de espalhamento a projeto de circuitos com quadripolos ativos. As relações entre os parâmetros que serão desenvolvidas, assumem operação em regime de pequenos sinais, i.e., comportamento linear dos circuitos. Eles são obtidos a partir de uma caracterização do quadripolo, no sistema analisador de circuitos em termos de coeficiente de reflexão e transmissão.

A preocupação inicial, é averiguar as condições de estabilidade relativa a oscilações de um quadripolo ativo. Estas condições envolvem a análise das relações entre potências no mesmo (item 2.2).

Em seguida, são apresentadas as relações matemáticas que possibilitam o projeto de amplificadores de pequenos sinais, entre elas, ganho de potência, casamento conjugado, estabilização, etc. Considerações gerais são feitas sobre ruído em amplificadores (item 2.3).

Algumas informações são extraídas dos parâmetros lineares para aplicação em osciladores de pequena potência. O estudo físico do transistor, permite estabelecer interrelações com o circuito externo (item 2.4).



## 2.2 ESTABILIDADE

### 2.2.1 Transferência de energia

O circuito de processamento de um sinal de RF indicado na figura 1, consiste de um gerador de impedância interna  $Z_g$ , alimentando uma carga  $Z_c$ .

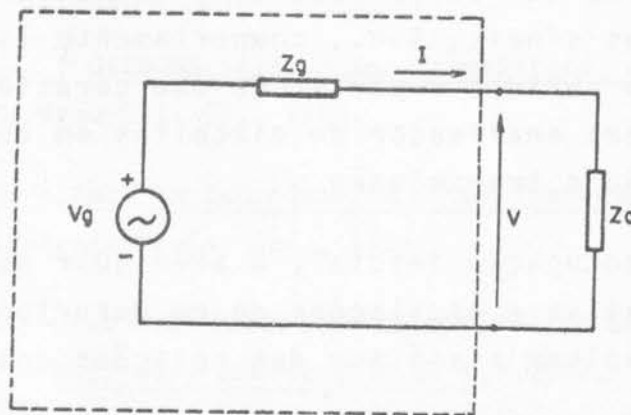


Fig. 1 Circuito equivalente para o processamento de um sinal de RF

onde:

$V_g$  - tensão de circuito aberto do gerador

$Z_g = R_g + jX_g$  - impedância do gerador

$Z_c = R_c + jX_c$  - impedância da carga

$I$  - corrente efetiva de sinal na carga

$V$  - tensão efetiva de sinal na carga

A potência média que o gerador entrega à carga é calculada por:

$$P_c = R_c \cdot |I|^2$$

ou

$$P_c = R_c \cdot \frac{|V_g|^2}{(R_c + R_g)^2 + (X_c + X_g)^2} \quad (2.1)$$

e o coeficiente de reflexão é definido por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_g^*}{Z_c + Z_g} = \frac{R_c - R_g + j(X_c + X_g)}{R_c + R_g + j(X_c + X_g)} \quad (2.2)$$

Em vista dos valores que  $R_g$  pode assumir em relação a  $R_c$ , a potência média na carga pode ser máxima ou mesmo infinita, como se verá a seguir.

#### 1º caso

$$R_g > 0; R_c > 0; |\Gamma| < 1$$

A máxima transferência de energia do gerador para a carga, ocorre quando:

$$\begin{cases} R_c = R_g \\ X_c = -X_g \end{cases}$$

Esta condição é denominada de casamento conjugado entre o gerador e a carga.

Deste modo, a potência na carga se torna:

$$P_c = P_{dg} = \frac{|V_g|^2}{4 R_g}$$

onde:

$P_{dg}$  - representa a potência disponível do gerador quando conjugadamente casado e, o coeficiente de reflexão é igual a zero.

Em qualquer outra condição:

$$\begin{cases} P_c < P_d \\ 0 < |\Gamma| < 1 \end{cases}$$

### 2º caso

$$R_g < 0; R_c > 0; |\Gamma| > 1$$

Mantendo a condição de casamento para os termos reativos, a equação (2.1) se transforma em:

$$P_c = \frac{R_c \cdot |V_g|^2}{(R_c - R_g)^2}$$

onde se verifica que:

- Se  $R_c = -R_g$ , a potência disponível é infinita. Suprimindo o gerador  $V_g$ , o circuito pode funcionar como oscilador.
- Se  $R_c \neq -R_g$ , a potência disponível pode ser alta, porém, sempre finita. O circuito pode funcionar como amplificador.

### 3º caso

$$R_g < 0; R_c < 0; |\Gamma| < 1$$

Observando novamente a condição de casamento para os termos reativos, a equação (2.1) se torna:

$$P_c = \frac{-|R_c| \cdot |V_g|^2}{(R_c - R_g)^2}$$

Neste caso,  $P_c$  representa a potência absorvida pelo gerador, em particular para  $|R_c| = |R_g|$ :

$$P_c = \frac{|V_g|^2}{4 |R_g|}$$

Este caso não apresenta interesse, visto que não há transferência de sinal para a carga.

### 2.2.2 Ondas de potência e parâmetros de espalhamento

Empregando uma linha de transmissão para transferir energia do gerador para a carga, aparecem tensões e correntes incidentes e refletidas da carga (Fig. 2).

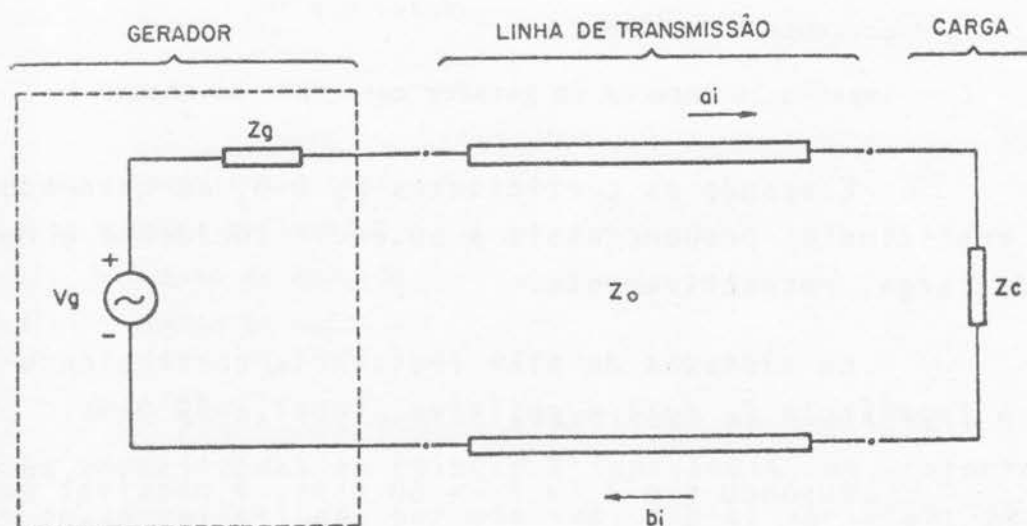


Fig. 2 Gerador alimentando carga  $Z_c$  através de uma linha de transmissão.

onde:

$Z_o$  - impedância característica da linha de transmissão

$a_i$  - parcela proporcional à tensão incidente

$b_i$  - parcela proporcional à tensão refletida

A análise do fluxo de potência em um circuito fornece mais informações sobre seu comportamento, que a simples análise de tensões ou correntes. A partir de uma transformação linear entre  $\underline{v}$  e  $\underline{i}$ , coeficientes de ondas de potência foram introduzidos por KUROKAWA (1) e definidos por:

$$a_i = \frac{V_i + Z_i \cdot I_i}{2\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_i)|}}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* \cdot I_i}{2\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_i)|}}$$

onde:

$V_i$  - tensão no acesso  $i$

$I_i$  - corrente no acesso  $i$

$Z_i$  - impedância interna do gerador conectado ao acesso  $i$

Elevando os coeficientes  $a_i$  e  $b_i$  ao quadrado, obtemos coeficientes proporcionais à potência incidente e refletida da carga, respectivamente.

Em sistemas de alta frequência, convencionou-se adotar a impedância  $Z_i$  real e positiva, igual a 50 Ohms.

Supondo que  $Z_g = Z_c = 50$  Ohms, é possível caracterizar um quadripolo inserido entre o gerador e a carga com emprego dos coeficientes  $(a_i)$  e  $(b_i)$  (Fig. 3).

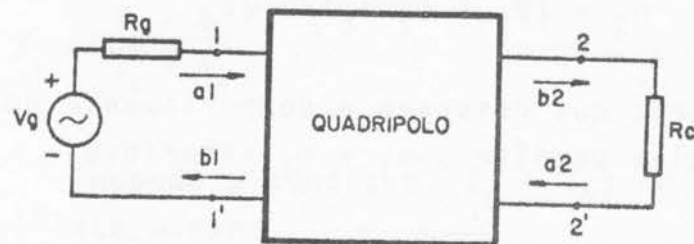


Fig. 3 Quadripolo inserido entre o gerador e a carga.

onde:

- $a_1, a_2$  - ondas incidentes
- $b_1, b_2$  - ondas refletidas
- $1:1'$  - acesso de entrada
- $2:2'$  - acesso de saída

As ondas incidentes constituem as variáveis independentes normalizadas em relação à impedância de referência  $Z_i$ . As ondas refletidas, por sua vez, são as variáveis dependentes normalizadas em relação à mesma impedância de referência  $Z_i$ .



$$a_1 = (V_1 + I_1 Z_0)/2 \sqrt{Z_0}$$

$$a_2 = (V_2 + I_2 Z_0)/2 \sqrt{Z_0}$$

$$b_1 = (V_1 - I_1 Z_0)/2 \sqrt{Z_0}$$

$$b_2 = (V_2 - I_2 Z_0)/2 \sqrt{Z_0}$$

A matriz que descreve o comportamento do quadripolo é fornecida pelas variáveis  $a_1$  e  $b_1$  anteriores.

$$\begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \end{vmatrix} \quad (2.3)$$

Para averiguar o significado dos parâmetros, recorre-se ao diagrama de fluxo de sinal da figura 4.

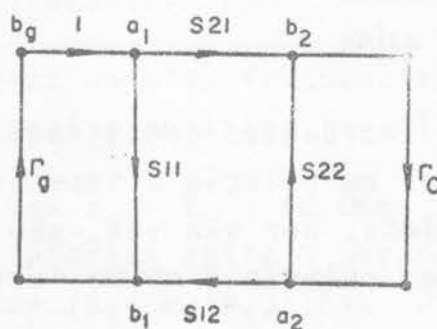


Fig. 4 Diagrama do fluxo de sinal da figura 3.

onde:

$\Gamma_g$  - coeficiente de reflexão de tensão na entrada (gerador)

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_o}{Z_g + Z_o}$$

$\Gamma_c$  - coeficiente de reflexão de tensão na saída (carga)

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o}$$

Impondo a condição ( $Z_c = Z_o$ ) no circuito de saída é possível determinar:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} = 1 \quad \begin{array}{l} \text{coeficiente de reflexão de tensão no acesso} \\ \text{1 com saída terminada em } Z_o \end{array}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_2 = 0} = \quad \begin{array}{l} \text{coeficiente de transmissão direta com saída} \\ \text{terminada em } Z_o, \text{ ou ganho de tensão do quadripolo} \end{array}$$

Analogamente substituindo o gerador pela carga e impondo ( $Z_g = Z_o$ ),  $\Gamma_g = 0$ :

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} = \quad \begin{array}{l} \text{coeficiente de reflexão de tensão no acesso} \\ \text{2 com entrada terminada em } Z_o \end{array}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} = \quad \begin{array}{l} \text{coeficiente de transmissão reversa com} \\ \text{entrada terminada em } Z_o \text{ ou isolamento do quadripolo} \end{array}$$

### 2.2.3 Ganho de potência

Referindo-se à figura 5, definem-se as seguintes potências:

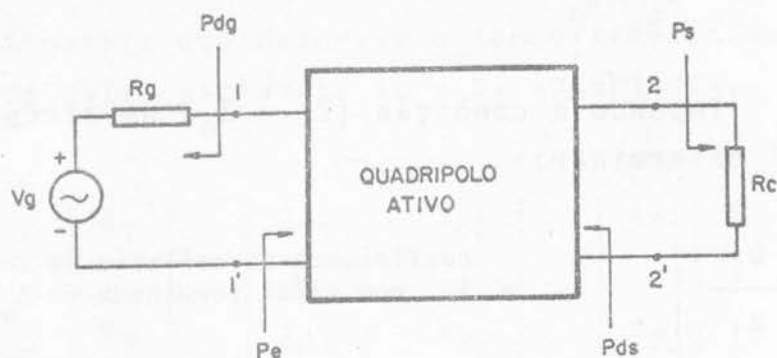


Fig. 5 Circuito equivalente de um quadripolo ativo.

onde:

- $P_{dg}$  - potência disponível do gerador  
(potência que o gerador deveria entregar se estivesse conjugadamente casado)
- $P_e$  - potência que efetivamente entra no quadripolo  
(potência resultante da diferença entre potência incidente e a refletida)
- $P_{ds}$  - potência disponível na saída do quadripolo  
(potência que deveria entregar se estivesse conjugadamente casado)
- $P_s$  - potência efetivamente entregue à carga  
(resultante da diferença entre a potência incidente e a refletida)

Ganho de potência =  $G$

$$G = \frac{P_s}{P_e} = \frac{\text{Potência entregue à carga}}{\text{Potência que entra no quadripolo}} \quad (2.4)$$

Esta relação leva em conta apenas a impedância da carga.

Ganho de transdução =  $G_T$

$$G_T = \frac{P_s}{P_{dg}} = \frac{\text{Potência entregue à carga}}{\text{Potência disponível do gerador}} \quad (2.5)$$

Esta relação considera simultaneamente as impedâncias de carga e do gerador. Mede, portanto, a eficiência do quadripolo.

Ganho disponível =  $G_D$

$$G_D = \frac{P_{ds}}{P_{dg}} = \frac{\text{Potência disponível na saída}}{\text{Potência disponível do gerador}} \quad (2.6)$$

Esta relação leva em conta apenas a impedância do gerador. Quando o dispositivo estiver conjugadamente casado, obtêm-se o máximo ganho disponível (MGD).

$$\text{MGD} = G_D \quad \left| \begin{array}{l} \\ \text{conjugadamente casado} \end{array} \right.$$

### 2.2.4 Critérios de estabilidade

MGD não é uma função contínua, ou seja, em determinadas condições de impedância e frequência ele não é definido. O estudo de tais condições (2), foi o primeiro passo na elaboração dos critérios de estabilidade em relação a oscilações de um amplificador. Com a introdução dos parâmetros de espalhamento, um estudo mais apropriado para microondas foi desenvolvido (1) com base na análise do comportamento de coeficientes de reflexão.

#### 2.2.4.1 Fatores de estabilidade

Pesquisando relações entre potências em um quadripolo ativo, LINVILL (2) desenvolveu o fator de estabilidade C. A figura 6, representa potências em jogo em um quadripolo no espaço L, M, P.

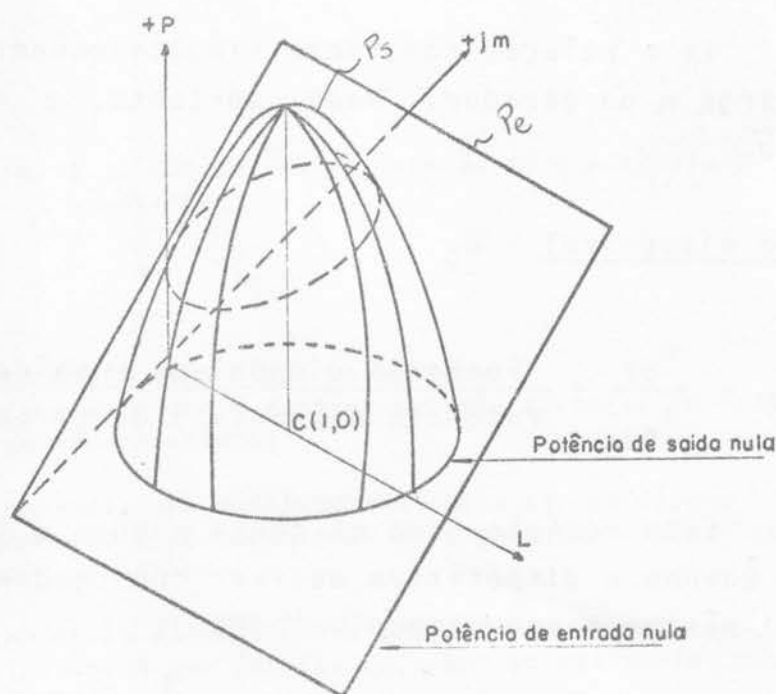


Fig. 6 Representação tridimensional de potências (entrada e saída) em um quadripolo.

onde:

$L, M$  - funções dos parâmetros do quadripolo - ref. (2)

$P_e$  - plano que representa o lugar geométrico das potências de entrada

$P_s$  - parabolóide que representa o lugar geométrico das potências de saída

A potência de saída  $P_s$  é calculada em função da impedância de carga. Supondo carga passiva, considera-se apenas a parte positiva do parabolóide. Traçando um plano paralelo ao eixo  $P, M$  pelo ponto  $C (1,0)$  o problema se torna bidimensional.

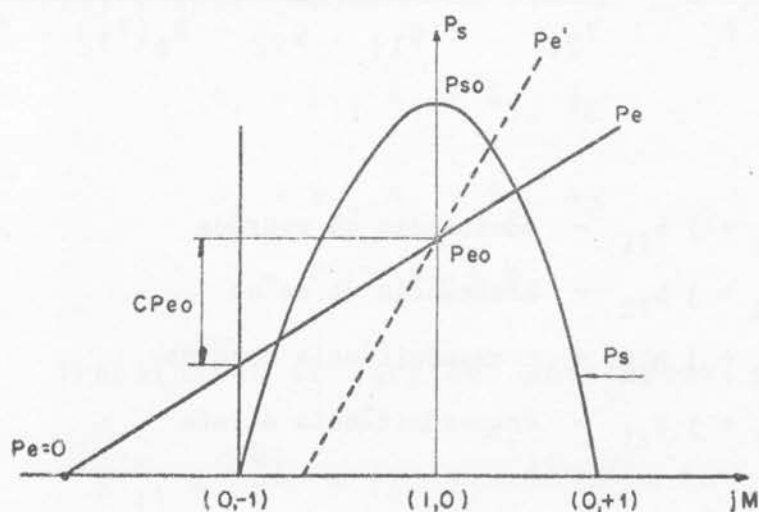


Fig. 7 Representação bidimensional de potências (entrada e saída) em um quadripolo.

Calculando-se o gradiente do plano  $P_e$  pelo ponto  $P_{eo}$ , define-se o fator de estabilidade  $C$ .

$$C \cdot P_{eo} = \text{grad} (P_e)$$

Se  $C < 1$ , potência de entrada ( $P_e$ ) é positiva e, o amplificador incondicionalmente estável, qualquer que seja a impedância de entrada e saída.

Se  $C > 1$ , potência de entrada pode ser negativa ( $P_e'$ ) significa que o dispositivo pode entregar potência na entrada e na saída, ou seja, está gerando sinal. A estabilidade do amplificador é condicionada a certas impedâncias de entrada e saída.

Efetuando cálculos para  $\text{grad}(P_e)$ , para um quadripolo representado por parâmetros de admitância, obtém-se (2):

$$C = 2 \frac{P_s}{P_c} \cdot \frac{Y_{12}}{Y_{21}} = \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{2 g_{11} \cdot g_{22} - R_e(Y_{12} \cdot Y_{21})}$$

onde:

$$Y_{11} = g_{11} + j b_{11} \quad - \quad \text{admitância de entrada}$$

$$Y_{22} = g_{22} + j b_{22} \quad - \quad \text{admitância de saída}$$

$$Y_{12} = S_{12} + j b_{12} \quad - \quad \text{transadmitância reversa}$$

$$Y_{21} = S_{21} + j b_{21} \quad - \quad \text{transadmitância direta}$$

O fator  $C$  estipula a estabilidade na pior condição possível, ou seja, sem considerar as impedâncias do gerador e da carga. Este caso ideal nunca ocorre na prática, o que interessa é a estabilidade de circuitos amplificadores reais. Introduzindo tais impedâncias na estabilidade, desenvolveu-se o fator  $K$  matematicamente inverso ao de LINVILL.

$$K = \frac{2 (g_{11} + G_g) \cdot (g_{22} + G_c)}{Y_{12} Y_{21} + R_e(Y_{12} + Y_{21})}$$



onde:

$$\begin{aligned} G_g & - \text{condutância do gerador} \\ G_c & - \text{condutância da carga} \end{aligned}$$

Em termos do fator  $K$ , um amplificador é considerado incondicionalmente estável quando  $K > 1$ ; caso contrário, ele é potencialmente instável.

#### 2.2.4.2 Estabilidade em termos de parâmetros "S"

Para garantir estabilidade incondicional de um quadripolo ativo, deve-se impor que as impedâncias dos acessos sejam positivas, simultaneamente. Para analisar estes requisitos, a equação (2.3) é empregada.

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

$$\Gamma_c = a_2 / b_2$$

Trabalhando as equações anteriores, resulta:

$$S'_{11} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_c}{1 - \Gamma_c S_{11}}$$

onde:

$S'_{11}$  representa o coeficiente de reflexão na entrada, levando em conta a influência da carga  $\Gamma_c$ .

A condição de estabilidade requer  $|\Gamma_c| < 1$  e  $|S'_{11}| < 1$ , simultaneamente. No limiar,  $|\Gamma_c| = 1$  significa um círculo no plano de admitâncias de saída (Fig. 8). Dentro deste círculo situam-se impedâncias que fornecem operação estável. Projetando este círculo no plano de admitâncias de entrada, obtém-se um outro círculo, dentro do qual estão as impedâncias para o circuito de entrada.

Para determinar a projeção de  $|\Gamma_c| = 1$ , é necessário encontrar a imagem de  $|\Gamma_c|$  no plano de entrada. Isto se faz por meio de uma transformação bilinear entre  $\Gamma_c$  e  $\Gamma_e$ . A equação (2.7) pode ser posta na forma:

$$\Gamma_e = \frac{\Delta}{S_{22}} + \frac{B}{1 - \Gamma_c \cdot S_{22}}$$

onde:

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (2.6a)$$

$$B = \frac{S_{12} S_{21}}{S_{22}}$$

$\Gamma_e$  - coeficiente de reflexão na entrada devido ao dispositivo ativo carregado com  $Z_c$ .

A transformação será feita em partes, aplicando as propriedades descritas em (1).

- a. A imagem do círculo unitário no plano  $\Gamma_c S_{22}$  é um círculo com centro na origem e raio  $|S_{22}|$  (Fig. 8).

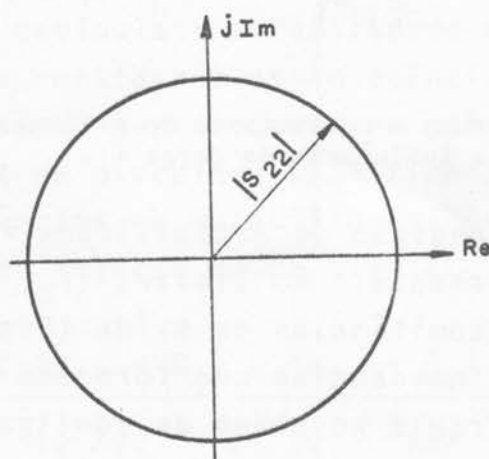


Fig. 8 Imagem do círculo unitário no plano  $\Gamma_c S_{22}$ .

- b. A imagem deste círculo no plano  $(1 - \Gamma_c S_{22})$ , consegue-se deslocando o círculo anterior à direita de uma distância unitária (Fig. 9).

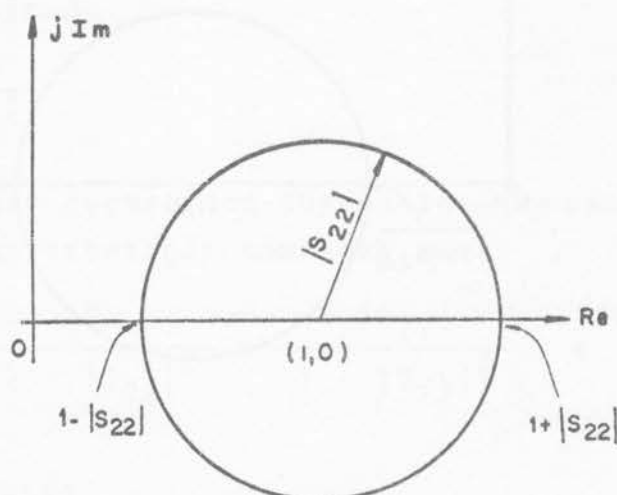


Fig. 9 Imagem do círculo unitário no plano  $(1 - \Gamma_c S_{22})$ .

- c. Numa transformação bilinear, a imagem inversa de um círculo ou uma reta que não passa pela origem é um círculo. A imagem do círculo unitário no plano  $(1 - \Gamma_c S_{22})^{-1}$  é um círculo com centro no eixo real e intersecções em (Fig. 10)  $(1 + |S_{22}|)^{-1}$  e  $(1 - |S_{22}|)^{-1}$ .

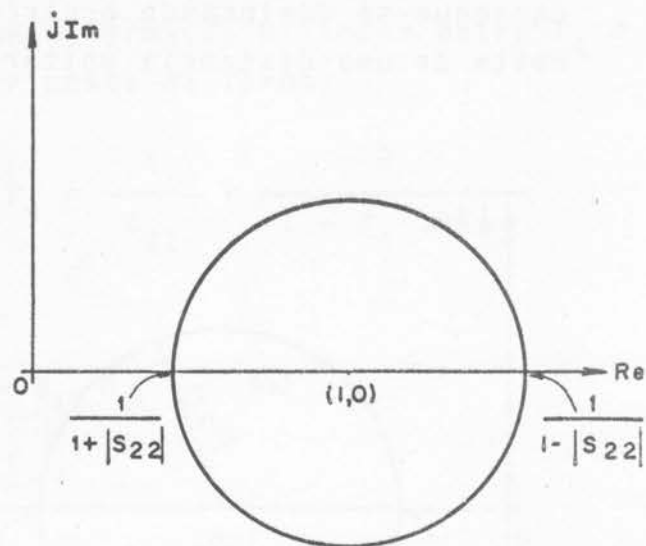


Fig. 10 Imagem do círculo unitário no plano  $(1 - \Gamma_c S_{22})^{-1}$ .

- d. Um círculo multiplicado por uma constante contínua sendo um círculo (Fig. 11).

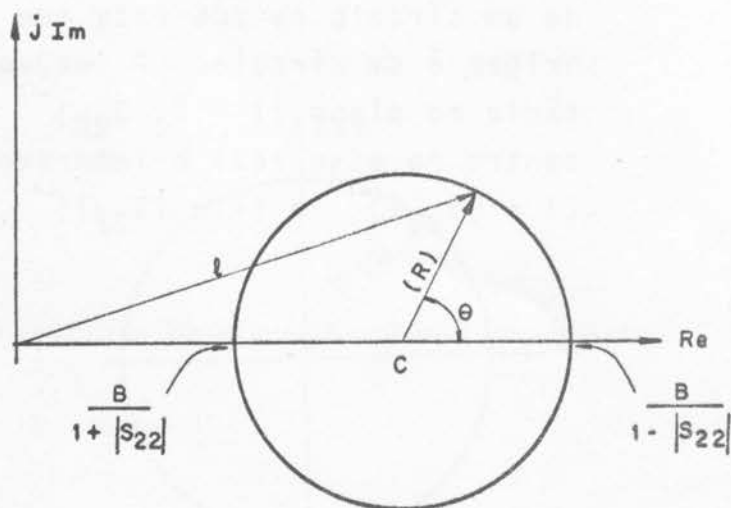


Fig. 11 Imagem do círculo unitário no plano  $B/(1 - \Gamma_c S_{22})$ .

onde:

$c$  - centro do círculo

$$c = \frac{B}{1 - |S_{22}|^2}$$

$|R|$  - raio do círculo

$$R = \frac{B |S_{22}|}{1 - |S_{22}|^2}$$

O lugar geométrico dos pontos que compreendem o círculo imagem em representação complexa será:

$$\rho = \frac{B}{1 - |S_{22}|^2} + \frac{B |S_{22}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \cdot e^{j\theta}$$

### Conclusão

O círculo unitário  $|r_c| = 1$  do plano de saída é transformado bilinearmente em outro círculo no plano de entrada dado por (Fig. 12):

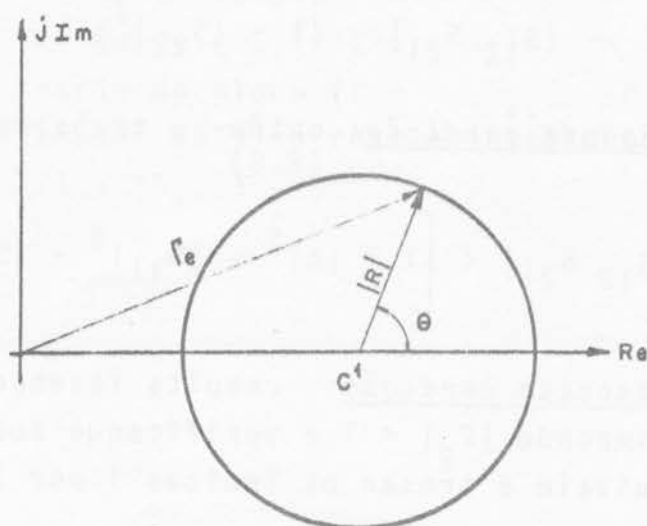


Fig. 12 Projeção do círculo de saída no plano de entrada.

$$\Gamma_e = \frac{\Delta}{S_{22}} + \frac{B}{1 - |S_{22}|^2} + \frac{B |S_{22}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \cdot e^{j\theta}$$

onde:

$c'$  - centro do círculo

$$c' = \frac{\Delta}{S_{22}} + \frac{B}{1 - |S_{22}|^2}$$

$|R'|$  - raio do círculo

$$R' = \frac{B |S_{22}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \cdot e^{j\theta}$$

Se a parte real da impedância de entrada deve permanecer positiva, o módulo de  $\Gamma_c$  deve ser menor que um, qualquer que seja  $\theta$ .

Agrupando e substituindo  $\Delta$  e  $B$ , resulta:

$$S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} S_{22}}{1 - |S_{22}|^2} < 1 - \frac{|S_{12} S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.8)$$

Primeira condição:

$$|S_{12} S_{21}| < (1 - |S_{22}|^2)$$

Segunda condição: obtêm-se trabalhando a equação (2.8)

$$2 |S_{12} S_{21}| < \left[ 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 \right]$$

Terceira condição: resulta fazendo o estudo inverso, ou seja, impondo  $|\Gamma_g| < 1$  e verificando sua imagem no plano de saída. Equivale a trocar os índices 1 por 2.

$$|S_{12} S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2$$

Quarta condição: análoga à segunda.

A condição necessária e suficiente para que um quadripolo ativo apresente estabilidade incondicional, é assegurada se as equações abaixo forem obedecidas.

$$1. \quad |S_{12} S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2$$

$$2. \quad |S_{12} S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2$$

$$3. \quad 2 |S_{12} S_{21}| < 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2$$

O fator K pode ser expresso por:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} \quad (2.9)$$

Neste item, apenas a condição analítica para estabilidade foi desenvolvida. A condição gráfica poderia ser estabelecida pela equação (2.7), porém, no capítulo seguinte ela é obtida de modo mais compreensível.



## 2.3 AMPLIFICAÇÃO DE MICROONDAS

### 2.3.1 Parâmetros de espalhamento generalizados

Comentou-se anteriormente que (2.2) em frequências de microondas, os sistemas de medidas são construídos com 50 Ohms de impedância característica de referência. Na figura 13 se encontra um diagrama simplificado da caracterização de um transistor e o diagrama de fluxo de sinal, equivalente (3).

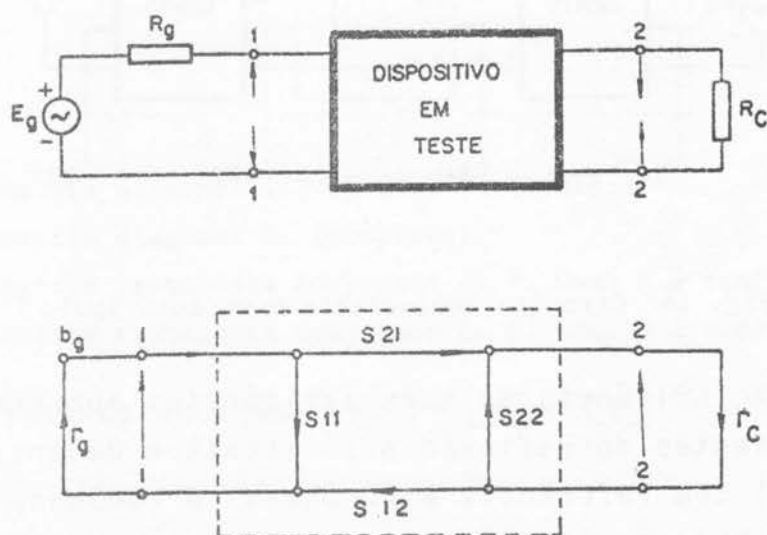


Fig. 13 Representação da caracterização de um transistor por meio de parâmetros "S".

As impedâncias da carga e do gerador são consideradas simultaneamente no cálculo do ganho de transdução. Nestas condições, o parâmetro  $S_{21}$ , medido no analisador de circuitos, quando elevado ao quadrado, representa o ganho de transdução do quadripolo com  $R_C = R_g = 50$  Ohms. O ganho de potência obtido é muito baixo, devido ao descasamento entre as impedâncias do transistor e a impedância de referência. Para aumentá-lo, intercalam-se elementos reativos entre o gerador e o transistor e entre o transistor e a carga, de modo a minimizar as reflexões do sinal. O transistor e os elementos introduzidos, constituem um novo quadripolo (Fig. 14).

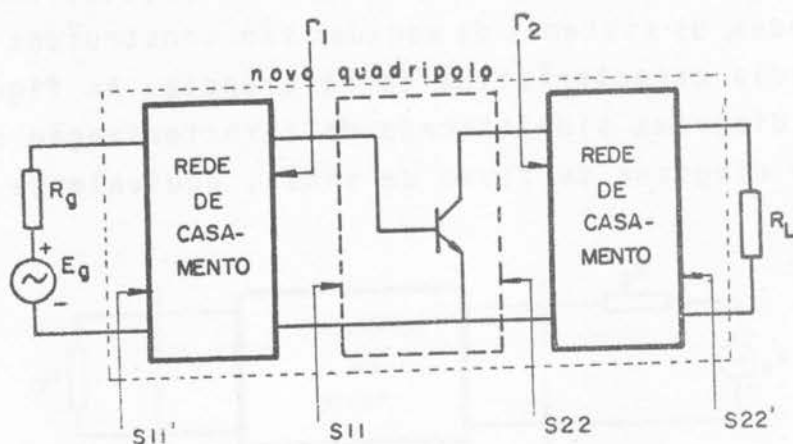


Fig. 14 Circuito equivalente de um quadripolo  $S'$ .

A influência de tais admitâncias aparecem sob a forma de coeficientes de reflexão nos circuitos de entrada ( $\Gamma_1$ ) e de saída ( $\Gamma_2$ ) com referência a 50 Ohms. O conjunto de parâmetros de espalhamento que caracteriza o novo quadripolo, é denominado: parâmetros de espalhamento generalizados  $S'$ . Eles são definidos em função dos parâmetros do transistor e dos coeficientes de reflexão introduzidos (1).

$$S' = f(S, \Gamma) \quad (2.10)$$

Existe uma relação linear entre tensões e correntes em um quadripolo, expressos matricialmente por:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

onde:

$V_1, I_1$  - tensão e corrente no acesso de entrada

$V_2, I_2$  - tensão e corrente no acesso de saída

Como as ondas de potência  $[a]$  e  $[b]$  resultam de uma transformação linear de  $[V]$  e  $[I]$ , conclue-se que a relação entre  $[a]$  e  $[b]$  também é linear  $[b] = [S] \cdot [a]$ . Relacionando  $(a,b)$  e  $(v,i)$  na forma:

$$a = F \cdot (V + G \cdot i)$$

$$b = F \cdot (V + G^+ \cdot i)$$

onde:

$F$  - matriz diagonal  $1/2 \operatorname{Re}(Z_i)^{1/2}$  (real)

$G$  - matriz diagonal  $Z_i$  (complexo)

$F^+$  - matriz transposta conjugada de  $F$ . Como  $F$  é real  $F^+ = F$

$G^+$  - matriz transposta conjugada de  $G$ . Como  $G$  é complexo  $G^+ \neq G$

e substituindo na equação:  $[b] = [S] \cdot [a]$

obtem-se:

$$F \cdot (Z - G^+) = S \cdot F \cdot (Z + G)$$

Determina-se  $S$  em função de  $Z, F, G$  e  $Z$ , em função de  $S, F, G$ :

$$S = F \cdot (Z - G^+) \cdot (Z + G)^{-1} F^{-1}$$

$$Z = F^{-1} (I - S)^{-1} \cdot (SG + G^+) F$$

A partir destas equações resulta uma nova matriz  $[S']$  em função da matriz  $[S]$  anterior e dos coeficientes de reflexão  $[r]$  introduzidos pelas redes de casamento:

$$S' = F' \cdot (Z - G'^+)^{-1} \cdot (Z + G')^{-1} \cdot (F^{-1})$$

onde:

$F'$  e  $G'$  representam  $F$  e  $G$  quando  $Z_i$  é substituído por  $Z_i'$

$Z_i'$  resulta da substituição da impedância de referência ( $Z_i$ ) pela impedância dos elementos reativos introduzidos

Substituindo  $Z$  na equação anterior e levando em conta a matriz coeficiente de reflexão

$$\Gamma = (G' - G) \cdot (G' + G^+)^{-1}$$

$$S' = F' \cdot F^{-1} \cdot (I - S)^{-1} \cdot (SG + G^+) \cdot F - (G')^+ \cdot F^{-1} \cdot (I - S)^{-1} \cdot (SG + G^+) \cdot F + (G')^{-1} \cdot (F')^{-1}$$

Impondo  $A = (F')^{-1} \cdot F \cdot (I - \Gamma^+)$  obtêm-se após alguns desenvolvimentos:

$$S' = A^{-1} \cdot (S - \Gamma^+) \cdot (I - \Gamma S)^{-1} \cdot A^+ \quad (2.11)$$

Calculando-se a matriz diagonal  $A$ , obtêm-se a componente  $A_i$ :

$$A_i = \frac{1 - \Gamma_i^*}{|1 - \Gamma_i|} \cdot \sqrt{1 - \Gamma_i \Gamma_i^*}$$

com

$$\Gamma_i = \frac{Z_i' - Z_i}{Z_i' + Z_i^*}$$

A equação (2.11) é geral e se aplica a componentes de  $n$ -acessos. No caso particular de um quadripolo, resulta:

$$S'_{11} = \frac{A_1^*}{A_1} \cdot \frac{(1 - \Gamma_2 S_{22}) (S_{11} - \Gamma_1^*) + \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11}) (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.12)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^*}{A_1} \cdot \frac{S_{21} (1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - \Gamma_1 S_{11}) (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.13)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^*}{A_2} \cdot \frac{S_{21} (1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.14)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^*}{A_2} \cdot \frac{(1 - \Gamma_1 S_{11})(S_{22} - \Gamma_2^*) + \Gamma_1 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.15)$$

### 2.3.2 Ganho de potência generalizado

Os ganhos de potência definidos no item 2.2.3 podem ser escritos em função dos parâmetros (S) e (S') do quadripolo ativo. O diagrama de fluxo de sinal da figura 15, auxilia a visualização das ondas de potência.

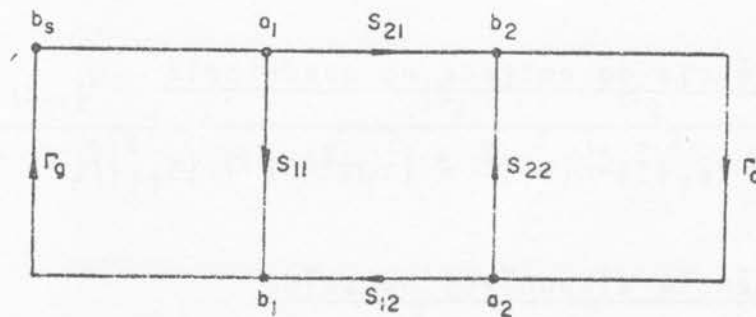


Fig. 15 Diagrama de fluxo de sinal em um quadripolo.

Em qualquer um dos acessos, as seguintes relações são válidas:

$$P_{\text{refletida}} = P_{\text{disponível}} - P_{\text{entregue à carga}}$$

$$P_{\text{refletida na entrada}} = |S_{11}|^2 \times \text{Potência disponível de um gerador na entrada}$$

$$P_{\text{refletida na saída}} = |S_{22}|^2 \times \text{Potência disponível de um gerador na saída}$$

As potências em jogo no circuito acima expressam -  
-se por:

Potência disponível do gerador

$$P_{dg} = |a_1|^2$$

Potência de entrada no quadripolo

$$P_e = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 (1 - |S_{11}|^2)$$

Potência disponível na saída

$$P_{ds} = |a_2|^2 \therefore |a_2|^2 = |b_2|^2 + P_{\text{refletida na saída}}$$

$$|a_2|^2 = |b_2|^2 + |S_{22}|^2 \times |a_2|^2$$

$$P_{ds} = \frac{|b_2|^2}{1 - |S_{22}|^2}$$

Potência de saída entregue à carga

$$P_s = |b_2|^2$$

Levando as expressões desenvolvidas para as equações de ganho de potência do item 2.2, chega-se a:

$$G = \frac{P_s}{P_e} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 (1 - |S_{11}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2}$$

$$G_T = \frac{P_s}{P_{dg}} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = |S_{21}|^2 \quad (2.16)$$

$$G_D = \frac{P_{ds}}{P_{dg}} = \frac{\frac{|b_2|^2}{1 - |S_{22}|^2}}{|a_1|^2} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2}$$

Os ganhos de potência generalizados obtêm-se substituindo os parâmetros "(S)" pelos parâmetros "(S')" generalizados.

$$G = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_2|^2 \cdot (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2R_e(\Gamma_2 C_2)} \quad (2.17)$$

$$G_T = |S'_{21}|^2 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2} \quad (2.18)$$

$$G_D = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{22}|^2} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_1|^2 \cdot (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2R_e(\Gamma_2 C_2)} \quad (2.19)$$



### 2.3.3 Círculos de ganho constante

As relações entre potências em um quadripolo ativo, conforme estudos de LINVILL, permitem estabelecer em que condições um dado dispositivo é incondicionalmente estável (ver item 2.2). Daquele modelo, informações concernentes a ganho e banda passante, podem ser obtidos.

Traçando-se o plano de entrada ( $P_e$ ) paralelo aos eixos ( $L, jM$ ) e, projetando neles a intersecção de ambos os lugares geométricos, resulta um círculo (Fig. 16). Como ( $L, jM$ ) são funções dos parâmetros do quadripolo e da carga, o lugar geométrico limitado pelo círculo, representa quais as impedâncias de carga que fornecem o mesmo ganho.

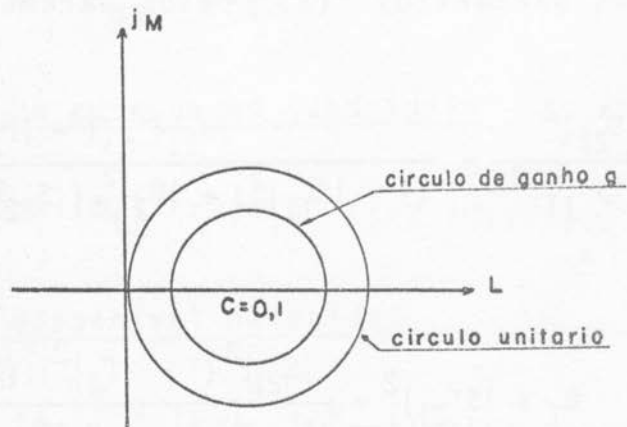


Fig. 16 Círculo de ganho constante no plano  $L, jM$ .

Em microondas convém representar impedâncias em termos de coeficiente de reflexão, devido à facilidade de medida desta grandeza. O lugar geométrico das impedâncias passivas em termos de coeficiente de reflexão é constituído pelo âbaco de Smith. Este deriva de uma transformação bilinear entre  $z = r + jx$  e  $w = u + jv$ . Como a transformação bilinear entre  $(L, jM)$  e  $(r, jx)$  é realizável então a transformação entre  $(L, jM)$  e  $(u, v)$  também é realizável.

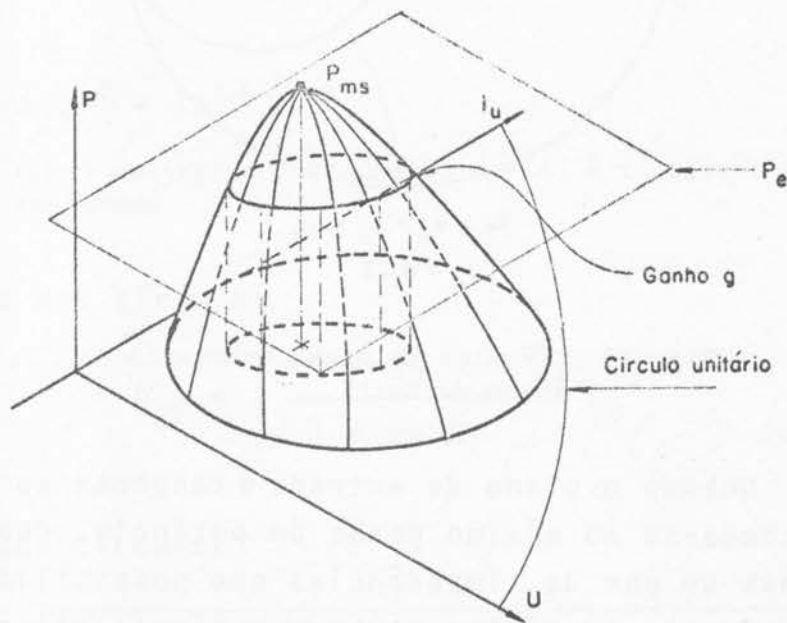


Fig. 17 Círculo de ganho constante no plano  $(u, jv)$ .

onde:

$P$  - potência de saída

$u, v$  - resultam de transformação bilinear de  $z = r + jx$

$P_{s,m}$  - potência de saída máxima

Desenhando as diversas intersecções do plano de entrada com o parabolóide de saída (Fig. 17), resulta o conjunto de círculos de ganho constante sobre o âbaco de Smith da figura 18.

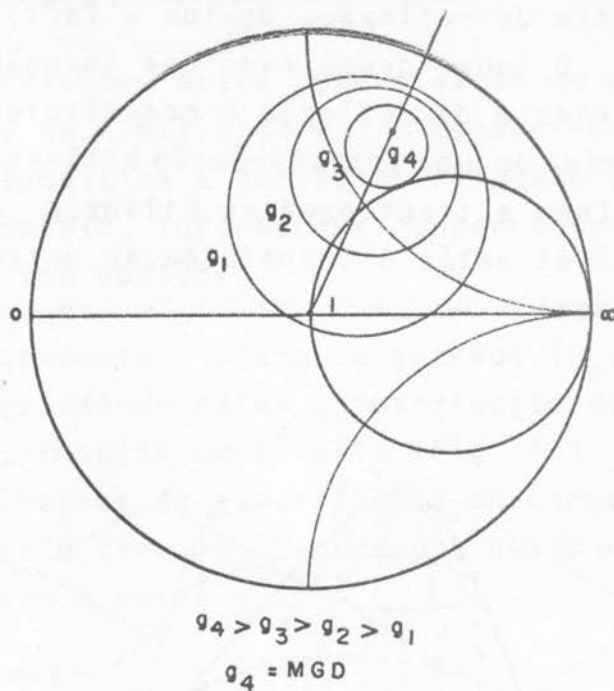


Fig. 18 Círculos de ganho constante no ábaco de Smith.

Quando o plano de entrada é tangente ao parabolóide de saída, chega-se ao máximo ganho de potência. Observa-se que existe apenas um par de impedâncias que possibilitam um dado transistor a fornecer o máximo ganho de potência disponível (MGD). Convém denotar que estes círculos não dão informação alguma com relação ao desempenho de potência. Para um dado ganho, um dos pontos sobre um dado círculo, certamente fornece a máxima potência de saída. A determinação de tal ponto, prescinde de uma avaliação prévia dos parâmetros do transistor em níveis de grandes sinais, o que está fora do propósito deste trabalho. Para determinação dos círculos, considere-se equação (2.17), com o ganho normalizado:

$$g_2 = \frac{G}{|S_{21}|^2}$$

$$\frac{1}{g_2} = \frac{|S_{21}|^2}{g} = \frac{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_2| (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 R_e (\Gamma_2 C_2)}{1 - |\Gamma_2|^2}$$

É possível colocar esta equação na forma:

$$\left[ \Gamma_2 - \frac{g_2}{1 + D_2 g_2} \cdot C_2^* \right]^2 = \frac{1 - 2 K |S_{12} \cdot S_{21}| \cdot g_2 + |S_{12} \cdot S_{21}|^2 g_2^2}{(1 + D_2 g_2)^2}$$

onde:

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$C_2^*$  - termo conjugado introduzido devido à imposição de casamento conjugado

Centro dos círculos

$$R_{g2} = \left[ \frac{g_2}{1 + D_2 g_2} \right] C_2^* \quad (2.20)$$

Raio dos círculos

$$\rho_{g2} = \frac{\sqrt{1 - 2 K |S_{12} \cdot S_{21}| g_2 + g_2^2 |S_{12} \cdot S_{21}|^2}}{1 + D_2 g_2} \quad (2.21)$$

Estas equações permitem escolher sobre o plano de impedâncias de saída, aquela ( $\Gamma_2$ ) que fornece o ganho desejado. Para determinar o coeficiente de reflexão ( $\Gamma_1$ ), tendo escolhido ( $\Gamma_2$ ), recorre-se ao ganho de transdução que leva em conta simultaneamente ( $\Gamma_1$  e  $\Gamma_2$ ). Normalizando a equação (2.18):

$$g_t = \frac{G_T}{|S_{21}|^2}$$

$$\frac{1}{g_t} = \frac{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2}{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}$$

a qual pode ser desenvolvida e colocada na forma:

$$\left(\Gamma_1 - \frac{b}{2}\right)^2 = \left(\frac{b^2 - 4ac}{4}\right)^2$$

Centro dos círculos

$$R_{g_{t1}} = \frac{(1 - \Gamma_2 S_{22})(S_{11} - \Gamma_2 \Delta)^*}{\left| |S_{11} - \Delta \Gamma_2|^2 + \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_t} \right|} \quad (2.22)$$

Raio dos círculos

$$\rho_{g_{t1}} = \frac{\left\{ (|S_{11} - \Delta \Gamma_2|^2 - |1 - \Gamma_2 S_{22}|^2) \left(\frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_{t1}}\right) + \left(\frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_t}\right)^2 \right\}^{1/2}}{\left| |S_{11} - \Delta \Gamma_2|^2 + \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_t} \right|} \quad (2.23)$$

#### 2.3.4 Determinação dos coeficientes de reflexão

O método consiste em calcular inicialmente a impedância de saída, expressa por  $(\Gamma_2)$ .

Na figura 18, o ganho cresce de  $g_1$  para  $g_4$ . Em  $g_4$  o círculo se reduz a um ponto resultando em MGD, e  $\Gamma_2$  está perfeitamente determinado, como na figura 19.

Se o objetivo do projeto é um ganho menor que MGD, apenas uma das impedâncias do conjunto delimitado pelo círculo de ganho desejado é solução.

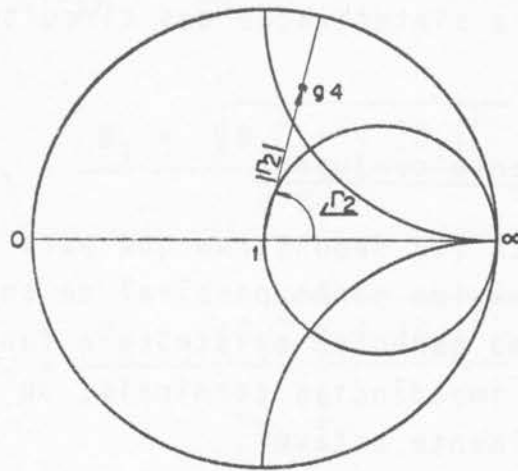


Fig. 19 Coeficiente de reflexão para MGD.

Nesse ponto ressalte-se que coeficientes de reflexão mínimos representam impedâncias mais próximas de 50 Ohms, implicando em redes de adaptação de impedâncias mais simples e de maior eficiência. Esta afirmação não leva em conta a banda passante, cuja interrelação será tratada no projeto de amplificadores de banda larga.

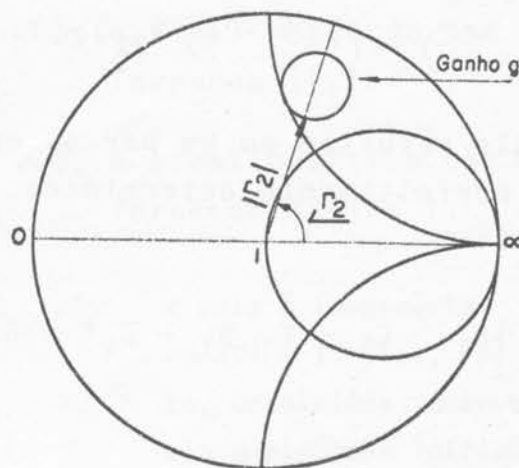


Fig. 20 Escolha de  $\Gamma_2$  mínimo sobre o círculo unitário.

Conclui-se então, que o módulo do coeficiente de reflexão deve ser o menor possível como ilustrado na figura 20.

Uma vez perfeitamente definidos os parâmetros ( $\Gamma_1$ ) e ( $\Gamma_2$ ) procede-se a sintetização dos circuitos de adaptação de impedâncias.

### 2.3.5 Casamento conjugado

LINVILL (2) demonstrou que para um dado quadripolo ativo, existe um máximo ganho possível de ser previsto teoricamente. Este máximo ganho só existe se a função  $G_T$  for definida para quaisquer impedâncias terminais, ou seja, para um sistema incondicionalmente estável.

As admitâncias, que casam conjugadamente a entrada e a saída do quadripolo, obtêm-se graficamente verificando o ponto em que o círculo de ganho constante se reduz a um ponto. Analiticamente, determina-se ( $\Gamma_1$ ) e ( $\Gamma_2$ ) para casamento conjugado, impondo-se reflexão nula concomitantemente em ambos os acessos:

$$S'_{11} = \frac{A_1^*}{A_1} \frac{(1 - \Gamma_2 S_{22})(S_{11} - \Gamma_1^*) + \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} = 0$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^*}{A_2} \frac{(1 - \Gamma_1 S_{11})(S_{22} - \Gamma_2^*) + \Gamma_1 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} = 0$$

As quais resultam em um par de equações a duas incógnitas, sistema perfeitamente determinado. Resolvendo-se o sistema, chega-se a:

$$|\Gamma_1|^2 C_1 - \Gamma_1 B_1 + C_1^* = 0$$



onde:

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$\Gamma_1 = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 |C_1|^2}}{2 C_1} \quad (2.24)$$

$$\Gamma_2 = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 |C_2|^2}}{2 C_2} \quad (2.25)$$

Soluções: Apresenta-se a análise para  $\Gamma_1$ , sendo análoga para  $\Gamma_2$ .

$$1. \quad \left| \frac{B_1}{2 C_1} \right| > 1 \quad \therefore \quad \begin{array}{l} \text{a raiz é real e duas soluções são possíveis} \\ |\Gamma_1| < 1 \\ |\Gamma_1| > 1 \end{array}$$

Como o sistema por hipótese é incondicionalmente estável e os circuitos de adaptação de impedâncias são passivos, a solução ( $|\Gamma_1| > 1$ ) não tem sentido físico.

Se  $B_1 > 0$ , o sinal negativo nas equações 2.24 e 2.25 fornecem  $|\Gamma_1| < 1$ .

Se  $B_1 < 0$ , o sinal positivo nas equações 2.24 e 2.25 fornecem  $|\Gamma_1| < 1$ .

$$2. \quad \left| \frac{B_1}{2 C_1} \right| < 1 \quad \therefore \quad \begin{array}{l} \text{a raiz é imaginária. Esta solução implica} \\ \text{em } |K| < 1, \text{ pois, } |B_1/2 C_1| = |K|, \text{ portanto,} \\ \text{condicionalmente estável, o que contra-} \\ \text{ria a hipótese inicial.} \end{array}$$

### 2.3.6 Máximo ganho

O máximo ganho disponível MGD, ocorre quando o raio dos círculos de ganho constante se reduz a um ponto,  $\rho = 0$ .

Da equação (2.21) resulta:

$$g \Big|_{\rho = 0} = \frac{1}{|s_{12} s_{21}|} \left[ K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right]$$

Desnormalizando o ganho:

$$g \cdot |s_{21}|^2 = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \left[ K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right] \quad (2.26)$$

onde emprega-se:

sinal negativo para  $B_1 > 0$

sinal positivo para  $B_1 < 0$

Quando o transistor se encontra no limiar entre instabilidade em potencial e estabilidade incondicional, o máximo ganho disponível se torna o máximo ganho estável para qualquer valor de  $K \leq 1$ .

$$MGE = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \quad (2.27)$$

Entende-se como ganho estável, aquele em que ambos os acessos do amplificador apresentam impedância com parte real positiva. Ganho maior que MGE é possível, porém, um ou ambos os acessos do amplificador apresentarão resistência negativa.

Para que um amplificador seja estável é necessário que  $K > 1$ , porém, existe um limite superior. Analisando MGD em relação a MGE, em função de  $K$ , pode-se estabelecer este limi

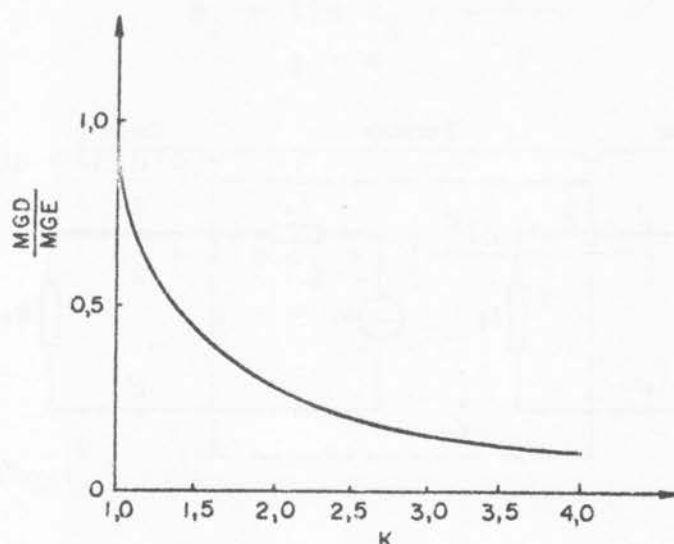


Fig. 21 MGD / MGE em função de K.

A figura 21 indica que um valor muito alto do fator K, degrada o máximo ganho disponível. Para um dado dispositivo, sua polarização deve ser tal que o fator situe-se entre os limites  $1 < K < 1,5$ , a fim de manter o compromisso ganho - estabilidade.

### 2.3.7 Círculos de estabilidade

No item 2.2 discutiu-se em que condições um quadri polo ativo se torna instável. Nestas condições, há impedâncias tais que, quando acopladas em seus terminais, permitem operação estável. Para tanto, vamos delimitar no plano de impedâncias, quais as que provocam instabilidade. Estas regiões podem ser obtidas, traçando-se sobre o ábaco de Smith, círculos de estabilidade.

Referindo-se à figura 22, se o coeficiente de reflexão na entrada é menor que 1, a potência refletida é menor que a incidente; então,  $R_e [Z_e] > 0$ . Se o coeficiente de reflexão é maior que 1, a potência refletida é maior do que a incidente; então,  $R_e [Z_e] < 0$ .

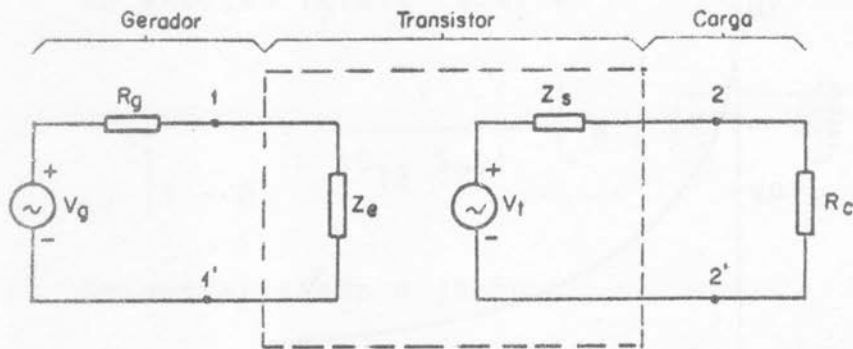


Fig. 22 Circuito equivalente de um transistor.

onde:

$Z_e$  - impedância de entrada do transistor

$Z_s$  - impedância de saída do transistor

$V_t$  - gerador de tensão vinculado à tensão de entrada

$$\text{Se } |S_{11}| > 1 \quad R_e \{Z_e\} < 0$$

$$\text{Se } |S_{11}| < 1 \quad R_e \{Z_e\} > 0$$

O ponto onde  $|\Gamma| = 1$  representa a condição limiar de transição entre existência ou não de resistência negativa. Impondo-se  $|S'_{11}| = 1$  e  $\Gamma_1 = 0$  na equação 2.12 estabelece-se o lugar geométrico das impedâncias que provocam instabilidades.

Um meio mais simples de derivar estas equações, consiste em calcular o limite dos círculos de ganho constante, quando o ganho tende a infinito. Desta forma, das equações 2.20 e

Centro do círculo

$$R_e = \lim_{g \rightarrow \infty} R_g = \frac{C_2^*}{D_2} \quad (2.28)$$

Raio do círculo

$$\rho_e = \lim_{g \rightarrow \infty} \rho_g = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{D_2} \right| \quad (2.29)$$

onde:

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

Se  $D_2 < 0$ , é necessário incluir uma rotação de fase de  $180^\circ$  no termo  $R_e$ . Em termos de ganho implica numa inversão dos pontos em que  $g_2$  é positivo, tornando-se negativo.

#### 2.3.1.1 Classificação da estabilidade

Como já discutimos no item 2.2, ela se classifica tradicionalmente em:

Estabilidade incondicional - o amplificador é estável quaisquer que sejam as impedâncias de entrada e saída.

Estabilidade condicional - Existem certas impedâncias que permitem operação estável.

A estabilidade pode ser analisada de duas maneiras (4):

1. Algebricamente - verificando o valor de  $K$  e  $B_1$ :

- Se  $K > 1$  e  $B_1 > 0$  - sistema incondicionalmente estável, qualquer impedância pode ser escolhida no âbaco de Smith, para o casamento de impedâncias.

- Se  $K > 1$  e  $B_1 < 0$  - sistema condicionalmente estável. É necessário recorrer ao processo gráfico na escolha de impedâncias para o casamento.

- Se  $k < 1$  e  $B_1 < 0$  - sistema condicionalmente estável. Considerações são análogas ao anterior.

2. Graficamente - verificando a posição relativa do círculo de estabilidade, com o círculo unitário de admitâncias. Seis casos são possíveis, considerando  $|S_{11}| < 1$ . Caso  $|S_{11}| > 1$  a área hachurada deve então, ser considerada região estável.

Serão analisados os seguintes casos:

- a.  $K > 1$ ;  $B_1 > 0$  e  $D_2 > 0$
- b.  $K > 1$ ;  $B_1 > 0$  e  $D_2 < 0$
- c.  $K > 1$ ;  $B_1 < 0$  e  $D_2 > 0$
- d.  $K > 1$ ;  $B_1 < 0$  e  $D_2 < 0$
- e.  $K < 1$ ;  $B_1 < 1$  e  $D_2 > 0$
- f.  $K < 1$ ;  $B_1 < 1$  e  $D_2 < 0$

a.  $D_2 > 0$ : não há intersecção entre os círculos (Fig.

23 a).

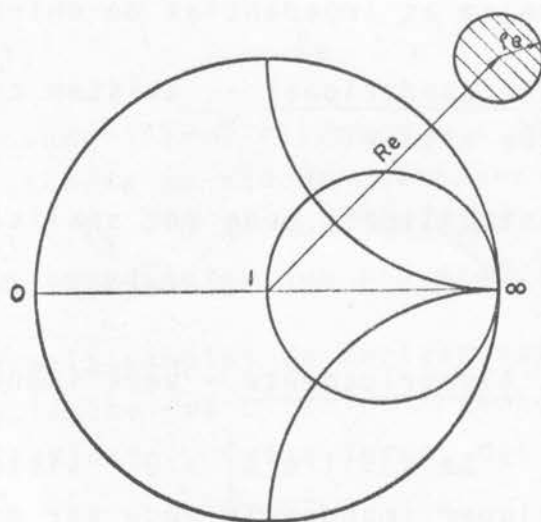


Fig. 23 a. Sistema incondicionalmente estável.

b.  $D_2 < 0$ : o círculo de estabilidade contém o círculo unitário (Fig. 23 b).

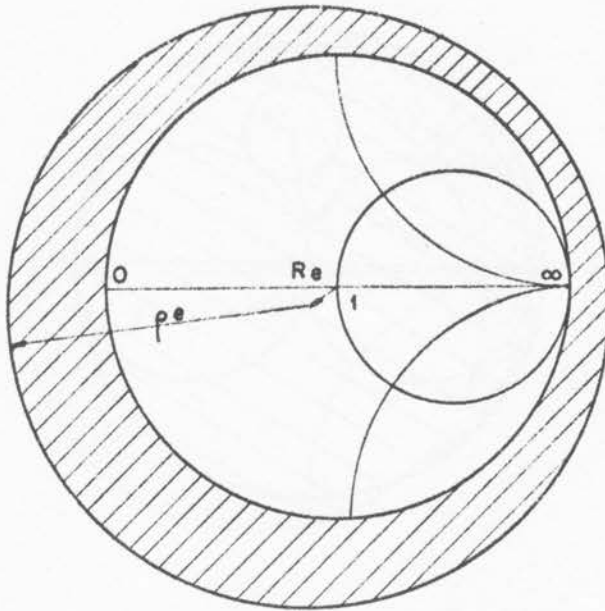


Fig. 23 b. Sistema incondicionalmente estável.

c.  $D_2 > 0$ : o círculo unitário contém o círculo de estabilidade (Fig. 24 a).

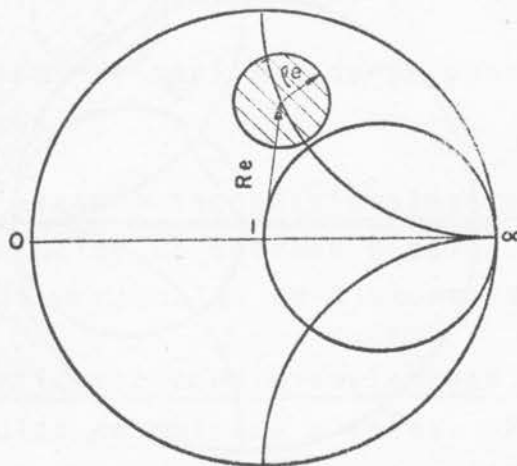


Fig. 24 a. Sistema condicionalmente estável.



d.  $D_2 < 0$ : o círculo unitário contém o círculo de estabilidade (Fig. 24 b).

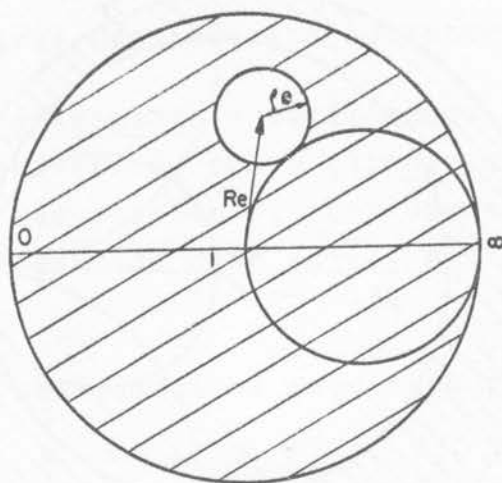


Fig. 24 b. Sistema condicionalmente estável.

e.  $D_2 > 0$ : o círculo de estabilidade intersecciona o círculo unitário (Fig. 24 c).

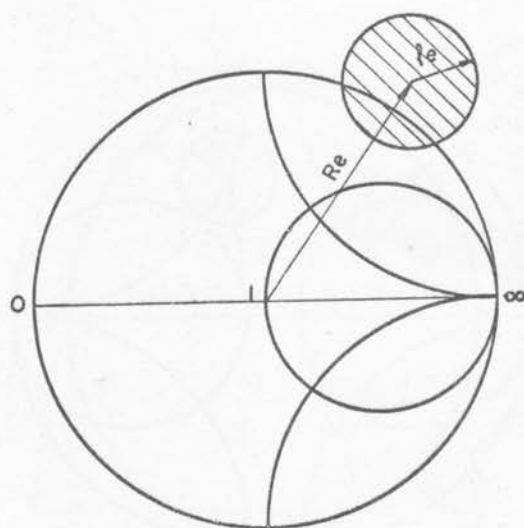


Fig. 24 c. Sistema condicionalmente estável.

f.  $D_2 < 0$ : o círculo de estabilidade intersecciona o círculo unitário (Fig. 24 d.).

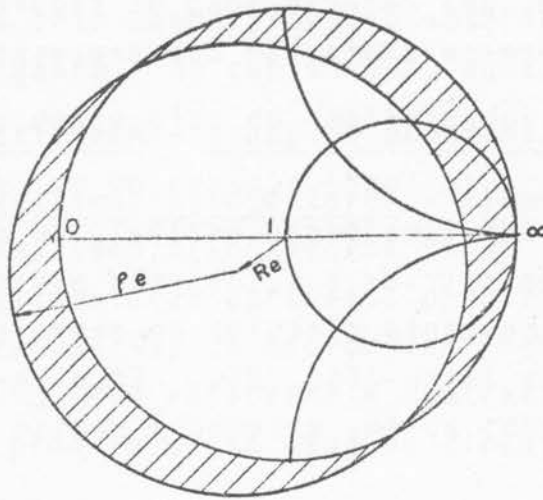


Fig. 24 d. Sistema condicionalmente estável.

#### 2.3.7.2 Métodos de estabilização

Quando um dispositivo é incondicionalmente estável, é suficiente determinar os coeficientes de reflexão e sintetizar as redes de casamento. Para um dispositivo potencialmente instável, algumas considerações devem ser feitas previamente.

Dois tipos de amplificadores podem ser construídos com tais dispositivos:

- Amplificador incondicionalmente estável: não há restrições às impedâncias de entrada e saída. Pode ser empregado isoladamente ou em cascata, em sistemas de microondas.

- Amplificador condicionalmente estável: há restrições às impedâncias de entrada e saída. Pode ser empregado sem restrições desde que acoplado a um amplificador de isolamento.

O meio mais simples de estabilizar um dispositivo instável, consiste em variar a polarização DC, até o ponto em que os parâmetros indiquem a estabilidade esperada. Este procedimento, frequentemente acarreta uma drástica redução no ganho de potência e, uma deterioração da figura de ruído. Por estas razões, prefere-se adotar um dos processos seguintes:

a. Limitação do ganho - Amplificador incondicionalmente estável - Limitando o ganho de um amplificador, ele se torna incondicionalmente estável, ou seja, a parte real das impedâncias de entrada e saída, são positivas. Para tanto, traçam-se simultaneamente círculos de ganho constante e estabilidade no âbaco de Smith (Fig. 25). Escolhe-se, então,  $\Gamma_e$  para o ganho desejado; porém, externo à região instável.

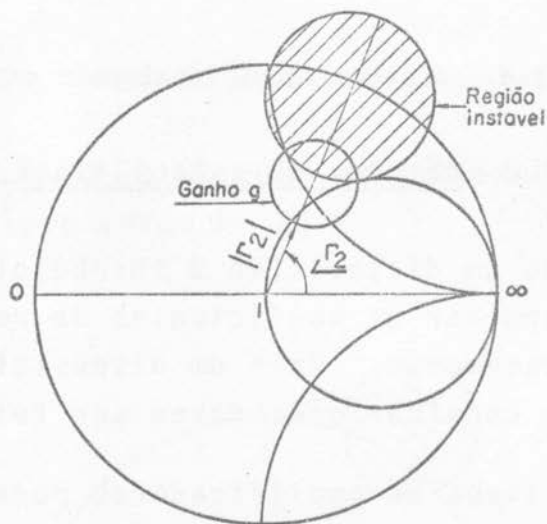


Fig. 25 Estabilização por limitação do ganho.

b. Limitação do ganho - Amplificador condicionalmente estável - se a parte real da impedância de saída é negativa e a parte real da impedância de entrada positiva, é possível construir um amplificador com ganho maior que MGE. A escolha de  $r_2$  é feita pelo mesmo processo anterior e a escolha de  $r_1$  visa o máximo ganho. No capítulo 4, estão indicados os detalhes de projeto deste tipo de amplificador.

c. Realimentação externa - Elementos de circuito em uma malha de realimentação externa podem estabilizar um dispositivo. Uma realimentação apresenta problemas de confecção do circuito em frequências de microondas, sendo indicado para a faixa de UHF. No item referente à neutralização, algumas particularidades de projeto deste tipo de circuito serão apresentadas.

d. Resistência de amortecimento - Um processo ótimo para estabilizar amplificadores na faixa de microondas, está em acoplar uma resistência ao acesso instável, conforme apresentado na figura 26.

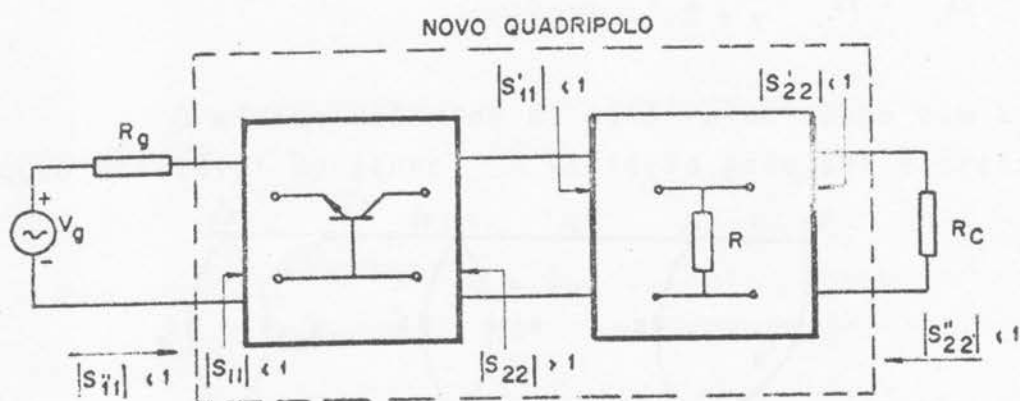


Fig. 26 Estabilização por resistência de amortecimento.

Para prever analiticamente o valor da resistência  $R$ , deve-se inicialmente calcular seus parâmetros de espalhamento (Fig. 27); em seguida, calcular os parâmetros da associação (Fig. 28).

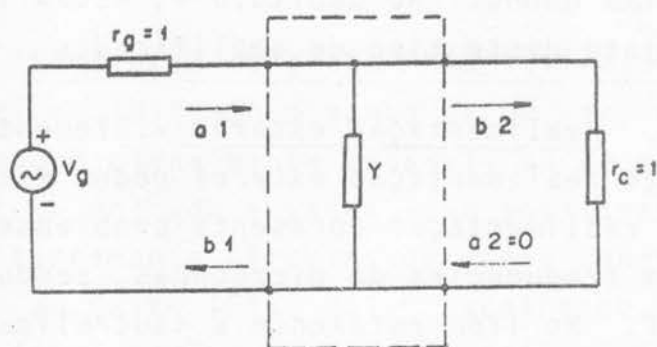


Fig. 27 Parâmetros "S" de uma resistência  $R$ .

onde:

$$S'_{11} = S'_{22} = \frac{-y}{y + 2}$$

$$S'_{21} = S'_{12} = \frac{2}{y + 2}$$

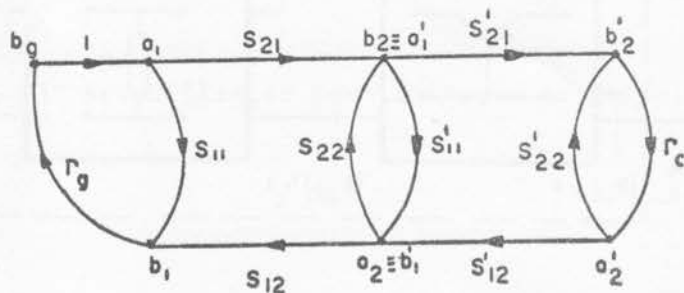


Fig. 28 Fluxo de sinal de um transistor em série com resistência em paralelo.

Parâmetros "S" da associação

$$(S''_{11}) = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} S'_{11}}{1 - S_{22} S'_{11}}$$

$$(S''_{12}) = \frac{b_1}{a'_2} = \frac{S_{12} S'_{12}}{1 - S_{22} S'_{11}}$$

$$(S''_{21}) = \frac{b'_2}{b_g} = \frac{S_{21} S'_{21}}{1 - S_{22} S'_{11}}$$

$$(S''_{22}) = S'_{22} + \frac{S'_{12} S'_{21} \cdot S_{22}}{1 - S'_{11} S_{22}}$$

Impondo a condição  $|S''_{22}| < 1$  e resolvendo o sistema para  $S_{22}$  obtêm-se, qual o máximo valor da resistência R.

$$y > \frac{|S_{22}|^2 - 1}{|S_{22} + 1|^2}$$

$$R < Z_0 \cdot \frac{|S_{22} + 1|^2}{|S_{22}|^2 - 1}$$

O mínimo valor de R, está relacionado com a máxima redução aceitável do ganho. A variação pode ser expressa por:

$$S'_{21} = S_{21} \cdot f$$

onde:

f - fator de redução

Considerando aceitável uma redução de 1 dB no ganho, resulta:

$$f = 0,89 \rightarrow R > 202,5 |S_{22} + 1|$$
$$202,5 |S_{22} + 1| \leq R \leq Z_0 \frac{|S_{22} + 1|^2}{|S_{22}|^2 - 1}$$

Após a avaliação do valor da resistência de amortecimento  $R$ , constroeu-se o novo quadripolo e procede-se à sua caracterização no sistema analisador de circuitos. A associação de um elemento resistivo em série com o transistor é uma outra opção. As configurações e deduções para o projeto são análogas.

### 2.3.8 Quadripolo unilateral

Quando o parâmetro  $S_{12} \ll S_{21}$ , é razoável assumir  $S_{12} = 0$ . Este procedimento simplifica consideravelmente os cálculos anteriores. Esta condição normalmente se verifica para transistores operando em frequências bem inferiores a  $f_T$ . A equação resultante para  $G_T$  é:

$$G_{T_u} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |r_1|^2)}{|1 - r_1 S_{11}|^2} \cdot \frac{(1 - |r_2|^2)}{|1 - r_2 S_{22}|^2}$$

O qual pode ser expresso pelo produto de três ganhos.

$$G_{T_u} = G_0 \cdot G_1 \cdot G_2$$

onde:

- $G_0$  - ganho do transistor
- $G_1$  - ganho do circuito de entrada
- $G_2$  - ganho do circuito de saída
- $G_{T_u}$  - ganho de transdução unilateral



Verifica-se então, uma independência entre os circuitos de entrada e saída, de modo que pode-se assumir que os circuitos passivos de adaptação de impedâncias apresentam ganho. O máximo ganho ocorre quando o transistor está conjugadamente casado.

$$\begin{cases} \Gamma_1 = S_{11}^* \\ \Gamma_2 = S_{22}^* \end{cases}$$

$$MGD = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - |S_{11}|^2| \cdot |1 - |S_{22}|^2|}$$

Convém avaliar o erro cometido ao assumir  $S_{12} = 0$ , estabelecendo um critério para considerar um transistor unilaterial.

Da equação:

$$G_T = |S'_{21}|^2 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}|^2}$$

Dividindo-a por  $G_{Tu}$ :

$$\frac{G_T}{G_{Tu}} = \frac{1}{\left| 1 - \frac{\Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22})} \right|^2}$$

fazendo

$$X = \frac{\Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22})}$$

resulta:

$$\frac{G_T}{G_{Tu}} = \frac{1}{|1 - X|^2}$$

Para prever o erro cometido, basta verificar os limites de variação da relação  $G_T/G_{Tu}$ . A máxima variação pode ser expressa por 2 possíveis valores para X:

$$X_1 = |X| \angle 0^\circ$$

$$X_2 = |X| \angle 180^\circ$$

Nestas condições:

$$\frac{1}{(1 + |X|^2)} < \frac{G_T}{G_{Tu}} < \frac{1}{(1 - |X|^2)}$$

É razoável admitir  $S_{12} \approx 0$  quando o máximo erro cometido for da ordem de  $\pm 0,5$  dB.

#### 2.3.8.1 Círculos de ganho constante

O centro dos círculos localizam-se sobre a linha que une a origem ao conjugado de  $S_{11}$ .

onde:

$G_{\max}$  ocorre quando  $\Gamma_1 = S_{11}^*$

$$\begin{aligned} G_{\max} &= \frac{1 - |S_{11}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)^2} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \\ &= G (1 - |S_{11}|^2) \end{aligned}$$

Substituindo a equação para ganho normalizado na equação do ganho unilateral e resolvendo para  $\Gamma_1$  ou  $\Gamma_2$ :

$$g = \frac{G}{G_{\max}} = \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_1 S_{11}|^2} \cdot (1 - |S_{11}|^2)$$

a qual pode ser colocada na forma:

$$\left[ r_1 - g \cdot \frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g)} \right]^2 = \frac{(1 - g) [1 - |S_{11}|^2]^2}{[1 - |S_{11}|^2 (1 - g)]^2}$$

onde:

$g = G/G_{\max}$  - ganho normalizado

Centro do círculo

$$R_g = \frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g)}$$

Raio do círculo

$$\rho_g = \frac{(1 - |S_{11}|^2) \sqrt{1 - g}}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g)}$$

As equações desenvolvidas são gerais, porém, dois casos para o parâmetro  $g$  devem ser levados em conta:

1.  $|S_{11}| < 1$  - não existe resistência negativa no circuito.

$$0 < g < 1$$

2.  $|S_{11}| > 1$  - existe resistência negativa no circuito.

$$-\infty < g < 0$$

Em circuitos amplificadores, se o fator de realimentação não for desprezível, é possível neutralizá-lo com um elemento de realimentação externa. Este processo é adequado para a faixa de UHF, onde é relativamente fácil construir uma malha de realimentação.

Para sintetizar tal circuito, deve-se transformar os parâmetros "S" em "Y". No circuito da figura 29, o índice a, significa ativo e, o índice p, significa passivo.

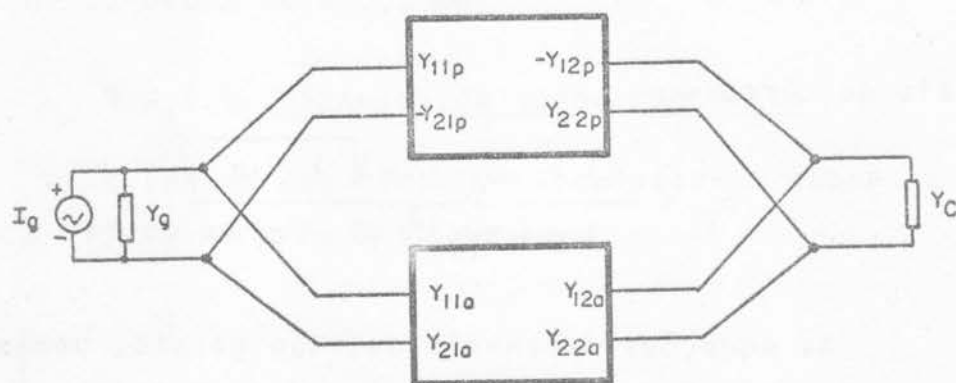


Fig. 29 Representação de uma realimentação externa.

Os parâmetros Y resultantes da associação:

$$Y_{11r} = Y_{11a} + Y_{12p}$$

$$Y_{22r} = Y_{22a} + Y_{12p}$$

$$Y_{21r} = Y_{21a} - Y_{12p}$$

$$Y_{12r} = Y_{12a} - Y_{12p}$$

onde:

o índice r indica realimentação

Para tornar o transistor unilateral, deve-se impor  $Y_{12r} = 0$ . Retransformando os parâmetros "Y" para "S", a técnica de projeto é a mesma já descrita.

### 2.3.9 Figura de ruído

#### 2.3.9.1 Conceitos gerais

O tratamento das origens físicas do ruído, foge ao escopo deste trabalho, de forma que será dado apenas um enfoque em termos de circuito.

O circuito equivalente de um quadripolo com ruído pode ser colocado na forma da figura 30 a. Na figura 30 b as fontes geradoras, foram extraídas, tornando-o sem ruído.

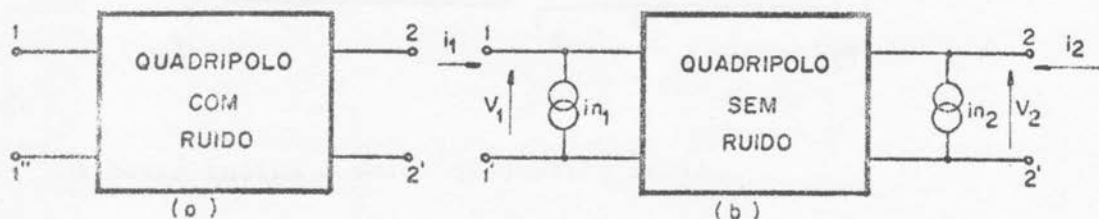


Fig. 30 Circuito equivalente de um quadripolo.

Todos os geradores de ruído do acesso de saída podem ser refletidos para a entrada, por meio das equações:

$$e_n = - \frac{i_{n2}}{Y_{21}}$$

$$i_n = i_{n1} - \frac{Y_{11}}{Y_{21}} i_{n2}$$

O circuito equivalente de um amplificador de ganho pode então, ser representado pelo circuito da figura 31.

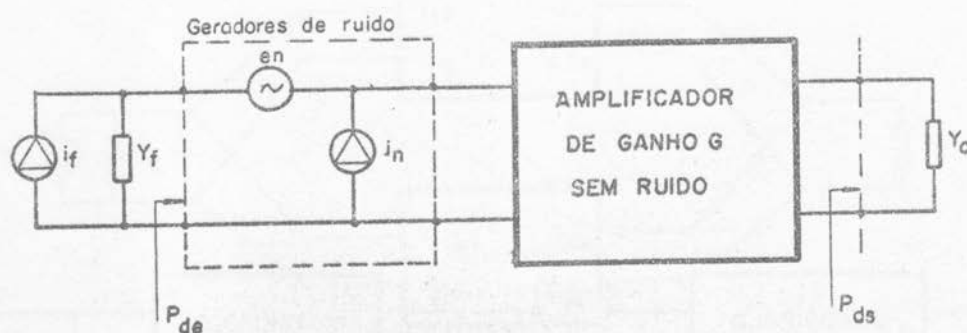


Fig. 31 Circuito equivalente do amplificador com os respectivos geradores de ruído.

e:

- $i_f$  - gerador de ruído externo
- $Y_f$  - admitância do gerador de ruído externo
- $e_n$  - tensão de ruído interno ao quadripolo
- $i_n$  - corrente de ruído interno ao quadripolo

Sem considerar o ruído do quadripolo, o sinal de saída será:

$$P_{ds} = G \cdot P_{de} = G \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f$$

onde:

- K - constante de Boltzmann
- $T_0$  - temperatura equivalente de ruído
- $\Delta f$  - banda passante
- G - ganho de potência

O ruído existente na entrada do quadripolo, aparece na saída multiplicado pelo ganho e pelo ruído do quadripolo.

$$P'_{ds} = F \cdot G \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f$$

onde:

- F - figura de ruído

A figura de ruído é definida por (5):

$$F = 1 + \frac{(i_n + Y_f e_n) (i_n + Y_f e_n)^*}{i_f \cdot i_f^*}$$

onde:

a barra indica o valor quadrático médio.

Efetuada o produto e empregando a definição de temperatura equivalente de ruído de uma condutância  $G_f$  resulta:

$$F = 1 + \frac{\overline{R_e (e_n i_n^*)}}{2K T_0 \Delta f} - \frac{B_f}{G_f} \cdot \frac{\overline{I_m (e_n i_n^*)}}{2K T_0 \Delta f} + \frac{\overline{i_n i_n^*} + \overline{e_n e_n^*} |Y_f|^2}{4K T_0 G_f \Delta f} \quad (2.30)$$

$$i_f \cdot i_f^* = 4K T_0 G_f \Delta f$$

Observa-se que a figura de ruído depende dos parâmetros  $\overline{e_n e_n^*}$ ,  $\overline{i_n i_n^*}$ ,  $R_e (e_n \cdot e_n^*)$ ,  $I_m (e_n i_n^*)$ .

Verificou-se experimentalmente que a variação de  $F$  em função de  $B_f$  com  $G_f = \text{cte}$  e de  $F$  em função de  $G_f$  com  $B_f = \text{cte}$ , gera um parabolóide no espaço tridimensional (Fig. 32).

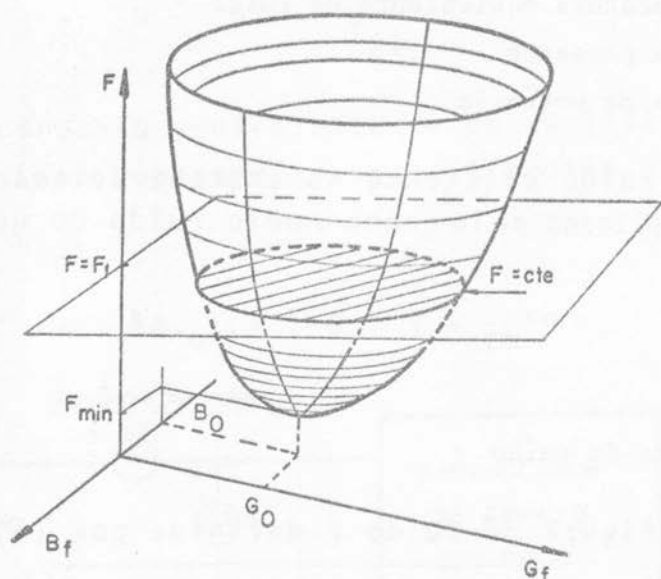


Fig. 32 Representação espacial de  $F = F(Y_f)$ .

Existe um certo valor da admitância da fonte que minimiza a figura de ruído e, esta admitância, é uma característica de cada dispositivo.

A equação (2.30) pode ser reduzida a uma forma mais simples, desde que se estabeleçam as equivalências:

$$R_n = \frac{\overline{e_n e_n^*}}{4K T_0 \Delta f}$$

$$B_0 = \frac{I_m \overline{(e_n i_n^*)}}{\overline{e_n e_n^*}}$$



$$G_0 = \sqrt{\frac{\overline{i_n i_n^*}}{e_n e_n^*} - \left[ \frac{I_m \overline{(e_n i_n^*)}}{e_n e_n^*} \right]^2}$$

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_f} \left[ (G_f - G_0)^2 + (B_f - B_0)^2 \right] \quad (2.31)$$

F ainda é função de 6 parâmetros que podem ser determinados por uma série de medidas de F em função de  $G_f$  e  $B_f$ . Os geradores de ruído internos a um transistor ( $e_n, i_n$ ) são também funções da corrente de polarização (I) de forma que expressa-se a função F genericamente por:

$$F = F(I, Y_f)$$

A figura de ruído de um amplificador com diversos estágios em cascata representa-se por (Fig. 33):

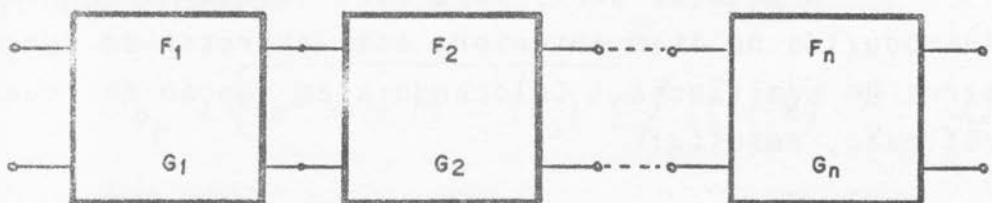


Fig. 33 Amplificador com diversos estágios em cascata.

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

A qual pode ser aproximada para os dois primeiros estágios.

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{-g_1} = F_1 (I_1, Y_{f1}) + \frac{F_2 (I_2, Y_{f2}) - 1}{g_1 (I_1, Y_{f1})} \quad (2.32)$$

Esta equação sugere que nem sempre o mínimo ruído do primeiro estágio, implicará numa figura de ruído total também mínima, visto que  $g_1$  nestas condições pode ser muito baixo.

A figura de ruído expressa-se em função da temperatura de ruído pela equação:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_o} \text{ ou } F(\text{dB}) = 10 \log \left( 1 + \frac{T_e}{290} \right) \quad (2.33)$$

onde:

- $T_e$  - temperatura equivalente de ruído do amplificador  
 $T_o$  - temperatura equivalente de ruído da fonte de referência (290° K)

#### 2.3.9.2 Círculos de figura de ruído constante

A equação geral para caracterizar a figura de ruído introduzida no item anterior, está expressa em função de parâmetros de admitância. Colocando-a em função do coeficiente de reflexão, resulta:

$$F = F_{min} + \frac{4 R_n}{(1 - |\Gamma_f|^2)} - \frac{|\Gamma_f - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2} \quad (2.34)$$

onde:

$$\Gamma_f = \frac{1 - Y_f}{1 + Y_f} \text{ - coeficiente de reflexão na entrada}$$

$$\Gamma_o = \frac{1 - Y_{ot}}{1 + Y_{ot}} \text{ - coeficiente de reflexão para ruído mínimo na entrada}$$

Na figura 32, verifica-se que projetando a intersecção do plano  $F_1$  com o parabolóide sobre o plano  $(g_f, jB_f)$ , resulta o lugar geométrico das admitâncias que fornecem a mesma figura de ruído (um círculo). Analogamente, como foi feito para os círculos de ganho constante, a expressão (2.34) pode ser colocada na forma:

$$\left[ \Gamma - \frac{\Gamma_0}{1 + N} \right]^2 = \frac{[N^2 + N(1 - |\Gamma_0|^2)]}{(1 + N)^2}$$

$$\text{com } N = \frac{F - F_{\min}}{4 R_n} |1 + \Gamma_0|^2$$

Incorrendo numa família de círculos de ganho constante com localização fornecida por:

Centro dos círculos

$$R_r = \Gamma_0 / (1 + N) \quad (2.35)$$

Raio dos círculos

$$\rho_r = \sqrt{N^2 + N(1 - |\Gamma_0|^2)} / (1 + N) \quad (2.36)$$

os quais podem ser desenhados diretamente sobre o ábaco de Smith como na figura 34.

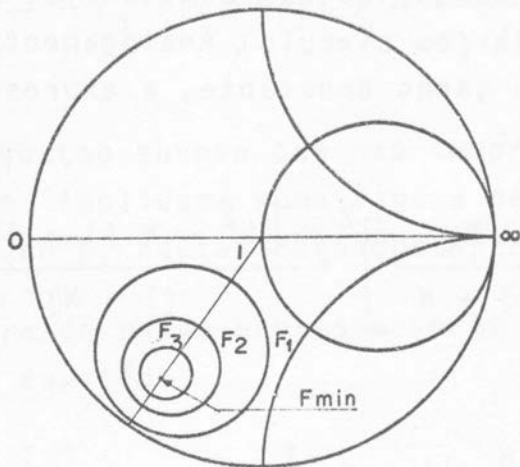


Fig. 34 Círculos de figura de ruído constante no âbaco de Smith.

onde:

$$F_1 > F_2 > F_3$$

Sobrepondo os círculos de ganho constante aos círculos de ruído constante sobre o âbaco de Smith, é possível colher admitâncias tais que, o compromisso ganho x figura de ruído, seja preservado.

## 2.4.1 Modelamento de um transistor de microondas

A filosofia de análise de circuito em termos de parâmetros de espalhamento, considera um quadripolo sem se preocupar com sua estrutura física. No emprego de transistores em "chip", para o projeto de osciladores é difícil medi-los diretamente. No entanto, em baixa frequência, é relativamente fácil caracterizar um transistor por um modelo a parâmetros concentrados. O resultado, porém, deve ser interpretado qualitativamente e será útil no controle de alguns elementos externos, bem como na avaliação da interrelação de seus parâmetros com a polarização. Após a montagem, procede-se à avaliação qualitativa no sistema analisador de circuitos.

O circuito equivalente de um transistor bipolar, montado em base comum, derivado a partir da correlação entre a estrutura física e os parâmetros "S", conforme sugerido pela referência (6), é da forma indicada na figura 35.

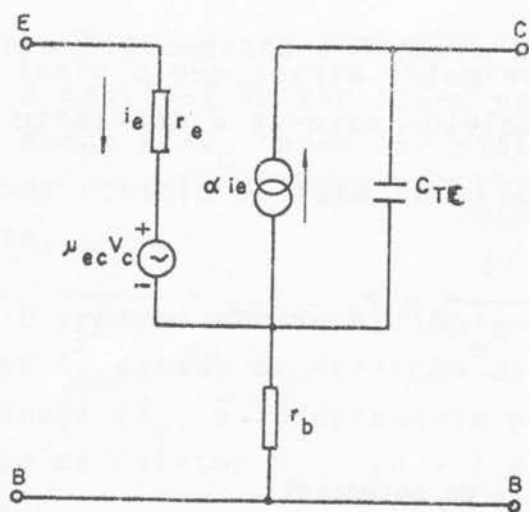


Fig.35 Correlação entre a estrutura física e os parâmetros "h".

- $r_e$  - resistência dinâmica do emissor
- $C_{TE}$  - capacitância devido à ação da carga espacial da junção emissor-base
- $r_b$  - resistência ôhmica da base
- $\mu_{ec} v_c$  - gerador de tensão vinculado a  $V_c$  (termo responsável pela realimentação interna)
- $\alpha i_e$  - gerador de corrente vinculado a  $i_e$  (termo responsável pelo ganho de corrente).  $\alpha$  é um número complexo dependente da frequência
- $C_{TC}$  - capacitância devido à ação da carga espacial da junção coletor-base
- $i_e$  - corrente de sinal na resistência  $r_e$
- $v_c$  - tensão de sinal sobre o capacitor  $C_{TC}$
- $r_c$  - resistência do corpo do coletor

Considerando operação normal, o estudo das diversas constantes de tempo do circuito permite avaliar quais os elementos que podem ser desprezados em frequências de microondas.

a. O primeiro atraso que o sinal sofre ao fluir do emissor para o coletor, deve-se à constante de tempo do emissor definida por:

$$\tau_e = \frac{1}{\omega_e} = r_e \cdot C_{TE} = \frac{KT}{q I_E} \cdot C_{TE} \quad (2.37)$$

onde:

$$\frac{KT}{q} - \text{barreira de potencial}$$

$$I_E - \text{corrente de polarização de emissor}$$

Conforme se observa,  $\tau_e$  independe da tensão de coletor mas, é inversamente proporcional à corrente  $I_E$ . A capacitância  $C_{TE}$  é minimizada pela construção de diversos emissores de pequenas áreas. Se a corrente  $I_E$  for suficientemente alta, a resistência  $r_e$  apresenta menor impedância que a reatância capacitiva  $C_{TE}$  em frequências de microondas. Na prática, transistores de microondas operam com correntes  $I_E > 5 \text{ mA}$ .

b. O segundo atraso encontrado pelo sinal, refere-se ao tempo requerido pelos portadores injetados na base para atingirem o coletor. Para um transistor de distribuição de impurezas qualquer na base (6):

$$\tau_b = \frac{1}{\omega_b} = \frac{W^2}{2,43 D_p \ln (N'B/NBC)} \quad (2.38)$$

onde:

- $W$  - largura da base
- $D_p$  - constante de difusão para lacunas
- $NB$  - distribuição de impurezas junto ao emissor
- $NBC$  - distribuição de impurezas junto ao coletor

Embora fisicamente a largura da base ativa ( $W$ ) seja pequena, ela é sensível às variações na tensão de coletor. Na realidade, o fator  $W/\Delta V_c$ , pode ser minimizado; porém, este efeito provoca uma rotação de fase do sinal que se reflete no ganho de corrente.

c. O próximo atraso atribui-se ao tempo de trânsito dos portadores na camada de depleção da junção coletora. A largura desta camada ( $X_m$ ) é inversamente proporcional à raiz  $n$ -ésima da tensão de coletor  $V_c$ . ( $n \approx 2$  e  $3$ ). Esta é a menor constante de tempo.

$$\tau = X_m / v_{sc}$$

$X_m$  - largura da camada de depleção  
 $v_{sc}$  - velocidade de deslocamento dos portadores

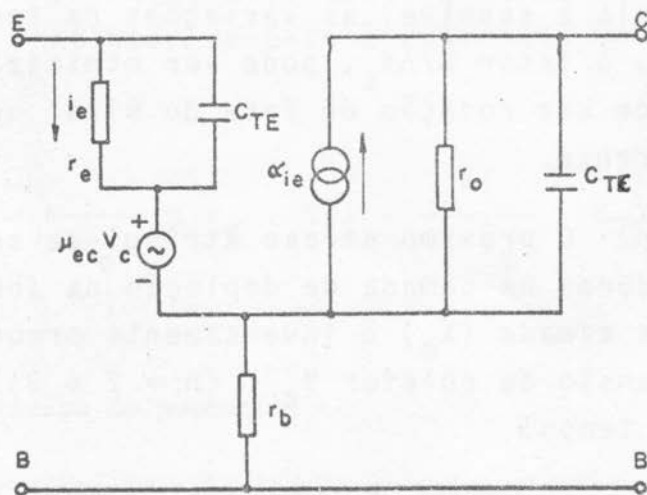
d. O último atraso, deve-se à carga da capacitância  $C_{TC}$ . A constante de tempo é dada pela associação em série das resistências de emissor e coletor.

$$\tau_c = \frac{1}{\omega_c} = (r_e + r_{sc}) C_{TC} \approx r_{sc} \cdot C_{TC} \quad (2.39)$$

pois  $r_{sc} > r_e$ .

$C_{TC}$  pode ser minimizada com altas tensões de coletor. Na prática,  $V_{CB} > 10$  volts. Levando em conta que a resistência da junção coletora é grande, pode-se desprezá-la em relação à baixa reatância do capacitor  $C_{TC}$  em altas frequências.

Observadas as restrições dos itens a, b, c, d, o circuito equivalente se reduz ao da figura 36.





A tensão de sinal  $\tilde{v}_c$  sobre o capacitor  $C_{TC}$ , é proporcional ao fator  $i_e/\omega C_{TE}$  (8) e tendo em vista que  $\mu_{ec} \ll 1$ , o produto  $(\mu_{ec} \cdot V_c)$  é desprezado em altas frequências. Na figura 37, está indicada uma montagem do tipo "beam-lead". Observe que o coletor é colocado diretamente sobre uma microlinha de transmissão, eliminando indutância série. Os fios de conexão emissor-microlinha e base-terra, devem aparecer no modelo. Adicionando o efeito das capacitâncias parasitas entre base e emissor  $C_{be}$  e das capacitâncias da embalagem  $C_{ce}$  e  $C_{cb}$ , resulta o modelo final da figura 38.

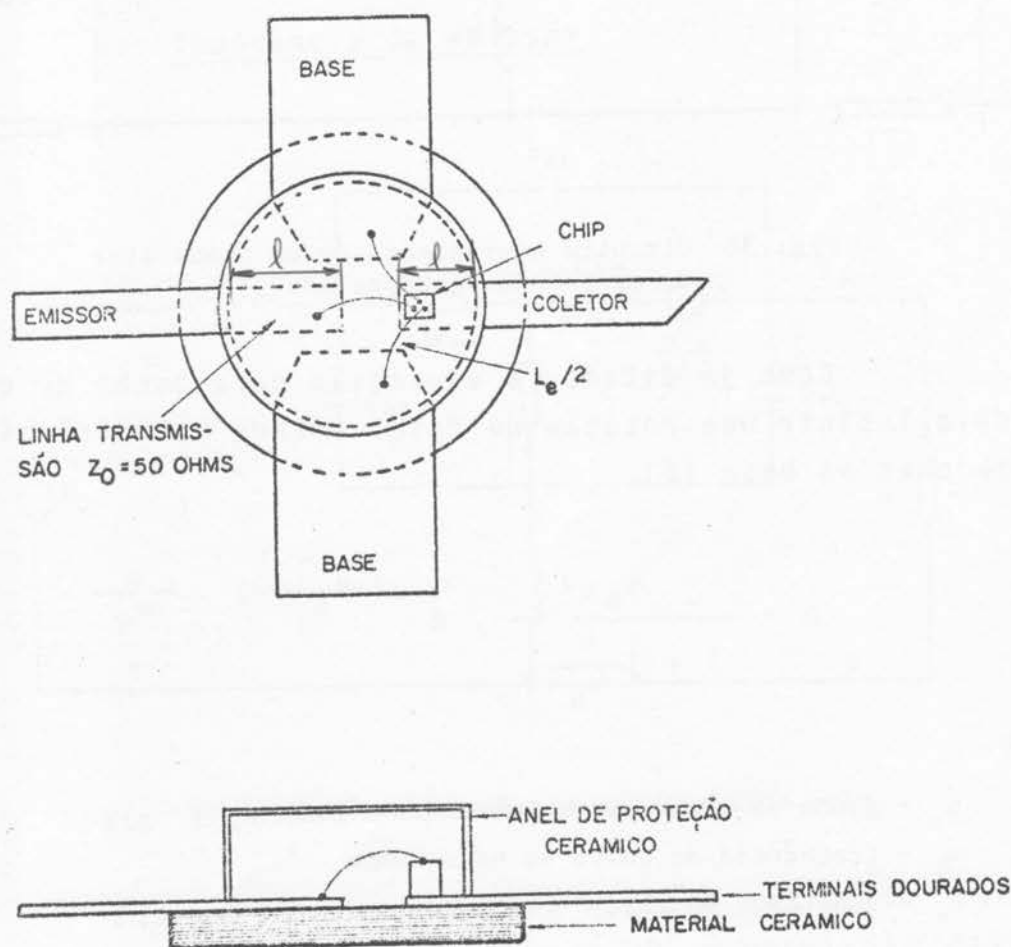


Fig. 37 Montagem de um transistor em "beam-lead"

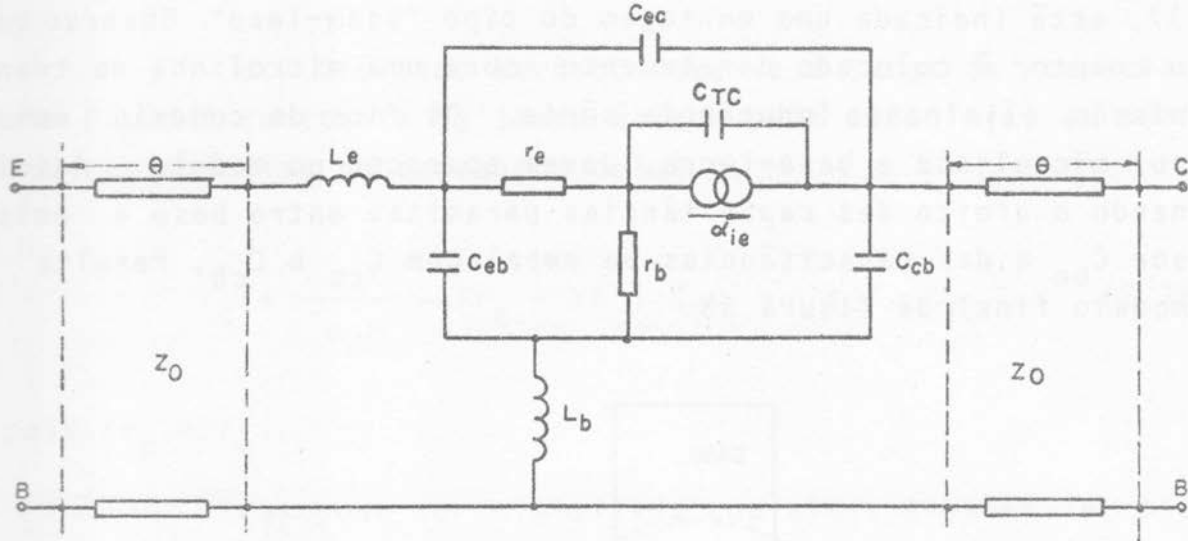


Fig. 38 Circuito equivalente de um transistor de microondas encapsulado.

Como já citado, a expressão para ganho de corrente deve incluir uma rotação de fase causada pelo trânsito dos portadores na base (6).

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}} \cdot e^{j \left( \frac{K_\theta - 1}{K_\theta} \right) \cdot \frac{\omega}{\omega_\alpha}} \quad (2.40)$$

onde:

- $\alpha_0$  - ganho de corrente em baixa frequência
- $\omega_\alpha$  - frequência de corte em base comum
- $K_\theta$  - constante de fase

Para transistores de microondas  $K_\theta = 0,8$  (6), de modo que para efeito de cálculo de impedâncias pode-se assumir  $K_\theta = 1$ . Forma final da equação:

$$\alpha = \frac{\alpha}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

O cálculo da impedância de emissor (coletor), quando o coletor (emissor) está carregado com 50 Ohms, prescinde de uma análise de circuitos.

a. Impedância de emissor

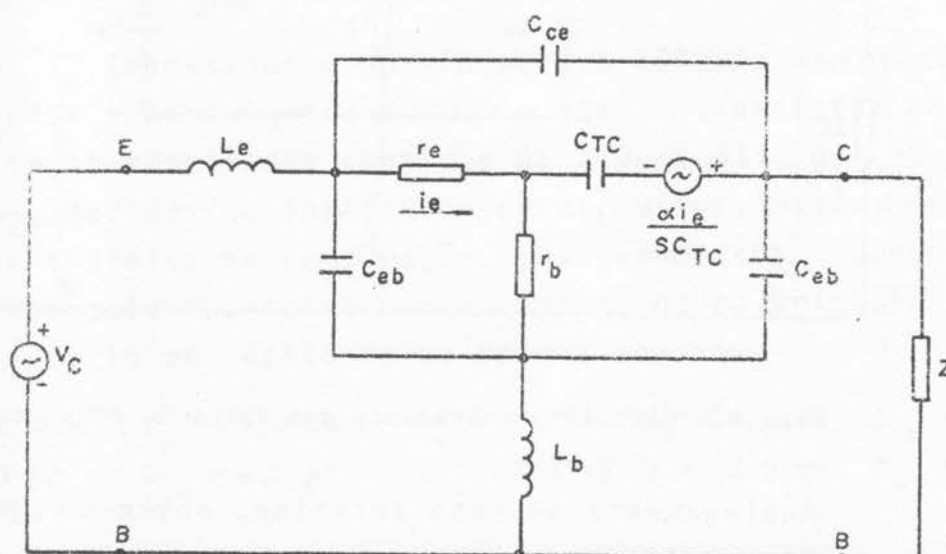


Fig. 39 Circuito equivalente com carga no coletor.

Empregando correntes de malha e aplicando transformada de Laplace no circuito da figura 39, é possível montar uma equação matricial, sem considerar o efeito das linhas de transmissão.

$$\begin{bmatrix} V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}$$

$Z_e$  - impedância entre emissor e base

A equação em termos da frequência complexa  $s = \alpha + j\omega$  se encontra no anexo 2.4.1.

## b. Impedância de coletor

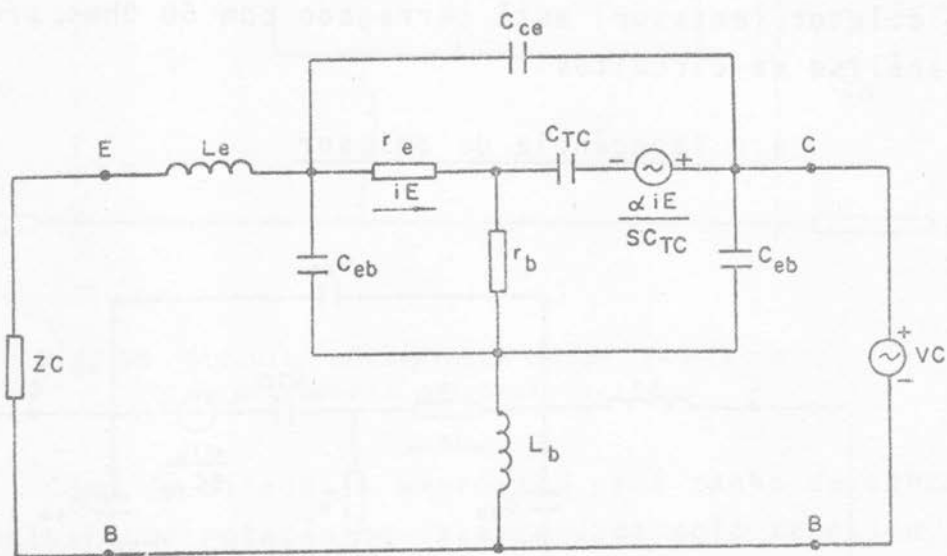


Fig. 40 Circuito equivalente com carga no emissor.

Analogamente ao caso anterior, obtêm-se a matriz do circuito da figura 40, que se encontra no anexo 2.4.2.

$$\begin{bmatrix} V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}$$

onde:

$Z_c$  - impedância entre coletor e base

Calculando-se cada elemento da matriz e invertendo-a por meio de um programa de computação (referência 7), obtém-se a matriz admitância, em função da frequência.

$$\begin{bmatrix} I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V \end{bmatrix}$$

Após considerar o efeito da linha série, a admitância entre emissor e base (coletor e base) resulta na forma:

$$Y_e = G_e + B_e$$

onde:

$G_e$  - condutância do emissor e base (coletor e base)

$B_e$  - susceptância do emissor e base (coletor e base)

Empregando o modelo para o cálculo da impedância entre coletor e base e entre emissor e base do transistor HP-35821B, obteve-se os resultados contidos na figura 41. Os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  medidos no analisador de circuitos, estão na mesma figura, para efeito de comparação. Os parâmetros concentrados fornecidos pelo fabricante para o ponto de polarização  $V_{cb} = 15$  Volts;  $I_c = 15$  mA, estão relacionados abaixo:

$$\begin{array}{lllll} r_e = 2,0 \text{ Ohms} & r_b = 7,0 \text{ Ohms} & L_e = 1,0 \text{ nH} & L_b = 0,5 \text{ nH} & C_{eb} = 2,5 \text{ pF} \\ C_{TC} = 0,3 \text{ pF} & C_{cb} = 0,2 \text{ pF} & C_{ce} = 0,1 \text{ pF} & \ell = 2,5 \text{ mm} & Z_o = 50 \text{ Ohms} \end{array}$$

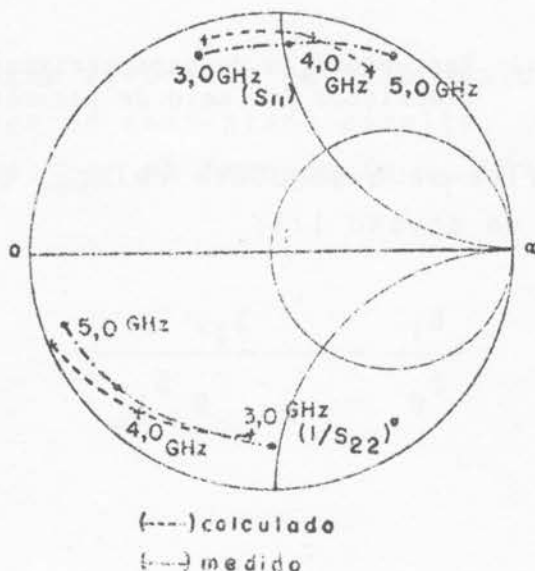


Fig. 41 Impedâncias calculadas para o transistor HP-35821 B.

Deste estudo, verifica-se que pela polarização, controlam-se os elementos  $r_e$ ,  $C_{TC}$  e o gerador vinculado  $\Delta I_e / C_{TC}$ ; etapa de montagem do "chip", por sua vez, as indutâncias  $L_e$  e são controladas.

Escolhendo adequadamente tais elementos, estabelece-se em que condições o circuito poderá funcionar como oscilador ou amplificador.

#### 2.4.2 Condição de oscilação

Reportando-se ao circuito da figura 42:

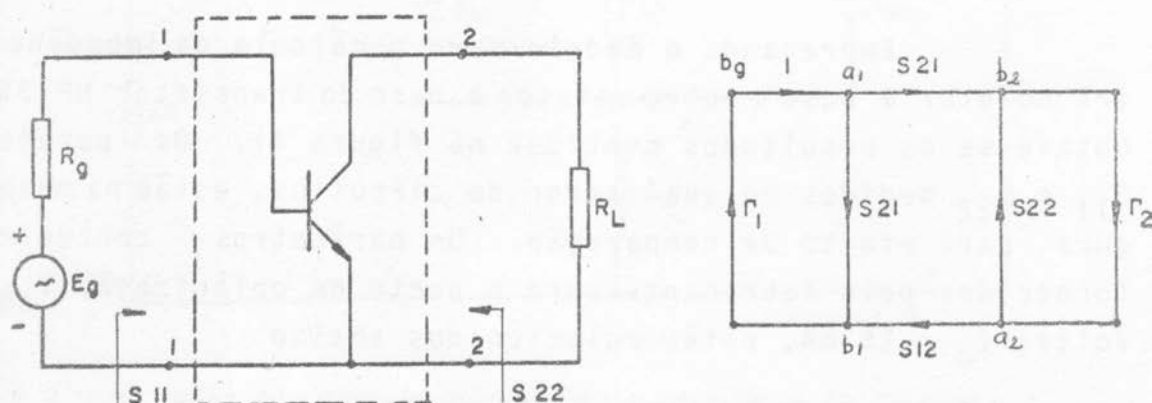


Fig. 42 Representação da caracterização de um transistor por meio de parâmetros S.

Verifica-se a seguinte relação entre ondas incidentes e refletidas no acesso 1:1:

$$\frac{b_1}{b_g} = \frac{S_{11}}{1 - \Gamma_g S_{11}}$$

Para estudar a condição de oscilação, é necessário verificar os polos da equação anterior, i.e.  $(1 - \Gamma_g S_{11} = 0)$ . Trocando o gerador por um circuito passivo, pode-se dizer que  $\Gamma_g$  é função da frequência complexa  $s_0$ :

$$\Gamma_g = \Gamma_g (s_0)$$

$S_{11}$  é o coeficiente de reflexão de um circuito ativo, então, é função da frequência  $s_0$  e do nível de sinal incidente  $a$ :

$$S_{11} = S_{11} (a, s_0)$$

Para que a análise seja linear deve-se impor a seguinte aproximação:

$$S_{11} (a, s_0) \approx S_{11} (s_0)$$

Se  $S_{11}$  e  $\Gamma_g$  estão relacionados com a frequência por uma equação linear, a seguinte relação é válida:

$$\frac{b_1}{b_g} = \frac{S_{11} (s_0)}{1 - \Gamma_g (s_0) \cdot S_{11} (s_0)} = \frac{S_{11} (s_0)}{1 - \Gamma_g \cdot S_{11} (s_0)^2}$$

A equação apresenta um pólo duplo no plano  $s_0$ . Se estes se localizarem no semi-plano direito, então o circuito tem condições de oscilar na frequência  $\omega_1$  (Fig. 43).

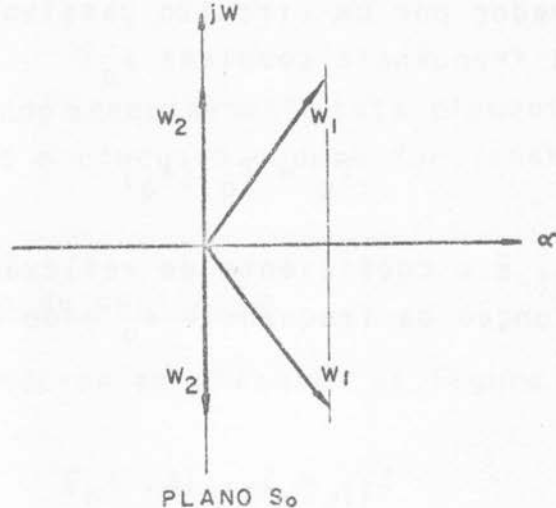


Fig. 43 Localização dos polos no plano complexo.

Uma vez iniciadas as oscilações, elas crescem até serem limitadas pelas não-linearidades do transistor. Representa-se graficamente este efeito pela função de transferência do transistor  $F(S_0)$ , como na figura 44.

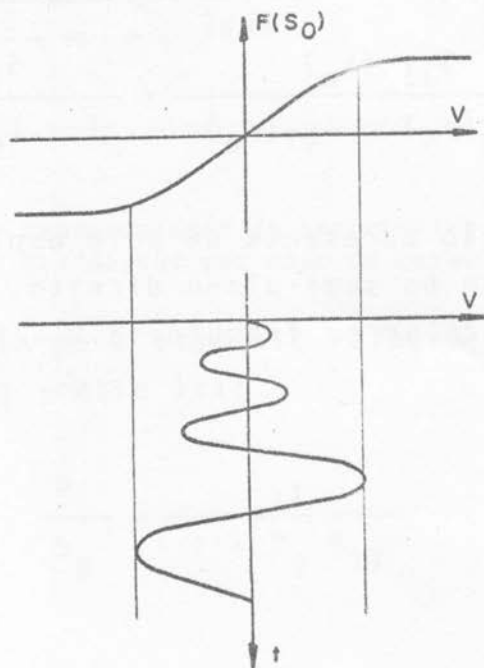


Fig. 44 Representação dos efeitos de não-linearidades.



Neste instante a análise linear deixa de ser válida e as não linearidades do transistor variam sua impedância. Quando o circuito se estabilizar, os pólos já se deslocaram da frequência  $\omega_1$  para  $\omega_2$ , situado sobre o eixo imaginário. A frequência de oscilação  $\omega_2$  é diferente daquela prevista pela análise linear  $\omega_1$ . Este é o primeiro efeito de não linearidade; a frequência de oscilação, não pode ser prevista com exatidão.

A análise é realizada diretamente sobre o ábaco de Smith, tendo em vista que:  $\Gamma_g$  é o coeficiente de reflexão de um circuito ressonante; então, ele varia mais rapidamente com a frequência do que  $S_{11}$ . Donde se conclui que, para a ocorrência de oscilações, o lugar geométrico de  $\Gamma_g$ , deve contornar o lugar geométrico de  $(S_{11}^{-1})^*$  (Fig. 45).

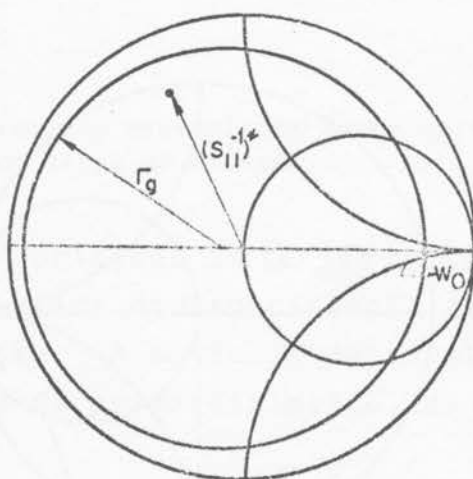


Fig. 45 Representação da condição de oscilação no ábaco de Smith.

A condição de oscilação derivada deste estudo ( $b_1 > b_s$ ), ou seja,  $(|S_{11}| \cdot |\Gamma_g| > 1)$  é análogo à condição convencional em termos de admitância.

$$\begin{cases} G_c + G < 0 \\ B_c + B \approx 0 \end{cases}$$

onde:

$G_c, B_c$  - admitância do transistor no acesso em estudo

$G, B$  - admitância do circuito passivo

### 2.4.3 Potência e intervalo de oscilação

Informações concernentes ao nível absoluto de potência de RF e seu conteúdo harmônico, não podem ser obtidos destes parâmetros. Este é o segundo efeito das não linearidades. O transistor, cujo coeficiente de reflexão está representado na figura 46, apresenta condições de operar como oscilador entre as frequências  $\omega_1$  e  $\omega_2$ , visto que os pontos localizados fora do círculo unitário, representam impedâncias com parte real negativa.

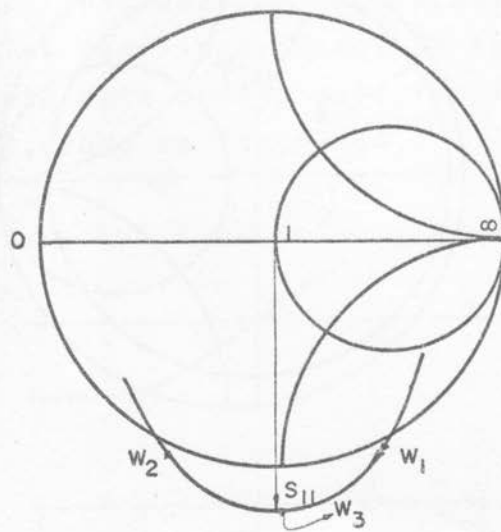


Fig. 46 Resistência negativa sob a forma de coeficiente de reflexão no ábaco de Smith.

#### 2.4.4 Sensibilidade à variação dos parâmetros

##### a. Circuito ressonante no coletor (Fig. 47)

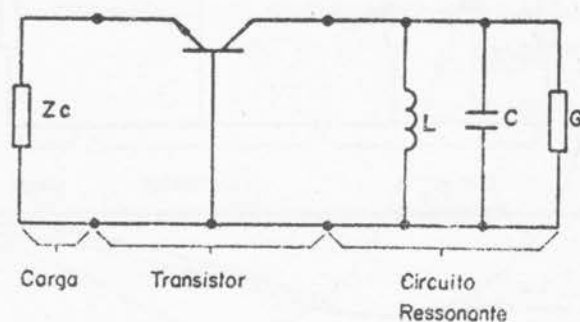


Fig. 47 Circuito equivalente de um oscilador com carga no emissor.

Pequenas variações na tensão de coletor mantendo  $I_E$  constante, alteram o valor da capacitância  $C_{TC}$  e, portanto, a frequência de oscilação. A potência do sinal gerado é quase constante, pois, depende primordialmente, do gerador de corrente  $I_E$ .

Mantendo  $V_{CB}$  constante e introduzindo-se pequenas variações na corrente  $I_E$ , a frequência de oscilação praticamente não se altera. A pequena alteração é devida ao efeito de modulação da largura da base. A potência do sinal é mais suscetível a alterações na corrente  $I_E$ . Considerando que o coeficiente de transmissão do emissor para o coletor é maior do que 1, conclui-se que este tipo de configuração é bastante sensível às variações da carga  $R_c$  colocada no emissor.

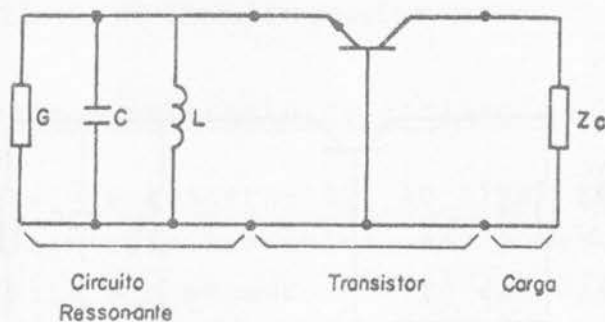


Fig. 48 Circuito equivalente de um transistor com carga no coletor.

Os elementos reativos do circuito do emissor independem da tensão de coletor, de modo que a frequência de oscilação é insensível a  $V_{CB}$ . A resistência  $r_e$  e a capacitância  $C_{TE}$  dependem da corrente de emissor; porém, como já foi descrito, em altas correntes e altas frequências, a resistência  $r_e$  apresenta menor impedância do que  $C_{TE}$ . O coeficiente de transmissão do coletor para o emissor normalmente é menor do que 1, o que desensibiliza o funcionamento do oscilador com relação a variações na carga  $R_c$  no coletor.

As variações de potência são idênticas às do item a.

c. Efeito das indutâncias ( $L_b$  e  $L_e$ ) no valor de resistência negativa

Com o emprego da matriz impedância para um transistor com carga no emissor, verificou-se a sensibilidade da condutância entre coletor e base a variações nas indutâncias  $L_b$  e  $L_e$  para um mesmo ponto de polarização ( $I_c = 15 \text{ mA}$ ;  $V_{CB} = 15 \text{ volts}$ ), (Fig. 49 e 50).

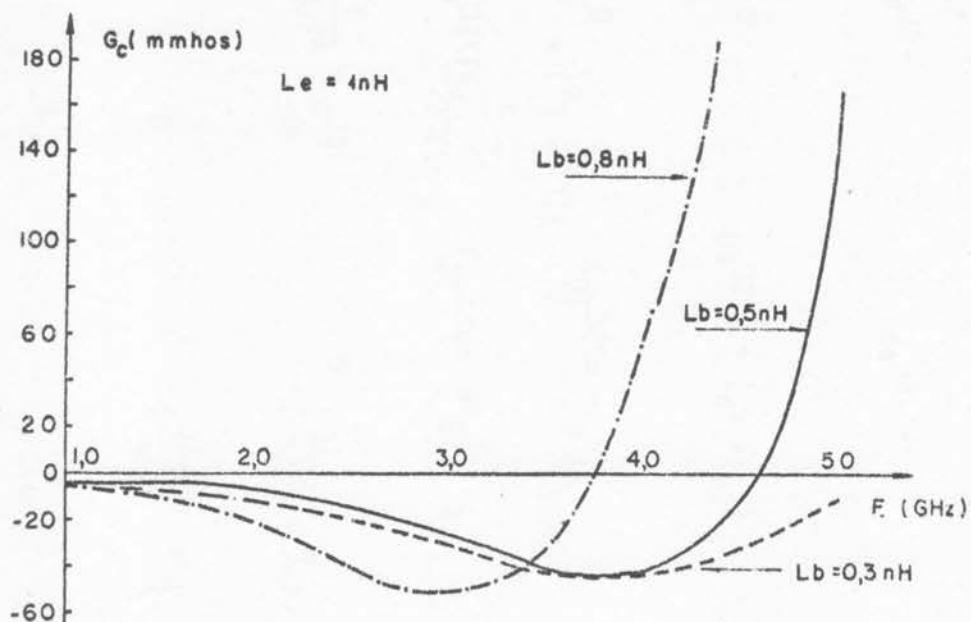


Fig. 49 Sensibilidade de  $g_c$  à variação de  $L_b$ .

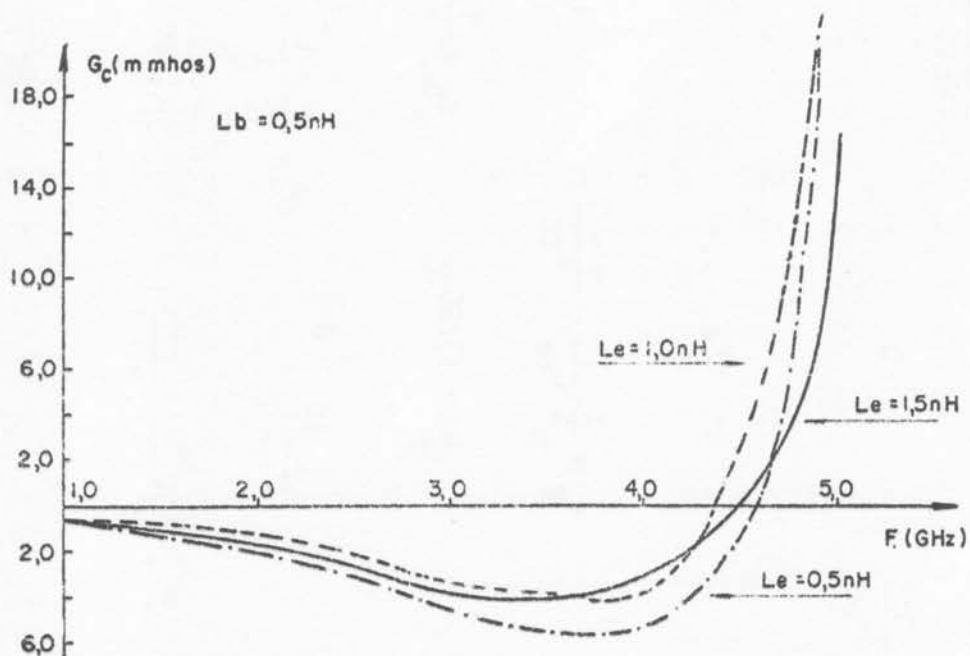


Fig. 50 Sensibilidade de  $g_c$  à variação de  $L_e$ .

$$\begin{bmatrix} v_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(L_e + L_b) + \frac{1}{SC_{eb}} & 0 & 0 & -1/SC_{eb} & -SL_b \\ -1/SC_{eb} & -r_b & -r_e & (r_e + r_b) + 1/SC_{eb} & 0 \\ 0 & r_e + \frac{1}{S}(\frac{1}{C_{ce}} - \frac{\alpha - 1}{C_{TC}}) & -1/S_{C_{TC}} & -(r_e - \alpha/SC_{TC}) & 0 \\ 0 & (\alpha - 1)/SC_{TC} & r_b + \frac{1}{S}(\frac{1}{C_{cb}} + \frac{1}{C_{TC}}) & -(r_b + \alpha/SC_{TC}) & -1/SC_{cb} \\ -SL_b & 0 & -1/SC_{cb} & 0 & SL_b + \frac{1}{SC_{cb}} + Z_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_e \\ i_L \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_b + 1/SC_{cb} & 0 & -1/SC_{cb} & 0 & -sL_b \\ 0 & r_e + \frac{1}{s} \left( \frac{1}{C_{ce}} - \frac{\alpha - 1}{C_{TC}} \right) & -1/SC_{TC} & -(r_e - \frac{\alpha}{SC_{TC}}) & 0 \\ -1/SC_{cb} & \frac{\alpha - 1}{SC_{TC}} & r_b + \frac{1}{s} \left( \frac{1}{C_{TC}} + \frac{1}{C_{cb}} \right) & -(r_b + \frac{\alpha}{SC_{TC}}) & 0 \\ 0 & -r_e & -r_b & r_e + r_b + \frac{1}{SC_{eb}} & -1/SC_{eb} \\ -sL_b & 0 & 0 & -1/SC_{eb} & Z_c + s(L_e + L_b) + \frac{1}{SC_{eb}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_e \\ i_L \end{bmatrix}$$

ANEXO 2.4.2

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. KUROKAWA, K. - In: An Introduction ot the Theory of Microwave Circuits. New York, Academic Press. Inc., 1969.
2. LINVILL, J.G. & GIBBONS, J.F. - In: Transistor and Active Circuits. New York, Mc Graw-Hill Co., 1961.
3. HUNTON, J.K. - Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs. IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 8 N<sup>o</sup> 2: 206-212, 1960.
4. BODWAY, E.G. - Two Port Flow Analysis Using Generalized Scattering Parameters. Microwave Journal, 10 N<sup>o</sup> 6, 1967.
5. BAECHTOLD, W. & SMITH, M.J.O. - Noise in Microwave Transistors. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-16 N<sup>o</sup> 9: 578-585, 1968.
6. PHILIPS, A.B. - In: Transistor Engineering. New York, Mc Graw-Hill Book Co., 1969.
7. LUQUEZE, M.A. - Programa para Cálculo de Impedância de Transistor Base Comum. Relatório Interno TELEBRAS-EPUSP, 1977.



### 3 - "MÉTODOS DE SÍNTESE E ANÁLISE DOS CIRCUITOS"

#### 3.1 GENERALIDADES

Um dos fatores mais importantes no projeto de amplificadores de microondas é a transferência de energia de um nível de impedância para outro. Neste capítulo, discorre-se sobre as condições do circuito que permitem atingir estes objetivos.

Inicia-se com a discussão das propriedades de algumas redes de adaptação de impedâncias, com linhas de transmissão, frequentemente empregadas em microondas (item 3.2).

Uma breve revisão dos parâmetros de transferência A B C D, se faz necessária para o posterior estudo de circuitos em cascata, com auxílio de programas de computação (item 3.3).

Apresenta-se a análise convencional, que trata da síntese de circuitos por processos gráficos (ábaco de Smith) aplicáveis ao projeto de amplificadores de banda estreita. Esta é a etapa inicial de qualquer projeto (item 3.4).

Seguem-se os processos de análise de circuitos ativos e passivos, com o emprego de programas de computação. Em resumo, os programas versam sobre:

- cálculo do comportamento da impedância de um circuito passivo com a frequência. Uma subrotina foi introduzida para colocar os resultados sobre o ábaco de Smith, facilitando a comparação entre as medidas experimentais e os cálculos teóricos (item 3.5).

- análise das características: ganho de potência, impedância de entrada e saída de amplificadores a multistágios. Subrotinas especiais permitem otimizar o circuito inicialmente proposto, mediante teste de convergência de uma função de erro (item 3.6).

- estudo da sensibilidade de amplificadores a pequenas variações nos elementos de circuitos. Esta análise permite, por exemplo, a determinação do compromisso, mínima reflexão x máximo ganho de potência, e, a avaliação de efeitos de descontinuidades (item 3.7).

- análise e otimização das características de ruído de amplificadores a transmissão. As subrotinas de análise e otimização do programa do item 3.6 foram modificadas especialmente para este fim (item 3.8).

Antes de introduzir os diversos tipos de redes, algumas considerações serão feitas sobre técnicas de síntese e sobre o comportamento de um transistor com a frequência. Em seguida, serão mencionados alguns efeitos de descontinuidades em microlinhas de transmissão em fita.

### 3.2.1 Considerações preliminares

A síntese de um circuito de adaptação de impedâncias está intimamente relacionada à teoria dos filtros. Na literatura (1)-(2) se encontram métodos de adaptação entre impedâncias resistivas, dentro de uma banda previamente especificada; no entanto, se elas contiverem componentes reativos, uma transmissão perfeita de energia é possível apenas em algumas frequências dentro da banda.

Uma das técnicas de síntese, consiste em elaborar um modelo a parâmetros concentrados para a rede de adaptação, e convertê-los em distribuídos (1). Porém, se a banda de frequências não exceder uma oitava, i. e. banda de 67%, a aplicação direta das propriedades das linhas de transmissão à síntese, constitui-se num processo mais simples e imediato que o anterior. Qualquer que seja o método empregado, é imprescindível uma análise do comportamento do circuito sintetizado com a frequência, para sua posterior otimização. Estas etapas podem ser realizadas por programas de computação.

Os componentes básicos que devem ser considerados no projeto de uma rede de adaptação entre duas impedâncias complexas quaisquer, estão esboçados na figura 51.



Fig. 51 Componentes básicos para o projeto de uma rede de adaptação de impedâncias.

Em circuitos de entrada de amplificadores,  $Z_c$  é complexo e  $Z_g$  é real. Em circuitos de saída,  $Z_c$  é real e  $Z_g$  é complexo. Em circuitos de adaptação entre estágios amplificadores tanto  $Z_c$  como  $Z_g$  são complexos.

### 3.2.2 Impedâncias dos transistores

A derivação de circuito de adaptação entre uma carga e a impedância de um transistor prescinde do conhecimento de seu comportamento com a frequência. Este estudo foi avaliado teoricamente para a montagem base comum no capítulo 2, a partir de um modelo obtido de sua estrutura física. Definuiu-se, então, o ganho de corrente  $\alpha$ , como a relação entre as correntes de coletor e emissor.

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\alpha_0}{1 + j f/f\alpha} \approx \frac{1}{1 + j f/f\alpha} \quad (3.1)$$

$\alpha$  - número complexo

O modelo indica que o circuito equivalente de entrada pode ser simulado por uma resistência em série com uma indutância (Fig. 52 a.). A saída por sua vez apresenta a característica de uma resistência em série com uma capacitância (Fig. 52 b.).

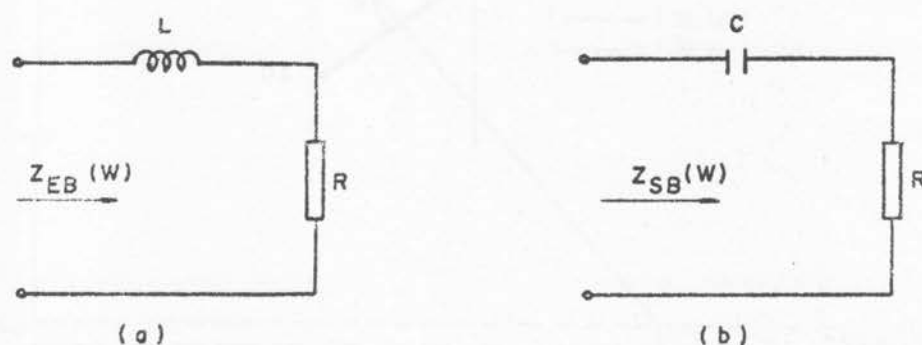


Fig. 52 Circuito equivalente de um transistor montado em base comum.

onde:

$Z_{EB}(\omega)$  - impedância de entrada em base comum

$Z_{SB}(\omega)$  - impedância de saída em base comum.

Para a montagem emissor comum, o ganho de corrente  $\beta$ , é definido pela relação entre as correntes de coletor e base, sendo esta última resultante de uma diferença entre  $I_E$  e  $I_C$ , complexos.

$$\beta_b = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3.2)$$

$\beta_b$  - número complexo

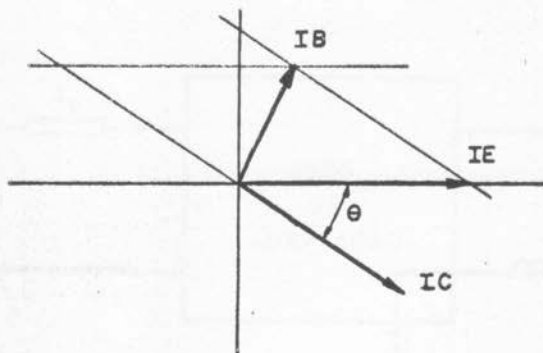


Fig. 53 Diagrama fasorial das correntes em um transistor.

onde:

$$I_B = I_E - I_C = (1 - \alpha) I_E$$

$$\theta = \arctan(f/f_\alpha)$$

Observa-se pelo diagrama fasorial da figura 53 que com o aumento da frequência,  $\theta$  cresce e consequentemente, aumenta  $I_B$ . Este efeito reduz drasticamente o ganho de corrente complexo  $\beta$ . Substituindo o valor de  $\alpha$  do capítulo 2 (equação 2.40) na expressão (3.2), resulta:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}} \cdot e^{j \left[ (K_\theta - 1)/K_\theta \right] \cdot (\omega/\omega_\alpha)}$$

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/K_\theta(1 - \alpha_0)\omega_\alpha} \cdot e^{j \left[ (K_\theta - 1)/\sqrt{K_\theta} \right] \cdot (\omega/\omega_\alpha)}$$

Colocando o módulo destas expressões em um gráfico com escalas logarítmicas diferentes para  $|\alpha|$  e  $|\beta|$  em função da frequência, compara-se o desempenho de ambas as montagens (Fig. 54)

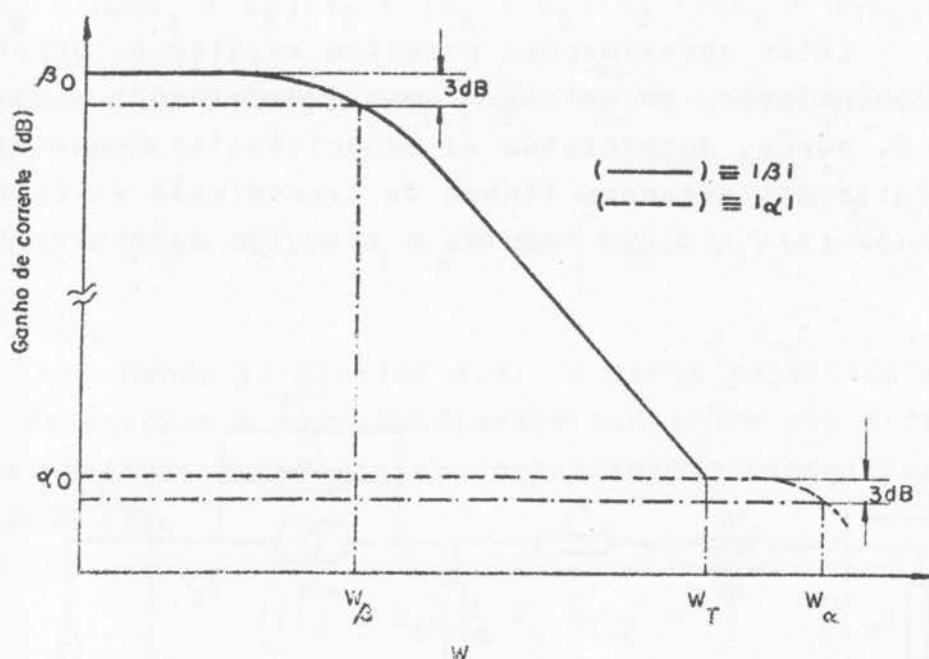


Fig. 54 Ganho de corrente em função da frequência para montagem base comum e emissor comum.

onde:

- $\omega_\beta$  - frequência de corte em emissor comum. Frequência onde  $|\beta|$  reduz em 3 dB em relação a  $\beta_0$  (baixas frequências)
- $\omega_\alpha$  - frequência de corte em base comum. Frequência onde  $|\alpha|$  reduz em 3 dB em relação a  $\alpha_0$  (baixa frequência)
- $\omega_T$  - frequência de transição. Ocorre quando  $|\beta| = 1$
- $\omega_T \approx \alpha_0 K_\theta$

Verifica-se que na região entre  $\omega_\beta$  e  $\omega_T$  a parte imaginária de  $\beta$  é maior do que 1. Nestas condições valem as aproximações:

$$|\beta| \approx \frac{\beta_0 K_\theta (1 - \alpha) \omega_\alpha}{j \omega} \approx \frac{K_\theta \alpha_0 \omega_\alpha}{j \omega}$$

$$|\beta| \approx \frac{\omega_T}{j \omega}$$

Estas aproximações permitem avaliar o comportamento de um transistor em emissor comum. Recorrendo ao modelo do capítulo 2, porém, desprezando as capacitâncias do encapsulamento e o efeito das pequenas linhas de transmissão existentes no seu interior ( $l/\lambda < 0,02$ ) resulta o circuito da figura 55.

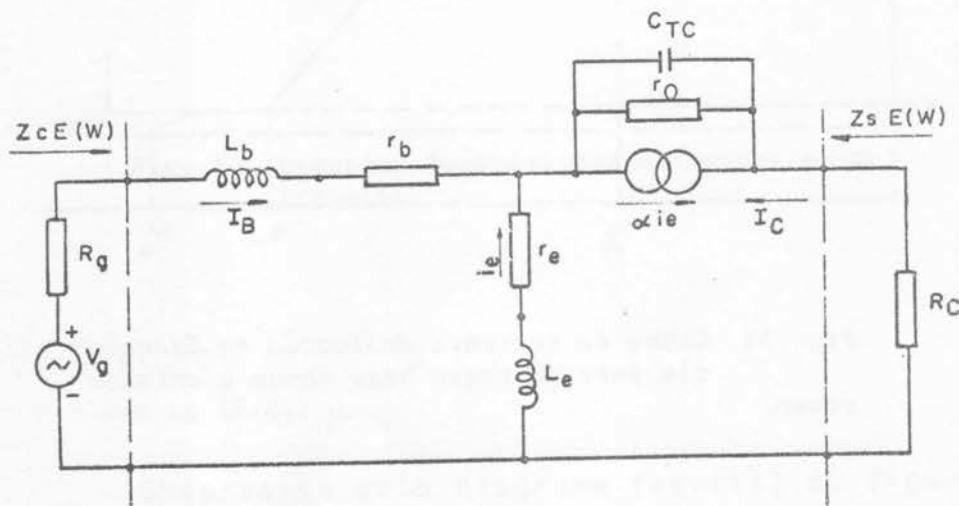


Fig. 55 Circuito equivalente derivado do modelo introduzido no capítulo 2.

onde:

- $Z_{EE}(\omega)$  - impedância de entrada em emissor comum
- $Z_{SE}(\omega)$  - impedância de saída em emissor comum



### Circuito de entrada

Aplicando as leis de KIRCHOFF ao circuito de entrada:

$$V_e = j\omega(L_e + L_b) \cdot I_B + (R_e + R_b) \cdot I_B + (R_e + j\omega L_e) \cdot I_E$$

empregando a aproximação  $\frac{1}{1 - \alpha} \approx \frac{\omega_T}{j\omega}$  e desenvolvendo a equação anterior:

$$Z_{EE}(\omega) \approx (R_e + R_b) + \omega_T L_e + j\omega \left[ (L_e + L_b) - \frac{R_e \omega_T}{\omega^2} \right]$$

Donde se conclue que: a parte resistiva da impedância de entrada é aproximadamente constante com a frequência. A parte reativa, apresenta um comportamento capacitivo em baixas frequências

$$\left[ (L_e + L_b) < R_e \omega_T / \omega^2 \right]$$

e um comportamento indutivo em altas frequências

$$\left[ (L_e + L_b) > R_e \omega_T / \omega^2 \right]$$

### Circuito de saída

Aplicando as leis de KIRCHOFF ao circuito de saída:

$$V_s = \frac{R_o}{1 + j\omega R_o C_{TC}} \cdot \alpha I_E + R_e \cdot (I_E + I_B) + j\omega \cdot L_e \cdot (I_E + I_B)$$

$$\frac{V_s}{I_c} = \frac{R_o}{1 + (\omega R_o C_{TC})^2} - j \frac{R_o^2 \cdot C_{TC}}{1 + (\omega R_o C_{TC})^2} + (R_e + j\omega L_e) \left( \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} \right)$$

A região normal de operação dos transistores de microondas em emissor comum, situa-se entre  $\omega_\beta$  e  $\omega_T$ . Nela o ganho de corrente  $\beta$  é maior que o ganho de corrente  $\alpha$ , sendo portanto, válida a aproximação:

$$\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} \approx \frac{1}{\alpha}$$

De modo que a equação para a impedância de saída se torna:

$$Z_{SE}(\omega) = R_e + \frac{R_o}{1 + (\omega R_o C_{TC})^2} - \frac{\omega^2 L_e}{\omega_\alpha} + j\omega \left[ L_e + \frac{R_o}{\omega_\alpha} - \frac{R_o^2 C_{TC}}{1 + (\omega R_o C_{TC})^2} \right]$$

Observando que para um transistor de microondas, o fator  $R_o / (1 + \omega R_o C_{TC})^2 \gg R_e$  e que  $R_e / \omega_\alpha \approx 0$ , a equação final para a impedância de saída torna-se:

$$Z_{SE}(\omega) = \frac{R_o}{1 + (\omega R_o C_{TC})^2} - \frac{\omega^2 L_e}{\omega_\alpha} + j\omega \left[ L_e - \frac{R_o^2 C_{TC}}{1 + (\omega R_o C_{TC})^2} \right]$$

Donde se conclue que a parte real da impedância de saída decresce com o aumento da frequência; a parte reativa é capacitiva, visto que  $R_o^2 \cdot C_{TC} / (1 + (\omega R_o C_{TC})^2) > L_e$  em frequências  $< f_\alpha$ . Uma avaliação quantitativa de  $Z_{EE}(\omega)$  e  $Z_{SE}(\omega)$  empregando os mesmos parâmetros do capítulo 2, está representado na figura 56.

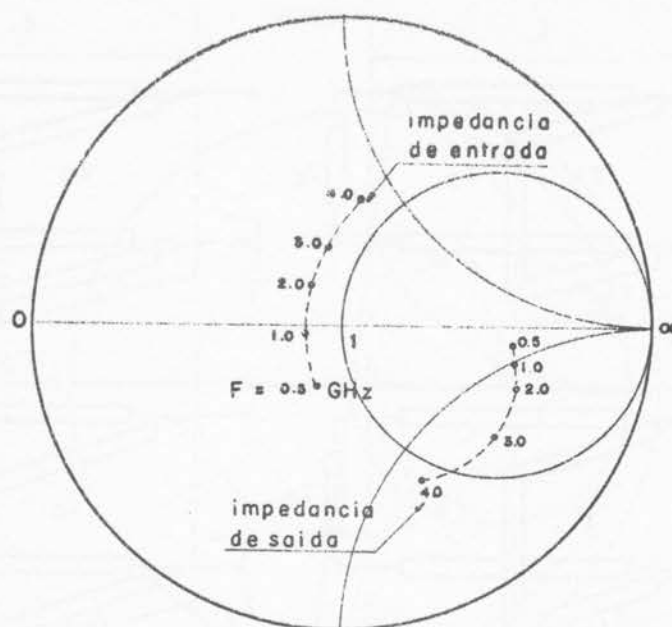


Fig. 56 Comportamento da impedância de um transistor emissor comum.

### 3.2.3 Rede em L

A adaptação de uma impedância qualquer  $Z_g$  a uma carga real  $Z_c = 50$  Ohms, pode ser efetuada através de um elemento em série e um em paralelo com a carga  $Z_g$ . Este último, também conhecido como teco simples, pode ser projetado de 3 modos:

1. Teco em curto circuito
2. Teco em circuito aberto
3. Teco com impedância terminal  $Z$  (qualquer)

Para os dois primeiros modos, há quatro possibilidades para a adaptação, como descritos em (4) e apresentados na figura 57.

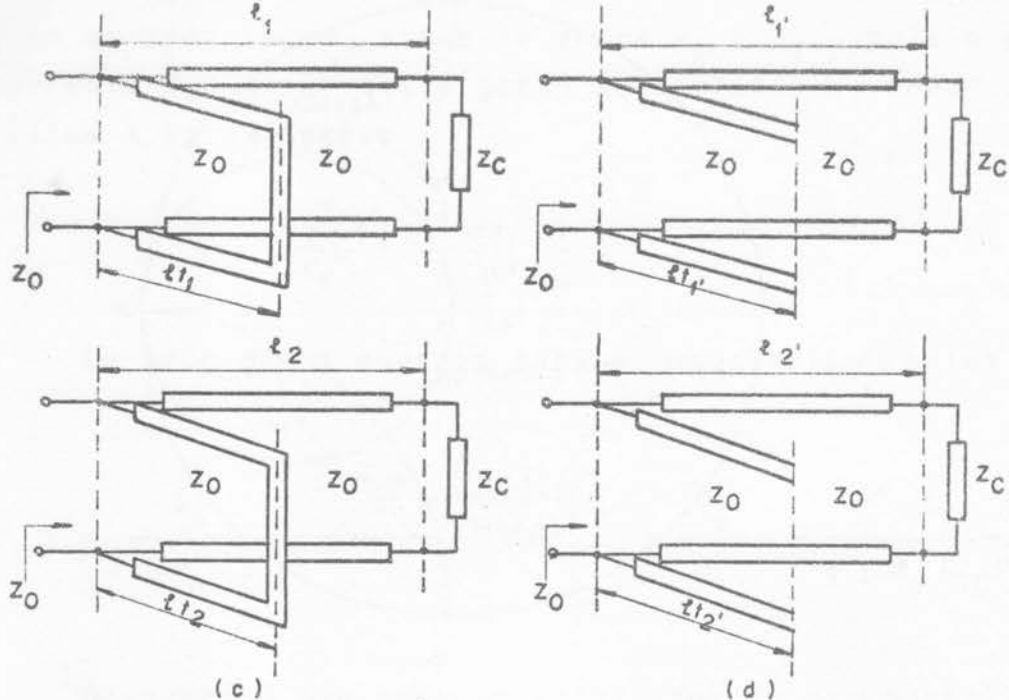


Fig. 57 Diversas possibilidades de gerar uma rede em L.

onde:

$l_1 = l_1'$  - elemento série de comprimento suficiente para transformar  $y_c$  em  $1 + jb$

$lt_1$  e  $lt_2$  - elemento paralelo ressonante com  $+jb$

$l_2$  e  $l_2'$  - elemento série de comprimento suficiente para transformar  $y_c$  em  $1 - jb$

$lt_1'$  e  $lt_2$  - elemento paralelo ressonante com  $-jb$

$y_c$  - admitância de carga

O método de síntese aqui empregado, assume válida a aproximação  $\tanh(\alpha l + j\beta l) = j \tanh \beta l$  tendo em vista: o comprimento das linhas ( $l < \lambda/2$ ) na frequência inferior de operação ( $f_{\min} \approx 2,0$  GHz) e as baixas perdas (atenuação  $< 0,1$  dB/cm), conforme medido no sistema analisador de amplitudes (3).

Cálculo gráfico: Dada uma admitância qualquer  $Z_c$ , traça-se a partir dela, um círculo de coeficiente de reflexão constante. Existem dois pontos sobre este círculo, tal que  $y = 1 \pm jb$ . Nestes pontos, adicionando-se um elemento de reatância  $+jb$  resulta  $y = 1$  (Fig. 58, 59 e 60).

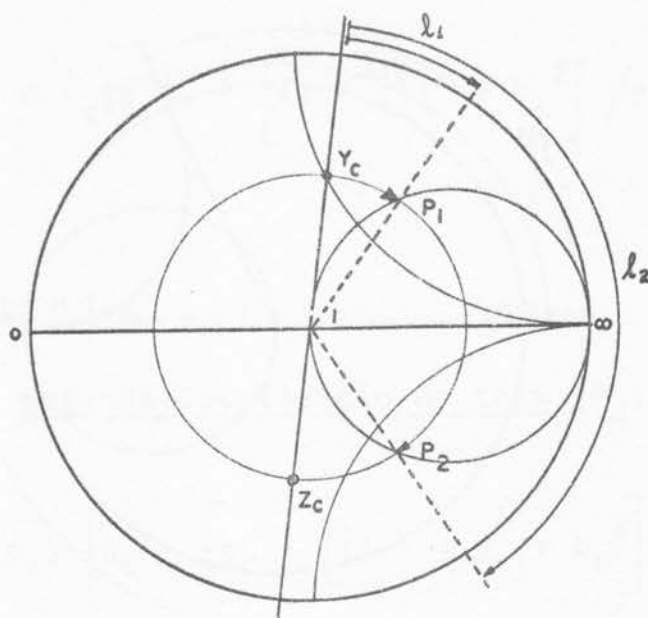


Fig. 58 Síntese do elemento série.

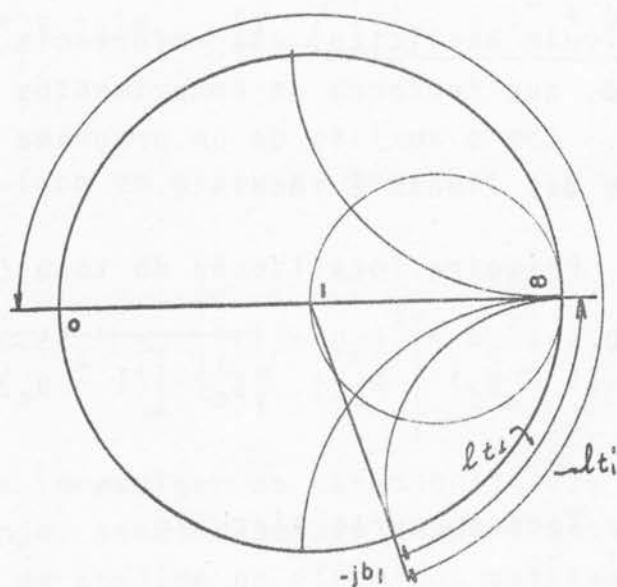


Fig. 59 Síntese do elemento paralelo supondo escolhido o ponto  $P_1$ .

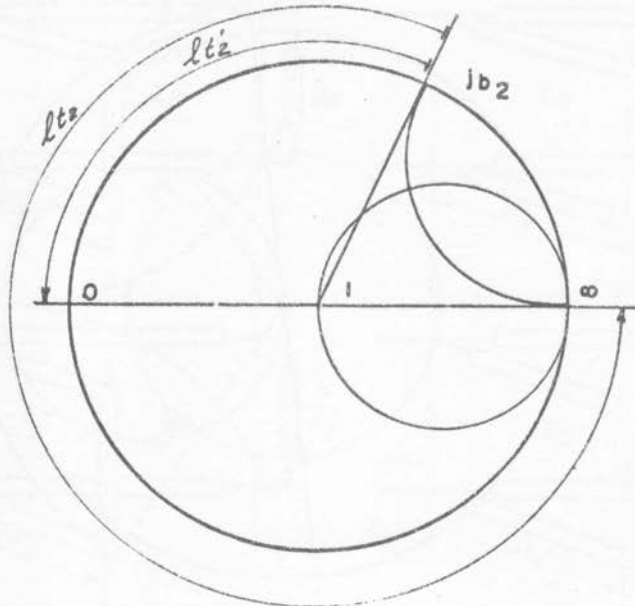


Fig. 60 Síntese do elemento paralelo supondo escolhido o ponto  $P_2$ .

Cálculo analítico: Da referência (4) obtêm-se as equações abaixo, que fornecem os comprimentos dos elementos série e paralelo. Com o auxílio de um programa de computação o dimensionamento das linhas é imediato.

1. Primeira localização do toco ( $P_1$ )

$$\operatorname{tg}(\beta \ell_1) = (1 - g_c) \left\{ b_c + \sqrt{g_c \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right]} \right\}^{-1}$$

Toco em curto circuito

$$\operatorname{tg}(\beta \ell_1) = \left\{ g_c / \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right] \right\}^{1/2}$$

Toco em circuito aberto

$$\beta l t_1' = \pi - \operatorname{tg}^{-1} \left\{ \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right] / g_c \right\}^{1/2}$$

onde:

$$y_c = g_c + j b_c = 1/z_c$$

## 2. Segunda localização do toco ( $P_2$ )

$$\operatorname{tg}(\beta l_2) = (1 - g_c) \left\{ g_c - \left[ g_c - \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right]^{-1/2} \right\}^{-1}$$

Toco em curto circuito

$$\beta l t_2 = \pi - \operatorname{tg}^{-1} \left\{ g_c / \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right] \right\}^{1/2}$$

Toco em circuito aberto

$$\operatorname{tg}(\beta \cdot l t_2') = \left\{ \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right] / g_c \right\}^{1/2}$$

Para investigar as características de banda passante de cada arranjo, simulou-se seu comportamento com a frequência no programa de análise de circuitos passivos (item 3.5). O resultado foi apresentado em termos de coeficiente de onda estacionária em função de frequência normalizada, (Fig. 61). Para estes cálculos assumiu-se  $Z_g = 50$  Ohms e  $Z_c = 100$  Ohms.

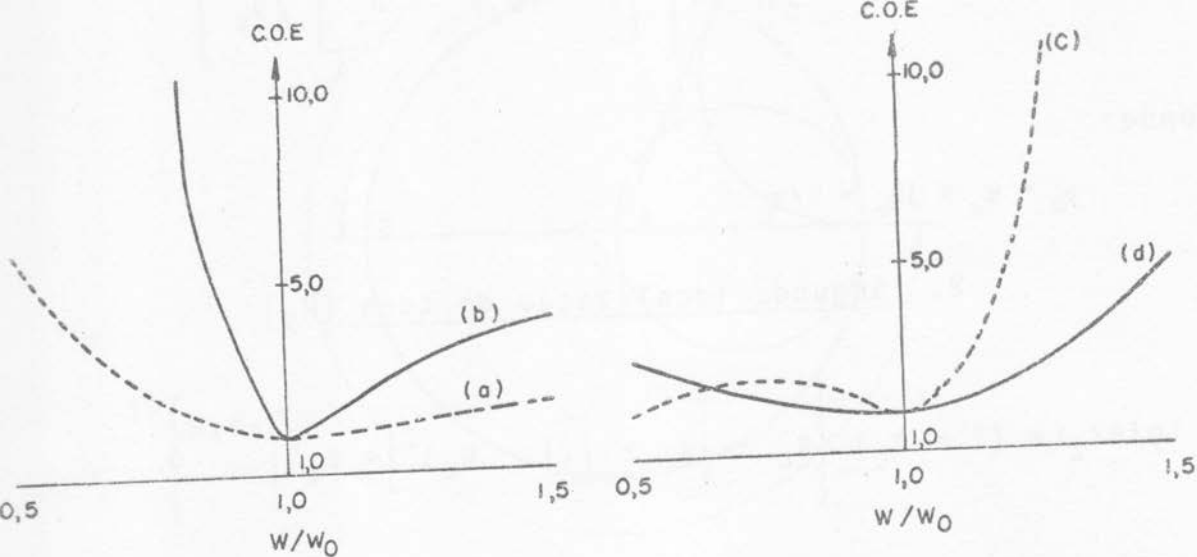


Fig. 61 C.O.E.  $\times$   $w/w_0$  para os circuitos da fi gura 50.

Donde se verifica que os arranjos das figuras 57 (b) e (c) são mais sensíveis à frequência; portanto, adequados a amplificadores de banda estreita (banda da ordem de  $\pm 5\%$ ). Os outros dois tipos (Fig. 57 a e d) se aplicam em amplificadores de banda maior. Se ela não for suficiente, é possível ajustá-la, variando por exemplo, a impedância característica do toco. Novamente, simulou-se o comportamento do circuito da figura 50 (a), variando  $Z_{ot}$  de 20 a 80  $\Omega$  empregando o mesmo programa de computação. O resultado se encontra na figura 62.

Conclue-se desta análise que o decréscimo de  $Z_{ot}$  diminui a banda, apesar do pequeno descasamento na frequência central. Por outro lado, ela aumenta com  $Z_{ot}$ . Estas considerações assumem impedância do transistor invariante com a frequência, válida portanto, para circuitos de banda estreita. A determinação de  $Z_{ot}$  pode ser efetuada por tentativa ou automaticamente por programas de computação.



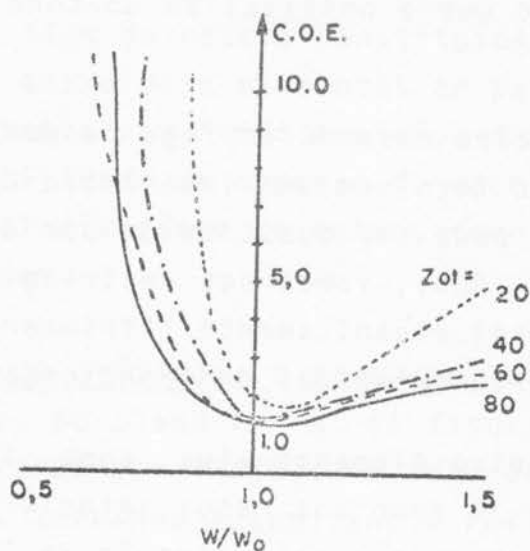


Fig. 62 C.O.E.  $\times \omega/\omega_0$  e parametrizado em  $Z_{01}$  para o circuito da figura 57 a.

Um dos problemas que surgem em amplificadores de microondas, é a polarização dos componentes ativos. Este problema pode ser contornado por um toco em curto circuito, sendo este último, assegurado por um capacitor que opere nestas frequências. (Por exemplo, capacitor tipo MOS), figura 63.

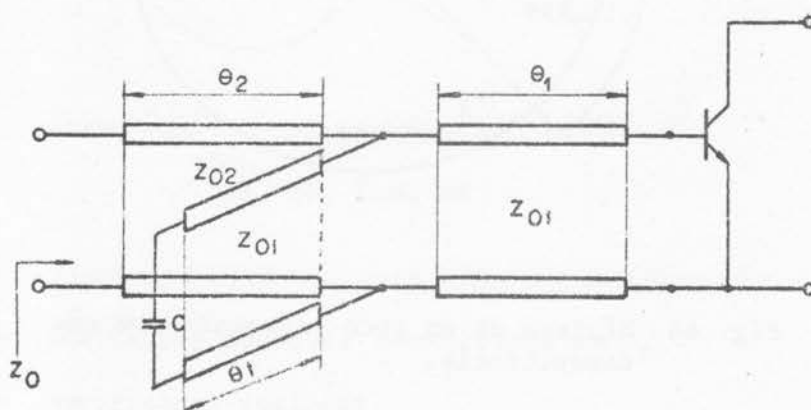


Fig. 63 Rede em L, operando em AC e DC; toco carregado com capacitor C.

Este arranjo, por outro lado, não permite ajustar as características globais do amplificador, pela variação do comprimento do toco, o que é possível em um toco com circuito aberto.

O terceiro modo de emprego de uma rede em L, consiste em carregar o toco com uma impedância  $Z$ , qualquer. Nestas condições, ela pode ser substituída por dispositivos como: varactores ou YIG. Aqui, vamos nos restringir à utilização de um capacitor variável mecanicamente ("trimmer"), que também permite ajustar as características do transformador.

O primeiro elemento atua como transformador de  $Y_c = 1/Z_c$  para  $1 + jb$  como nos casos anteriores. O efeito do capacitor pode ser previsto pela equação de linha onde  $Z_c = -jX_c$ , ou associando-se a reatância capacitiva em série com a reatância do toco no âbaco de Smith (Fig. 64).

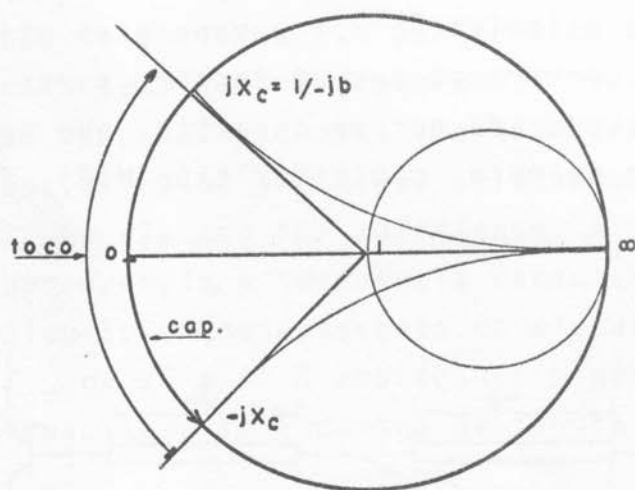


Fig. 64 Síntese de um toco carregado com uma capacitância.

### 3.2.4 Rede em $\pi$

Este tipo de rede é constituído por um elemento sêrie, intercalado entre dois elementos em paralelo, também conhecido por casamento com "toco duplo". A vantagem deste arranjo está na possibilidade de emprego do toco próximo à carga como elemento de polarização e do outro, como elemento de ajuste das características.

Cálculo gráfico: O primeiro toco adiciona uma susceptância tal que, no plano A - A' da figura 65 a admitância resultante é da forma  $Y = 1 \pm jb_1$ . O segundo toco ressoa com a parte imaginária, tornando a admitância resistiva.

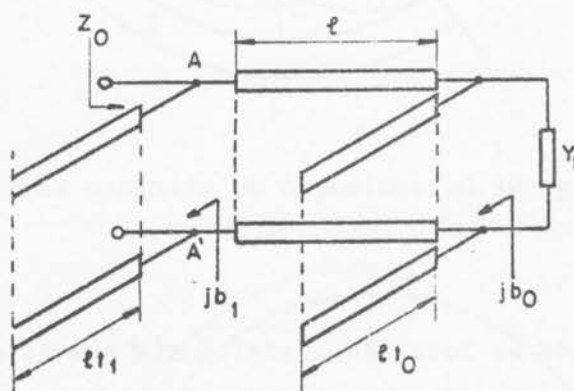


Fig. 65 Rede em  $\pi$ .

onde:

- $y_L$  = admitância qualquer normalizado em  $y_0$
- $l$  = comprimento qualquer
- $lt_0$  = comprimento do toco em curto
- $lt_1$  = comprimento do toco em aberto

Para determinar qual o valor da reatância  $jb_0$ , roda-se o círculo correspondente à parte real  $g = 1$  no âbaco de Smith, de uma fase igual ao comprimento  $\ell$ . A intersecção do círculo rodado e do círculo correspondente à parte real de  $y_t$ , determina o comprimento  $\ell t_0$  (Fig. 66, 67, 68).

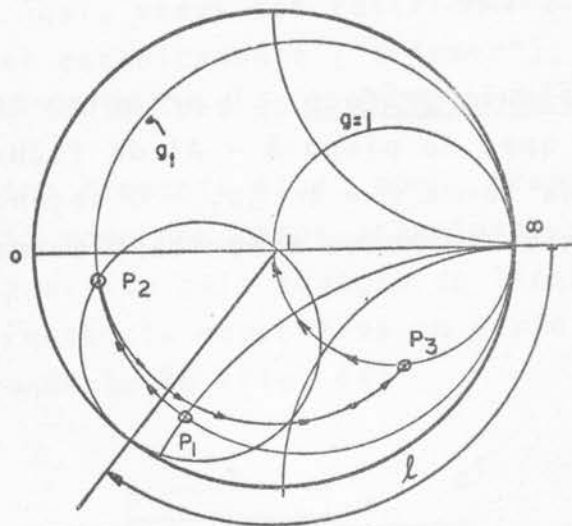


Fig. 66 Determinação do elemento série.

onde:

- $P_1$  -- ponto onde se localiza a admitância que se deseja adaptar.
- $P_2$  -- ponto de intersecção entre os círculos  $g_t$  e  $g = 1$  deslocado. Determina o 1º toco.
- $P_3$  -- ponto de intersecção entre círculo de reflexão constante que passa por  $P_2$  e intersecciona  $g = 1$ . Determina o 2º toco.

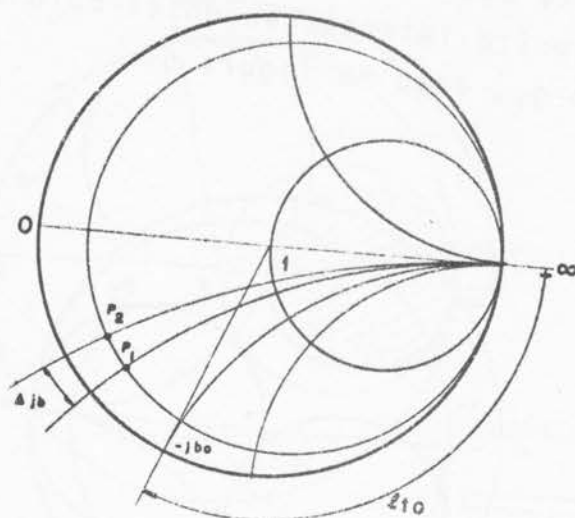


Fig. 67 Determinação do toco próximo à admitância  $y_t$ . (1º toco em curto circuito).

onde:

$$\Delta b = jb_2 - jb_1 = -jb_0$$

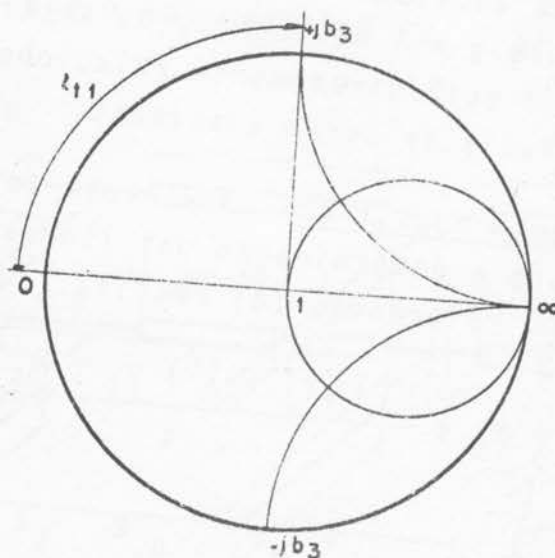


Fig. 68 Determinação do toco próximo à admitância da carga. (2º toco em circuito aberto).

Existe uma outra possibilidade para o casamento, se considerarmos a outra intersecção do círculo unitário deslocado com o círculo  $g_t$ , como na figura 69.

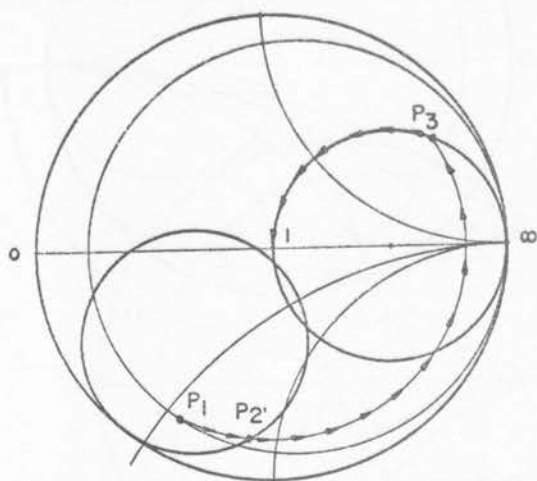


Fig. 69 Segunda possibilidade de síntese da  $re$  de em  $\pi$ .

Nota-se que existe uma limitação no valor das impedâncias que podem ser adaptadas por este processo. Na figura 70, observa-se que admitâncias com parte real  $> 1,5$ , não interseccionam o círculo  $g = 1$  deslocado, ou seja,  $g_t < g_m$ . Conclui-se que o ângulo  $\phi$  está diretamente relacionado com a faixa das admitâncias possíveis de serem adaptadas.

Cálculo analítico: Novamente introduz-se o processo analítico para a determinação das linhas com o emprego de computadores. Da referência (4) resulta:

$$b_0 = -b_t + \frac{1 \pm \sqrt{(1 + t^2) g_t - g_t^2} \cdot t^2}{t}$$

$$b_1 = \frac{\pm \sqrt{g_t (1 + t^2) - g_t^2} \cdot t^2 - g_t}{t \cdot g_t}$$

$$t = \tan(\beta l)$$

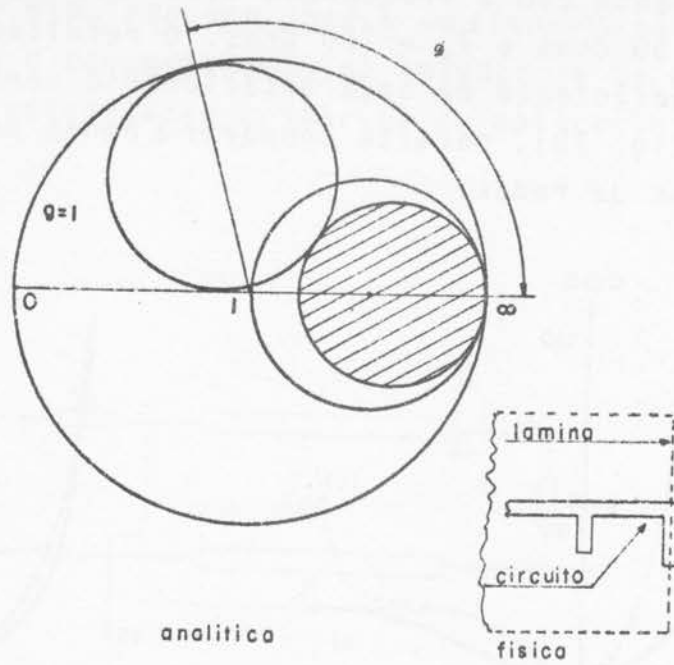


Fig. 70 Limitações da rede em  $\pi$ .

Nem sempre é possível colocar a admitância que se deseja adaptar ( $y_t$ ), diretamente sobre o toco, devido a limitações físicas da lâmina onde se grava o circuito (Fig. 70). Em pregando mais um elemento série, transformamos a rede  $\pi$ , em duplo L, para contornar tais inconvenientes (Fig. 71). O processo de síntese desta rede é uma extensão ( $y_t + y_t'$ ) da anterior.

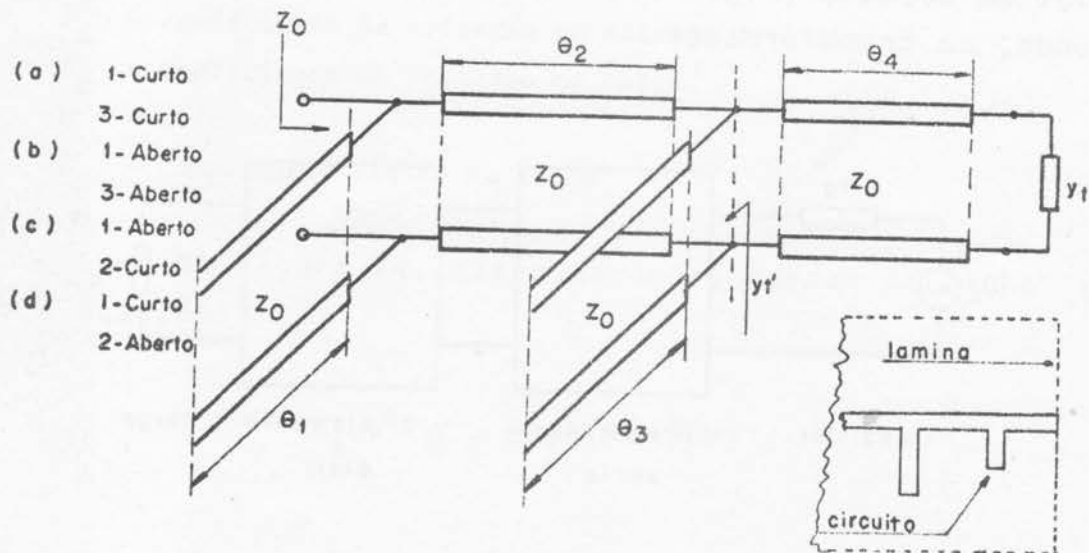


Fig. 71 Rede em duplo L como uma extensão da rede em  $\pi$ .

### 3.2.6 Rede em T

Neste trabalho classifica-se este tipo de circuito pela natureza do elemento paralelo. No primeiro caso, este é um trecho de linha de transmissão de comprimento fixo ( $\lambda_0/2$ ) ou ( $\lambda_0/4$ ), sem perdas. No segundo, uma resistência é inserida em série com o elemento paralelo, de modo a dissipar energia e reduzir sua transmissão à carga da forma desejada.

#### 3.2.6.1 Elemento paralelo sem perdas

Os circuitos em cascata constituídos de dois elementos série de comprimento  $\lambda_0/8$  e  $\lambda_0/4$  (Fig. 73), como já discutidos, são calculados para a frequência central. Levando em conta uma banda de frequências, o ressonador e o transformador apresentam variações na sua impedância. Um elemento de compensação em paralelo é acoplado neste ponto, que atua também como limitador de banda e transforma a rede em cascata em T, como se apresenta na figura 84.

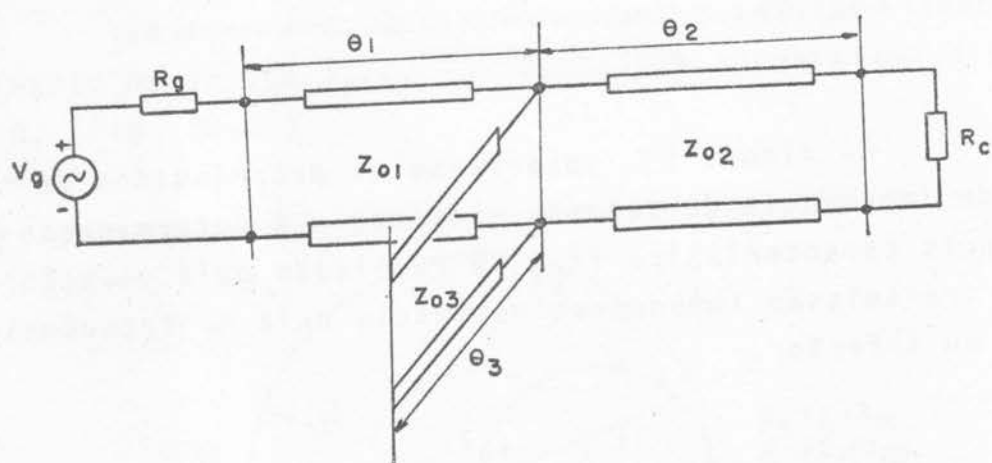


Fig. 84 Rede em T com elemento paralelo sem perdas.

onde:

$$\theta_1 = \pi/4$$

$$\theta_2 = \pi/2$$

$$\theta_3 = \begin{cases} \pi/2 & \text{- toco em curto-circuito} \\ \pi & \text{- toco em circuito aberto} \end{cases}$$



Vamos analisar o comportamento com a frequência do transformador  $\lambda_0/4$  e de um toco em circuito aberto, sendo que as conclusões serão análogas para um toco em curto-circuito.

Para transformar  $\lambda_0/4$ , vale a expressão:

$$Y = Y_{o2} \cdot \left[ \frac{Y_c + j Y_{o2} \operatorname{tg}(\pi/2 \cdot \omega/\omega_0)}{Y_{o2} + j Y_c \operatorname{tg}(\pi/2 \cdot \omega/\omega_0)} \right]$$

Com  $Y_c = 20 \text{ mmhos}$ , conclue-se que:

|                   |          |                |          |
|-------------------|----------|----------------|----------|
| $\omega/\omega_0$ | 0,7      | 1,0            | 1,3      |
| $y$               | $g + jb$ | $Y_{o2}^2/Y_c$ | $g - jb$ |

Para um toco de  $\lambda_0/2$  em circuito aberto vale a expressão:

$$y_t = j \cdot Y_{o3} \cdot \operatorname{tg}(\pi \omega/\omega_0)$$

Resultando no seguinte comportamento dentro da banda:

|                   |         |     |         |
|-------------------|---------|-----|---------|
| $\omega/\omega_0$ | 0,7     | 1,0 | 1,3     |
| $y_t$             | $-jb_t$ | 0   | $+jb_t$ |

Expressando  $y_t$  e  $y$  sob a forma de coeficiente de reflexão no âbaco de Smith, surge a figura 85:

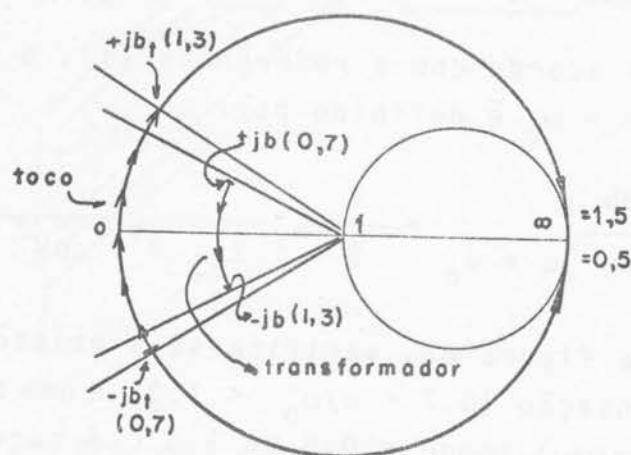


Fig. 85 Comparação entre comportamento do transformador e do toco em aberto com a frequência.

Observe que a susceptância do toco apresenta uma polaridade oposta à susceptância do transformador, na mesma frequência. Nestas condições, impondo  $Y_1 = Y$ , resulta uma equação cuja única incógnita é  $Y_{03}$ , ou seja, sua admitância característica.

O efeito de limitação de banda provocado pelo toco pode ser observado pelo comportamento de sua susceptância, como ilustrado na figura 86.

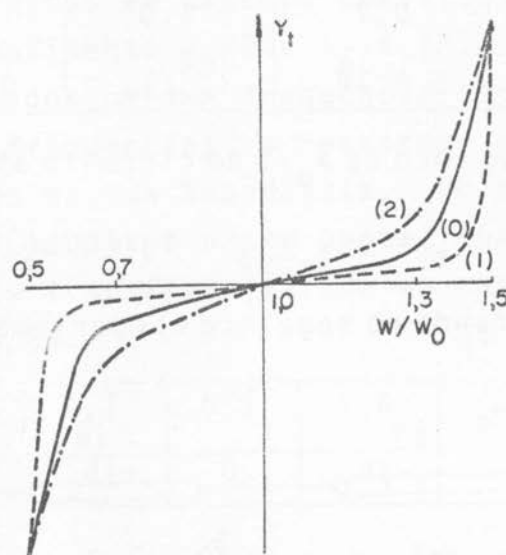


Fig. 86 Susceptância do toco em função de frequência normalizada.

De acordo com a referência (1), o coeficiente angular de  $y_t$  em  $\omega = \omega_0$  é definido por:

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{db}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{Z_{03}} \cdot \frac{1}{\cos^2(\pi \omega / \omega_0)}$$

Na figura 86, verifica-se a existência de uma região de compensação ( $0,7 < \omega/\omega_0 < 1,3$ ) e uma região de alta atenuação onde  $(\omega/\omega_0)$  tende a 0,5 ou 1,5. A banda passante do circuito estará em algum ponto entre 0,5 e 0,7 de  $\omega/\omega_0$  e entre 1,3 e 1,5 de  $\omega/\omega_0$ .

Pela equação do coeficiente angular, verifica-se que a banda passante é função de  $Z_{03}$ . Para  $Z_{03}$  alto (curva 1 na figura 86), a banda passante é maior. Para  $Z_{03}$  baixo (curva 2 na figura 86), a banda passante é menor. Seu valor ótimo é determinado por tentativa, ou automaticamente por subrotinas de otimização.

### 3.2.6.2 Elemento paralelo com perdas

Neste caso, os elementos em cascata são calculados para a frequência superior, onde é interessante um ótimo casamento. Um elemento resistivo em série com trecho de linha em curto-circuito com  $\lambda/4$  de comprimento, também na frequência superior, não interfere na operação da rede em cascata. Em frequências inferiores porém, a reatância da linha decresce com uma taxa que depende de sua impedância característica e, o elemento resistivo passa a dissipar energia, diminuindo sua eficiência de transmissão (Fig. 87). O valor de  $R$  e  $Z_{03}$  também são determinados por tentativa ou por subrotinas de otimização.

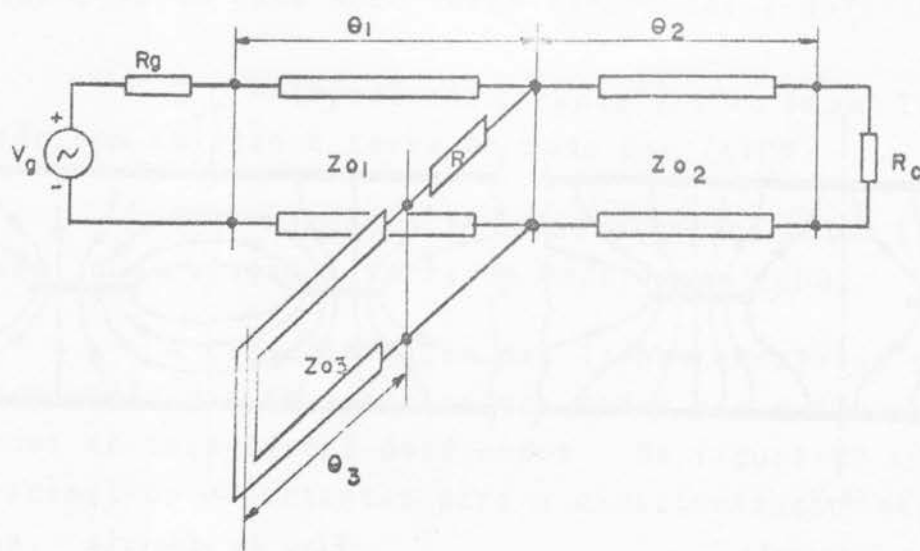


Fig. 87 Rede em T com elemento paralelo com perdas.

$$\left. \begin{array}{l} \theta_1 = \pi/8 \\ \theta_2 = \pi/4 \\ \theta_3 = \pi/4 \end{array} \right\} \text{ na frequência superior de operação}$$

### 3.2.7 Linhas de transmissão acopladas

O efeito de acoplamento entre linhas suficientemente próximas, foi empregado no projeto de filtros passa-faixa (3). Suas propriedades de transformação de impedâncias, serão tratadas neste item, após um breve resumo de suas características.

#### 3.2.7.1 Modos de propagação

Hã dois modos fundamentais T.E.M. de propagação. Para verificar este efeito considere-se duas linhas em fita acopladas lado a lado, numa configuração fechada e num mesmo potencial, sendo percorridas por correntes no mesmo sentido (Fig. 88).

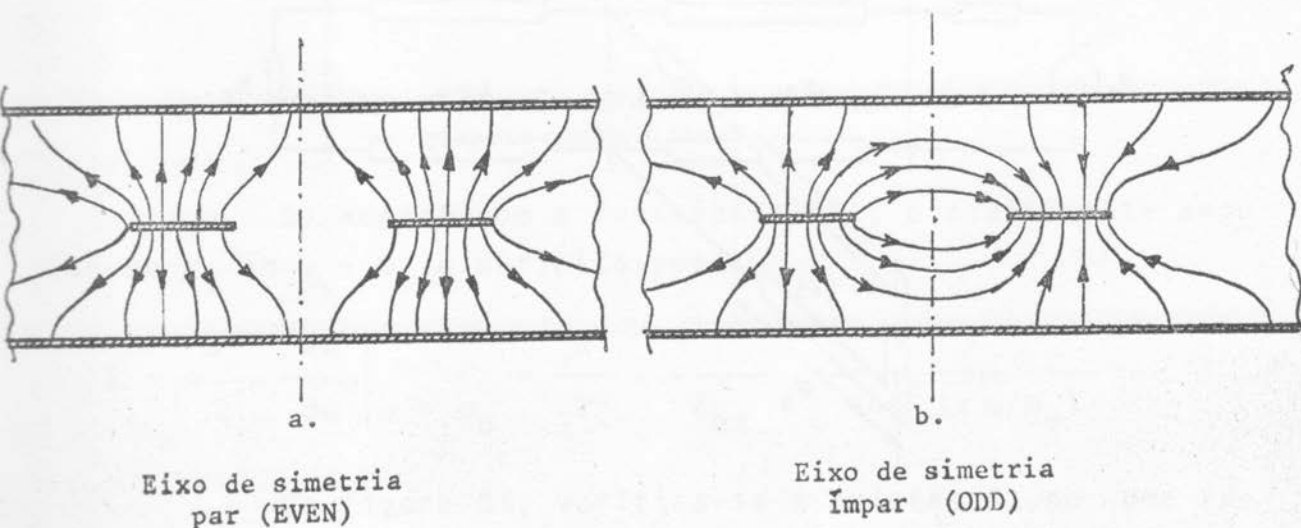


Fig. 88 Modos de propagação T.E.M.

No primeiro caso, os potenciais das fitas são iguais em módulo e fase. Pela distribuição do campo elétrico, nota-se que existe uma certa simetria com relação a um eixo imaginário que separaria as duas fitas (simetria do campo elétrico). Este tipo de propagação é denominado "modo par".

No segundo caso, os potenciais das fitas são iguais em módulo, porém, opostos em fase. A simetria será ímpar em relação ao mesmo eixo imaginário (simetria do campo magnético) e a propagação é denominada "modo ímpar".

Verifica-se que a capacitância de uma das linhas com relação à terra é menor no caso par, que no caso ímpar, visto a definição de capacitância.

$$\frac{\text{Fluxo do vetor deslocamento}}{\text{Diferença de potencial}} = \frac{\int_S \vec{D} \cdot \vec{n} \, ds}{V}$$

Como as capacitâncias são diferentes,  $C_{oe}$  e  $C_{oo}$ , as impedâncias de cada modo serão diferentes e definidas por:

$Z_{oe}$  - impedância característica de uma linha de transmissão com relação à terra no modo par (EVEN).

$Z_{oo}$  - impedância característica de uma linha de transmissão com relação à terra no modo ímpar (ODD).

A caracterização das linhas acopladas se resume na determinação das impedâncias dos modos par e ímpar e das velocidades de fase destes dois modos. Na figura 89 se encontram os parâmetros importantes para a caracterização deste tipo de linha.

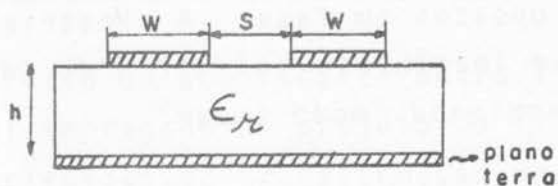


Fig. 89 Corte transversal de uma linha acoplada.

onde:

S - espaçamento entre as linhas

h - altura do substrato

W - largura das linhas

$\epsilon_r$  - constante dielétrica relativa do substrato

A constante dielétrica efetiva  $\bar{\epsilon}$  é dada por:

$$\epsilon_{ef} = \sqrt{\epsilon_{ef_e} \times \epsilon_{ef_o}} \quad (3.6)$$

onde:

$\epsilon_{ef_e}$  - constante dielétrica efetiva no modo ímpar

$\epsilon_{ef_o}$  - constante dielétrica efetiva no modo par

Um programa de computador (6) é empregado para o cálculo de  $Z_{oe}$  e  $Z_{oo}$ , da constante dielétrica efetiva e da largura W das linhas.

### 3.2.7.2 Propriedades de transformação

Analisando a configuração de duas linhas acopladas sobre um comprimento  $l$ , nota-se que o circuito equivalente é um octopolo (Fig. 90).

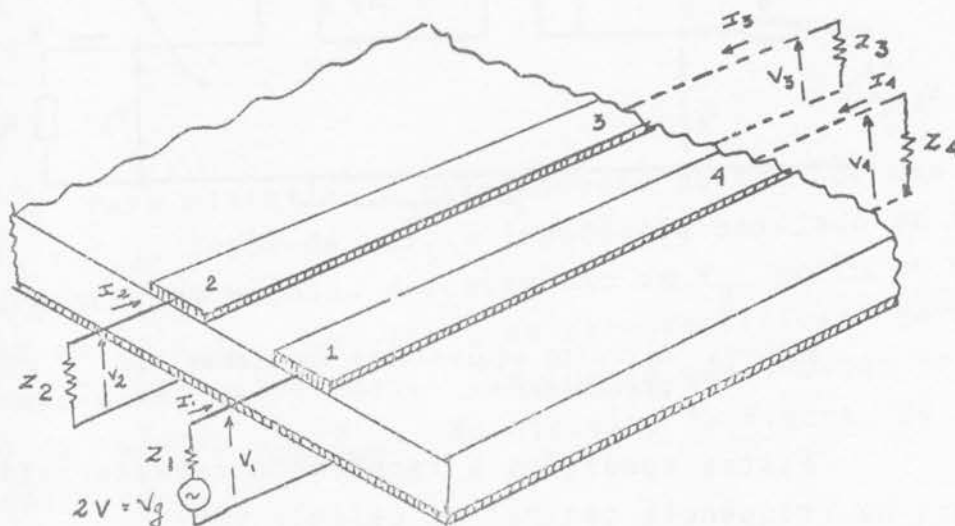


Fig. 90 Linhas acopladas visto como componente de oito polos.

onde:

- $V_i$  - tensão nos terminais de acesso
- $I_i$  - corrente nos terminais de acesso
- $Z_2$  - impedância do acesso 2
- $Z_4$  - impedância no acesso 4

Para facilidade de realização física, impõe-se  $Z_2 = Z_4 = \infty$ , transformando o octopolo em quadripolo, cujo circuito equivalente em termos de linha de transmissão se encontra na figura 91 (1).



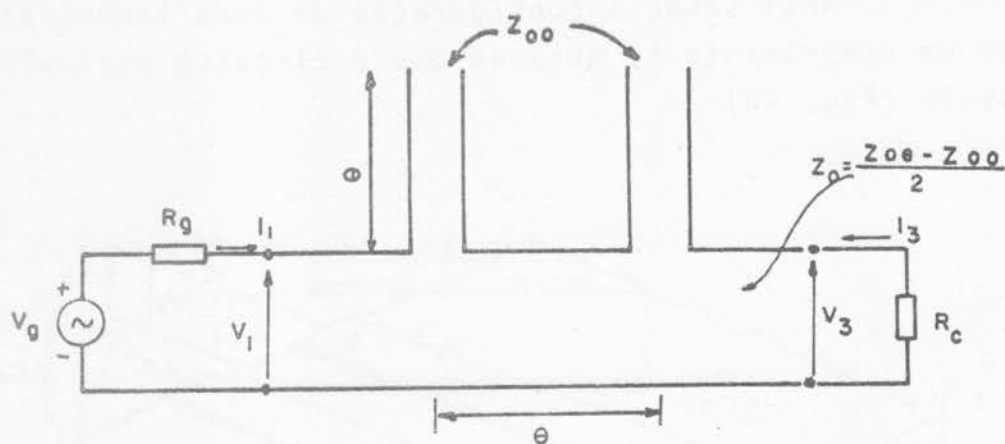


Fig. 91 Circuito equivalente em linhas de transmissão.

Nestas condições a impedância característica equivalente na frequência central se calcula por:

$$Z_0 = \frac{Z_{02} - Z_{00}}{2} \quad (3.7)$$

As características de banda passante podem ser analisadas pela impedância imagem, i.é. pela impedância no acesso 1, supondo a mesma impedância conectada no acesso 2 (Fig. 92).

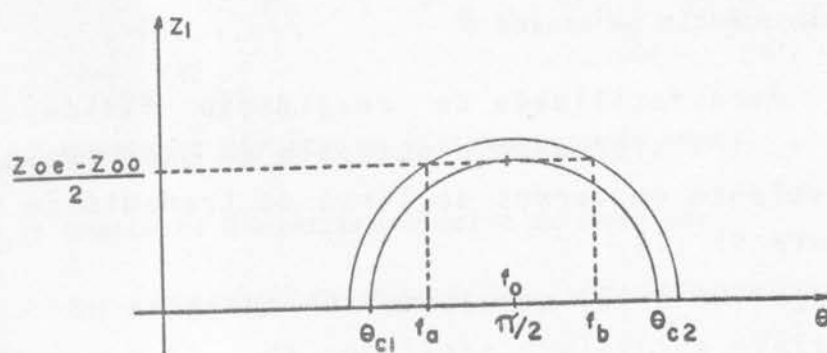


Fig. 92 Impedância imagem em função de frequência.



onde:

$$\cos \theta_{c1} = \cos \theta_{c2} = \frac{Z_{oe}/Z_{oo} - 1}{Z_{oe}/Z_{oo} + 1}$$

$$ZI_1 = \frac{[(Z_{oe} - Z_{oo})^2 - (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta]}{2 \sin \theta}$$

## SUGESTÃO

Para minimizar o descasamento dentro de uma certa banda ( $f_b - f_a$ ), impõe-se  $ZI_1$  = impedância desejada em  $f_a$  de modo a provocar um pequeno descasamento em  $f_o$ , porém, um melhor casamento em  $f_a$  e  $f_b$ . Com isto, as características gerais de transformação são melhoradas. Conclue-se que a banda passante é função da relação  $Z_{oe}/Z_{oo}$ . No circuito da figura 84 valem as relações:

$$V_1 = -j \left( \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \right) \cotg(\theta) \times I_1 - j \left( \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2} \right) \operatorname{cosec}(\theta) \times I_3$$

$$V_3 = -j \left( \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2} \right) \operatorname{cosec}(\theta) \times I_1 - j \left( \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{2} \right) \cotg(\theta) \times I_3$$

As quais podem ser colocadas na forma de parâmetros de transferência A B C D, para posterior análise do comportamento com a frequência pelo computador.

$$\begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta & j \frac{1}{2 \sin \theta} \left[ (Z_{oe} - Z_{oo})^2 - \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})^2}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cdot \cos^2 \theta \right] \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \cos \theta \end{bmatrix}$$

### 3.2.7.3 Projeto do transformador

Os parâmetros de entrada que podem ser impostos são:

- a frequência central -  $f_0$
- a constante dielétrica relativa -  $\epsilon_r$
- a relação -  $S/H$

#### Etapas

1. Cálculo da impedância característica equivalente na frequência central de um transformador  $\lambda/4$ .

$$Z_{oeq} = \sqrt{R_c \cdot R_g}$$

2. Na tabela de  $Z_{oe}$  e  $Z_{oo}$  fornecida por um programa de computação (6), entrar com a relação  $S/H$  e  $\epsilon_r$  e, procurar qual  $W/H$  fornece a igualdade  $Z_{oeq} = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2}$

3. A determinação de  $Z_{oeq}$  é um processo iterativo. Se a relação  $S/H$  não fornecer  $Z_{oeq}$  desejado, variar  $S/H$  até obter o que se deseja.

4. Análise do comportamento pelo computador. Se a banda não for suficiente, modificar  $Z_{oe}$  e  $Z_{oo}$  de maneira sugerida no item anterior.

### 3.2.7.4 Comparação com transformador $\lambda/4$

Para comparar as características de transformação das linhas acopladas com um transformador de  $1/4$  de comprimento de onda, vamos adaptar uma impedância de 30 para 50 Ohms.

O coeficiente de reflexão foi calculado para ambos os circuitos representados genericamente na figura 93.

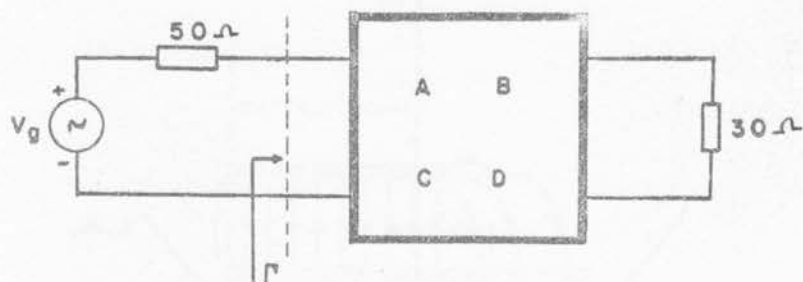


Fig. 93 Representação de um transformador de 30 para 50 Ohms pela matriz A B C D equivalente.

A impedância característica do transformador  $\lambda/4$  é calculada por:

$$Z_0 = \sqrt{30 \cdot 50} = 38,7 \text{ Ohms}$$

Entrando na tabela, com os seguintes parâmetros:  $S/H = 0,06$  e  $\epsilon_r = 10,0$ , observou-se que a impedância característica equivalente, aquela do transformador  $\lambda/4$ , ocorre para  $W/H = 0,4$ . Para este ponto, resultam:

$$\epsilon_{ef_e} = 6,97$$

$$\epsilon_{ef_0} = 5,79$$

$$Z_{oe} = 109,29 \text{ } \Omega$$

$$Z_{oo} = 32,53 \text{ } \Omega$$

$$Z_{oeq} = 38,40 \text{ } \Omega$$

Impondo-se  $\theta = 90^\circ$  na frequência central, calculou-se o coeficiente de onda estacionária em função da frequência normalizada (Fig. 94).

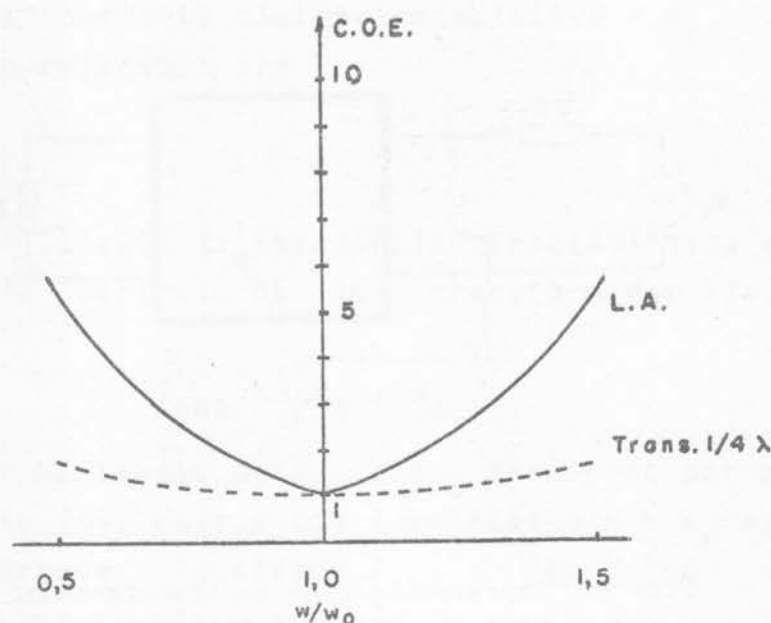


Fig. 94 C.O.E. x  $\omega/\omega_0$  para um transformador convencional ( $\lambda_0/4$ ) e um, com linhas acopladas.

Verifica-se que o transformador com linhas acopladas é mais sensível à frequência que o transformador  $\lambda/4$ .

### 3.2.8 Efeitos de descontinuidade em microlinhas

Neste item serão tratados alguns efeitos que foram observados no decorrer dos projetos. As experiências efetuadas na determinação dos efeitos de dispersão do campo eletromagnético, concordaram com trabalhos já publicados sobre o assunto. No entanto, os estudos publicados sobre os efeitos de alargamentos e cruzamentos em microlinhas não permitem corrigi-los previamente. Nestas condições apresenta-se uma sugestão, de como elaborar tabelas de correção.

### 3.2.8.1 Dispersão do campo eletromagnético

Como se observa na figura 95, o efeito de dispersão do campo eletromagnético nas extremidades das linhas de transmissão, faz com que seu comprimento elétrico não coincida com o comprimento físico.

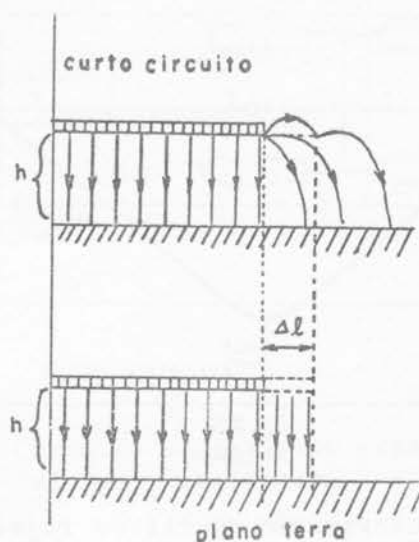


Fig. 95 Dispersão do campo eletromagnético nas extremidades das microlinhas.

Para determinar o comprimento adicional  $\Delta l$ , construiu-se um filtro "rejeita banda", como aquele da figura 96, para a frequência de 3,0 GHz. No sistema analisador de amplitudes, obteve-se o gráfico da figura 97.

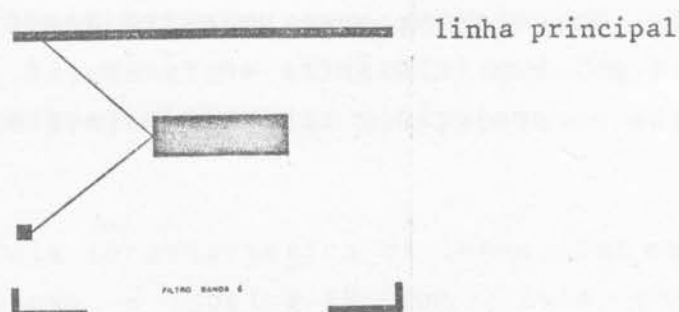


Fig. 96 Projeção das microlinhas do filtro rejeita banda.

linha de alta impedância = 94,6 Ohms

linha de baixa impedância = 21,7 Ohms

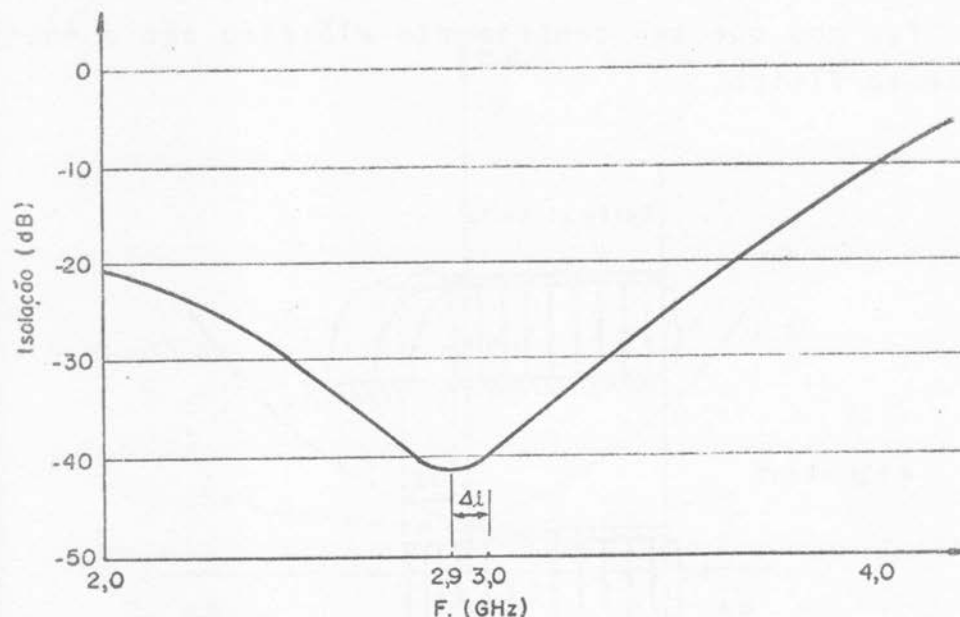


Fig. 97 Caracterização do filtro rejeita banda.

O desvio de frequência observado correspondeu a um  $\Delta f$  adicional, concordante com a tabela de correção publicada na referência (7).

### 3.2.8.2 Alargamentos e estreitamentos

A variação brusca na largura de uma microlinha provoca uma descontinuidade nos cantos vivos, cujo efeito na impedância do circuito depende do tipo de transição (8). Para um alargamento, representa-se o efeito por uma capacitância em paralelo. No entanto, para um estreitamento, vale o circuito dual, i.e., uma indutância em série. A figura 98 representa uma linha em projeção e seu modelo para a descontinuidade.

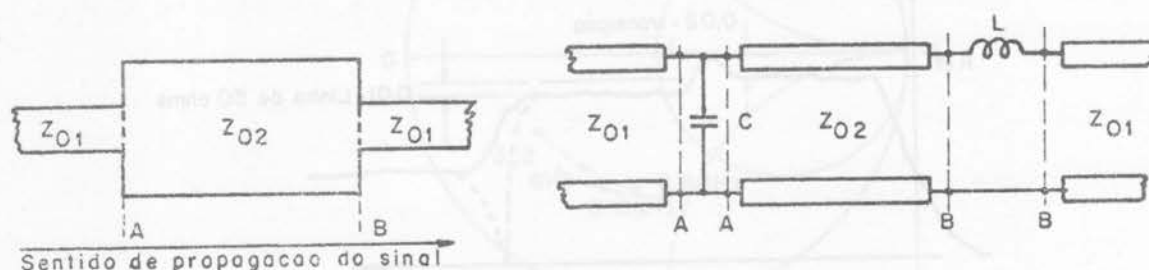


Fig. 98 Circuito equivalente para descontinuidade em microlinhas.

Para averiguar quantitativamente estes efeitos, construiu-se uma rede em cascata. Ela foi testada no sistema de reflectometria no domínio do tempo, na tentativa de medir  $L$  e  $C$  e no sistema analisador de circuitos no domínio de frequência, na tentativa de avaliar sua influência na impedância de entrada do circuito.

A preocupação inicial, foi averiguar o efeito provocado pela transição do sinal do sistema coaxial para a microlinha, por meio do conector modelo OSM 204 - 8232 A. O sistema de reflectometria, acusou um comportamento indutivo, com coeficiente de reflexão  $\Gamma = 0,02$ , que corresponde a uma variação máxima de 2,0 Ohms na impedância e um C.O.E. de 1,04. Este resultado permite-nos desprezar o efeito da transição no comportamento do circuito.

A impedância característica da linha como medida no sistema de reflectometria, é igual a 49 Ohms. Este resultado significa que o valor da constante dielétrica relativa empregada ( $\epsilon = 10,0$ ) está correto.

A figura 99 indica o coeficiente de reflexão em função do comprimento, para o circuito em questão. O desenho está fora de escala, para que se observe os efeitos descritos.

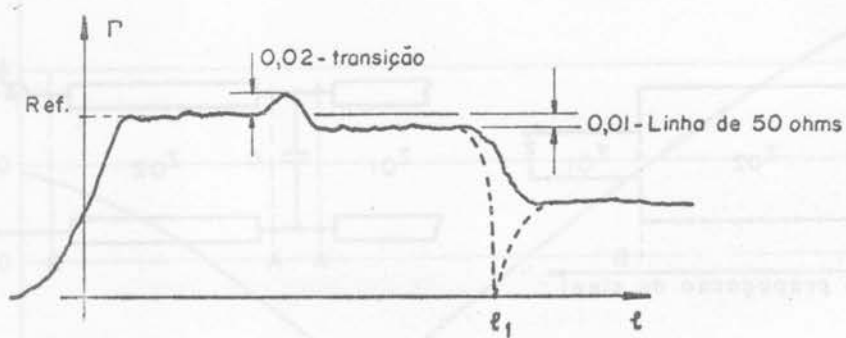


Fig. 99 Coeficiente de reflexão em função do comprimento.

O efeito da capacitância  $C$ , que se encontra em pontilhado na figura 99, não foi observado. Concluiu-se que o tempo de subida do pulso, não é suficientemente rápido para detectá-lo ou seja,  $C$  é muito pequeno, como se demonstra abaixo:

$$\begin{aligned} \text{cte de tempo} &< t_s \\ C \cdot \frac{Z_{02} \cdot Z_{01}}{Z_{01} + Z_{02}} &< t_s \\ C &< \frac{20 \cdot 10^{-2} (25 + 50)}{25 \cdot 50} = 1,2 \text{ pF} \end{aligned}$$

No âbaco de Smith da figura 100, encontram-se os valores teóricos e experimentais do coeficiente de reflexão (tabela 3.1) em função de frequência para a rede em cascata.



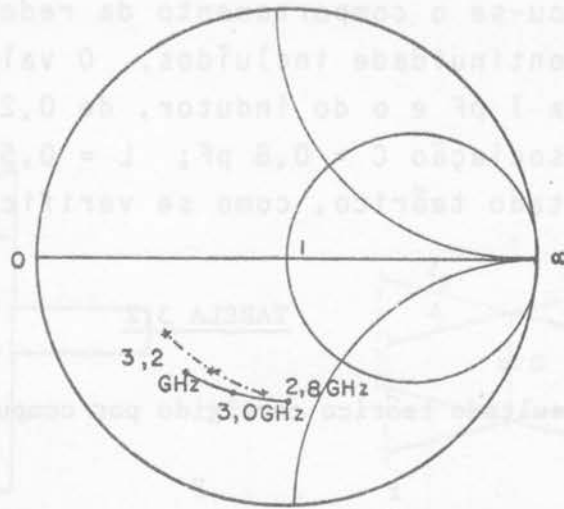


Fig. 100 Comparação entre  $\Gamma(\omega)$  experimental e teórico.

TABELA 3.1

| (---) = experimental |             | (—) teórico |
|----------------------|-------------|-------------|
| f<br>GHz             | $\Gamma$    | $\Gamma$    |
| 2,8                  | 0,58/ -88°  | 0,57/ -97°  |
| 3,0                  | 0,59/ -110° | 0,57/ -122° |
| 3,2                  | 0,60/ -130° | 0,57/ -147° |

A diferença de fase observada entre os valores experimentais e teóricos da tabela 3.1, de acordo com nossa análise prévia, deve-se aos efeitos capacitivos e indutivos que não se conseguiu determinar no sistema de reflectometria.

Com o emprego do programa de análise de circuitos passivos, simulou-se o comportamento da rede em cascata com os efeitos de descontinuidade incluídos. O valor do capacitor foi variado de 0,2 a 1 pF e o do indutor, de 0,2 a 0,8 nH. Observou-se que a associação  $C = 0,8$  pF;  $L = 0,5$  nH, praticamente corrige o resultado teórico, como se verifica na tabela 3.2.

TABELA 3.2

Resultado teórico corrigido por computador

| f<br>GHz | $\Gamma$          |
|----------|-------------------|
| 2,8      | 0,6/ $-88^\circ$  |
| 3,0      | 0,6/ $-112^\circ$ |
| 3,2      | 0,6/ $-136^\circ$ |

Os trabalhos publicados a este respeito existentes na literatura (8), apresentam tabelas que permitem obter o valor do capacitor  $C$  em função da relação  $W/H$  de uma das linhas, sendo a de referência igual a 50 Ohms. Uma outra rede em cascata com os seguintes parâmetros  $\ell_1 = 0,112\lambda$ ;  $Z_{01} = 50\Omega$ ;  $Z_{02} = 23$ , foi construída e o processo de simulação, repetido. Obteve-se  $C = 1$  pF e  $L = 0,8$  nH. Este comportamento é consistente com resultados publicados a saber: quanto maior a relação  $W/H$ , maior o valor dos elementos parasitários. Este processo poderia ser empregado na elaboração de tabelas que permitiriam prever o valor de  $C$  e  $L$  em projetos com circuitos em microlinhas.

### 3.2.8.3 Cruzamentos

Na confecção de circuitos com toco balanceado, além da capacitância que aparece no cruzamento das linhas, surge uma indeterminação em seu comprimento. O circuito equivalente, conforme sugerido na referência (9), está na figura 101.

### 3.3 PARÂMETROS DE TRANSFERÊNCIA A, B, C E D.

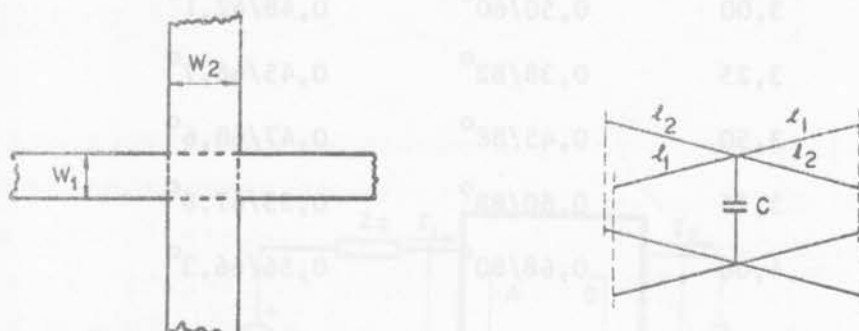


Fig. 101 Cruzamento e seu circuito equivalente.

Construiu-se uma rede em T, com toco balanceado em aberto, para avaliar os efeitos de descontinuidade aplicando o mesmo processo de análise.

No âbaco de Smith da figura 102, estão desenhados os valores teóricos e experimentais de  $(\Gamma)$  para o intervalo de frequência 3,0 a 4,0 GHz, cujos resultados estão na tabela 3.3.

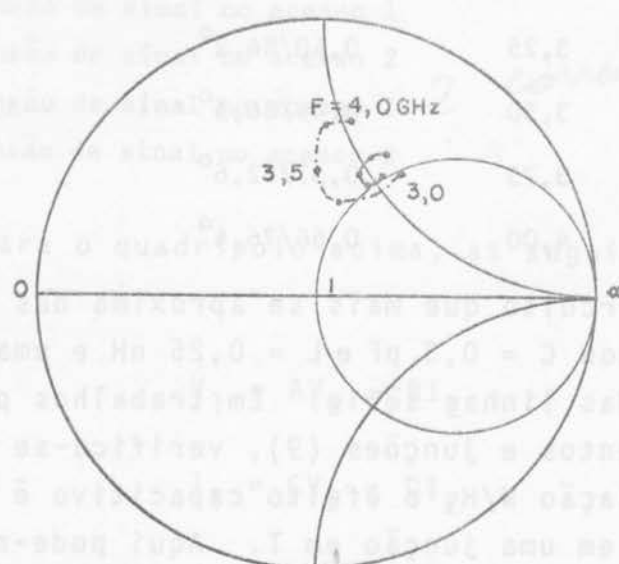


Fig. 102 Comparação entre  $(\Gamma)$  experimental e teórico.

TABELA 3.3

(---) = experimental      (—) teórico

| f<br>GHz) | $\Gamma$ | $\Gamma$   |
|-----------|----------|------------|
| 3,00      | 0,50/60° | 0,48/62,1° |
| 3,25      | 0,38/82° | 0,45/66,7° |
| 3,50      | 0,45/88° | 0,47/68,6° |
| 3,75      | 0,60/88° | 0,53/67,6° |
| 4,00      | 0,68/80° | 0,56/66,3° |

Observa-se uma pequena diferença no módulo e uma razoável diferença na fase entre os valores teóricos e experimentais da tabela 3.3. Empregando o modelo da figura 101 para representar o cruzamento e um indutor para o estreitamento, simulou-se o comportamento do circuito pelo computador, obtendo-se o resultado apresentado na tabela 3.4.

TABELA 3.4

resultado teórico corrigido por computador

| f<br>GHz | $\Gamma$   |
|----------|------------|
| 3,00     | 0,37/71°   |
| 3,25     | 0,40/84,2° |
| 3,50     | 0,49/86,5° |
| 3,75     | 0,57/82,6° |
| 4,00     | 0,66/76,4° |

O circuito que mais se aproxima das medidas experimentais apresentou  $C = 0,3 \text{ pF}$  e  $L = 0,25 \text{ nH}$  e uma redução de 2° no comprimento das linhas série. Em trabalhos publicados a respeito de cruzamentos e junções (9), verifica-se que em certas condições da relação  $W/H$ , o efeito capacitivo é menor em um cruzamento, do que em uma junção em T. Aqui pode-se afirmar que este efeito é menor em relação a um alargamento.

### 3.3 PARÂMETROS DE TRANSFERÊNCIA A B C D

Um elemento qualquer de circuito pode ser representado genericamente pelos parâmetros A B C D, como indicado na figura 103.

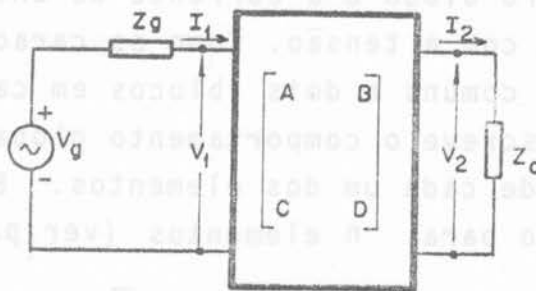


Fig. 103 Representação de um elemento de circuito por parâmetros A B C D.

onde:

$V_1$  = tensão de sinal no acesso 1

$V_2$  = tensão de sinal no acesso 2

$I_1$  = tensão de sinal no acesso 1

$I_2$  = tensão de sinal no acesso 2

2 corrente

Para o quadripolo acima, as seguintes equações são definidas:

$$V_1 = AV_2 - BI_2$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2$$

Transformando este conjunto de equações para a forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

Colocando um outro elemento em cascata, a corrente de saída do primeiro bloco é a corrente de entrada do segundo, o mesmo ocorrendo, com a tensão. Como as características de tensão e corrente são comuns a dois blocos em cascata, a matriz  $\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}$ , que descreve o comportamento global, é igual ao produto das matrizes de cada um dos elementos. Este conceito pode ser generalizado para  $n$  elementos (ver pag. 150).

De posse da matriz  $\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}$ , que exprime o comportamento global de um circuito, diversas características podem ser calculadas:

#### Impedância de entrada

$$Z_e = \frac{AZ_c + B}{CZ_c + D}$$

#### Impedância de saída

$$Z_{eS} = \frac{DZ_g + B}{CZ_g + A}$$

#### Ganho de tensão

$$G_v = \frac{V_n}{V_g} = \frac{Z_c}{AZ_c + B + CZ_g Z_c + DZ_g}$$

#### Ganho de potência

$$G_p = \left( \frac{V_n}{V_g} \right)^2 \quad (\text{Se } Z_g = Z_c)$$

Coeficiente de reflexão na entrada

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_g^*}{Z_e + Z_g}$$

Coeficiente de reflexão na saída

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_c^*}{Z_s + Z_c}$$

Caracterização dos elementos de circuito em termos de parâmetros  $[A \ B \ C \ D]$ :

Elemento série de impedância Z

$$[A \ B \ C \ D]_Z = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Elemento paralelo de admitância Y

$$[A \ B \ C \ D]_Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$

Linha de transmissão série

$$[A \ B \ C \ D]_{LT} = \begin{bmatrix} \cosh \theta & Z_0 \sinh \theta \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \theta & \cosh \theta \end{bmatrix}$$

onde:

$$\theta = \text{comprimento elétrico} = \gamma \cdot \ell$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \text{constante de propagação}$$

$$\alpha = \text{atenuação por unidade de comprimento}$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_f} = \text{constante de fase por unidade de comprimento}$$

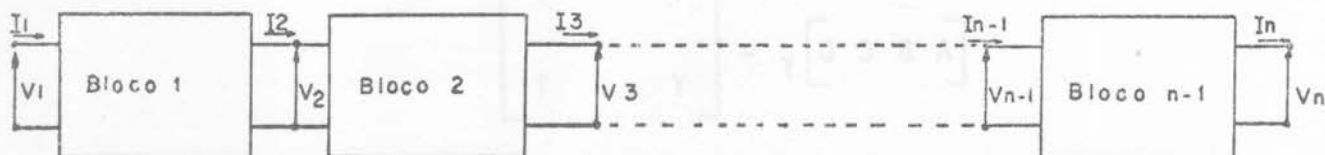
$$v_f = \text{velocidade de fase}$$

Toco em aberto.

$$\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}_{Ta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_0} \tanh \theta & 1 \end{bmatrix}$$

Toco em curto

$$\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}_{Tc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_0} \coth \theta & 1 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ -I_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{n-1} \\ I_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{n-1} & B_{n-1} \\ C_{n-1} & D_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ -I_n \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \dots \cdot \begin{bmatrix} A_{n-1} & B_{n-1} \\ C_{n-1} & D_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ -I_n \end{bmatrix}$$

Matriz A B C D para n-elementos.



### 3.4 ANÁLISE CONVENCIONAL

Compreende-se como análise convencional, aquela onde a banda de frequências envolvidas é pequena em relação à frequência central, ou seja:

$$\frac{\Delta f}{f_0} < 10 \%$$

onde:

$\Delta f$  - banda de frequências

$f_0$  - frequência central

Esta restrição simplifica o projeto, o qual é realizável com o emprego do ábaco de Smith e uma calculadora. O diagrama de blocos da figura 104, descreve as diversas etapas para o projeto de um amplificador a transistor. Estabelecendo-se os objetivos do amplificador, escolhe-se o dispositivo adequado. Os elementos de circuito e os processos de síntese apresentados no item 3.2, aplicam-se na realização de uma topologia ditada pelo bom senso do projetista.

Após a síntese do circuito, considera-se seu comportamento em pelo menos 3 pontos: centro e extremos da faixa. Os resultados obtidos são comparados com os objetivos propostos inicialmente. Se eles forem satisfatórios, o projeto teórico pode ser executado. De posse do protótipo, uma rotina de testes é efetuada para levantamento de suas características. Caso os resultados não sejam razoáveis, realiza-se uma revisão do projeto.

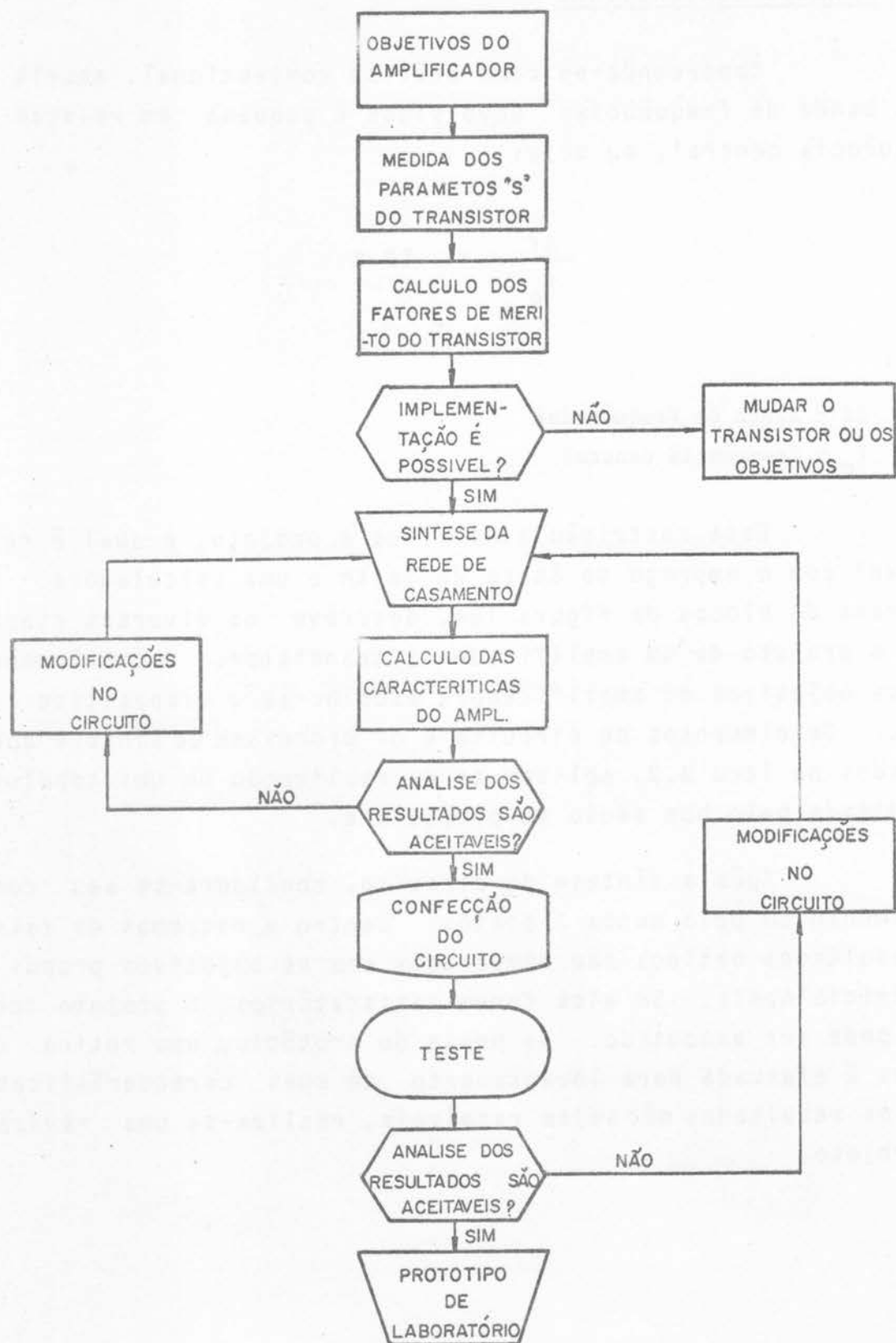


Fig. 104 Etapas do projeto de um amplificador a transistor.

### 3.5 ANÁLISE DE CIRCUITOS PASSIVOS COM COMPUTADOR

O primeiro passo no emprego do computador como elemento auxiliar no projeto, foi o desenvolvimento de programas capazes de calcular o comportamento de um circuito em função da frequência. A impedância de um circuito qualquer, é calculada a partir dos seguintes princípios (10):

Elementos concentrados - A impedância resultante de um circuito série é igual à soma das impedâncias de cada elemento. A admitância resultante de um circuito paralelo é igual à soma das admitâncias de cada elemento.

Elementos distribuídos - A impedância de entrada de um trecho de linha de transmissão sem perdas em série com uma carga  $Z_C$ , é calculada pela equação de linha. A impedância obtida se torna a carga na próxima linha em cascata e assim, sucessivamente.

A admitância resultante de um circuito constituído por trechos de linha em paralelo (toco em curto ou em aberto), obtém-se somando a admitância de cada um dos elementos. Estes elementos apresentam uma admitância calculada pelo inverso da fórmula anterior, nos casos particulares ( $Z_C = 0$  e  $Z_C = \infty$ ). Para ilustrar a operação do programa, vamos supor o circuito da figura 105, alimentado por um gerador de impedância interna  $R_g$  e terminado em  $R_c$ .

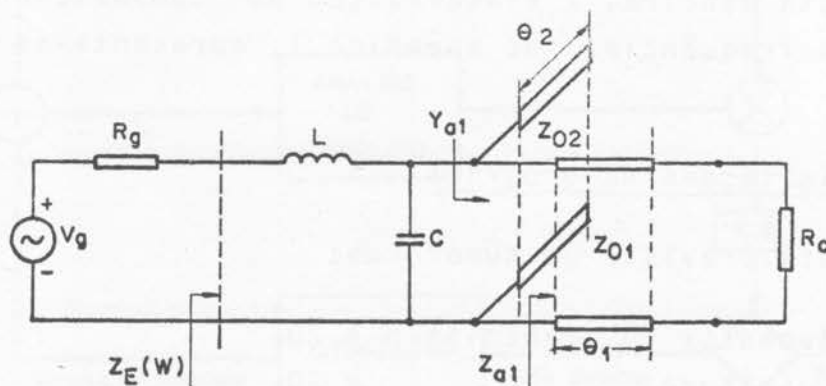


Fig. 105 Ilustração da operação do programa.

onde:

$L$  - indutância série

$C$  - capacitância em paralelo

$Z_E(\omega)$  - impedância de entrada do circuito em função da frequência

$Z_{o1}, \theta_1$  - parâmetros de linha série

$Z_{o2}, \theta_2$  - parâmetros do toco em aberto

A impedância  $Z_{o1}$  origina-se da aplicação da equação característica da linha com  $Z_c = 50 \text{ Ohms}$ . A impedância do toco em aberto é calculada pela mesma equação com  $Z_c = \infty$ . Invertendo  $Z_{o1}$  e a impedância do toco, as admitâncias podem ser somadas, resultando em  $Y_{a2}$ . Adicionando a admitância do capacitor  $C$ , tem-se  $Y_{a3}$ , a qual após invertida e somada com a reatância do indutor resulta finalmente em  $Z_E(\omega)$ .

Substituindo a impedância  $Z$  na equação

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_E(\omega) - Z_o}{Z_E(\omega) + Z_o}$$

tem-se o coeficiente de reflexão de tensão. O programa fornece  $Z_E(\omega)$  em coordenadas cartesianas e  $\Gamma(\omega)$  em coordenadas polares.

Uma subrotina foi incluída ao programa para traçar o coeficiente de reflexão resultante no âbaco de Smith (11) facilitando, desta maneira, a visualização do comportamento do circuito com a frequência. No apêndice 1, apresenta-se seu fluxograma.

#### Limitações do programa

Está previsto um número de:

|                          |      |
|--------------------------|------|
| Elementos de transmissão | = 20 |
| Capacitores              | = 20 |
| Indutores                | = 20 |
| Frequência de análise    | = 20 |

### 3.6 ANÁLISE DE CIRCUITOS ATIVOS COM COMPUTADOR

Este programa foi desenvolvido especificamente para analisar e otimizar amplificadores a transmissão ou a reflexão (12). Ele foi montado em módulos de modo que as partes operacionais (i.e., dados de entrada e saída, subrotinas de análise e subrotinas de otimização, etc...) são independentes entre si, facilitando as eventuais modificações nas subrotinas.

O princípio de operação é em parte, idêntico à análise convencional. A topologia do circuito e os objetivos do mesmo, ainda são determinados pelo projetista. Porém, o cálculo do comportamento do circuito e a análise dos resultados são efetuados pelo computador, mediante teste de convergência de uma função de erro. Além disso, ele realiza a revisão do projeto sob a forma de variação dos parâmetros. No diagrama da figura 106, resume-se a estrutura do programa.

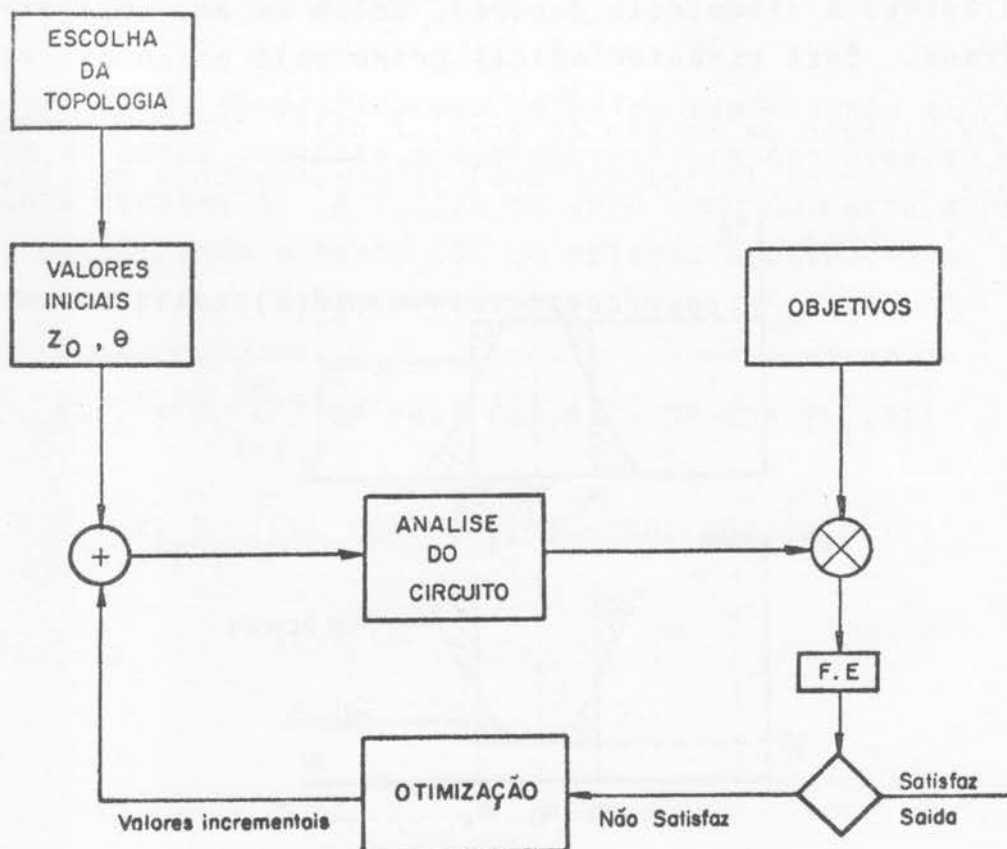


Fig. 106 Estrutura do programa.

### 3.6.1 Análise do circuito

De acordo com a topologia fornecida, todos os seus elementos (transistor, diodo, linhas de transmissão, etc ...), são transformados na matriz  $[A \ B \ C \ D]$  equivalente. Para cada frequência, as matrizes individuais são multiplicadas da esquerda para a direita, resultando na matriz  $[A \ B \ C \ D]$  global. Desta, as características do amplificador são calculadas para o circuito inicial.

### 3.6.2 Função de erro

A fim de demonstrar os critérios matemáticos empregados na geração da função de erro, é útil comparar as características de um amplificador ideal (que representa o objetivo) com um real.

Supondo as redes de casamento sintetizadas, considerando apenas a frequência central, obtém-se um amplificador sintonizado. Suas características principais estão na figura 107.

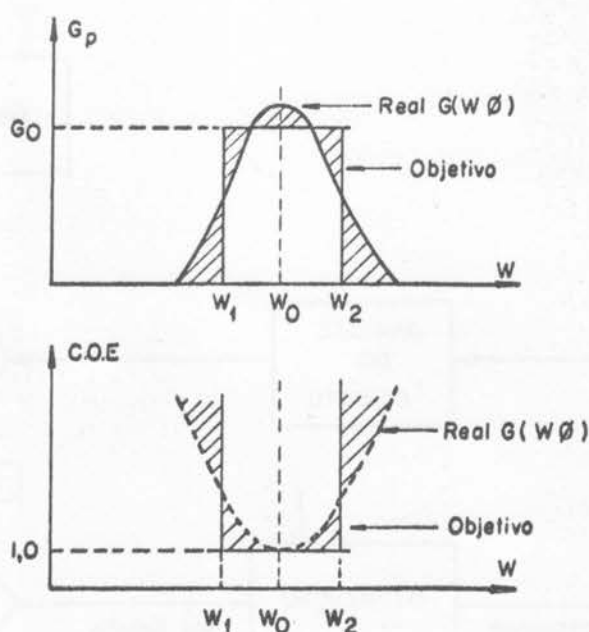


Fig. 107 Características de um amplificador sintonizado.

Se os objetivos do circuito forem: ganho constante na faixa ( $\omega_2 - \omega_1$ ) e coeficiente de onda estacionária, também constante e próximo de 1 dentro da mesma faixa, propõe-se que a função de erro -(F.E.)- seja proporcional à área compreendida entre as curvas do amplificador real e ideal.

$$F.E. = \sum_{i=1}^m \left[ GP_{real}(w_i, \theta) - GP_{obj}(w_i, \theta) + (COE_{real}(w_i, \theta) - COE_{obj}(w_i, \theta)) \right]$$

onde:

W - frequência

$\theta$  - parâmetros variáveis do circuito

m - número de frequências de análise

GP real - ganho de potência do amplificador real

GP obj - ganho de potência do amplificador proposto como objetivo

COE real - coeficiente de onda estacionária do amplificador real

COE obj - coeficiente de onda estacionária do amplificador proposto como objetivo

As especificações de baixo coeficiente de reflexão, dentro da banda passante podem ser mais importantes do que as de ganho constante. A função de erro incorpora esta característica, enfatizando o termo COE em relação a outro termo GP, sob a forma de pesos ( $K_{1,2}$ ) a eles associados.

$$F.E. = K_1 \sum_{i=1}^m \left[ GP_{real}(w_i, \theta) - GP_{obj}(w_i, \theta) \right] + \\ + K_2 \sum_{i=1}^m \left[ COE_{real}(w_i, \theta) - COE_{obj}(w_i, \theta) \right]$$

com  $K_2 > K_1$



Por exemplo, se  $K_1 = 1$  e  $K_2 \gg 1$  e inicialmente as especificações não são satisfeitas, um grande esforço será devotado, no sentido de forçar a resposta associada ao peso maior, a atingir as especificações. Uma vez satisfeitos os requisitos para aquele fator, então o esforço é dedicado a outros, enquanto que a resposta associada ao fator de maior peso, é virtualmente desprezada. Desta forma, quando certas partes da resposta da rede atingirem níveis aceitáveis, eles são mantidos enquanto um esforço é despendido no melhoramento de outras partes.

A fim de enfatizar o desvio dos fatores da função de erro, é necessário elevá-los à potência  $p$ .

$$(F.E)^p = K_1 \sum_{i=1}^m \left| GP \text{ real } (w_i, \theta) - GP \text{ obj } (w_i, \theta) \right|^p + \\ + K_2 \sum_{i=1}^m \left| COE \text{ real } (w_i, \theta) - COE \text{ obj } (w_i, \theta) \right|^p$$

Assim, quanto maior o valor de  $p$ , mais ênfase será dado aos maiores desvios. Para a maioria dos cálculos empregados, o critério de erro quadrático ( $p = 2$ ) é satisfatório. Incluindo todos os fatores de mérito na função de erro, resulta:

$$(F.E)^2 = K_1 \sum_{i=1}^m \left[ GP \text{ real } (w_i, \theta) - GP \text{ obj } (w_i, \theta) \right]^2 + \\ + K_2 \sum_{i=1}^m \left[ COE \text{ real } (w_i, \theta) - COE \text{ obj } (w_i, \theta) \right]^2_{\text{entrada}} \\ + K_3 \sum_{i=1}^m \left[ COE \text{ real } (w_i, \theta) - COE \text{ obj } (w_i, \theta) \right]^2_{\text{saída}} \\ + K_4 \sum_{i=1}^m \left[ \theta \text{ real } (w_i, \theta) - \theta \text{ obj } (w_i, \theta) \right]^2$$



A solução ótima para um circuito é dada por um valor mínimo da função de erro. Esta função quando representada no espaço tridimensional (o que é possível desde que  $K_1 \neq 0$  e  $K_2 = K_3 = K_4 = 0$ ) apresenta diversos mínimos (Fig. 108).

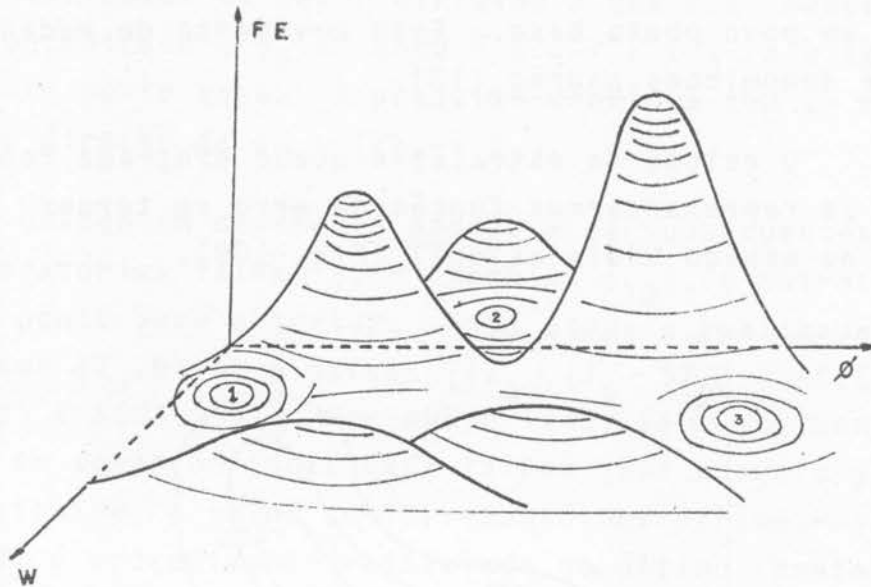


Fig. 108 Representação tridimensional da função de erro.

Nesta figura os três pontos são mínimos locais da função, porém, se o ponto (3) tiver mínimo inferior aos pontos (1) e (2), então pode-se dizer que (3) representa o mínimo global da função. Quando a função de erro for considerada em todas as suas coordenadas, teremos gerado um vetor no espaço  $N$ , com diversos mínimos. O processo de otimização não garante que o mínimo global seja atingido porém, pode se empregar um mínimo local que satisfaça os objetivos.

### 3.6.3 Processo de otimização

O processo inicia-se pela avaliação da função de erro num ponto base. Uma exploração é então realizada para os pontos que se encontram dentro de certa amplitude do ponto base. Cada ponto é uma solução tentativa, sendo comparado com o anterior. Se a função de erro convergir, a solução tentativa se torna um novo ponto base. Este movimento de mudança do ponto base é denominado padrão (13).

O estudo da estratégia que o programa realiza é facilitado se representarmos função de erro em termos de curvas de nível no espaço bidimensional (Fig. 109).

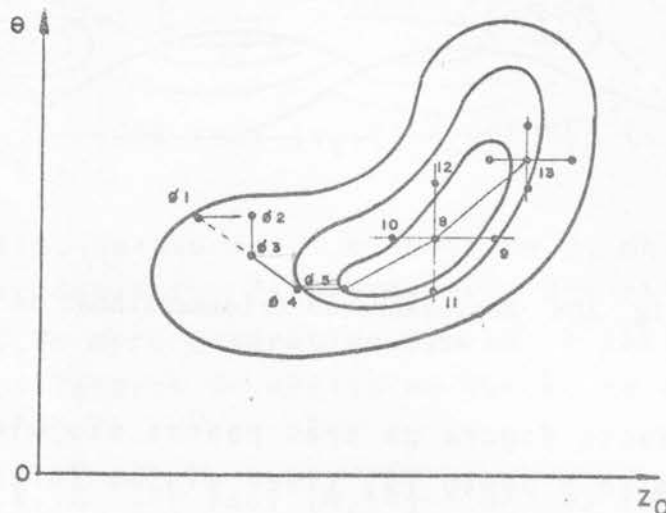


Fig. 109 Representação bidimensional da função de erro.

Vamos admitir que o ponto  $\phi_1$  é o primeiro ponto base  $b_1$ . Os elementos de circuito são perturbados na sequência  $(Z_0 + \Delta Z_0)$ ,  $(\theta - \Delta\theta)$ ,  $(Z_0 - \Delta Z_0)$ ,  $(\theta + \Delta\theta)$ . O primeiro incremento  $Z_0$  resulta  $\phi_2$ . Como  $F.E._2 < F.E._1$ ,  $\phi_2$  é mantido e um segundo incremento  $(-\Delta\theta)$  é realizado resultando em  $\phi_3$ . Como  $F.E._3 < F.E._2$ ,  $\phi_3$  é retido ao invés de  $\phi_2$ . Supondo que os outros movimentos exploratórios não apresentaram menor erro, então o ponto  $\phi_3$  se torna o novo ponto base  $b_3$ .

Um movimento padrão é agora executado, gerando  $\phi_4$  na direção do vetor  $(b_2 - b_1)$ , i.e.  $\phi_4 = (2b_2 - b_1)$ , na esperança de que o sucesso prévio será repetido. Em termos dos parâmetros  $(Z_0, \theta)$ , o vetor é dado por  $[Z_0 + (Z_0 - SZ_0) \times \text{ACCEL}], (\theta + (\theta - S\theta) \times \text{ACCEL})]$ . F.E.<sub>4</sub> não é imediatamente comparada com F.E.<sub>3</sub>. Um conjunto de movimentos exploratórios é realizado, para tentar obter um vetor dirigido a uma F.E. menor. O melhor ponto encontrado é  $\phi_5$  e, como  $F.E._5 < F.E._3$ , ele se torna  $b_3$ , o terceiro ponto base. A pesquisa continua com um movimento padrão na direção de  $\phi_8 = (2b_3 - b_2)$ .

Quando um movimento padrão e os subsequentes movimentos exploratórios falham (por exemplo,  $\phi_{13}$ ), a estratégia é retornar ao ponto base anterior. Esta etapa é realizada diminuindo o vetor  $(Z_0, \theta)$  em 5 passos  $[Z_0 - (Z_0 - SZ_0) \times \text{ACCEL} / 5], (\theta - (\theta - S\theta) \times \text{ACCEL} / 5)]$ . Por outro lado, se os movimentos exploratórios em torno do ponto base falham (por exemplo  $\phi_8$ ), o padrão é destruído, o valor do incremento dos parâmetros é reduzido e todo o procedimento reiniciado no último ponto bom ( $\phi_8$ ). A pesquisa termina quando os incrementos se tornam menores do que certos níveis pré fixados. Ao conjunto de movimentos exploratórios e padrão, até a ocorrência de uma falha no movimento padrão, denomina-se de iteração. A amplitude dos movimentos exploratórios é inicialmente definida pelo fator DELTA ( $0 < \Delta < 1$ ). A amplitude dos movimentos padrão é inicialmente definida pelo fator ACCEL ( $0 < \text{ACCEL} < 1$ ).

O processo de otimização poderá gerar um circuito, irrealizável fisicamente (por exemplo  $Z_0 = 40 \text{ ohms}$  e  $\theta = 4^\circ$  em circuitos do tipo microlinha de transmissão em fita sobre substrato de alumina). Introduzindo-se condições de contorno adequadas para  $Z_0$  e  $\theta$ , limitam-se as variações impostas pelo processo. Este procedimento pode evitar que o mínimo global de uma função seja atingido.

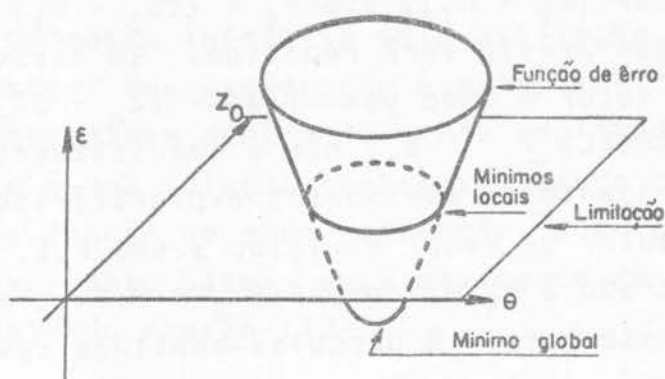


Fig. 110 Condições de contorno aplicado a uma função de erro.

Em todo caso, o último valor  $(\theta, Z_0)$  gerado e limitado pelas condições do contorno, indicado na figura 110, constitui o mínimo realizável de uma função de erro.

#### 3.6.4 Estrutura do programa (Fig. 111)

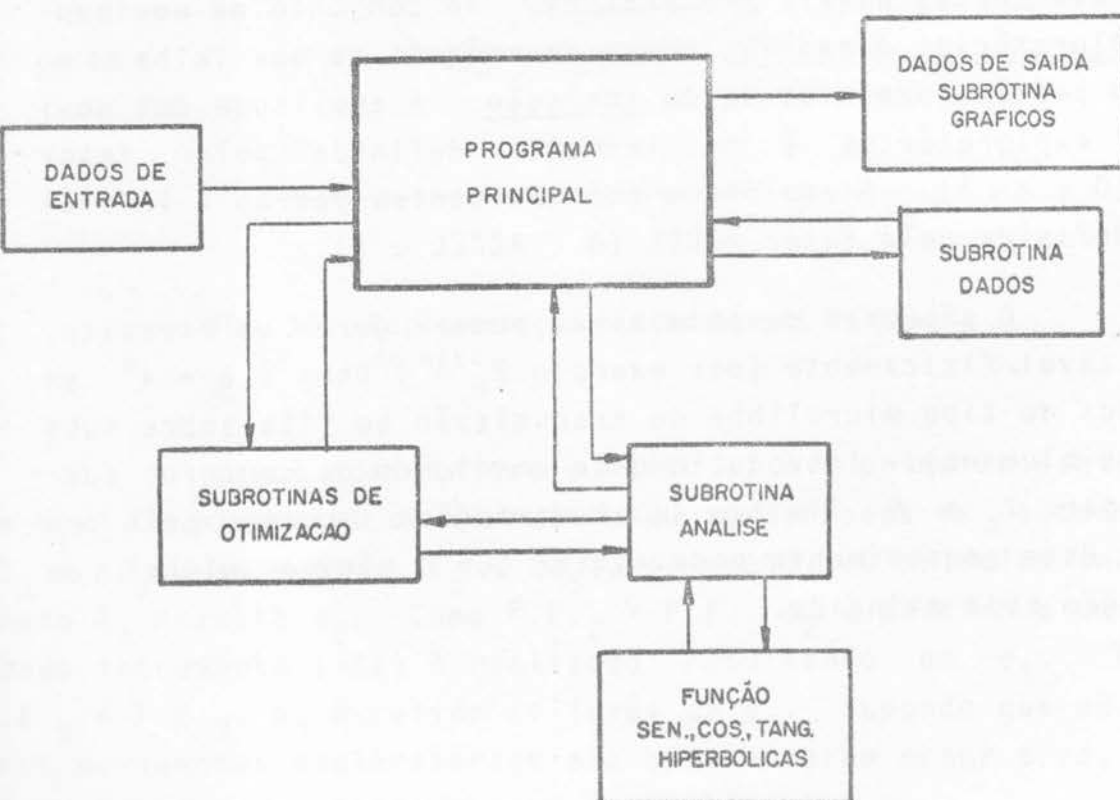


Fig. 111 Diagrama de blocos da estrutura do programa.

- Programa principal - lê todos os dados de entrada (parâmetros e objetivos), escreve os resultados (fornece os parâmetros finais do circuito), calcula os fatores de mérito do transistor (estabilidade, máximo ganho disponível, etc...), converte parâmetros "S" da forma polar para matriz  $\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}$  e comanda as operações das subrotinas.

- Subrotina análise - é responsável pela transformação de cada elemento do circuito em sua matriz  $\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}$  equivalente. Para cada frequência, todas as matrizes individuais são multiplicadas da esquerda para a direita, resultando na matriz  $\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}$  global. Todas as características do amplificador são então, calculadas e é obtida a função de erro.

- Subrotina - funções hiperbólicas - as microlinhas de transmissão que operam no modo TEM, são descritas por equações hiperbólicas. As funções hiperbólicas seno, cosseno e tangente, aparecem nestas equações. O argumento é complexo da forma  $\theta = \gamma \cdot l = (\alpha + j\beta) \cdot l$ , como descrito em 3.3.

- Subrotina de otimização (movimentos exploratório e padrão) - é a subrotina responsável pela variação ordenada dos parâmetros, conforme descrito anteriormente. A cada variação, os parâmetros são levados para a subrotina análise e devolvidos sob a forma de função de erro.

- Subrotina de gráficos - desenha as características do último circuito otimizado: ganho de potência, C.O.E. na entrada e saída e perda de retorno.

As linhas de transmissão são alimentadas na forma  $Z_0$ ,  $\theta$  e os transistores, na forma polar. Caso se deseje evitar que os parâmetros  $Z_0$ ,  $\theta$  de uma linha variem durante o processo de otimização, basta colocá-la na forma  $\begin{bmatrix} A & B & C & D \end{bmatrix}$ . O diagrama de blocos e a listagem do programa se encontram no apêndice 2.

### Limitações

Número máximo de elementos = 75

Número máximo de frequências de análise = 75

### PROCEDIMENTO PARA O EMPREGO DE COMPUTADORES NO PROJETO DE AMPLIFICADORES

- . Análise da estabilidade do quadripolo ativo - se condicionalmente estável; determinar círculos de estabilidade e de ganho constante.  
Se condicionalmente estável; procede-se ao item seguinte.
- . Síntese das redes de casamento pelos processos descritos no item 3.3.
- . Cálculo do desempenho do amplificador pelo programa de análise de circuitos ativos.
- . Definição dos pesos de cada característica: Por exemplo, se um transistor apresentar MGD = 10 dB, um ótimo casamento só é possível para este ganho. Para ganhos menores haverá um descasamento. No primeiro caso, um peso maior deve ser atribuído ao ganho, enquanto que no segundo, ao coeficiente de onda estacionária.
- . Definição da função de erro: numa fase inicial, atribui-se maior peso ao parâmetro mais importante do amplificador. Numa fase posterior, aumenta-se o peso das outras características, caso haja interesse.
- . Otimização das características do amplificador: na fase inicial, otimizar em um número mínimo de frequências de análise. Para aumentar a precisão do cálculo, emprega-se maior número de frequências na fase final.
- . Verificação dos circuitos otimizados. Seu coeficiente de reflexão deve se localizar nas regiões estáveis definidas no ábaco de Smith, se o transistor apresentar instabilidade em potencial.
- . Verificação da sensibilidade do circuito às variações dos parâmetros e definição dos possíveis elementos de ajuste das características.
- . Análise do circuito final no ábaco de Smith pelo programa de análise de circuitos passivos para posterior verificação experimental.
0. Se o projeto envolver vários estágios de amplificação, na fase inicial, cada estágio deve ser otimizado separadamente.



### 3.7 ANÁLISE DA SENSIBILIDADE COM COMPUTADOR

Um circuito construído em microlinhas de transmissão em fita, revela alguns efeitos difíceis de prever teoricamente tais como:

- dispersão do campo eletromagnético nas extremidades das linhas.

- capacitâncias parasitas devido às descontinuidades das microlinhas (alargamentos, estreitamentos, junções, cruzamentos, etc...).

A avaliação da variação das dimensões das linhas, permite simular parcialmente estes efeitos. O princípio de funcionamento do programa, baseia-se na propriedade seguinte: numa linha de transmissão, uma variação de frequência equivale a uma variação no comprimento da mesma.

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \ell = \frac{2\pi}{c} \cdot f \cdot \ell = K \cdot \ell$$

onde:

$\theta$  - comprimento elétrico de uma linha de transmissão sem perdas

$c$  - velocidade da luz

$f$  - frequência

$\ell$  - comprimento da linha

$$K = 2\pi \cdot f/c$$

A avaliação da sensibilidade do amplificador ao circuito de entrada, inicia-se pelo cálculo do coeficiente de reflexão do circuito de saída  $\Gamma_2$ , para a frequência central  $f_0$  (Fig. 112). Os parâmetros do transistor são considerados também na frequência  $f_0$ . Para o circuito de entrada, seu coeficiente de reflexão ( $\Gamma_1$ ) é calculado para uma faixa de frequência  $\Delta f$  em torno de  $f_0$ . Aplicando estes parâmetros nas equações 2.12 a 2.15, resulta um conjunto de parâmetros de espalhamento "(S')" do amplificador em função da frequência.

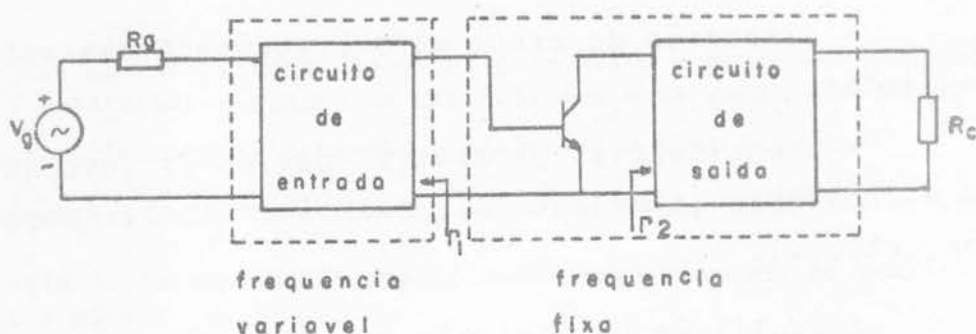


Fig. 112 Circuito equivalente para análise da sensibilidade.

Este programa foi anexado em forma de subrotina na análise automática de circuitos passivos com computador (item 3.5). Em síntese, efetua o cálculo das equações referidas e o resultado é desenhado no ábaco de Smith.

Para o estudo da sensibilidade do amplificador ao circuito de saída, basta trocar os parâmetros "S" e os coeficientes de reflexão.

Como exemplo, analisa-se o efeito de um toco em circuito aberto, no amplificador da figura 113.

Calcula-se inicialmente as características do amplificador na frequência  $f_0$ , sem o elemento que se deseja variar, como indicado na figura 113. Os parâmetros "(S')" obtidos, constituem os novos parâmetros "S", que serão aplicados nas equações.



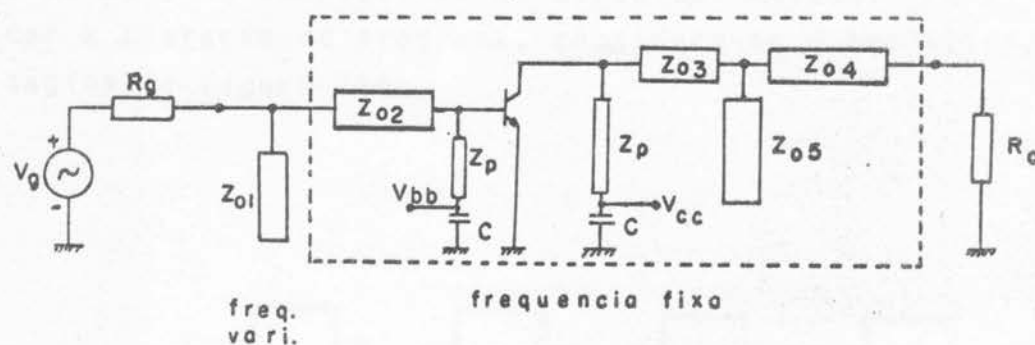


Fig. 113 Sensibilidade à variação do comprimento do toco.

onde:

$Z_p$  - elemento de polarização

$Z_{o1,2,3,4,5}$  - impedância característica das redes de adaptação

A variação em frequência, então, é feita somente para o toco. Calculando-se os parâmetros "(S')", resulta um conjunto de equações que representam o comportamento global do amplificador em função do comprimento do toco.

Se o elemento que se deseja variar estiver no meio de um circuito, o processo de análise é realizado de forma diferente. A frequência é fixada e para cada variação na dimensão do elemento, todas as características do amplificador são calculadas. É o caso, por exemplo, quando se deseja verificar a sensibilidade à variação do toco da rede em T da figura 113. Este processo é mais lento que o anterior.

Este tipo de análise permite estabelecer elementos de circuitos capazes de controlar o comportamento de amplificadores e, desta forma, compensar os efeitos de descontinuidades.

### 3.8 ANÁLISE DA FIGURA DE RUÍDO COM COMPUTADOR

O cálculo das características de ruído de amplificadores de um ou mais estágios, foi incluído na subrotina análise do programa; análise de circuitos ativos. Para exemplificar a operação do programa, considere-se o amplificador de n-estágios da figura 114.

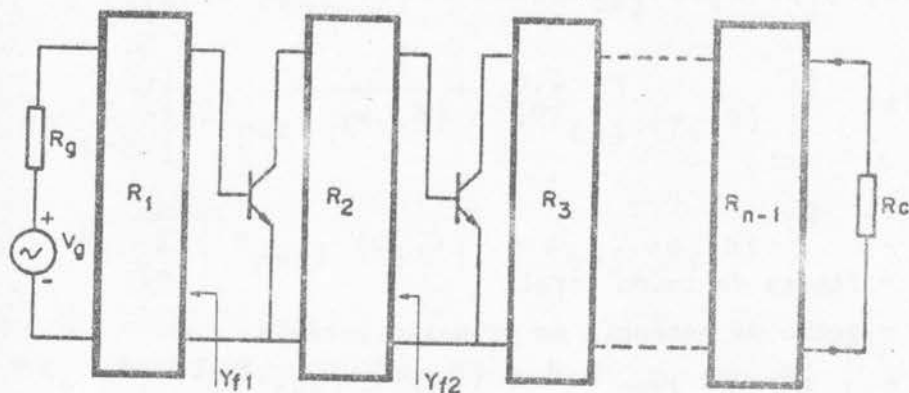


Fig. 114 Diagrama equivalente do amplificador de n-estágios.

onde:

$R_i$  - indica rede de adaptação de impedâncias interestágios

Inicialmente, o programa calcula a matriz  $[A B C D]$  da primeira rede de adaptação de impedâncias ( $R_1$ ). Dela se extrai a admitância da fonte  $Y_{f1}$  a partir da equação:

$$Y_{f1} = \frac{C R_g + A}{D R_g + B}$$

Aplicando a equação 2.34, resulta a figura de ruído do primeiro estágio ( $F_1$ ).

$$F_1 = F_{\min 1} + \frac{R_{n1}}{Gf_1} \left[ (Gf_1 - G_{o1})^2 + (Bf_1 - B_{o1})^2 \right]$$

Segue-se o cálculo da matriz  $[A \ B \ C \ D]$ , que representa o comportamento de três matrizes em cascata, a saber:  $R_1$ , primeiro transistor e  $R_2$ . Dela calcula-se a admitância da fonte  $Yf_2$  e a figura de ruído do segundo estágio ( $F_2$ ). De acordo com a equação 2.32, para um amplificador de  $n$ -estágios, o ruído total é função primordial apenas dos dois primeiros.

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1}$$

onde:

$F_t$  - figura de ruído total

$g_1$  - ganho de potência do primeiro estágio

A partir deste ponto, todas as outras características do amplificador são calculadas. Ao terminar esta operação, a primeira rede  $R_1$  e o primeiro transistor, são excluídos do circuito. Uma nova matriz  $[A \ B \ C \ D]$  do circuito resultante é gerada, donde se obtém o valor da impedância da carga ( $Z_c$ ) do primeiro transistor. O circuito resultante para o cálculo do ganho do primeiro estágio é análogo ao da figura 103.

onde:

$Z_g$  - representa a impedância de saída da rede  $R_1$

$Z_c$  - representa a impedância de entrada do circuito restante

Determinando os coeficientes de reflexão

$$\Gamma_1 = (Z_g - Z_o) / (Z_g + Z_o)$$

$$\Gamma_2 = (Z_c - Z_o) / (Z_c + Z_o)$$

Obtêm-se uma expressão complexa. Introduzindo ( $\Gamma_1$ ) e ( $\Gamma_2$ ) na equação 2.18, resulta o ganho de potência do primeiro estágio ( $g_1$ ).

A figura de ruído total ( $F_t$ ), foi incluída na função de erro por meio de um novo peso,  $K_5$ ; sendo a expressão final, da forma:

$$\begin{aligned}
 (F.E)^2 = & K_1 \sum_{i=1}^{\omega} \left[ GP_{real}(\omega_i, \theta) - GP_{obj}(\omega_i, \theta) \right]^2 + \\
 & + K_2 \sum_{i=1}^{\omega} \left[ COE_{real}(\omega_i, \theta) - COE_{obj}(\omega_i, \theta) \right]^2_{ent.} \\
 & + K_3 \sum_{i=1}^{\omega} \left[ COE_{real}(\omega_i, \theta) - COE_{obj}(\omega_i, \theta) \right]^2_{saída} \\
 & + K_4 \sum_{i=1}^{\omega} \left[ \theta_{real}(\omega_i, \theta) - \theta_{obj}(\omega_i, \theta) \right]^2 \\
 & + K_5 \sum_{i=1}^{\omega} \left[ F.R._{real}(\omega_i, \theta) - F.R._{obj}(\omega_i, \theta) \right]^2
 \end{aligned}$$

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. MATHAEI, G.L., YOUNG, L. & JONES, E.M.T. - In: "Design of Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures". New York, Mc Graw-Hill, 1964.
2. MATHAEI, G.L. - Short - Step Chebyshev Impedance Transformers. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-14 Nº 8: 372-383, 1966.
3. CUNHA PINTO, J.K. - Filtro para Bloqueio DC em Circuitos de Alta Frequência. Relatório Interno BNDE - EPUSP, apresentado à 28a. Reunião SBPC, 1976.
4. SESHADRI, S.R. - In: Fundamentals of Transmission Lines and Eletro - magnetic Fields. New York, Addison - Wesley Publishing Company, 1971.
5. STEINBRECHER, D.H. - An Interesting Matching Network. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-15, Nº 6: 382, 1967.
6. ANDRADE, A.O.M. - "Programa para Cálculo de Linhas Acopladas". Relatório Interno da Escola de Engenharia MAUÁ, 1975.
7. NAPOLI, L.S. & HUGHES, J.J. - In: Foreshortening of Microstrip Open Circuits on Alumina Substrates. Microwave Integrated Circuits. Massachusetts, Artech House, Inc., 1975. p 41-45.
8. SILVESTER, P. & BENEDEK, P. - Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-20, Nº 11: 725-733, 1972.
9. SILVESTER, P. & BENEDEK, P. - Microstrip Discontinuity Capacitances for Right Angle Bends, T Junctions and Crossings. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-21 Nº 5: 341-346, 1973.
10. TIPPING, R.G. - In: Microwave Engineers Handbook and Buyers Guide. Microwave Journal, Massachusetts, Artech House, Inc., 1975. p 26-27.
11. GILSON, R. - In: Microwave Engineers Handbook and Buyers Guide. Microwave Journal. Massachusetts, Artech House, Inc., 1975. p 32-33.
12. GELNOVATCH, V.G. & CHASE, I.L. - DEMON - An Optimal Seeking Computer Program for the Design of Microwave Circuits. IEEE Journal of Solid -State Circuits, SC-5 Nº 6: 303-309, 1970.
13. BANDLER, J.W. - Optimization Methods for Computer Aided Design. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-17 Nº 8: 533-549, 1969.

## 4 - "MODELOS EXPERIMENTAIS E MEDIDAS"

### 4.1 GENERALIDADES

Aplicam-se aqui as relações matemáticas, métodos de síntese, técnicas de análise e otimização expostos nos capítulos anteriores ao projeto, confecção e teste de alguns modelos experimentais. Antes de definir os objetivos de cada protótipo, destacam-se algumas características de amplificadores de microondas:

#### Amplificador sintonizado

O objetivo é obter o máximo ganho de potência na frequência central com uma banda máxima de 10%. Se o transistor for incondicionalmente estável, aplica-se o casamento conjugado; caso contrário, aplica-se limitação do ganho.

#### Amplificador de banda larga

O objetivo é manter o ganho constante ou o coeficiente de onda estacionária constante ao longo da banda. É possível atingir tal objetivo sintetizando um circuito que introduza um descasamento tal que, as variações dos parâmetros do transistor sejam compensadas dentro da banda.

#### Amplificador de média potência

Deve apresentar mínima distorção de intermodulação, e máxima potência de saída com o ganho comprimido a 1 dB. Para tanto, deve-se prover um meio de variar a impedância da carga sobre os círculos de ganho constante.

#### Amplificador de baixo ruído

Deve manter o compromisso, máximo ganho de potência associado à mínima figura de ruído. O projeto inicia-se pela elaboração de um circuito de entrada de modo que a figura de ruído seja mínima. O circuito de saída é então projetado para nivelar o ganho.



Inicialmente, construíram-se modelos que se enquadraram entre as duas primeiras classes de amplificação. Os objetivos iniciais eram:

Amplificador sintonizado em montagem base comum, frequência central de 4 GHz e ganho de potência da ordem de 10 dB (item 4.2).

Amplificador sintonizado em montagem emissor comum, frequência central de 3 GHz e ganho de potência da ordem de 8,0 dB (item 4.3).

Amplificador de banda larga a um estágio para a banda de 3,0 a 4,0 GHz e ganho de potência da ordem de 8,0 dB (item 4.4.2).

Amplificador de banda larga a dois estágios para a banda de 3,0 a 4,0 GHz e ganho de potência da ordem de 16,0 dB (item 4.4.3).

Algumas modificações foram introduzidas no amplificador de banda larga a um estágio, com o objetivo de verificar seu desempenho como amplificador de média potência (item 4.4.2.7). O último tipo de amplificação (baixo ruído) não foi tratada experimentalmente, devido à falta de um sistema de caracterização da figura de ruído de transistores e amplificadores.

A experiência adquirida no projeto de amplificadores condicionalmente estáveis, levou-nos a aplicar os estudos sobre estabilidade de quadripolos ativos ao projeto de um oscilador de média potência, cujo objetivo inicial era:

Oscilador de média potência - em montagem base comum, para uma banda de oscilação a maior possível em torno de 4 GHz e potência de saída da ordem de + 10 dBm (item 4.5).

## 4.2 AMPLIFICADOR SINTONIZADO - BASE COMUM

### 4.2.1 Escolha do componente

Os amplificadores construídos com transistores montados em emissor comum, apresentam maior ganho de potência que a montagem base comum; se a frequência de operação ( $f_o$ ), for menor que a frequência de transição ( $f_T$ ) do transistor. Porém, em frequências da ordem de  $f_T$ , a montagem base comum é preferida, visto que  $f_\alpha > f_T$  (Fig. 54). O projeto deste último amplificador requer maiores considerações, em razão de sua estabilidade condicional, como se demonstrará mais adiante.

Os objetivos iniciais foram: construir um amplificador montado em base comum sintonizado na frequência de 4,0 GHz e ganho de potência maior que 10 dB. O transistor escolhido foi do tipo HP - 35821 B, cujas características estáticas e dinâmicas se encontram no apêndice 3.

Os parâmetros de espalhamento do transistor acima, foram medidos no sistema analisador de circuitos (Fig. 115) para o ponto de operação:  $I_c = 15$  mA;  $V_{CB} = 15$  volts (conforme sugerido pelo fabricante) e se encontram a seguir para a frequência de 4,0 GHz (1).

$$S_{11} = 0,90 \quad |85^\circ$$

$$S_{22} = 1,12 \quad |-140^\circ$$

$$S_{12} = 0,19 \quad |-185^\circ$$

$$S_{21} = 1,23 \quad |-140^\circ$$

### 4.2.2 Cálculo da estabilidade

A partir das equações 2.6a. e 2.9 do capítulo 2, verificou-se que:

$$\Delta = 0,77 \quad |-55,0^\circ$$

$$K = -0,99$$

$-13,44 \cdot 10^{-3}$



O valor de K indica que o dispositivo é potencialmente instável, requerendo uma escolha cuidadosa das impedâncias que serão acopladas em seus terminais. Com o emprego das equações 2.28 e 2.29 do capítulo 2, calculam-se os parâmetros:

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* = 0,03 \angle 85^\circ$$

$$D_1 = |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 0,21$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* = 0,42 \angle -140,0^\circ$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0,65$$

### Círculos de estabilidade

#### Circuito de entrada

Centro do círculo

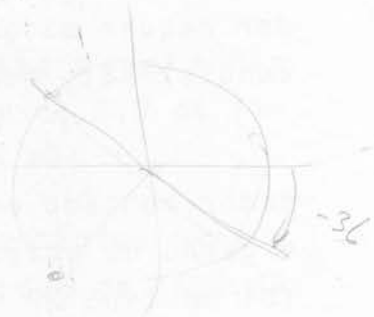
$$R_{e1} = \frac{C_1^*}{D_1} = 0,16 \angle -85,0^\circ$$

*-1,33 \angle 144*

Raio do círculo

$$\rho_{e1} = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{D_1} = 1,11$$

*0,8865*



#### Circuito de saída

Centro do círculo

$$R_{e2} = \frac{C_2^*}{D_2} = 0,65 \angle 140,0^\circ$$

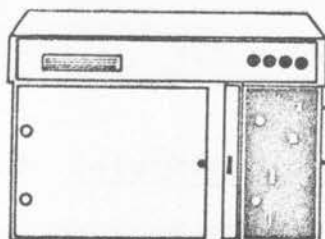
*1,63 \quad 95,33*

Raio do círculo

$$\rho_{e2} = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{D_2} = 0,36$$

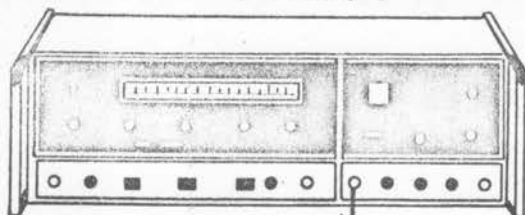
*1,27*

REGISTRADOR X-Y  
MOSELEY MODELO 7001 AM

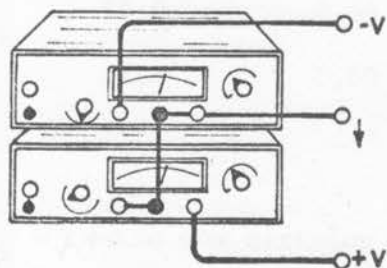


Y  
X

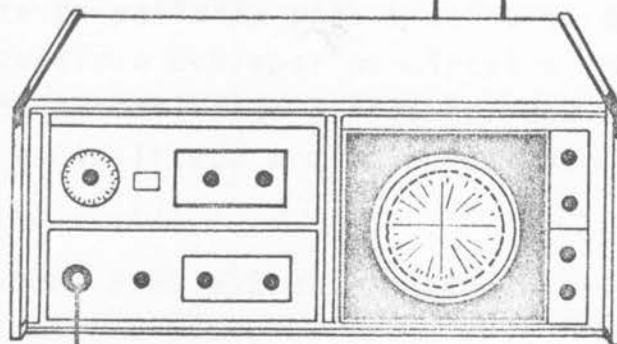
GERADOR DE VARREDURA  
HP 8690 B



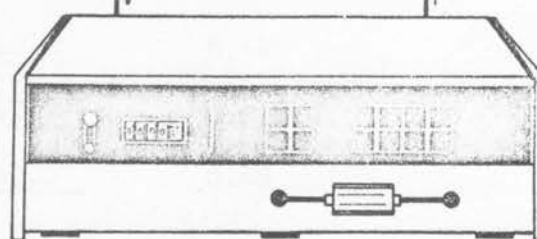
UNIDADE DE R.F.



FONTES DE ALIMENTAÇÃO



HP 8410 A ANALISADOR DE CIRCUITOS  
HP 8414 A POLAR DISPLAY



HP 8746 B  
CONJ. TESTE  
PARAMETROS 'S'

HP 11608 A  
JIG DE TESTE

Fig. 115 Sistema analisador de circuitos.

Previsão para o máximo ganho estável:

$$\text{MGE} = |S_{21}| / |S_{12}| = 8,0 \text{ dB}$$

#### 4.2.3 Determinação dos coeficientes de reflexão

Como o objetivo é construir um amplificador com o máximo ganho possível na frequência central, o projeto inicia-se pela escolha do coeficiente de reflexão para o circuito de saída ( $\Gamma_2$ ). Para tanto, é necessário sobrepor os círculos de ganho constante aos círculos de estabilidade e escolher uma admitância de carga que permita estabilidade e mínimo descasamento no circuito de entrada ( $|S_{11}| < 1$ ).

Empregando as equações 2.20 e 2.21, determinam-se os círculos de ganho constante para o plano de saída (Fig. 116), cujos parâmetros estão na tabela 4.2.1.

TABELA 4.2.1

| Ganho<br>dB | $R_{g2}$                       | $\rho_{g2}$ |
|-------------|--------------------------------|-------------|
| 8,0         | 0,47 $\underline{140,0^\circ}$ | 0,53        |
| 10,0        | 0,52 $\underline{140,0^\circ}$ | 0,48        |
| 12,0        | 0,56 $\underline{140,0^\circ}$ | 0,44        |
| 14,0        | 0,59 $\underline{140,0^\circ}$ | 0,41        |
| 15,0        | 0,60 $\underline{140,0^\circ}$ | 0,40        |

onde:

$R_{g2}$  = centro dos círculos

$\rho_{g2}$  = raio dos círculos

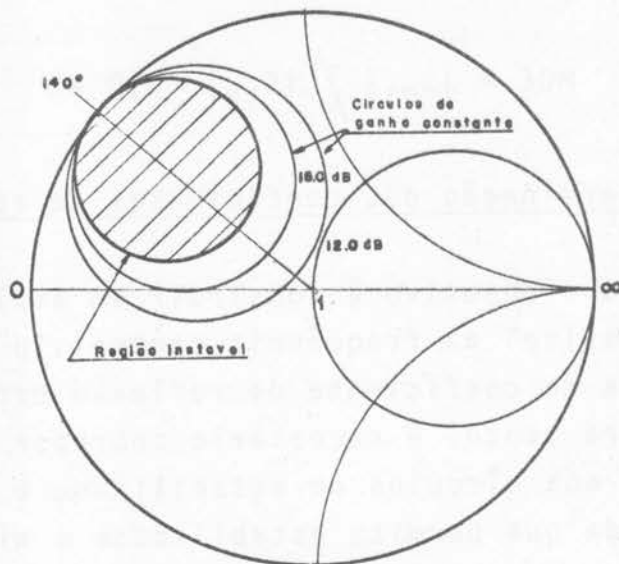


Fig. 116 Círculos de estabilidade e ganho constante para o plano de saída.

Analisando a equação:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2}$$

verifica-se que terminando a saída em 50 Ohms, resulta  $\Gamma_2 = 0$  e  $S'_{11} = S_{11}$ . Este ponto corresponde ao centro do ábaco de Smith então, se  $S'_{11} = S_{11} < 1$ , a região externa ao círculo de estabilidade é estável para o circuito de entrada. Escolhendo  $\Gamma_2 = 0,21 \angle 140,0^\circ$  sobre o círculo de 15,0 dB de ganho, a etapa seguinte consiste em determinar  $\Gamma_1$ .

Aplicando as equações 2.22 e 2.23 resultam os círculos de ganho constante para o plano de entrada (Fig.117), cujos resultados se encontram na tabela 4.2.2.

TABELA 4.2.2

| Ganho<br>dB | $ R_{gt1} $ | $\angle R_{gt1}$ | $\rho_{gt1}$ |
|-------------|-------------|------------------|--------------|
| 8,0         | 0,718       | $-84,9^\circ$    | 0,277        |
| 10,0        | 0,805       | $-84,9^\circ$    | 0,188        |
| 12,0        | 0,873       | $-84,9^\circ$    | 0,120        |
| 14,0        | 0,921       | $-84,9^\circ$    | 0,069        |
| 15,0        | 0,940       | $-84,9^\circ$    | 0,049        |

onde:

$R_{gt1}$  - centro dos círculos

$\rho_{gt1}$  - raio dos círculos

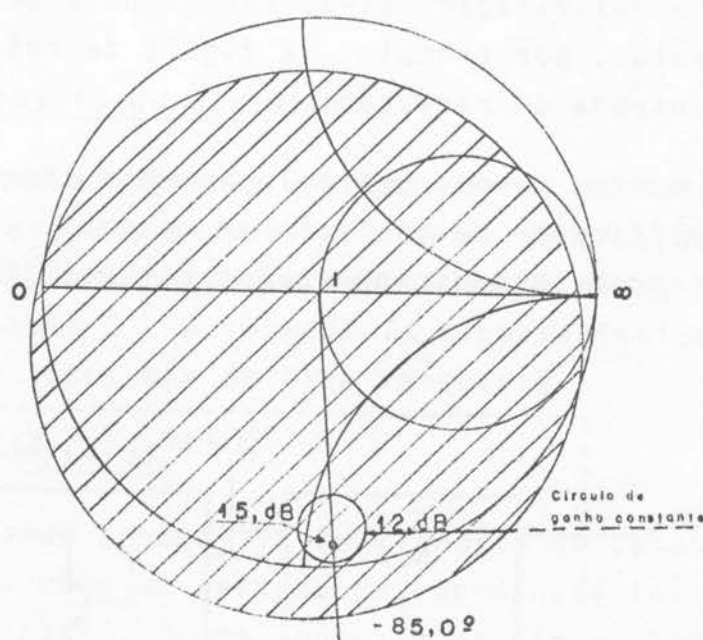


Fig. 117 Círculo de estabilidade e ganho para o plano de entrada.

A região estável obtém-se aplicando a equação:

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_1}{1 - S_{11} \Gamma_1}$$

para a seguinte condição: terminação na entrada impõe  $\Gamma_1 = 0$ , logo  $S'_{22} = S_{22}$ . Observa-se que  $|S'_{22}| > 1$ , então, o ponto central do âbaco de Smith corresponde à região instável, ou seja, a região interna ao círculo é instável.

Um exame das figuras 116 e 117, vem confirmar a estabilidade condicional tanto do circuito de entrada, quanto do circuito de saída. Verifica-se no plano de saída, que existem impedâncias de saída que permitem operação estável do circuito de entrada  $|S'_{11}| < 1$ , com alto ganho de potência. Há algumas impedâncias no plano de entrada, que permitem operação estável do circuito de saída, porém, sem ganho de potência. Nestas condições, qualquer impedância de entrada que apresente um ganho razoável, impõe  $|S'_{22}| > 1$ .

A primeira solução para este problema, seria procurar uma outra polarização, que ofereça o maior ganho de potência sob estabilidade incondicional. Porém, pode ocorrer situações em que a polarização esteja vinculada a outros critérios mais importantes, por exemplo: a figura de ruído em um amplificador de entrada de recepção.

Nestes casos, uma solução mais adequada é o emprego de um amplificador de isolamento em cascata, constituindo um novo amplificador incondicionalmente estável (Fig. 118).

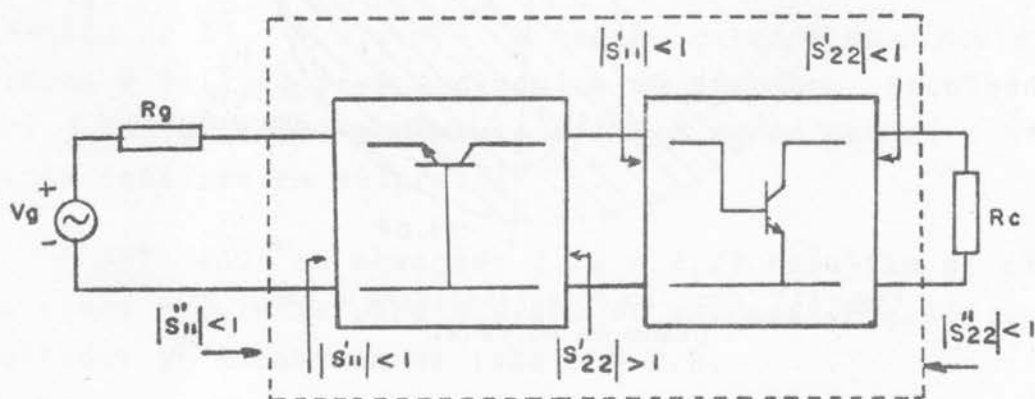


Fig. 118 Associação em cascata de um amplificador condicionalmente estável e um amplificador de isolamento.

Esta associação é possível desde que as seguintes restrições prevaleçam para o primeiro estágio:

$$|S'_{11}| < 1$$

$$R_e(Z_g) \neq R_e(Z_c)$$

com:

$Z_g$  - impedância de saída do primeiro estágio

$Z_c$  - impedância de entrada do segundo estágio

Nestas condições, é possível projetar um amplificador com ganho maior que MGE. Para tanto, escolheu-se:

$$\Gamma_1 = 0,89 \quad \underline{-85^\circ}$$

#### 4.2.4 Projeto do circuito

Como o objetivo é construir um amplificador sintonizado, optou-se pelo emprego das redes em "L" para adaptar impedâncias, devido às suas características de banda estreita, discutida no capítulo 3. A impedância característica das linhas, é 50 Ohms e os tocos são do tipo em aberto.

##### Circuito de saída

Quando se analisa um circuito de saída, o transistor se comporta como um gerador de impedância interna  $Z_g$  alimentando uma carga  $Z_c$ , como indicado na figura 119. Devido à imposição de casamento conjugado, a impedância ótima para o transistor é o complexo conjugado de sua própria impedância.



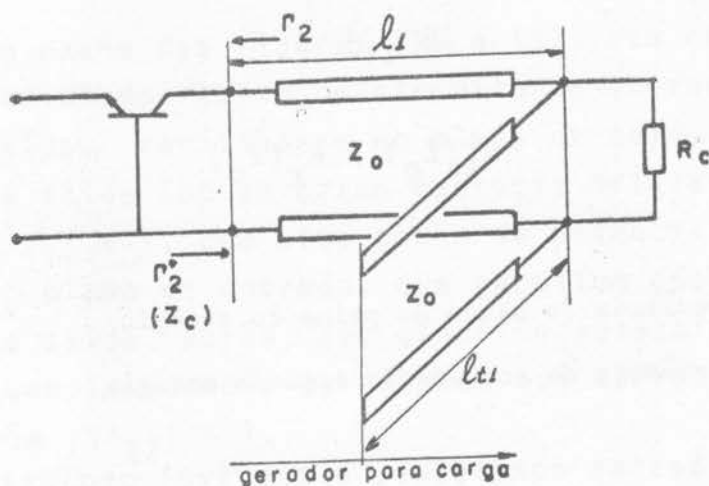


Fig. 119 Adaptação entre impedância de saída de um transistor e uma carga  $R_C$  com o emprego de rede em L.

Para a síntese do circuito, o ponto de partida é o coeficiente de reflexão  $\Gamma_2^*$ . O sentido do percurso no âbaco de Smith é do gerador para a carga, coincidente com o sentido de propagação de energia, em funcionamento normal. O processo de determinação dos comprimentos  $l_1$  e  $l_{t1}$  se encontra na figura 120.

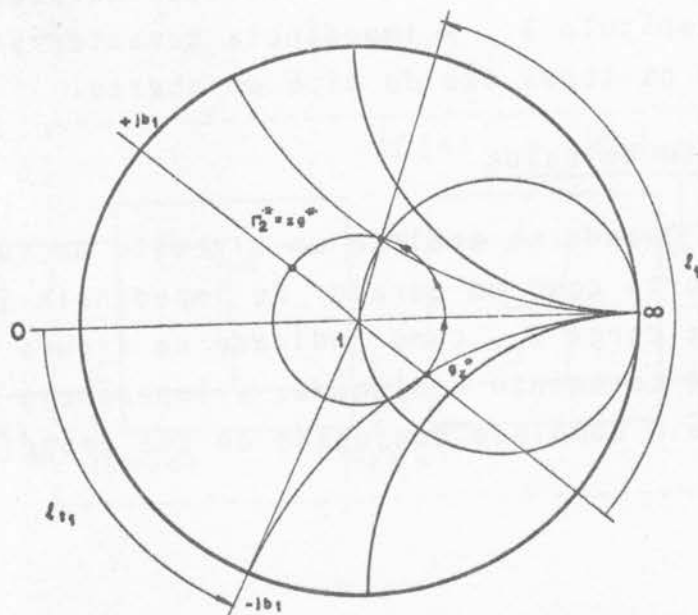


Fig. 120 Determinação do elemento série e paralelo para o circuito de saída.



### Dimensão das linhas

$$\ell_1 = 0,164 \cdot \lambda = 0,164 \cdot 75 \text{ mm} = 12,3 \text{ mm}$$

$$\ell_{t1} = 0,064 \cdot \lambda = 0,064 \cdot 75 \text{ mm} = 4,8 \text{ mm}$$

### Circuito de entrada

Neste caso, o transistor se comporta como um gerador de impedância interna  $Z_g$ , alimentando uma carga  $R_C$  (Figura 121). Na realidade, estamos invertendo uma situação real, porém, respeitando o mesmo sentido de percurso no âbaco de Smith, o processo de síntese não se altera. Na figura 122, determinam-se os comprimentos das linhas  $\ell_2$  e  $\ell_{t2}$ .

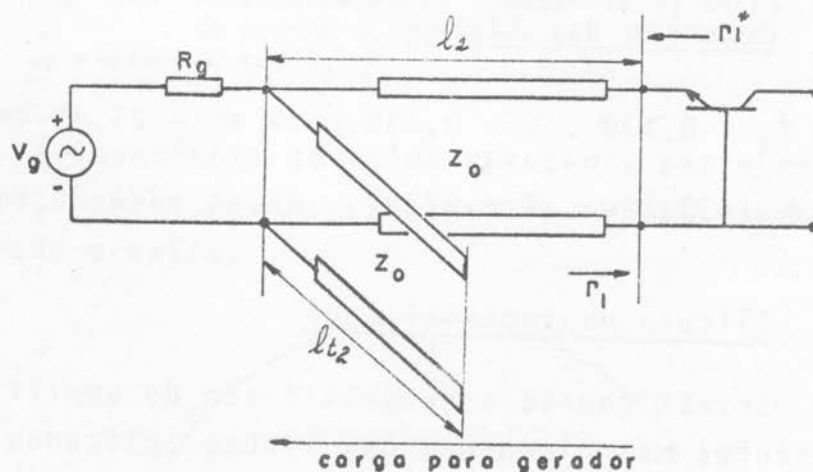


Fig. 121 Adaptação entre um gerador e a impedância de entrada de um transistor com o emprego de rede em L.

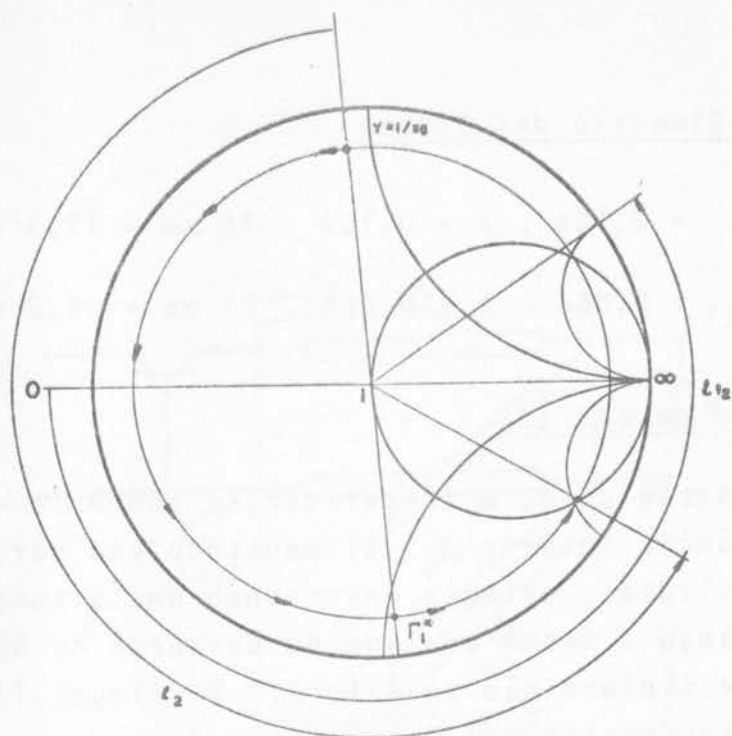


Fig. 122 Determinação do elemento série e paralelo para o circuito de entrada.

#### Dimensão das linhas

$$\ell_2 = 0,339 \cdot \lambda = 0,339 \cdot 75 \text{ mm} = 25,45 \text{ mm}$$

$$\ell_{t2} = 0,280 \cdot \lambda = 0,280 \cdot 75 \text{ mm} = 21,00 \text{ mm}$$

#### 4.2.5 Cálculo da sensibilidade

Investigou-se a sensibilidade do amplificador a pequenas variações nas dimensões das linhas aplicando o programa de computação do item 3.7. A variação de frequência imposta foi de 3,9 a 4,1 GHz com passo de 25 MHz, correspondendo a uma variação de 0,976 a 1,026 nos comprimentos normalizados à frequência central, ou seja, cerca de  $\pm 2,5\%$ . A impedância de entrada, apresenta parte real positiva (Fig. 123) e é bastante sensível a variações no circuito de entrada.

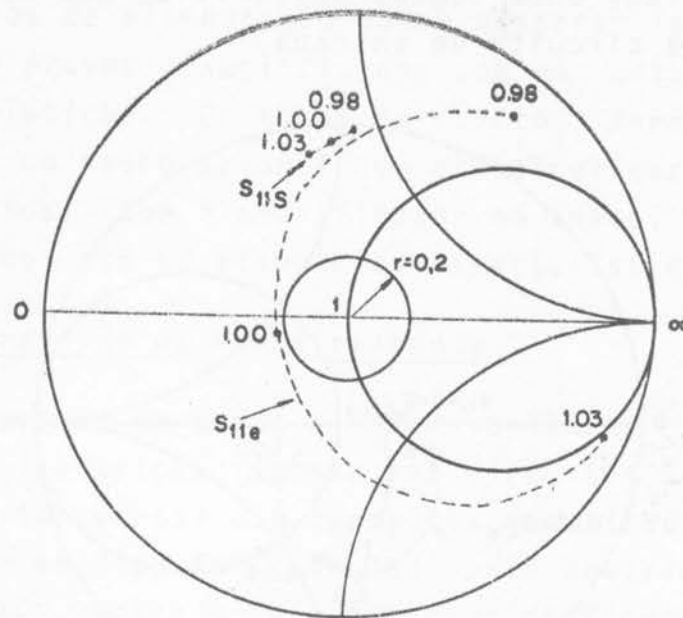


Fig. 123 Comportamento da impedância de entrada devido a variações dos circuitos de entrada e saída.

A impedância de saída apresenta parte real negativa (Fig. 124), porém, menos sensível às variações nos circuitos de entrada e saída.

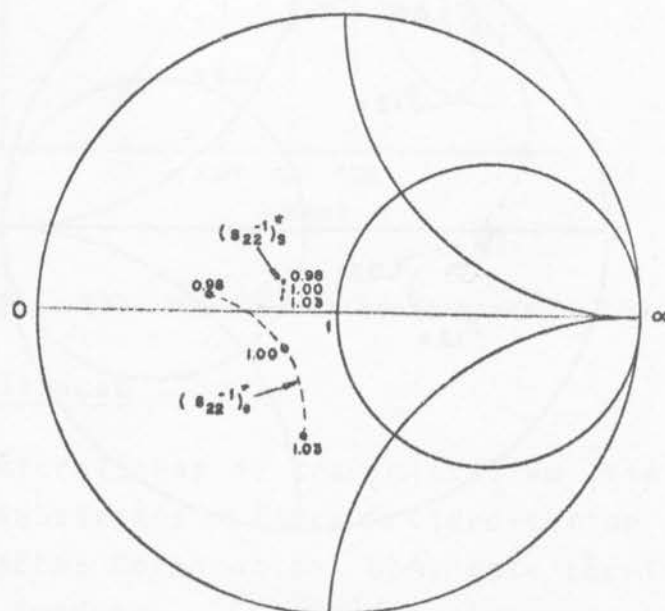


Fig. 124 Comportamento da impedância de saída devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

As características de ganho e isolação estão nas figuras 125 e 126, onde também se verifica uma maior dependência das variações do circuito de entrada.

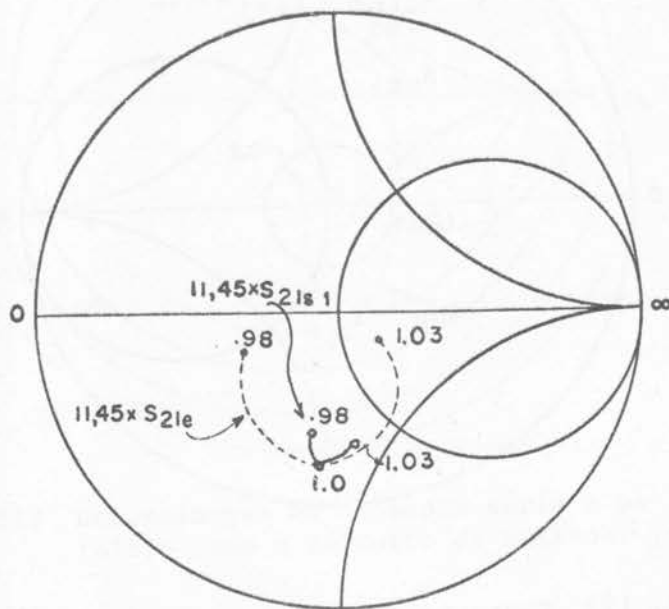


Fig. 125 Comportamento do ganho de potência devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

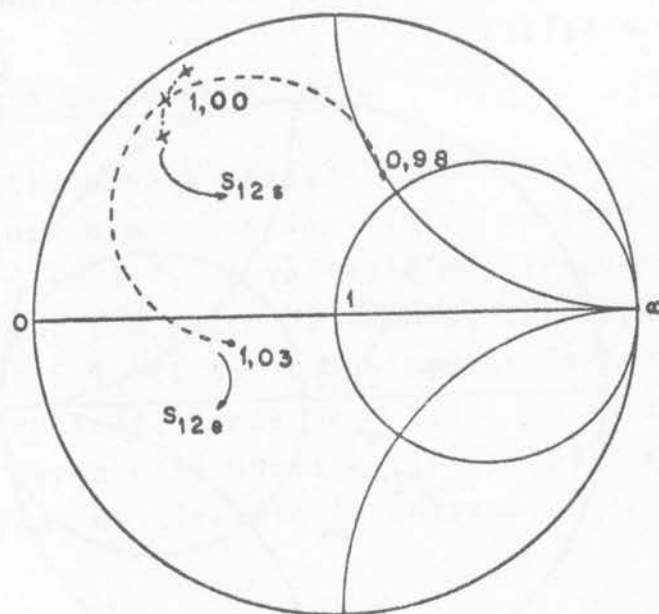


Fig. 126 Comportamento de isolação devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

Conclue-se desta análise que o circuito de entrada deve ser construído com alta precisão. Porém, efeitos parasitas dos filtros de alimentação podem mascarar tal precisão o que justifica prover o amplificador com um meio de ajuste de suas características. Os tocos em aberto, foram construídos com dimensões um pouco maiores que as calculadas, para permitir tais ajustes. Com o amplificador em teste, seu comprimento foi reduzido, até se atingir as características desejadas.

#### Previsão da banda passante

Levando em conta a invariabilidade dos parâmetros do transistor (restrição imposta por circuitos sintonizados) e a variação de impedância dos circuitos de entrada e saída, a banda passante em 3 dB foi calculada pelo programa de análise da sensibilidade, obtendo-se o diagrama da figura 127, onde se prevê uma banda passante de 90 MHz.

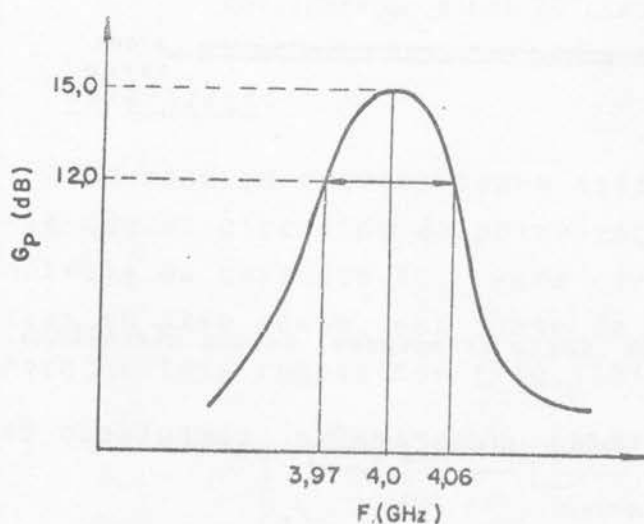


Fig. 127 Previsão da banda passante.

#### 4.2.6 Realização

As microlinhas de transmissão em fita foram confeccionadas sobre substratos de fibra de vidro-teflon (DI-CLAD 522) fabricado pela KEENE Corporation, USA, pela técnica convencional de circuito impresso. Este substrato apresenta características especiais para aplicação em microondas, visto o baixo valor da tangente de perdas ( $\text{tg} \delta = 0,002$ ).

Os capacitores de isolamento DC do gerador e da carga são do tipo "chip", soldados em série com as microlinhas. Os filtros de alimentação (filtro rejeita banda) foram construídos associando-se 2 linhas de transmissão, tal como descrito em (2) e discutido no capítulo 3 (Fig. 96 e 97). A primeira linha ( $Z_{o1}$ ) é de alta impedância característica e comprimento  $\lambda/4$  e simula uma indutância. A segunda linha ( $Z_{o2}$ ), é de baixa impedância característica e comprimento  $\lambda/4$  e simula uma capacitância.

Confecção do circuito (Fig. 128 a e b)

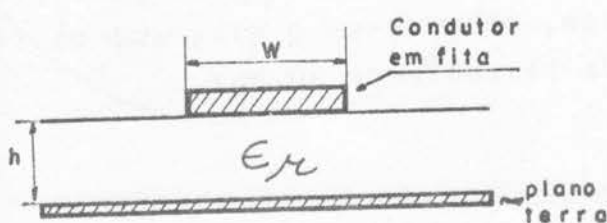


Fig. 128a Corte transversal de uma microlinha.

A partir do programa de computação da referência (3), obtêm-se:

| PARÂMETROS                    |                         | DIMENSÕES FINAIS                           |                                |
|-------------------------------|-------------------------|--------------------------------------------|--------------------------------|
| entrada                       | saída                   |                                            |                                |
| $\epsilon_r = 2,49$           |                         |                                            |                                |
| $Z_o = 50 \text{ Ohms}$       | $\epsilon_{ef} = 2,08$  | $\ell_1 = 8,59 \text{ mm}$                 | $\ell_2 = 17,78 \text{ mm}$    |
|                               | $W_o/H = 2,5$           | $\ell_{t1} = 4,05 \text{ mm}$              | $\ell_{t2} = 15,37 \text{ mm}$ |
| $Z_{o1} = 77,84 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 1,986$ | $\ell_{o1} = \lambda/4 = 13,3 \text{ mm}$  |                                |
|                               | $W_1/H = 1,00$          | $W_1 = 0,8 \text{ mm}$                     |                                |
| $Z_{o2} = 28,68 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 2,21$  | $\ell_{o2} = \lambda/4 = 12,61 \text{ mm}$ |                                |
|                               | $W_2/H = 5,41$          | $W_2 = 4,33 \text{ mm}$                    |                                |

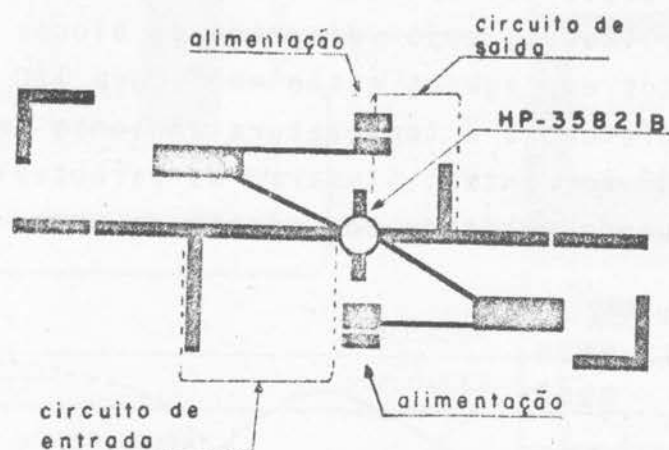


Fig. 128b Projeção da máscara correspondente à configuração final do circuito.

### Polarização

Com base em estudos sobre estabilidade térmica (4), verificou-se que os circuitos de polarização devem prover um meio de controle da corrente  $I_C$ . Para circuitos onde o transistor é montado em base comum, uma fonte de corrente acoplada ao emissor preenche tais requisitos (Fig.129).

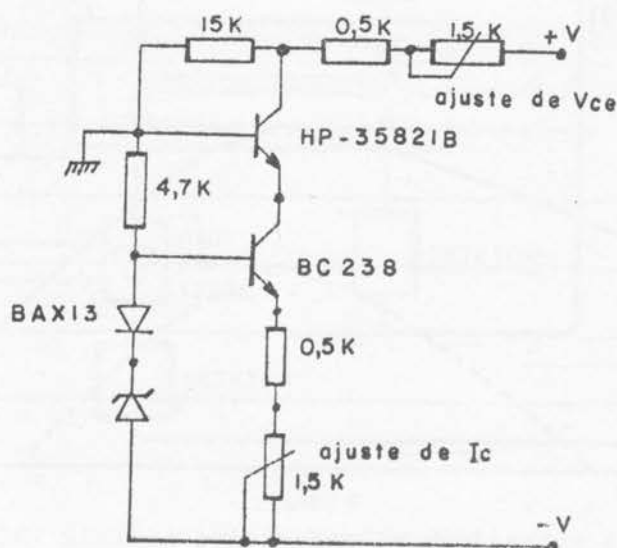


Fig. 129 Circuito de polarização.



#### 4.2.7 Resultados experimentais

##### Condições de medidas

O teste do amplificador foi efetuado no sistema analisador de amplitudes, cujo diagrama de blocos com a relação dos instrumentos empregados estão na figura 130 (5). Todos os testes foram efetuados à temperatura ambiente de  $20^{\circ}\text{C}$ . As figuras 131 e 132 seguintes, ilustram as características do amplificador, quando excitado com sinais da ordem de  $-15\text{ dBm}$ .

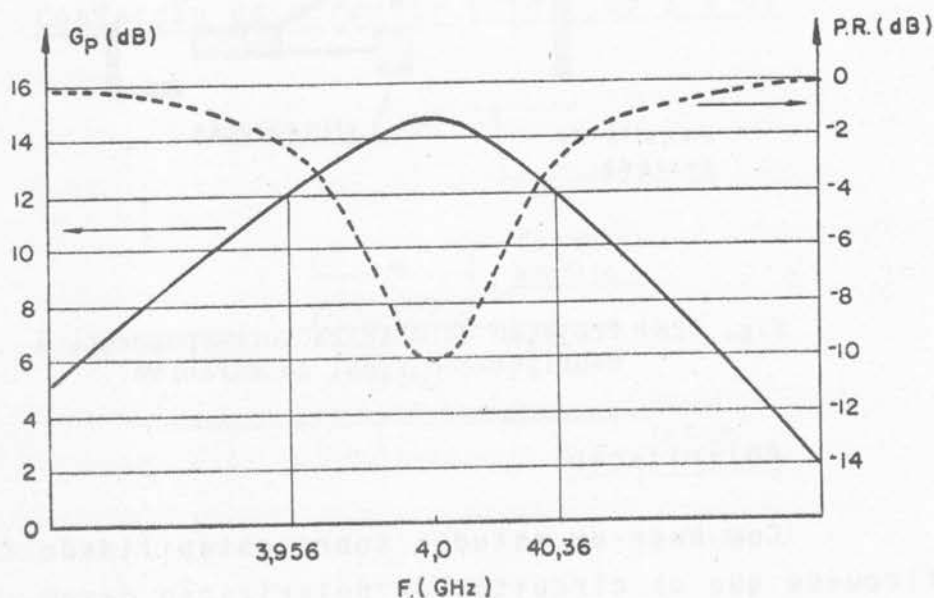


Fig. 131 Ganho de potência e perda de retorno na entrada.

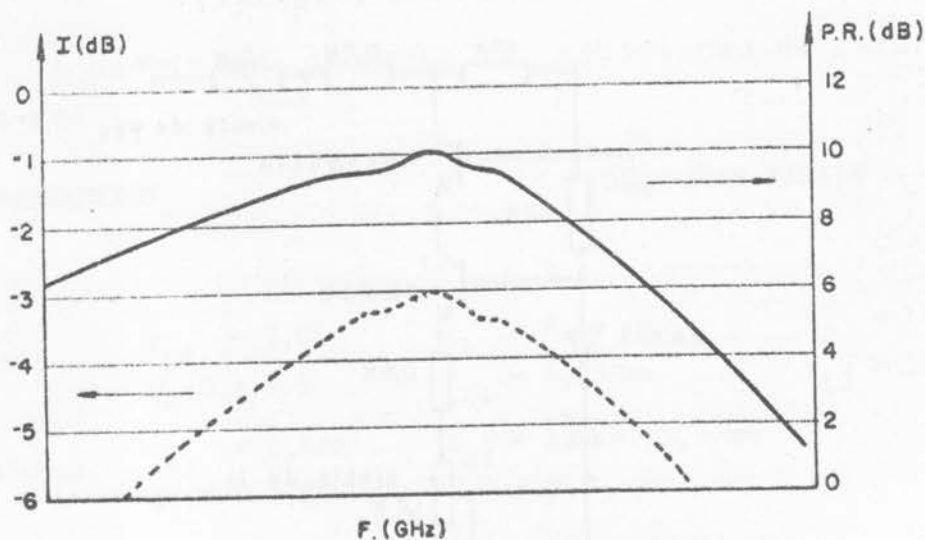


Fig. 132 Isolação e perda de retorno na saída.



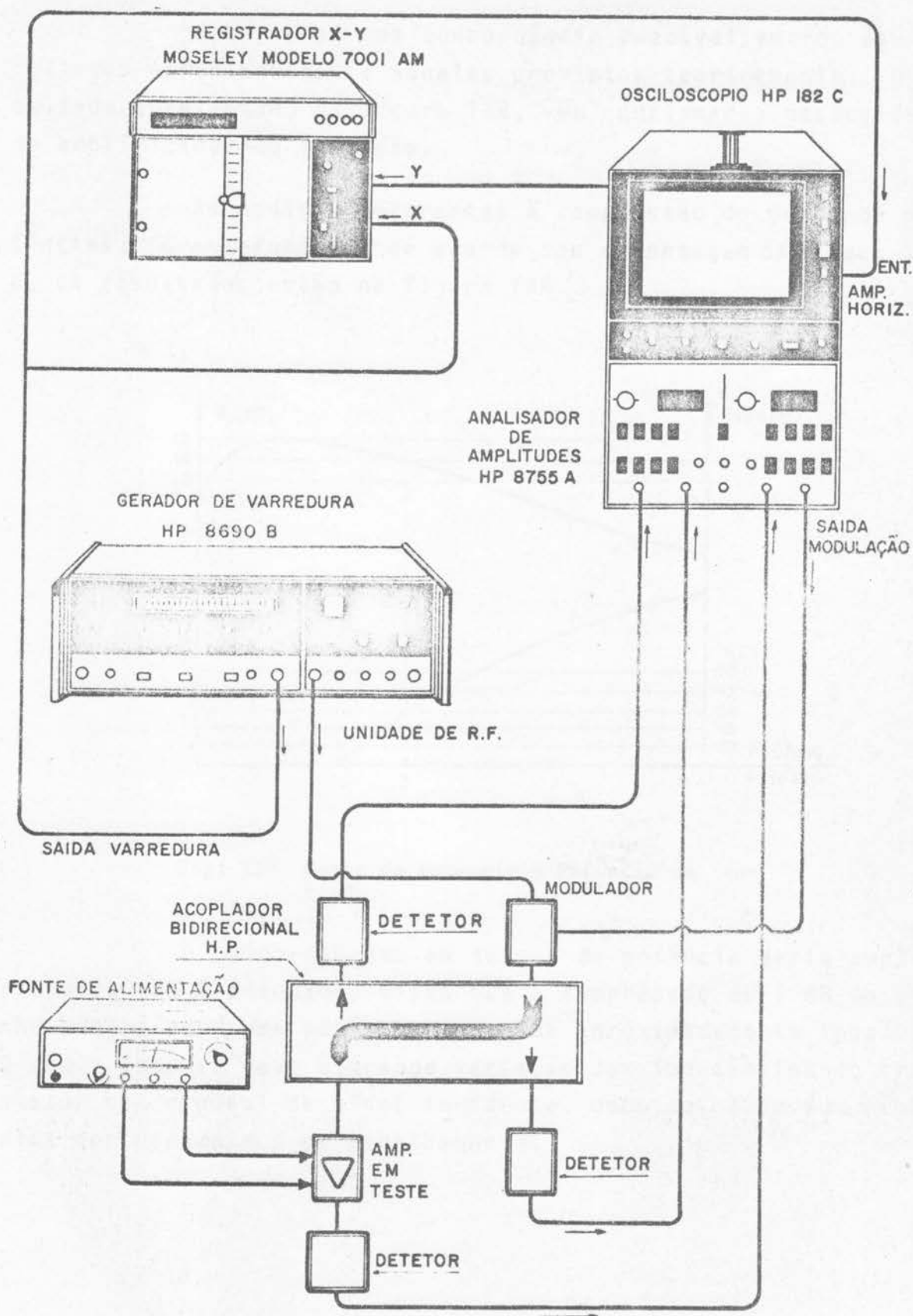


Fig. 130 Sistema analisador de amplitudes de varredura.

Observa-se uma concordância razoável entre os resultados experimentais e aqueles previstos teoricamente. O resultado apresentado na figura 132, vem confirmar a necessidade do amplificador de isolamento.

As medidas referentes à compressão do ganho de potências, foram efetuadas de acordo com a montagem da figura 133 e, os resultados estão na figura 134.

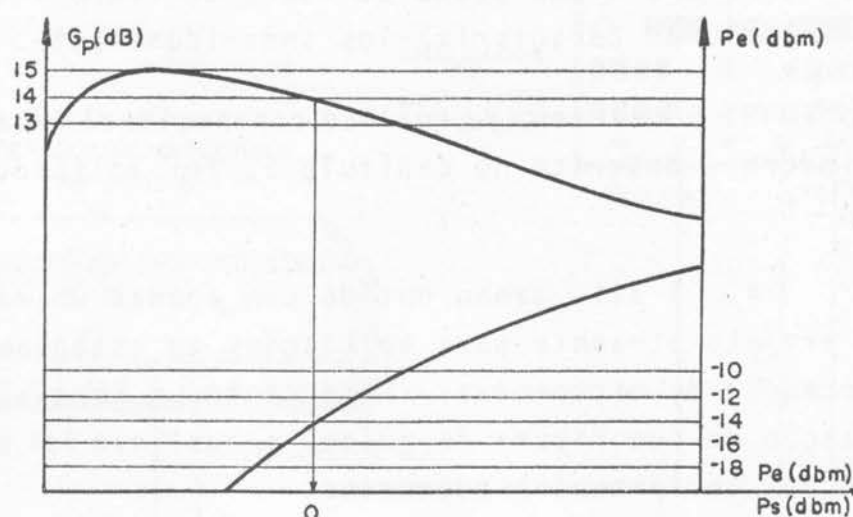


Fig. 134 Ganho de Potência x Potência de entrada.

O comportamento em termos de potência deste amplificador, não é adequado, visto que a compressão de 1 dB no ganho ocorre para uma potência de saída aproximadamente igual a 0 dBm. Isto se deve à grande variação das impedâncias do transistor com o nível de sinal incidente, como se observou na medida dos parâmetros de espalhamento.

#### 4.2.8 Comentários

1. A ocorrência de erros no sistema de medidas de parâmetros de espalhamento, foi devido à falta de um dispositivo de teste adequado a transistores montado em encapsulamento tipo H PAC - 200 (fabricados pela HP). Três unidades foram caracterizadas, observando-se uma dispersão total de 2% no módulo e 8% na fase. Os resultados apresentados no apêndice 3, representam a média destas medidas.

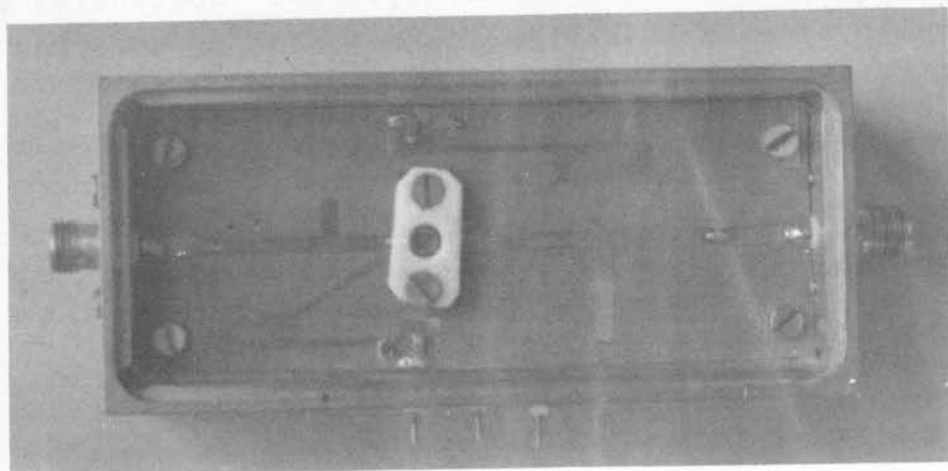
2. Os circuitos de entrada e saída foram confeccionados sobre uma mesma placa de fibra de vidro - Teflon, o que nos impediu de caracterizá-los individualmente.

3. O sistema de análise convencional (ábaco de Smith e calculadora), descrito no capítulo 3, foi aplicado neste projeto.

4. O alto ganho obtido com apenas um estágio, torna este projeto atraente para aplicações em estágios de entrada de recepção de microondas. Para tanto, é necessária a caracterização de sua figura de ruído, a qual não foi efetuada pela falta dos equipamentos adequados.

5. A instabilidade inerente a este amplificador torna-o susceptível a variações de polarização, envelhecimento, substituição de transistores, etc, Não devendo ser empregado em sistemas de alta confiabilidade.

#### FOTO DO AMPLIFICADOR



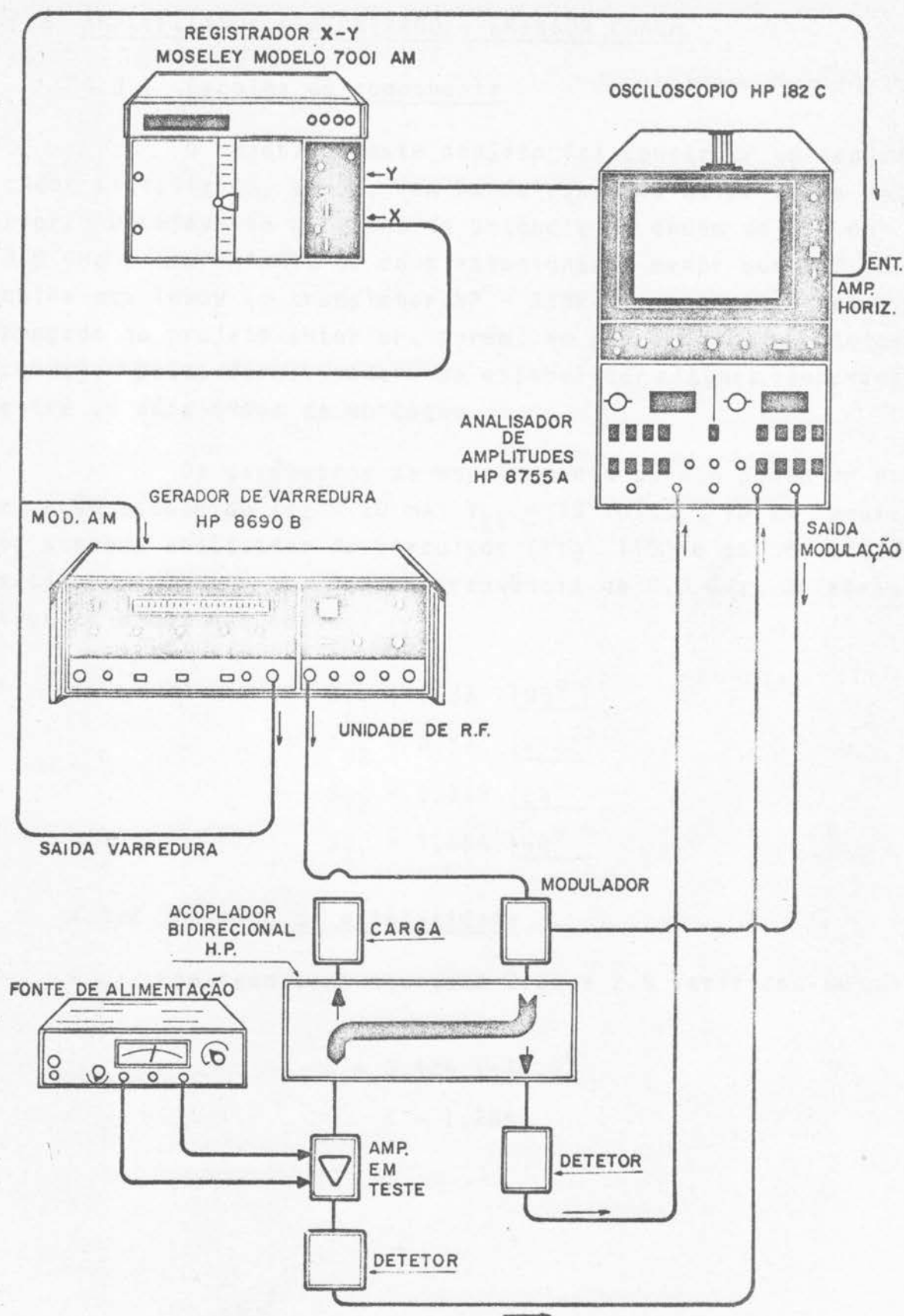


Fig. 133 Sistema para medida da compressão do ganho de potência.

#### 4.3 AMPLIFICADOR SINTONIZADO - EMISSOR COMUM

##### 4.3.1 Escolha do componente

O objetivo deste projeto foi construir um amplificador sintonizado, porém, com banda passante maior que a anterior. Desejava-se um ganho de potência da ordem de 8,0 dB em 3,0 GHz e coeficiente de onda estacionária menor que 2,0. A escolha nos levou ao transistor HP - 35821 E, o qual é o mesmo empregado no projeto anterior, porém, em outra montagem (Emissor comum). Desta forma, poderá se estabelecer algumas comparações entre os dois tipos de montagem.

Os parâmetros de espalhamento para o ponto de polarização escolhido ( $I_C = 20$  mA;  $V_{CE} = 15$  Volts), foram medidos no sistema analisador de circuitos (Fig. 115) e os resultados estão no apêndice 3. Para a frequência de 3,0 GHz, os parâmetros se encontram abaixo.

$$S_{11} = 0,56 \quad |95^\circ$$

$$S_{22} = 0,57 \quad |-112^\circ$$

$$S_{12} = 0,112 \quad |28^\circ$$

$$S_{21} = 1,884 \quad |60^\circ$$

##### 4.3.2 Cálculo da estabilidade

Aplicando as equações 2.6a e 2.9, verificou-se que :

$$\Delta = 0,426 \quad |-45,6^\circ$$

$$K = 1,286$$

O valor de  $K$ , indica que o transistor é incondicionalmente estável, sendo portanto, possível prever o MGD. Da eq. 2.26, tem-se:

$$MGD = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left[ K - \sqrt{K^2 - 1} \right] = 9,0 \text{ dB}$$

Outros parâmetros de interesse no projeto são:

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* = 0,366 \quad \underline{113,5^\circ}$$

$$D_1 = |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 0,132$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0,81$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* = 0,378 \quad \underline{-94,439^\circ}$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0,144$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 0,83$$

#### 4.3.3 Determinação dos coeficientes de reflexão

Para obter o MGD aplicam-se as equações 2.24 e 2.25, as quais determinam as impedâncias de entrada e saída, visto o transistor, em termos de coeficiente de reflexão:

$$\Gamma_1 = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4 |C_1|^2}}{2 C_1} = 0,63 \quad \underline{-113,5^\circ}$$

$$\Gamma_2 = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4 |C_2|^2}}{2 C_2} = 0,64 \quad \underline{94,4^\circ}$$

Para efeito de uma avaliação prévia das redes de adaptação sobre o ganho de potência, determinaram-se círculos de ganho constante para 6, 7 e 8 dB. Como o emprego das equações 2.20 e 2.21, resultou a tabela 4.3.1:

TABELA 4.3.1

| Ganho<br>dB | $ R_{gt1} $ | $\angle R_{gt1}$ | $\rho_{gt1}$ |
|-------------|-------------|------------------|--------------|
| 6,0         | 0,38        | $94,4^\circ$     | 0,6          |
| 7,0         | 0,47        | $94,4^\circ$     | 0,5          |
| 8,0         | 0,57        | $94,4^\circ$     | 0,36         |
| 9,0         | 0,69        | $94,4^\circ$     | 0,07         |

onde:

$R_{gt1}$  - centro dos círculos

$\rho_{gt1}$  - raio dos círculos

Recorrendo às equações 2.22 e 2.23, obtêm-se os círculos de ganho constante para o circuito de entrada, cujos parâmetros estão na tabela 4.3.2:

TABELA 4.3.2

| Ganho<br>dB | $ R_{gt1} $ | $\angle R_{gt1}$ | $\rho_{gt1}$ |
|-------------|-------------|------------------|--------------|
| 6,0         | 0,395       | $-113,3^\circ$   | 0,53         |
| 7,0         | 0,467       | $-113,3^\circ$   | 0,43         |
| 8,0         | 0,546       | $-113,3^\circ$   | 0,30         |
| 9,0         | 0,631       | $-113,3^\circ$   | 0,06         |

onde:

$R_{gt1}$  - centro dos círculos

$\rho_{gt1}$  - raio dos círculos



#### 4.3.4 Projeto do circuito

A rede em cascata foi escolhida para adaptar impedâncias, devido aos requisitos de banda passante para este amplificador (da ordem de 400 MHz).

##### Circuito de saída

O primeiro elemento é um ressoador determinado pelo seguinte processo: Desenha-se  $\Gamma_2^*$  no âbaco de Smith; por ele, traça-se um círculo de reflexão constante partindo de  $\Gamma_2^*$ , em direção à carga; determina-se o primeiro ponto onde a impedância é resistiva ( $R_2$ ) ponto  $P_1$ , Fig. 135.

$$R_2 = 11,0 \text{ Ohms}$$

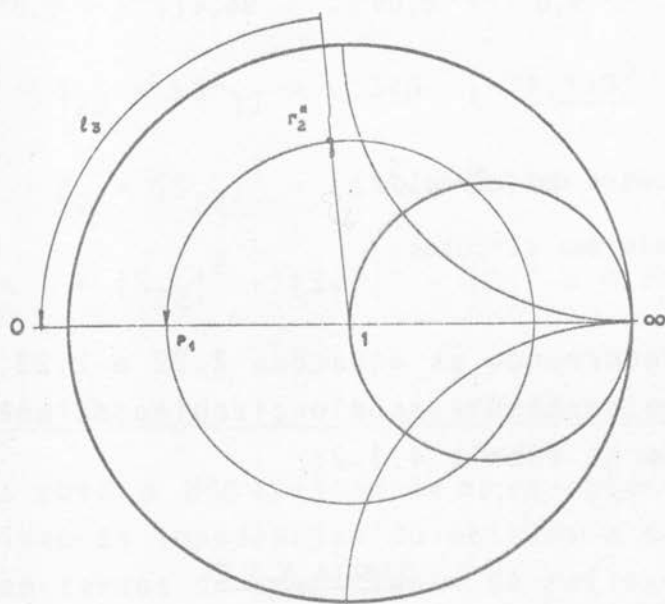


Fig. 135 Determinação do primeiro elemento do circuito de saída.

O segundo elemento é um transformador de  $\lambda/4$ , que eleva a impedância de 10 para 50 Ohms. A impedância característica do transformador é:

$$Z_{02} = \sqrt{11,0 \cdot 50} = 23,45 \text{ Ohms}$$



O comportamento do circuito de saída, em torno de 3,0 GHz, foi efetuado pelo programa de análise de circuitos passivos e está na figura 136, juntamente com círculos de ganho constante.

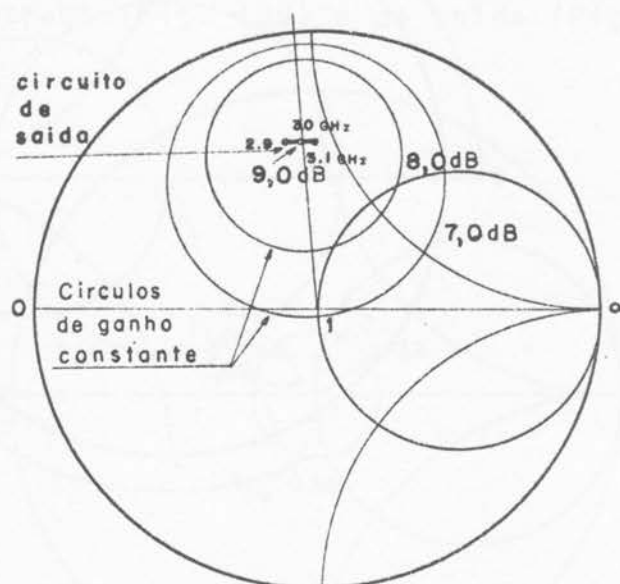


Fig. 136 Comportamento do circuito de saída em torno de 3,0 GHz.

#### Circuito de entrada

A síntese deste, é idêntica ao circuito de saída. Escolheu-se o segundo ponto ( $P_2$ , figura 137) onde a impedância é resistiva ( $R_1$ ), visto que o primeiro ( $P_1$ ) resulta em impedância muito alta.

$$R_1 = 11,5 \text{ Ohms}$$

$$\ell_1 = 40,8 \text{ mm}$$

A impedância característica do transformador  $\lambda/4$  empregado como segundo elemento vale:

$$Z_{02} = \sqrt{11,5 \cdot 50} = 23,98 \text{ Ohms}$$

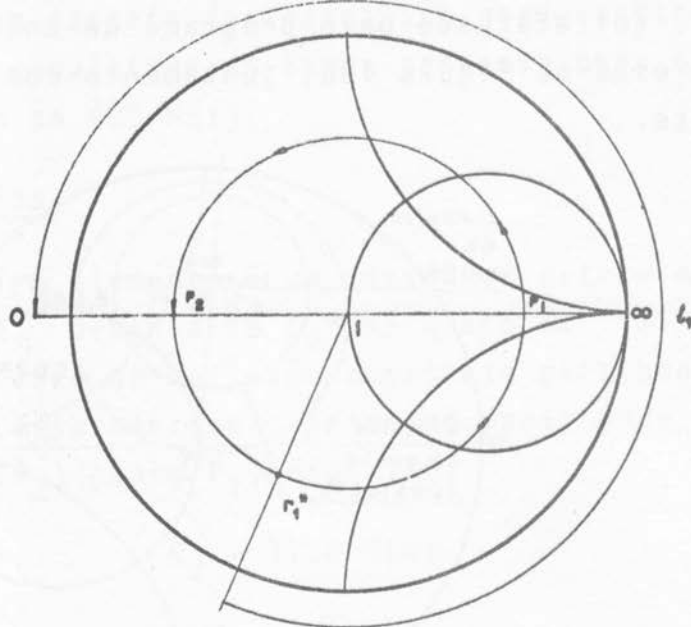


Fig. 137 Determinação do primeiro elemento do circuito de entrada.

O comportamento do circuito de entrada, calculado da mesma forma anterior, está na figura 138, juntamente com círculos de ganho constante.

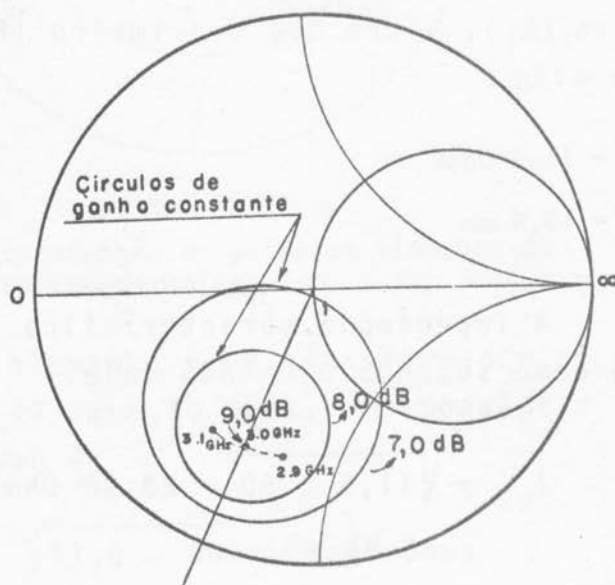


Fig. 138 Comportamento do circuito de entrada em torno de 3,0 GHz.

#### 4.3.5 Cálculo da sensibilidade

Uma variação de cerca de  $\pm 3\%$  nas dimensões dos circuitos de entrada e saída, resultou em variação desprezível da impedância de entrada (Fig. 139) e de saída (Fig. 140).

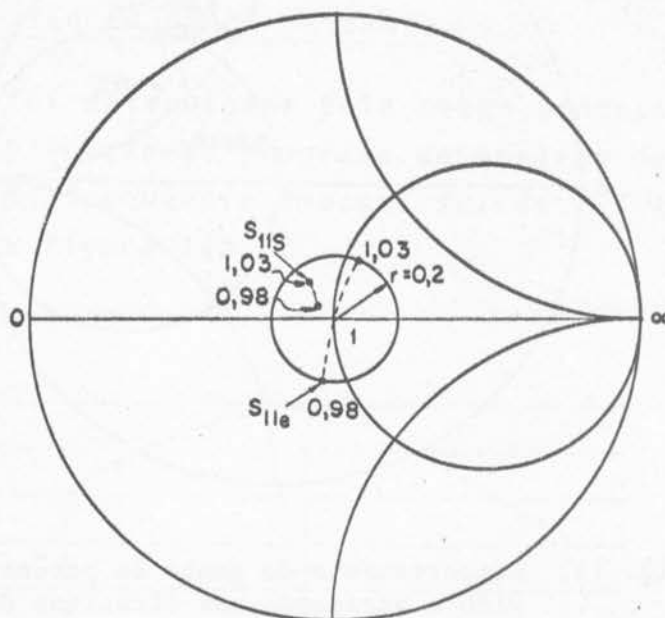


Fig. 139 Comportamento da impedância de entrada devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

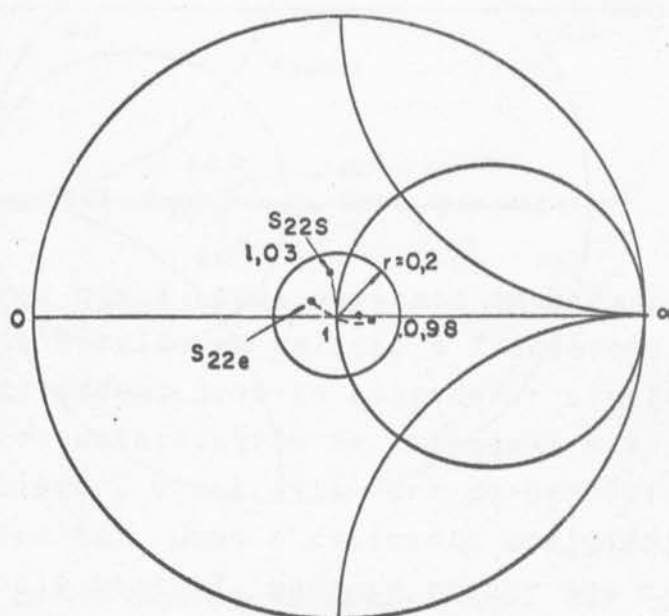


Fig. 140 Comportamento da impedância de saída devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

A variação máxima no ganho de potência é da ordem de 0,3 dB e desprezível na isolação (Fig. 141 e 142).

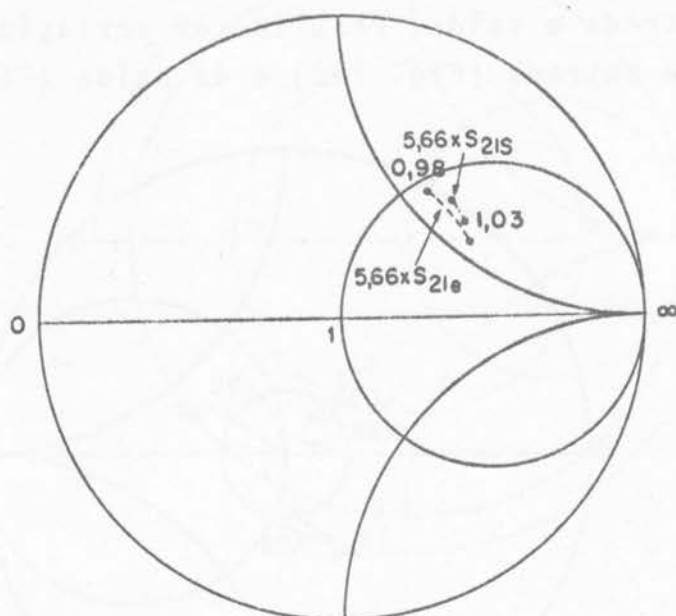


Fig. 141 Comportamento do ganho de potência devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

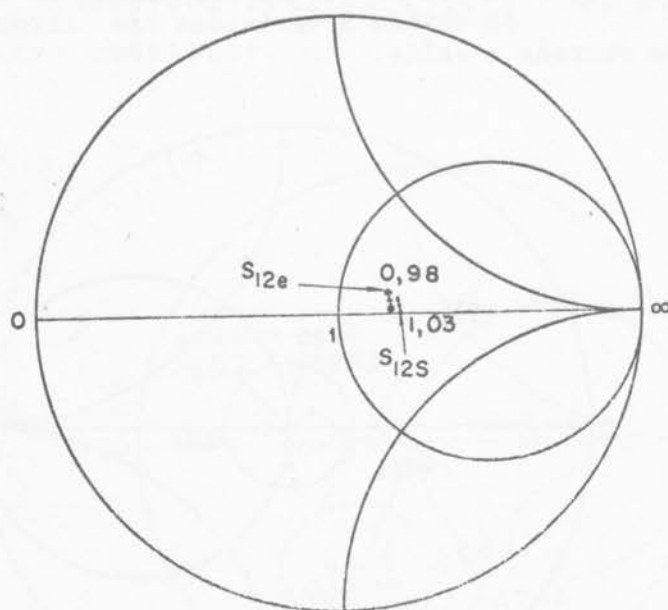


Fig. 142 Comportamento da isolação devido a variações nos circuitos de entrada e saída.

Estes resultados indicam que o amplificador é insensível a pequenas variações nos circuitos. Logo, não há necessidade de se preocupar com efeitos parasitas no circuito, pois, seu efeito na resposta global do amplificador será mínimo. Nestas condições, não se modificou o projeto inicial.

#### Previsão da banda passante

Ela foi determinada pelo mesmo processo anterior, qual seja pela aplicação do programa de análise de sensibilidade. A variação de frequência imposta foi de 2,8 a 3,2 GHz. O resultado está na figura 143.

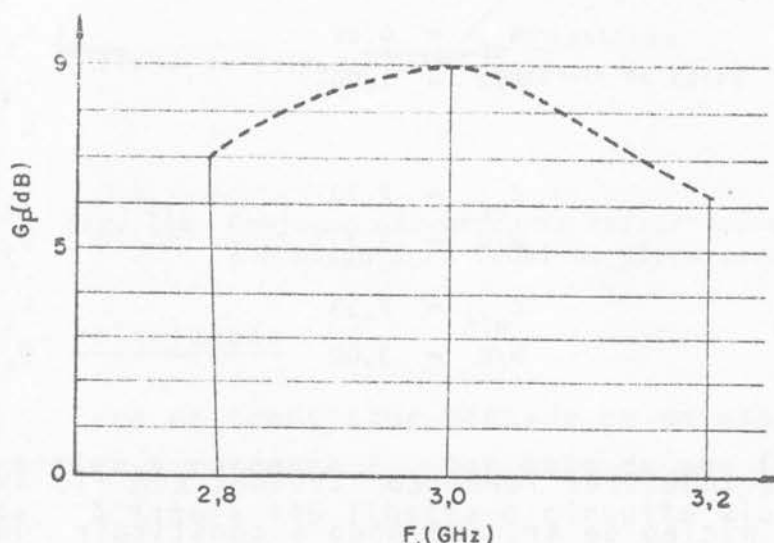


Fig. 143 Previsão da banda passante.

Nota-se que a banda passante em 3 dB é bem maior que 400 MHz e, assimétrica em relação à frequência central. Para uma banda desta ordem, deve-se considerar simultaneamente o coeficiente de onda estacionária na entrada e a variação dos parâmetros do transistor, o que está fora do propósito de um projeto em banda estreita. Como o casamento conjugado foi efetuado para a frequência central, pode-se prever uma banda provável menor que 400 MHz, definido no ponto onde o ganho se reduz de 1 dB.

#### 4.3.6 Realização

Os circuitos foram construídos pela técnica de filmes finos, utilizando substratos de alumina tipo ALSIMAG 995, fabricados pela 3 M, sendo o circuito de saída e o de entrada confeccionados em placas diferentes. A partir do programa de computação da referência (3), obteve-se:

| PARÂMETROS            |                                         | DIMENSÕES                                                |
|-----------------------|-----------------------------------------|----------------------------------------------------------|
| entrada               | saída                                   | FINAIS                                                   |
| $\epsilon_r = 10,0$   |                                         |                                                          |
| $Z_o = 50$ Ohms       | $\epsilon_{ef} = 6,69$<br>$W/H = 1,00$  | $\ell_1 = 17,48$ mm<br>$\ell_3 = 5,1$ mm<br>$W = 0,7$ mm |
| $Z_{o2} = 22,36$ Ohms | $\epsilon_{ef2} = 7,70$<br>$W/H = 3,7$  | $\ell_2 = 9,01$ mm<br>$W_2 = 2,52$ mm                    |
| $Z_{o4} = 25,50$ Ohms | $\epsilon_{ef4} = 7,53$<br>$W/H = 3,00$ | $\ell_4 = 9,11$ mm<br>$W_4 = 2,1$ mm                     |

Os indutores foram construídos com fio AWG 40, enrolados sobre núcleo de ar, de modo a constituir uma reatância indutiva da ordem de 300 Ohms, em 3,0 GHz. Os capacitores de isolamento DC são do tipo "chip", soldados em série com as microlinhas. O circuito final está na figura 144.

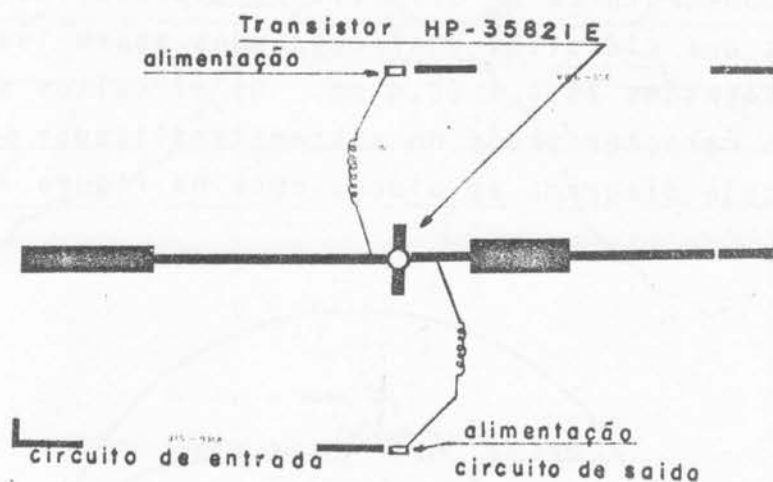


Fig. 144 Projeção das máscaras correspondente à configuração final do circuito.

### Polarização

Para um transistor montado em emissor comum, é mais fácil controlar a corrente  $I_C$ , por meio de uma fonte de corrente na base. A figura 145 ilustra o circuito elétrico.

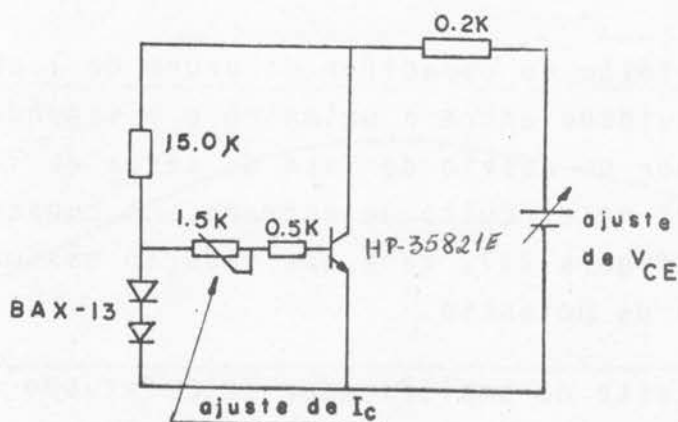


Fig. 145 Circuito de polarização.

#### 4.3.7 Resultados experimentais

##### Condições de medidas

Construiu-se um dispositivo especial para realização de testes dos circuitos confeccionados sobre lâminas de alumina, de dimensões 25,4 x 25,4 mm. Os circuitos de entrada e saída foram caracterizados no sistema analisador de circuitos (Fig. 146), cujo diagrama em blocos está na figura 115.

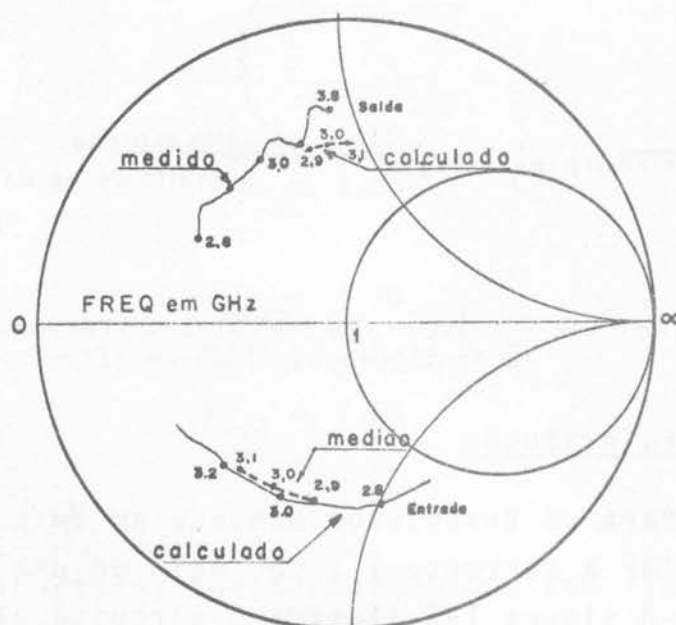


Fig. 146 Comportamento dos circuitos de entrada e saída.

O efeito do capacitor da ordem de 1 pF, que aparece na descontinuidade entre o primeiro e o segundo elementos, é responsável por um desvio de fase de cerca de  $12^\circ$  no circuito de saída e  $3^\circ$  no circuito de entrada. A consequência, como se verifica na figura 147, será uma redução máxima em cerca de 0,5 dB no ganho de potência.

O teste do amplificador foi efetuado nas mesmas condições do projeto anterior. As características de pequenos sinais ( $P_{en} = -15$  dBm) se encontram nas figuras 147 e 148



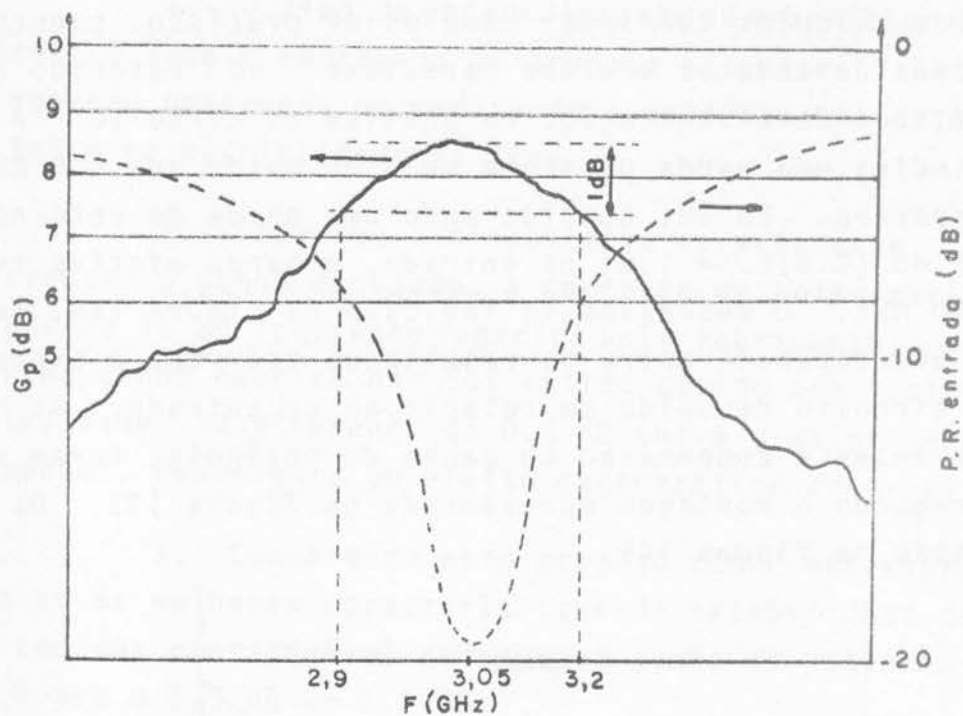


Fig. 147 Ganho de potência e perda de retorno na entrada.

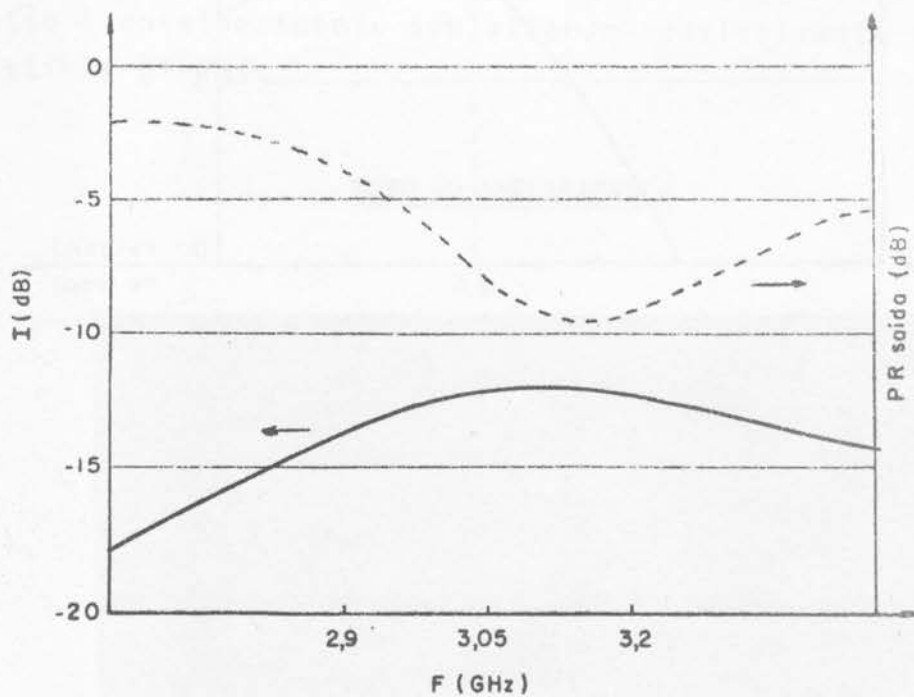


Fig. 148 Isolação e perda de retorno na saída.

Novamente os resultados indicam uma boa concordância com os cálculos teóricos. Uma maior precisão, poderia ser obtida considerando os efeitos parasitas do referido capacitor e filtros de alimentação, na análise do circuito. A figura 143, indica uma banda passante em 3 dB maior que 400 MHz como se esperava. Porém, considerando uma perda de retorno máxima de 15 dB (C.O.E.  $\approx 1,5$ ) na entrada, a banda efetiva reduz-se a 300 MHz. O descasamento indicado na figura 148, deve-se à maior discrepância entre os resultados teóricos e experimentais do circuito de saída em relação ao de entrada. As medidas referentes à compressão do ganho de potência, foram efetuadas empregando a montagem apresentada na figura 133. Os resultados estão na figura 149.

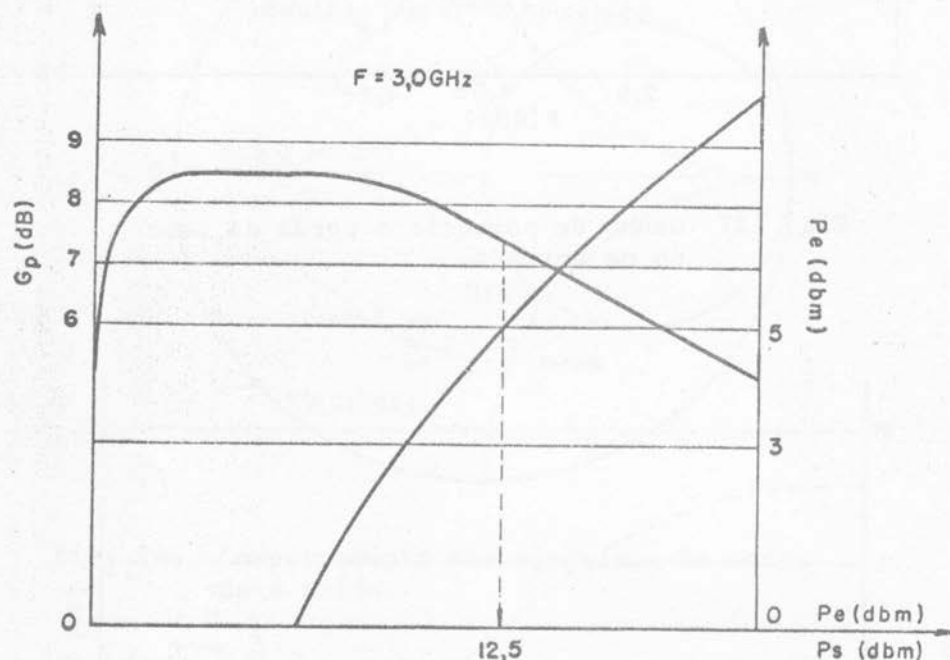


Fig. 149 Ganho de Potência x Potência de entrada.

#### 4.3.8 Comentários

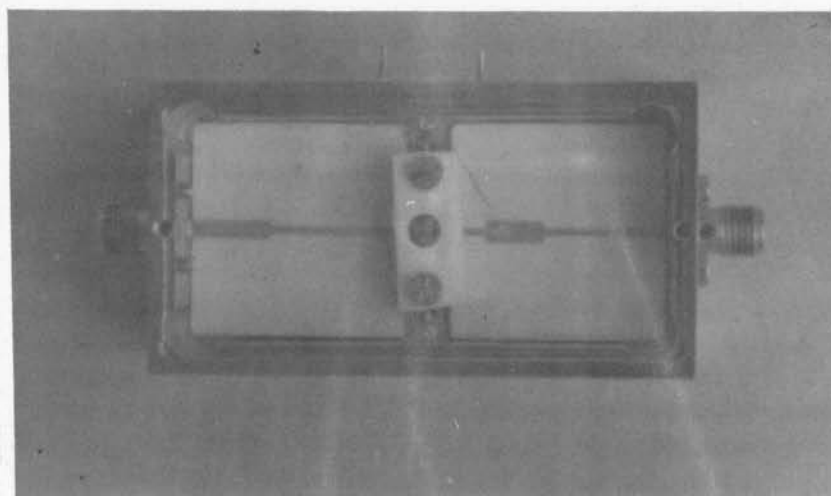
1. O tipo de encapsulamento do transistor HP 35821 E é idêntico àquele empregado no projeto anterior (H PAC - 200). A dispersão observada na medida de 3 unidades foi da ordem de 2%, tanto no módulo, como na fase.

2. Para que o dispositivo apresentasse condições de fornecer o ganho desejado, a corrente de polarização foi aumentada de 15 mA (corrente sugerida pelo fabricante), para 20mA. O máximo ganho teórico não foi obtido devido aos efeitos de descontinuidade. A diferença de 0,5 dB entre o valor teórico e experimental, representa um efeito degenerativo desprezível.

3. Comparando este projeto com o anterior, confirmaram-se as melhores características de estabilidade deste, porém, com uma considerável redução no ganho de potência (15,0 dB em 4,0 GHz e 0,5 dB em 3,0 GHz).

4. Este amplificador é adequado ao emprego em es-tágios de entrada de recepção de microondas, desde que apresen-te características de baixa figura de ruído. Sua alta estabi-lidade permite substituição de transistores, variação da pola-rização e envelhecimento sem alterar sensivelmente suas carac-terísticas globais.

FOTO DO AMPLIFICADOR



#### 4.4 AMPLIFICADOR DE BANDA LARGA

##### 4.4.1 Considerações sobre ganho x banda passante

Antes do início do projeto de amplificadores de banda larga, algumas considerações serão feitas sobre a possibilidade de um transistor fornecer determinado ganho e banda passante. Para simular a condição de operação normal de um amplificador, o circuito de saída da figura 150 maximiza o ganho na frequência superior ( $f_2$ ). O primeiro bloco representa o circuito de entrada e o segundo, o transistor com o circuito de saída.

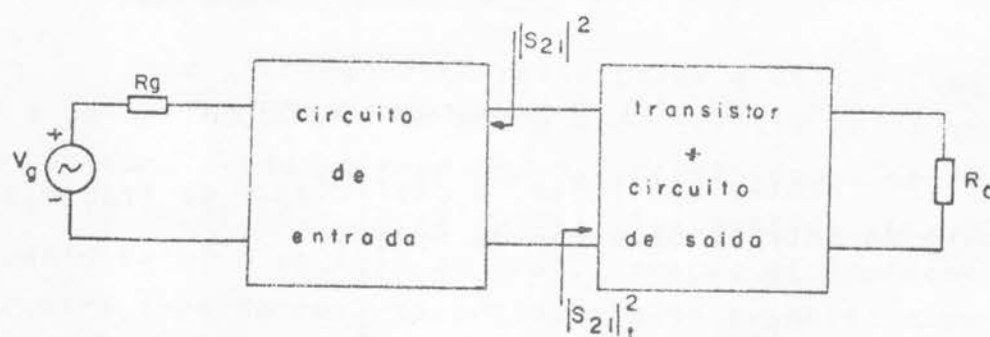


Fig. 150 Circuito equivalente de um amplificador

Os parâmetros de espalhamento permitem prever qual o máximo ganho teórico de um transistor. Seu comportamento em frequências próximas de  $f_T$ , segue a expressão (Fig. 151):

$$MGD = g_2 (f_2/f)^2$$

$g_2$  - ganho na frequência superior

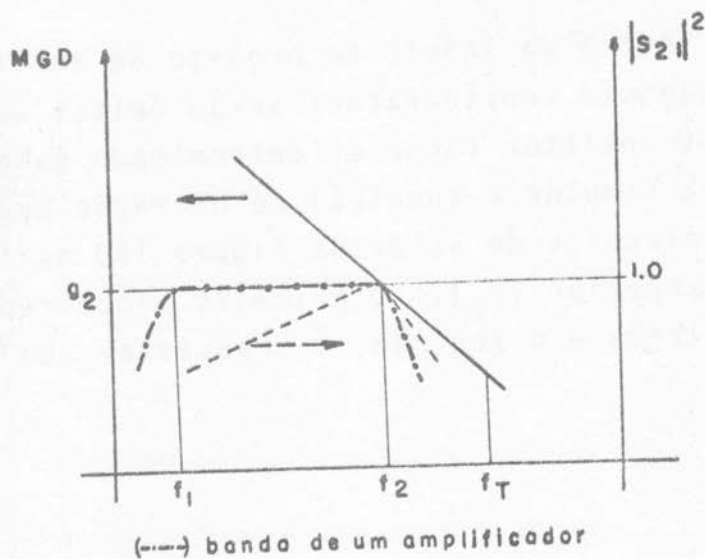


Fig. 151 Representação de MGD x f

Nestas condições, o coeficiente de transmissão do circuito de entrada deve ser da forma:

$$|S_{21}(\omega)|^2 = K (f/f_2)^2 \quad f \leq f_2$$

$$|S_{21}(\omega)|^2 = 0 \quad f > f_2$$

O comportamento do circuito de entrada também está na figura 151. Observa-se que quando  $K = 1$  e  $f = f_2$ , o transistor estará conjugadamente casado nesta frequência e descasado nas frequências inferiores, de forma a manter o ganho constante. Normalmente  $K \leq 1$  devido às limitações impostas pelo transistor e pelos circuitos de casamento, o que reduz o ganho

### Limitações do transistor

O último elemento da rede de adaptação deve ser conectado ao transistor por meio de um fio, que introduz uma indutância adicional ( $L_s$ ). Este é um dos elementos que mais limita a banda passante, como se verifica pela equação:

$$\Delta f = f_o / Q = r_b / (2 \pi \cdot L_s)$$

resultante do modelo empregado para um transistor bipolar (Figura 38) do capítulo 3. Este fator, porém, é relativo, visto que a banda também é significativamente afetada pela influência da carga na impedância de entrada.

### Limitações do circuito

Esta condição está relacionada à dificuldade de adaptar a baixa impedância de entrada do transistor à impedância do gerador. Pode ocorrer que o circuito capaz de efetuar esta transformação seja irrealizável fisicamente. De modo geral, quanto maior a relação de transformação da impedância do gerador para a parte real da impedância do transistor, menor será a banda e mais difícil será mantê-la, ao colocar em cascata os amplificadores.

Como não existem fórmulas imediatas que permitam prever a banda passante e, como nos utilizaremos de programas de análise de circuitos, adotaremos o critério do MGD para a frequência superior ( $f_2$ ). Os filtros de polarização e de desacoplamento DC, podem auxiliar na limitação da frequência inferior ( $f_1$ ).

#### 4.4.2 Amplificador de um estágio

##### 4.4.2.1 Características do componente

A meta inicial foi construir um amplificador de banda larga com ganho especificado na frequência superior (4,0 GHz), em torno de 8,0 dB. O transistor tipo HP 35862 E foi caracterizado entre 1,8 e 4,2 GHz no analisador de circuitos (Fig. 115), obtendo-se um MGD de 8,7 dB em 4,0 GHz. Apesar deste tipo de transistor não representar o estado atual da arte, preenche os objetivos propostos sendo adequado para exemplificar o projeto de um amplificador de banda larga.

Os objetivos iniciais do projeto foram:

ganho de potência = 8,0 dB

coeficiente de onda estacionária máxima = 2,0  
(entrada e saída)

banda de frequência = 3,0 a 4,0 GHz

Na tabela 4.4.1 encontram-se os parâmetros de espalhamento, índice de estabilidade e o máximo ganho disponível, para as três frequências do projeto inicial.

TABELA 4.4.1

| f<br>GHz | $S_{11}$  | $S_{12}$  | $S_{21}$ | $S_{22}$  | $\Delta$     | K     | MGD<br>dB |
|----------|-----------|-----------|----------|-----------|--------------|-------|-----------|
| 3,0      | 0,45/170° | 0,111/52° | 2,48/60° | 0,50/-42° | 0,09/-114,2° | 1,006 | 13,0      |
| 3,5      | 0,51/163° | 0,118/52° | 2,13/54° | 0,48/-51° | 0,03/-147,3° | 1,016 | 11,8      |
| 4,0      | 0,51/153° | 0,123/52° | 1,70/45° | 0,50/-53° | 0,05/+108,1° | 1,174 | 8,7       |

Os valores de K indicam que o transistor é incondicionalmente estável em toda a banda, facilitando o projeto. Outros parâmetros de interesse estão na tabela 4.4.2.



TABELA 4.4.2

| f<br>GHz | C <sub>1</sub> | D <sub>1</sub> | C <sub>2</sub> | D <sub>2</sub> |
|----------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 3,0      | 0,47/165,4°    | 0,20           | 0,52/45,8°     | 0,24           |
| 3,5      | 0,51/161,5°    | 0,26           | 0,48/-52,5°    | 0,23           |
| 4,0      | 0,49/154,6°    | 0,26           | 0,48/-56,5°    | 0,25           |

4.4.4.2 Determinação do circuito de saída

Para a escolha da impedância de saída em termos de coeficiente de reflexão, recorre-se aos círculos de ganho constante. Sua localização é determinada pelas equações 2.20 e 2.21.

TABELA 4.4.3

| f (GHz) | 3,0             |                 | 3,5             |                 | 4,0             |                 |
|---------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| G (dB)  | R <sub>g2</sub> | ρ <sub>g2</sub> | R <sub>g2</sub> | ρ <sub>g2</sub> | R <sub>g2</sub> | ρ <sub>g2</sub> |
| 7,0     | 0,35/46°        | 0,65            | 0,42/53°        | 2,57            | 0,58/57°        | 0,37            |
| 8,0     | 0,43/46°        | 0,57            | 0,51/53°        | 0,49            | 0,68/57°        | 0,24            |
| 9,0     | 0,51/46°        | 0,49            | 0,60/53°        | 0,39            | 0,77/57°        | 0               |

Os resultados da tabela 4.4.3 estão no âbaco de Smith da figura 152. Se o objetivo é obter um ganho de 8 dB na banda 3,0 a 4,0 GHz, deve-se escolher um circuito tal que, seu coeficiente de reflexão em cada frequência situe-se sobre o círculo de ganho desejado. Além disso, a figura indica 3 possibilidades:

- Na curva 1, o coeficiente de reflexão apresenta uma variação muito grande na impedância.
- Na curva 2, a variação do coeficiente de reflexão não é grande, nem é alto o nível de impedâncias.
- Na curva 3, a variação é menor, porém, o nível de impedâncias é muito alto, mais suscetível a efeitos parasitas.



Na frequência central, sobre o círculo de 9 dB de ganho, o ponto escolhido A, tem um coeficiente de reflexão com fase igual a  $90^0$ , distante  $\lambda/8$  de uma impedância resistiva igual a:

$$Z_1 = 12 \text{ Ohms}$$

$$Z_0 = (12 \cdot 50)^{1/2} = 25,0 \text{ Ohms}$$

O elemento de compensação constituído por um toco em aberto, foi projetado com base na reatância residual do transformador  $\lambda/4$  na frequência superior de banda.

$$Z = Z_0 \cdot \left[ \frac{Z_c + jZ_0 \operatorname{tg}\theta}{Z_0 + jZ_c \operatorname{tg}\theta} \right]$$

$$\theta = \frac{360 \cdot 21,43}{75} = 102,86^\circ$$

$$Z = 12,38 + j 4,22 \text{ Ohms}$$

$$Y = 69,66 - j 22,57 \text{ mmhos}$$

Cálculo da impedância característica do toco cuja susceptância vale + 22,57 mmhos:

$$Y_t = j \frac{\operatorname{tg}\theta_t}{Z_{ot}}$$

$$\theta = \frac{360 \cdot 42,857}{75} = 205,7^\circ$$

$$Z_{ot} = 20,0 \text{ Ohms}$$

Os parâmetros do circuito de saída inicial, cujo diagrama é análogo ao da figura 84, estão relacionados a seguir:

| elemento           | $Z_o$ (Ohms) | $\theta^\circ$ |
|--------------------|--------------|----------------|
| 1 - linha série    | 50,0         | 45,0           |
| 2 - toco em aberto | 20,0         | 180,0          |
| 3 - linha série    | 25,0         | 90,0           |

O comportamento deste circuito com a frequência, foi simulado pelo programa de análise de circuitos passivos. Os resultados estão na tabela 4.4.4.

TABELA 4.4.4

| f<br>GHz | $\Gamma$  |
|----------|-----------|
| 3,0      | 0,55/102° |
| 3,5      | 0,60/ 90° |
| 4,0      | 0,55/ 78° |

4.4.2.3 Determinação do circuito de entrada

Com o emprego das equações 2.22 e 2.23, constroem-se os círculos de ganho constante, cujos parâmetros estão na tabela 4.4.5 em função do ganho e da frequência.

TABELA 4.4.5

| f (GHz) | 3,0        |              | 3,5        |              | 4,0        |              |
|---------|------------|--------------|------------|--------------|------------|--------------|
| G (dB)  | $R_{gt1}$  | $\rho_{gt1}$ | $R_{gt1}$  | $\rho_{gt1}$ | $R_{gt1}$  | $\rho_{gt1}$ |
| 7,0     | 0,40/-175° | 0,47         | 0,49/-175° | 0,40         | 0,57/-160° | 0,30         |
| 8,0     | 0,48/-175° | 0,32         | 0,58/-175° | 0,27         | 0,66/-160° | 0,09         |
| 9,0     | 0,56/-175° | 0            | 0,66/-175° | 0            | -          | -            |

Para o circuito de entrada escolheu-se uma rede em cascata. O primeiro elemento, transforma a impedância complexa em real e o segundo elemento, compensa as variações de impedância dentro da banda. Inicialmente, escolheu-se uma região comum aos três círculos de ganho constante, o que é possível neste caso. Se tal não ocorresse, escolher-se-ia uma região mais próxima possível comum aos três círculos. Ela aparece na figura 153, como um círculo hachurado. A tentativa inicial é projetar um circuito, cujo coeficiente de reflexão se comporte como indicado na figura 153.



e seu comprimento elétrico é igual a:

$$\operatorname{tg} \beta l = Z_0 \cdot \left[ \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot X_2} \right]$$

$$\theta_4 = 58,78^\circ$$

$$l = 14 \text{ mm}$$

Para determinar os parâmetros do elemento de compensação série, supõe-se que a impedância  $Z$  do circuito, praticamente não se altera com a variação de frequência. Então, estudamos a variação da impedância do primeiro elemento. O módulo do coeficiente de reflexão não se altera, porém, aparece uma rotação de fase na frequência superior, da ordem de:

$$\theta_4 = \frac{360 \cdot 14}{75} = 67,20^\circ$$

que corresponde a um avanço de  $8,42^\circ$ , ou seja,

$$\Delta (l/\lambda) = 0,023$$

O avanço  $\Delta (l/\lambda)$  está indicado na figura 153 de onde se obtém:

$$z = 2,05 - j 0,56$$

$$Z' = 45,10 - j 12,32 \text{ Ohms}$$

O elemento de compensação deverá ter um comprimento de  $\lambda/2$  e uma impedância característica  $Z_{05}$  calculada a partir da equação 3.6.

$$Z_{05}^2 + Z_{05} \cdot X \cdot \left( \frac{1 - \tan^2 \theta}{\tan \theta} \right) - (R^2 + X^2) = 0$$

$$Z_{05} = \frac{24,12 \pm 96,57}{2} \text{ Ohms}$$

Escolhendo a impedância característica mais alta, visto que a menor não tem significado físico, resulta  $Z_{05} = 60,5$  Ohms.

Os parâmetros referentes ao circuito de entrada análogo ao da figura 73 inicial, se encontram a seguir:

| elemento        | $Z_0$ (Ohms) | $\theta^\circ$ |
|-----------------|--------------|----------------|
| 4 - linha série | 22,0         | 58,0           |
| 5 - linha série | 60,5         | 180,0          |

#### 4.4.2.4 Análise e otimização

Simulando o comportamento do amplificador no programa de análise de circuitos ativos, resultou a tabela 4.4.6. O cálculo leva em conta as perdas ( $\approx 0,05$  dB / comprimento de onda) das microlinhas como medida no sistema analisador de amplitudes (6).

TABELA 4.4.5

| Freq.<br>GHz | C.O.E.  |       | Ganho de pot.<br>dB |
|--------------|---------|-------|---------------------|
|              | entrada | saída |                     |
| 3,0          | 2,73    | 7,02  | 7,5                 |
| 3,5          | 1,97    | 4,14  | 8,2                 |
| 4,0          | 1,12    | 2,23  | 7,5                 |

Embora as características do amplificador inicial sejam razoáveis, convém otimizar o casamento do circuito de saída e aumentar o ganho de potência, pois, em média se encontra abaixo do que se pretende. Para a otimização com o emprego do programa descrito no capítulo 3, escolheram-se pesos de forma a dar maior importância a um melhor casamento do que a nivelção do ganho de potência. A tabela 4.4.7 mostra os objetivos dentro e fora da banda passante, que constituem o critério de otimização para este circuito.

TABELA 4.4.7

|                   | dentro da banda | fora da banda | pesos     |
|-------------------|-----------------|---------------|-----------|
| Ganho de potência | 8,0             | 5,0           | $K_1 = 1$ |
| C.O.E. na entrada | 1,5             | 4,0           | $K_2 = 5$ |
| C.O.E. na saída   | 1,5             | 4,0           | $K_3 = 5$ |

Escolheram-se para os parâmetros que controlam a amplitude dos movimentos do processo de otimização, os valores:

$$\text{aceleração} = 0,2$$

$$\text{passo inicial} = 0,5$$

Desta forma estabelece-se uma lenta variação dos parâmetros  $\theta$ ,  $Z_0$ , de forma a otimizar o circuito inicial. Se escolhermos uma rápida variação, circuitos com bom compromisso ganho x C.O.E., poderiam ser suprimidos.

Após 5 iterações, o circuito inicialmente proposto sofreu algumas transformações sublinhadas a seguir.

| elemento | $Z_o$ (Ohms) | $\theta^\circ$ |
|----------|--------------|----------------|
| 1        | 50,0         | <u>67,5</u>    |
| 2        | 20,0         | 180,0          |
| 3        | <u>36,2</u>  | 77,3           |
| 4        | <u>33,0</u>  | 58,8           |
| 5        | <u>59,8</u>  | 180,0          |

Na tabela 4.4.8 está o desempenho do novo circuito.

TABELA 4.4.8

| f<br>GHz | C.O.E.<br>entrada | saída | Ganho de potência<br>(dB) |
|----------|-------------------|-------|---------------------------|
| 3,0      | 1,8               | 2,0   | 10,0                      |
| 3,5      | 2,0               | 2,0   | 8,6                       |
| 4,0      | 2,0               | 1,4   | 7,1                       |

Os resultados estão mais próximos dos objetivos propostos. Se mais iterações forem efetuadas nestas condições, provavelmente obteremos C.O.E. = 1,5, porém o ganho de potência, certamente estará desnivelado. Trocando os pesos correspondentes de modo a dar uma maior prioridade ao ganho, porém, sem deteriorar excessivamente o C.O.E., mais 5 iterações foram efetuadas com  $K_1 = 5$ ;  $K_2 = K_3 = 1$ . O número de frequências de análise foi aumentada de 3 para 7, para melhor verificação do comportamento do circuito dentro e fora da banda. As modificações no circuito novamente aparecem sublinhadas a seguir.

| elemento | $Z_o$ (Ohms) | $\theta^\circ$ |
|----------|--------------|----------------|
| 1        | <u>65,0</u>  | <u>50,0</u>    |
| 2        | <u>24,5</u>  | 180,0          |
| 3        | <u>34,6</u>  | <u>78,0</u>    |
| 4        | 22,0         | <u>54,0</u>    |
| 5        | 74,0         | 180,0          |



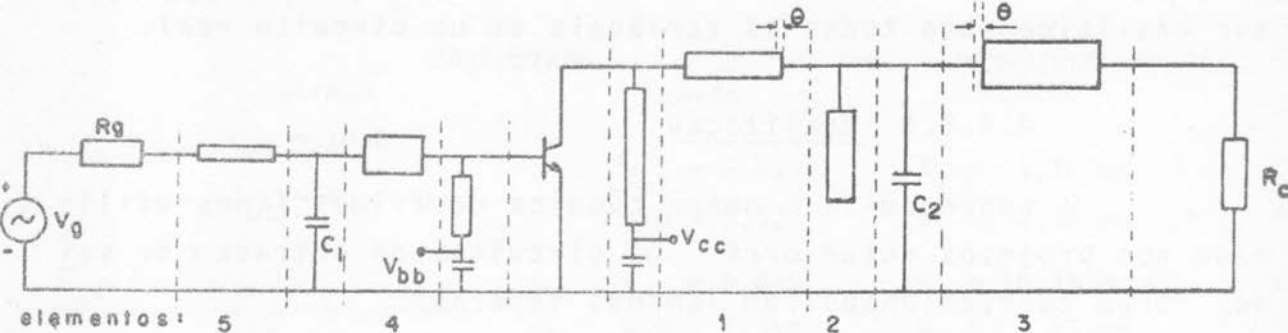
A variação da impedância do transistor com a frequência é lenta e imperceptível na escala de 100 MHz. Portanto, o passo de 250 MHz adotado para análise é suficiente para simular o comportamento em toda a banda do amplificador.

A tabela 4.4.9 mostra o comportamento do amplificador.

TABELA 4.4.9

| GHz   | C.O.E.         |       | Perda de retorno (dB) |       | Ganho de potência (dB) |
|-------|----------------|-------|-----------------------|-------|------------------------|
|       | entrada        | saída | entrada               | saída |                        |
| 2,75  | 3,6            | 3,0   | 5,0                   | 6,0   | 10,0                   |
| ----- |                |       |                       |       |                        |
|       | banda passante |       |                       |       |                        |
| 3,00  | 2,3            | 3,2   | 8,1                   | 6,0   | 9,8                    |
| 3,25  | 1,8            | 3,1   | 10,3                  | 6,0   | 9,6                    |
| 3,50  | 1,7            | 2,6   | 11,3                  | 7,0   | 9,1                    |
| 3,75  | 1,6            | 2,5   | 12,6                  | 7,3   | 8,2                    |
| 4,00  | 1,4            | 2,1   | 14,2                  | 9,0   | 7,9                    |
| ----- |                |       |                       |       |                        |
| 4,25  | 1,3            | 1,8   | 18,0                  | 10,0  | 7,4                    |

As pequenas modificações nos parâmetros do circuito inicial resultaram em maior ganho e melhor casamento na entrada e na saída. Não há necessidade de mais iterações, visto que atingiu-se um ponto de compromisso entre ganho e C.O.E. Um maior ganho de potência, incorrerá num maior descasamento. Um melhor casamento, acarretará não só maior desnivelção do ganho, como sua redução na frequência superior. Posto isto, adota-se esta solução como definitiva. A etapa seguinte consiste em avaliar os efeitos de descontinuidade no desempenho geral do amplificador. Os elementos parasitas introduzidos (valores simulados por computação), estão na figura 154 e a tabela 4.4.10 apresenta o provável comportamento final.



alargamento -  $C_1 = 0.9 \text{ pF}$

cruzamento -  $C_2 = 0.4 \text{ pF} / \theta = 2^\circ$

filtro de polarização =  $Z_0 - 90 \text{ Ohms} / \theta - 90^\circ$

Fig. 154 Circuito equivalente com inclusão de efeitos de descontinuidade.

TABELA 4.4.10

| f<br>GHz       | C.O.E.  |       | Perda de retorno (dB) |       | Ganho de potência<br>(dB) |
|----------------|---------|-------|-----------------------|-------|---------------------------|
|                | entrada | saída | entrada               | saída |                           |
| 2,25           | 3,5     | 2,8   | 5,0                   | 6,3   | 10,0                      |
| banda passante |         |       |                       |       |                           |
| 3,00           | 2,1     | 2,9   | 9,0                   | 6,3   | 9,8                       |
| 3,25           | 1,7     | 3,0   | 11,7                  | 6,0   | 9,6                       |
| 3,50           | 1,7     | 2,6   | 11,7                  | 7,2   | 9,0                       |
| 3,75           | 1,6     | 2,5   | 12,7                  | 7,3   | 7,3                       |
| 4,00           | 1,5     | 2,1   | 14,0                  | 8,9   | 7,6                       |

Conclue-se, da comparação entre as tabelas 4.4.9 e 4.4.10, que os efeitos parasitas introduzidos, tenderão a melhorar o casamento na entrada e a reduzir o ganho de potência no máximo em 0,3 dB. Na prática, variações desta ordem, são normalmente desprezadas, visto que não existem meios de representar analiticamente todas as variáveis de um circuito real.

#### 4.4.2.5 Realização

Empregou-se a mesma técnica de filmes finos utilizada nos projetos anteriores. Os circuitos de entrada e de saída, foram confeccionados em lâminas separadas.

Para minimizar efeitos capacitivos de um toco simples ( $Y_2$ ), utilizou-se um toco balanceado ( $Y_t$ ) o qual possui mesmo comprimento, porém, metade da admitância no ponto de cruzamento.

A admitância total no cruzamento, vale:

$$Y_2 = 1/Z_{02} = 1/24,6 = 40,65 \text{ mmhos}$$

$$Y_t = Y_2/2 = 20,33 \text{ mmhos}$$

Para o cálculo da impedância característica do toco, emprega-se a equação de linha:

$$Y_t = j \operatorname{tg} \theta_t / Z_{0t}$$

$$Z_{0t} = j \operatorname{tg} \theta_t / Y_t = j \operatorname{tg} 205,7^\circ / 20,33$$

$$Z_{0t} = 42,03 \text{ Ohms}$$

### Circuitos de adaptação de impedâncias

Da referência (3), resultam (Alumina Alsimag 995 - fabricados pela 3 M.

| PARÂMETROS                   |                         | DIMENSÕES<br>FINAIS         |  |
|------------------------------|-------------------------|-----------------------------|--|
| entrada                      | saída                   |                             |  |
| $\epsilon_r = 10,0$          | $\epsilon_{ef} = 6,42$  | $\ell_1 = 4,70 \text{ mm}$  |  |
| $Z_{o1} = 65 \text{ Ohms}$   | $W/H = 0,52$            | $W_1 = 0,36 \text{ mm}$     |  |
| $Z_{o2} = 42,2 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 6,875$ | $\ell_2 = 16,35 \text{ mm}$ |  |
|                              | $W/H = 1,359$           | $W_2 = 0,95 \text{ mm}$     |  |
| $Z_{o3} = 34,6 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 7,13$  | $\ell_3 = 6,96 \text{ mm}$  |  |
|                              | $W/H = 1,93$            | $W_3 = 1,35 \text{ mm}$     |  |
| $Z_{o4} = 22 \text{ Ohms}$   | $\epsilon_{ef} = 7,72$  | $\ell_4 = 4,63 \text{ mm}$  |  |
|                              | $W/H = 3,78$            | $W_4 = 2,65 \text{ mm}$     |  |
| $Z_{o5} = 44 \text{ Ohms}$   | $\epsilon_{ef} = 6,29$  | $\ell_5 = 17,09 \text{ mm}$ |  |
|                              | $W/H = 0,36$            | $W_5 = 0,25 \text{ mm}$     |  |

o efeito de dispersão no elemento 2, não foi levado em conta, para permitir posterior ajuste do amplificador.

### Filtro de polarização

Idêntico àquele empregado no amplificador sintonizado em montagem base comum. Da referência (3) resultam:

| PARÂMETROS                      |                        | DIMENSÕES<br>FINAIS                       |  |
|---------------------------------|------------------------|-------------------------------------------|--|
| entrada                         | saída                  |                                           |  |
| $\epsilon_r = 10,0$             |                        |                                           |  |
| $Z_{op} = 90 \text{ Ohms}$      | $\epsilon_{ef} = 6,15$ | $\ell_{p1} = 8,64 \text{ mm}$             |  |
|                                 | $W/H = 0,185$          | $W_{p1} = 0,13 \text{ mm}$                |  |
| $Z_{op} = 18,7 \text{ Ohms}$    | $\epsilon_{ef} = 7,92$ | $\ell_{p2} = 7,61 \text{ mm}$             |  |
|                                 | $W/H = 4,64$           | $W_{p2} = 3,25 \text{ mm}$                |  |
| correção do efeito de dispersão |                        | $\ell_{p2} - \Delta\ell = 7,3 \text{ mm}$ |  |

### Filtro passa faixa

O emprego de capacitores tipo "chip" para desacoplamento da corrente contínua, apresenta alguns inconvenientes, dentre eles: a introdução de uma descontinuidade no circuito e a necessidade de solda do mesmo sobre as microlinhas.

Sob certas condições as microlinhas acopladas permitem não só isolar a corrente contínua, como bloquear baixas frequências, tornando o amplificador imune a efeitos de instabilidade, visto o alto ganho dos transistores nestas frequências. Impondo as condições  $Z_2 = Z_4 = \infty$  e  $R_g = Z_c = 50$  Ohms no circuito da figura 90 (Cap. 3), diversas características foram levantadas para este circuito e apresentadas em (6). Obteve-se banda passante da ordem de 45%.

Empregando o programa da referência (7), resultam:

| PARÂMETROS          |                        | DIMENSÕES             |
|---------------------|------------------------|-----------------------|
| entrada             | saída                  | FINAIS                |
| $\epsilon_r = 10,0$ |                        | $S = 0,030$ mm        |
| $S/H = 45$          | $\epsilon_{ef} = 6,23$ | $W = 0,17$ mm         |
| $Z_o = 50$ Ohms     | $W/H = 0,25$           | $\lambda/4 = 8,59$ mm |

Após a confecção do circuito resultou  $S = 38$   $\mu$ m, ou seja, uma impedância característica equivalente da ordem de 48,85 Ohms.

### Circuito de polarização

Foi empregado um circuito idêntico àquele do amplificador sintonizado em emissor comum.

O circuito final está ilustrado na figura 155.

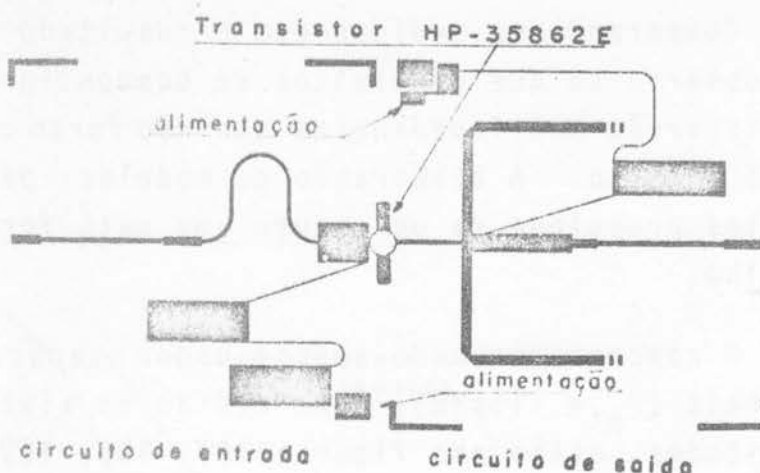


Fig. 155 Projeção das máscaras correspondentes ao circuito final.

#### 4.4.2.6 Resultados experimentais

##### Condições de medidas

Os equipamentos empregados nos testes, bem como suas condições de operação, são análogas às descritas nos projetos anteriores. Inicialmente, verificou-se o comportamento das redes de casamento no sistema analisador de circuitos (Fig. 156).

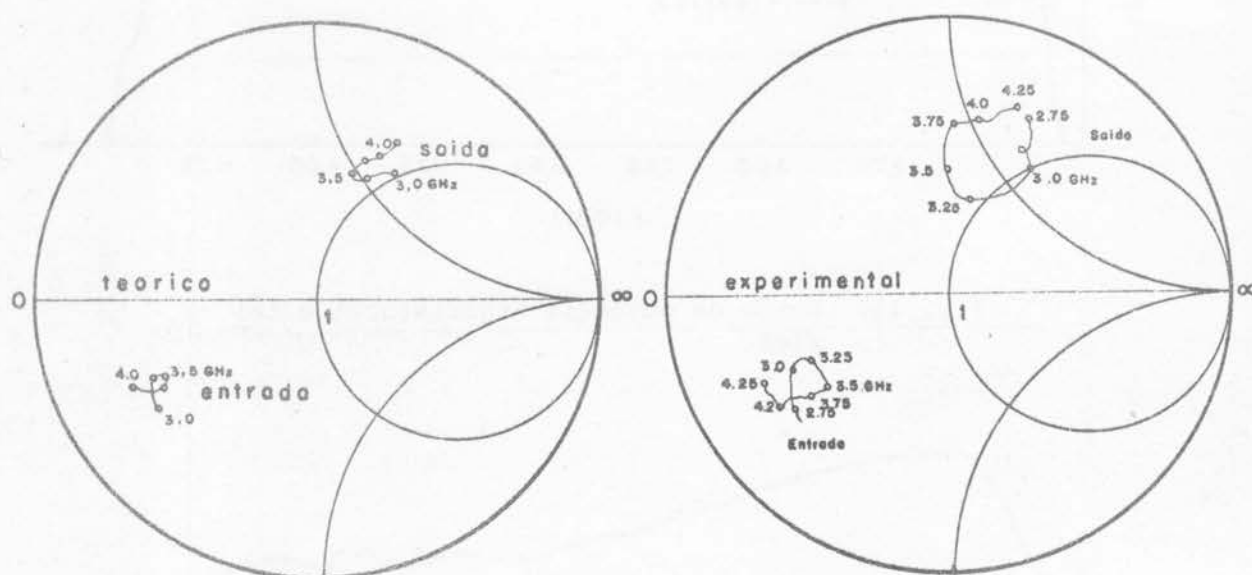


Fig. 156 Comportamento teórico e experimental.

Comparando as medidas com o resultado previsto teoricamente, observa-se que os efeitos de descontinuidade provocaram uma dispersão nas impedâncias que não foram completamente previstas no projeto. A elaboração de modelos para correção destes efeitos prescinde de um estudo que está fora do escopo deste trabalho.

O comportamento do amplificador quando excitado com pequenos sinais ( $P_e = -15\text{dBm}$ ), como medido no sistema analisador de amplitudes, estão nas figuras 157, 158, 159 e 160.

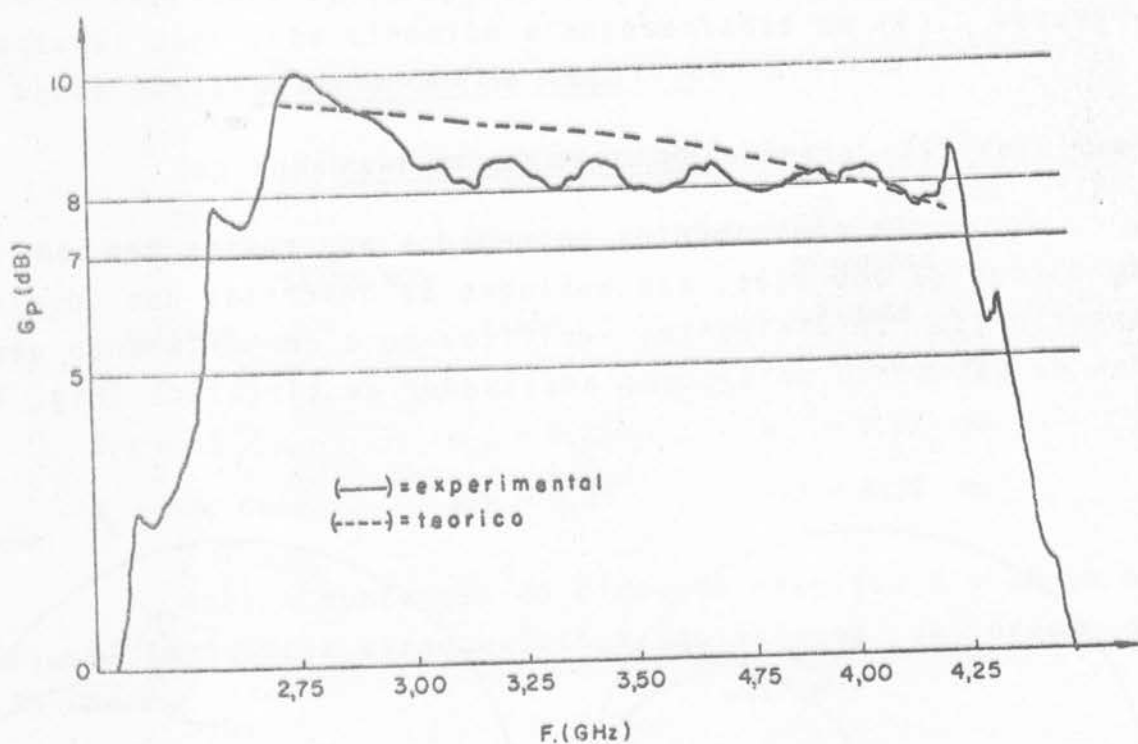


Fig. 157 Ganho de potência experimental e teórico.

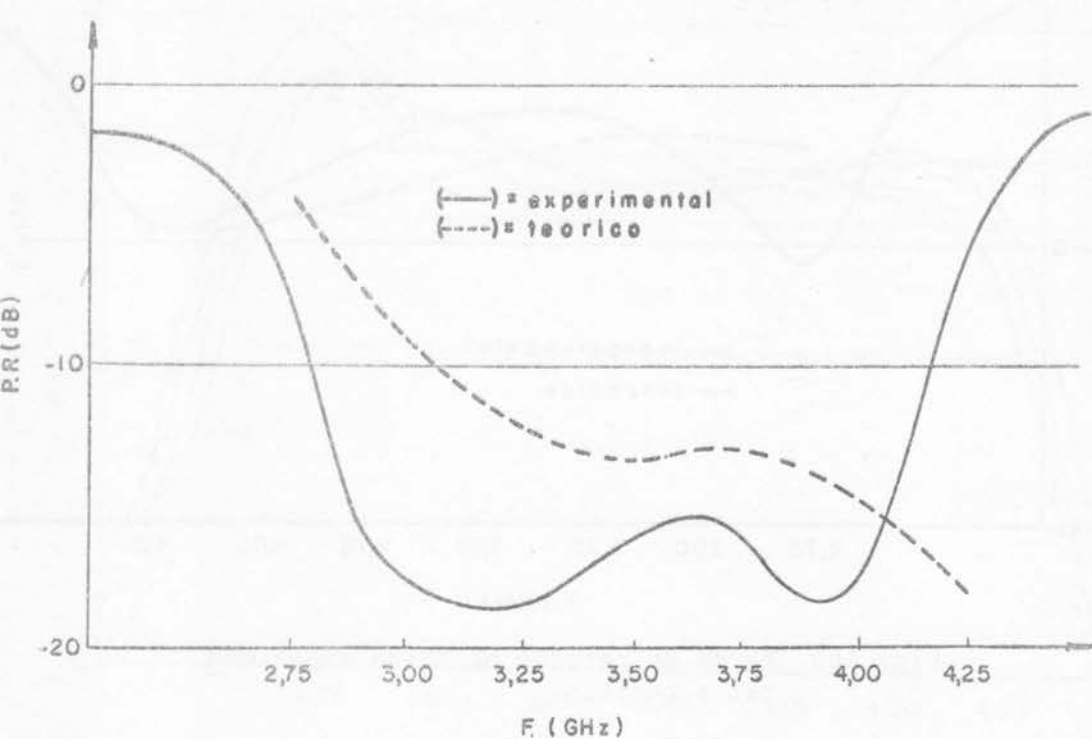


Fig. 158 Perda de retorno na entrada experi-  
mental.

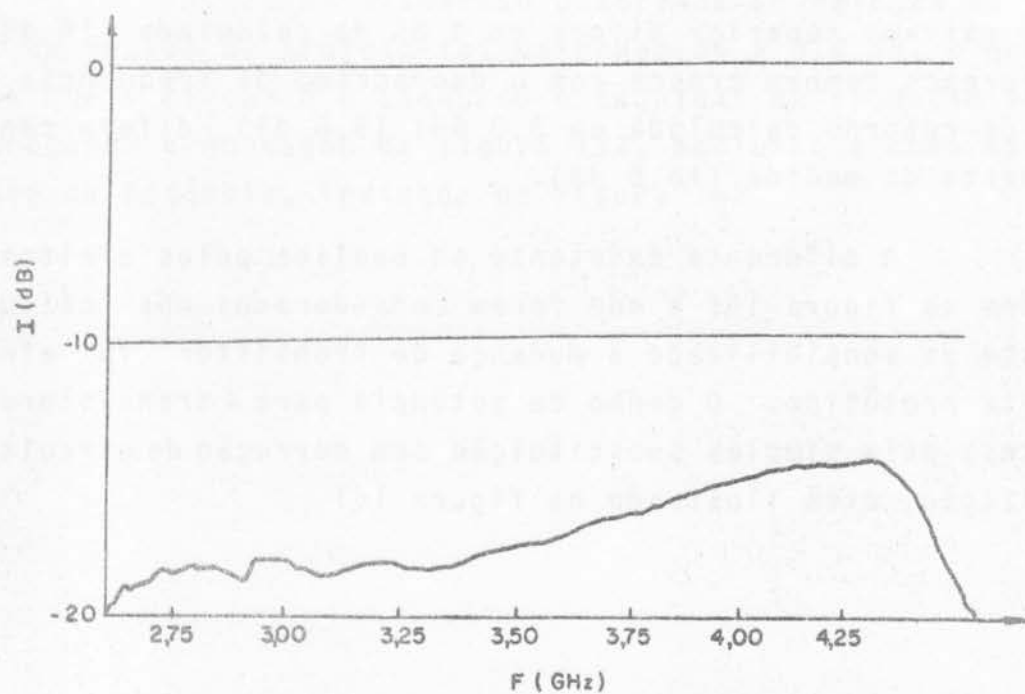


Fig. 159 Isolação.



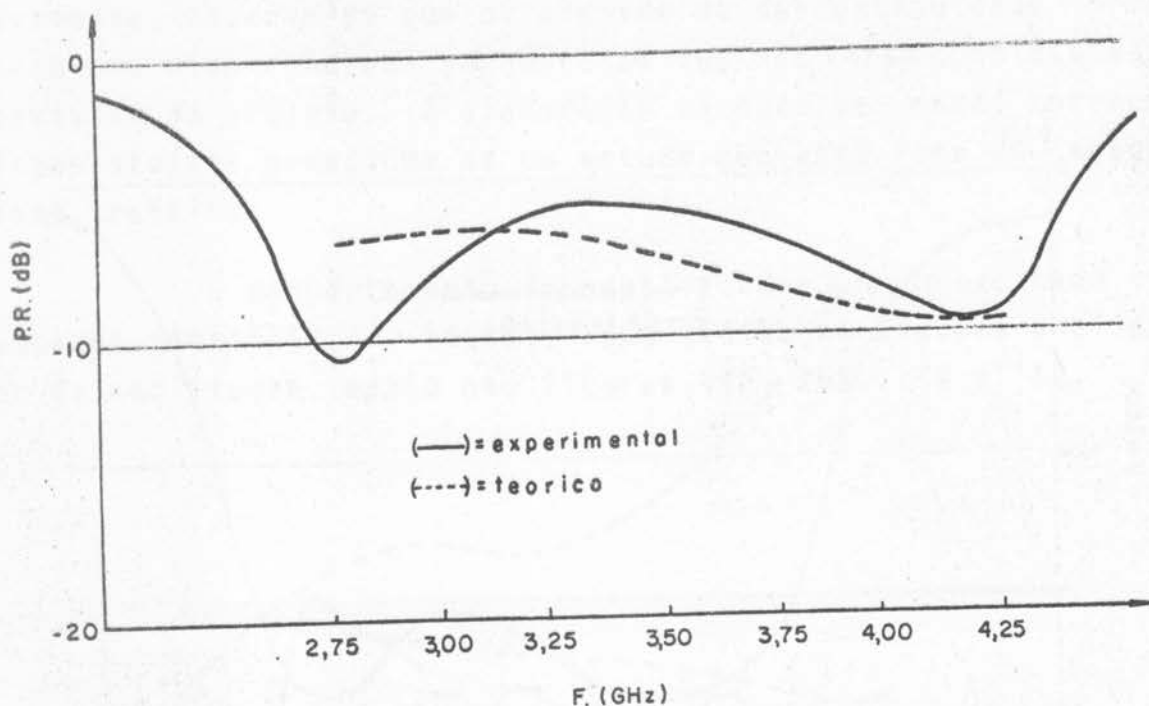


Fig. 160 Perda de retorno na saída experimental e teórico.

Observa-se que no extremo superior da banda o ganho de potência está dentro do previsto. Com o decréscimo da frequência, o desvio entre o calculado e o medido, cresce até 1,0 dB em 3,0 GHz. Por sua vez, a perda de retorno medida (18 dB) no extremo superior difere em 4 dB da calculada (14 dB). Esta diferença também cresce com o decréscimo da frequência. A perda de retorno calculada em 3,0 GHz (9,0 dB), difere consideravelmente da medida (16,0 dB).

A diferença existente se explica pelos efeitos que aparecem na figura 155 e não foram considerados nos cálculos. Um teste da sensibilidade à mudança de transistor foi efetuado neste protótipo. O ganho de potência para 4 transistores diferentes, pela simples substituição sem correção do circuito ou polarização, está ilustrado na figura 161.

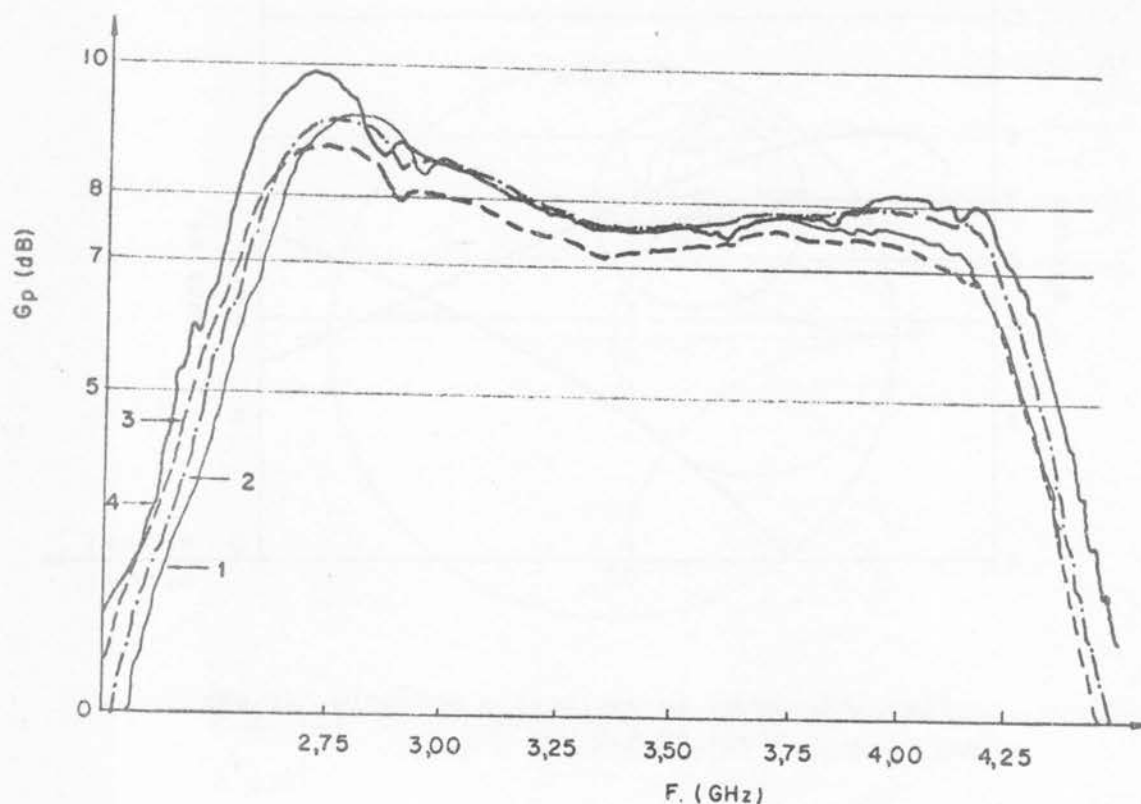


Fig. 161 Variação do ganho de potência para 4 transistores diferentes.

A máxima dispersão observada em relação ao transistor empregado no projeto foi da ordem de  $\pm 0,5$  dB, o que significa que o circuito é adequado a técnicas de produção em série. Empregando a montagem da figura 133, mediu-se a compressão do ganho de potência, indicada na figura 162.

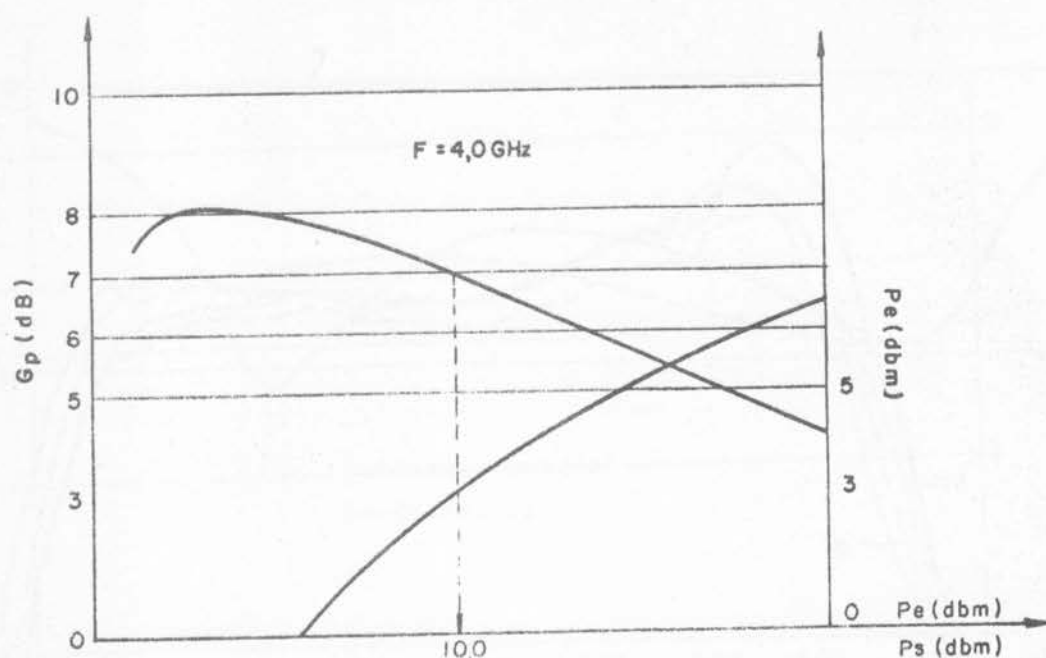


Fig. 162 Ganho de potência x potência de entrada em 4,0 GHz

#### 4.4.2.7 Operação em média potência

O presente trabalho considera média potência para um amplificador, o ponto onde o ganho comprime-se em 1 dB com a elevação da potência de entrada. Nestas condições, a teoria do capítulo 2 ainda pode ser aplicada a projetos, visto que as não-linearidades introduzidas serão mínimas. Mencionou-se anteriormente, que uma das impedâncias sobre o círculo de ganho constante, certamente deve fornecer uma maior potência de saída.

Aproveitando os circuitos construídos para o amplificador de banda larga, simulou-se no computador, qual o comportamento do circuito, ao variar o comprimento do toco. Considerando os efeitos de descontinuidade, observa-se que o circuito se desloca entre os círculos de 8,0 e 9,0 dB de ganho, (Fig. 163).

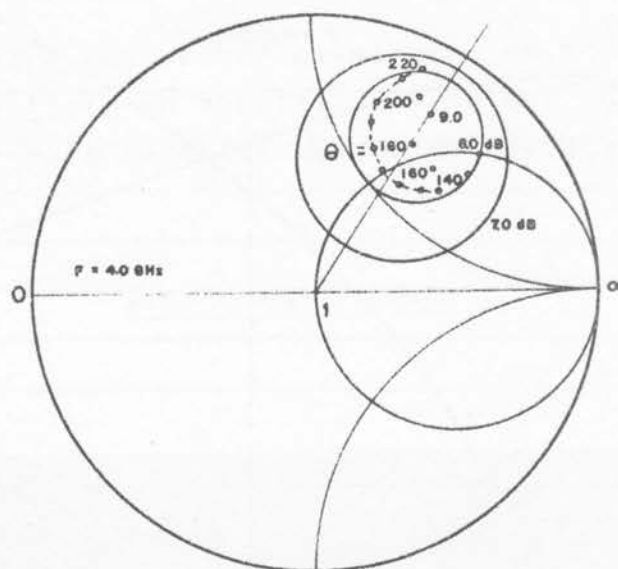


Fig. 163 Comportamento do circuito de saída ao variar o comprimento do toco de  $\theta = 140^\circ$  a  $220^\circ$ .

Dois circuitos com  $\theta = 200^\circ$  e  $140^\circ$  foram confeccionados e o resultado, comparado com o circuito anterior ( $\theta = 180^\circ$ ) para a polarização  $V_{CE} = 15$  volts;  $I_C = 15$  mA. Em 4,0 GHz a potência de saída com ganho comprimido era da ordem de +10 dBm. O circuito com  $\theta = 200^\circ$  apresentou um aumento da potência de saída de cerca de 2 dB e aquele com  $\theta = 140^\circ$ , apresentou uma redução de 1,0 dB na potência de saída em relação a  $\theta = 180^\circ$  (projetado). O aumento da corrente de emissor, reduz o ganho de pequenos sinais do amplificador, porém aumenta sua potência de saída. Desta forma, a variação de corrente de emissor, permite otimizar o desempenho em potência de um amplificador. Variando  $I_C$  de 15 para 18 mA com o circuito de  $\theta = 200^\circ$ , obteve-se um aumento de cerca de 1 dB, resultando numa potência total =  $\pm 13,0$  dBm, com ganho de potência de 7,0 dB (Fig. 164).

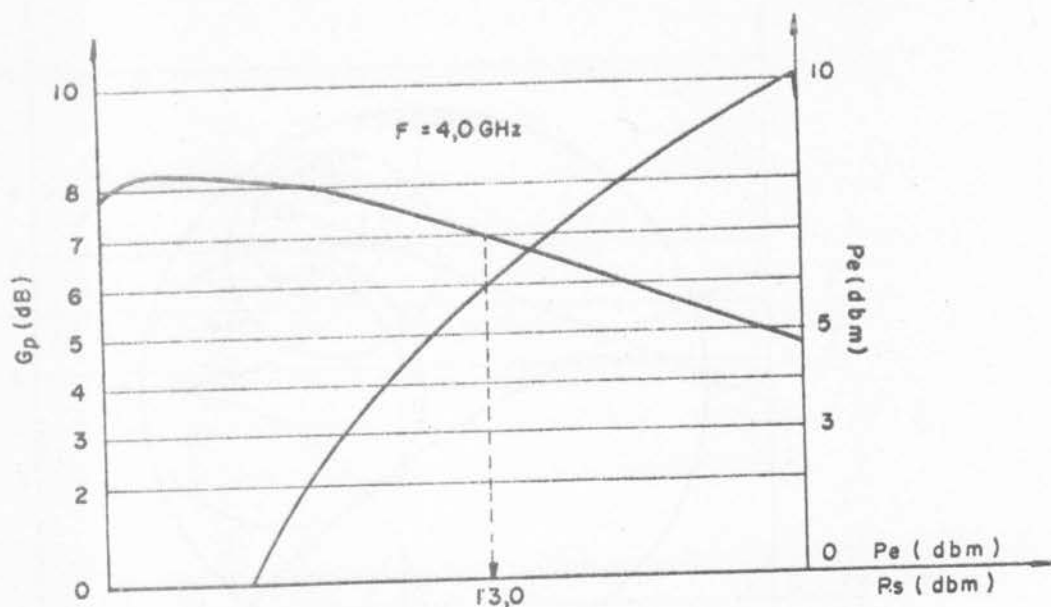


Fig. 164 Ganho de potência x potência de entrada em 4,0 GHz.

#### 4.4.2.8 Comentários

1. O sistema de teste para transistores montados em cápsulas tipo HPAC-70, existente no LME, permitem desprezar os erros das medidas, face às especificações do fabricante.

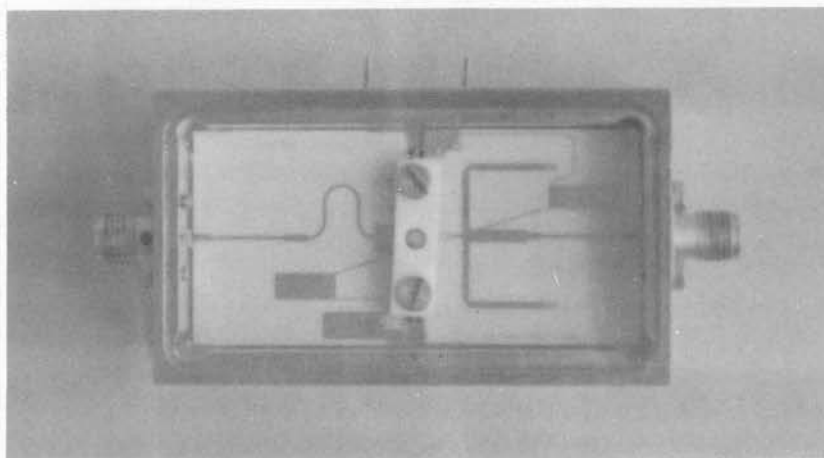
2. Os resultados experimentais indicam que o ganho de potência (8,2 dB) na frequência superior (4,0 GHz) é inferior ao previsto teoricamente (8,7 dB). Esta diferença se deve aos efeitos de descontinuidade, discutidos anteriormente e foram apenas aproximadamente levados em conta.

3. Amplificadores de banda larga estão se tornando mais populares face à versatilidade de suas aplicações. Em sistemas de microondas, um deles (com diversos estágios) pode substituir uma série de amplificadores sintonizados para cobrir a mesma banda. Em muitas interfaces, ao invés de um circulador (com isolamento da ordem de 30 dB), pode-se empregar amplificadores (com isolamento da ordem de 15 dB) com a vantagem de adicionar potência ao sinal ao invés de atenuá-lo.

Se convenientemente projetado para baixo ruído, utilizando transistores especiais para esta aplicação, é adequado ao emprego em estágios de entrada de recepção.

4. Para uma melhor otimização em média potência, o circuito de saída (toco em aberto) deveria ser construído com comprimento maior para permitir uma maior variação de sua impedância.

FOTO DO AMPLIFICADOR



#### 4.4.3 Amplificador de dois estágios

##### 4.4.3.1 Características do componente

O transistor escolhido é do mesmo tipo utilizado no amplificador de um estágio. Desta forma pode-se aproveitar os circuito de entrada e saída daquele amplificador, restando o projeto do circuito entre estágios.

Os objetivos iniciais do projeto foram:

|                          |               |
|--------------------------|---------------|
| ganho de potência        | 16,0 dB       |
| banda de frequência      | 3,0 - 4,0 GHz |
| C.O.E. (entrada e saída) | 2,0           |

##### 4.4.3.2 Determinação do circuito entre estágios

Na elaboração deste circuito algumas limitações foram impostas ao projeto, entre elas:

- a dimensão física já está definida. Ele deverá ser confeccionado sobre uma lâmina quadrada de 25,4 mm de lado.
- escolheu-se um transformador com linhas acopladas para isolar a corrente contínua entre estágios e adaptar impedâncias. Sua dimensão física também já está definida ( $\theta = 90^\circ$ ), assim como os parâmetros  $Z_{oe}$  e  $Z_{oo}$ .

O circuito consiste no emprego de um ressoador no circuito de entrada do 2º estágio e de uma rede em T no circuito de saída do 1º estágio. O objetivo é transformar impedâncias complexas em resistivas, as quais serão adaptadas pelas linhas acopladas.

##### Estágio de entrada (1º estágio)

Os círculos de ganho constante para o 1º estágio (Fig. 165) levam em conta o circuito de entrada já construído. Seu coeficiente de reflexão ( $\Gamma_1$ ) foi calculado por computação e considera os efeitos de descontinuidade. As equações 2.22 e 2.23 tiveram seus índices 1 substituídos por 2 e os resultados estão na tabela 4.4.11.



TABELA 4.4.11

| f<br>GHz   | 3,0          |          |  | 3,5          |          |  | 4,0          |          |  |
|------------|--------------|----------|--|--------------|----------|--|--------------|----------|--|
| $\Gamma_1$ | 0,66/-148,5° |          |  | 0,62/-148,8° |          |  | 0,71/-148,6° |          |  |
| g<br>dB    | $R_{gt2}$    | $\rho_2$ |  | $R_{gt2}$    | $\rho_2$ |  | $R_{gt2}$    | $\rho_2$ |  |
| 7,0        | 0,40/37,3°   | 0,56     |  | 0,43/46,8°   | 0,51     |  | 0,58/53,2°   | 0,32     |  |
| 8,0        | 0,47/37,3°   | 0,48     |  | 0,51/46,8°   | 0,41     |  | 0,66/53,2°   | 0,19     |  |
| 9,0        | 0,54/37,3°   | 0,39     |  | 0,58/46,8°   | 0,29     |  | -            | -        |  |

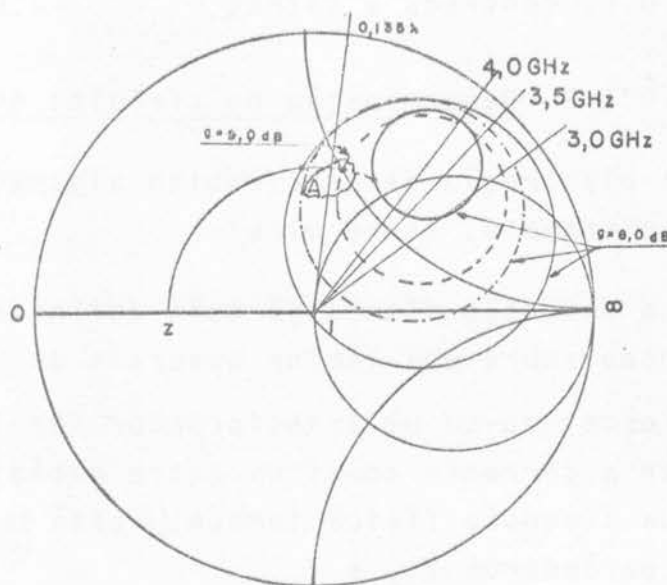


Fig. 165 Círculos de ganho constante para o 1º estágio.

Na frequência central entre os círculos de 8,0 a 9,0 dB de ganho, está o ponto A escolhido para a impedância de saída. Após percorrer o comprimento  $0,135\lambda$  a impedância resultante é:

$$z = 0,3$$

$$Z_1 = 15,0 \text{ Ohms}$$



impedância característica do transformador para elevar este nível até cerca de 30 Ohms vale:

$$Z_0 = (15 \cdot 30)^{1/2} = 21 \text{ Ohms}$$

Cálculo da impedância de entrada do transformador de 1/4 de comprimento de onda na frequência superior, para determinar sua reatância residual nesta frequência.

$$\theta = \frac{360 \times 21,43}{75} = 102,86^\circ$$

Com base na equação de linha, obtêm-se:

$$Z = 15,08 + j 2,38 \text{ Ohms}$$

$$Y = 64,70 - j 10,22 \text{ mmhos}$$

Cálculo da impedância característica do elemento de compensação constituído por um toco em aberto. Sua susceptância vale 10,22 mmhos na frequência superior.

$$\theta_t = \frac{360 \times 42,857}{75} = 205,7^\circ$$

$$Z_{ot} = 47,1 \text{ Ohms}$$

#### Estágio de saída (2º estágio)

Os círculos de ganho constante para o circuito de entrada (Fig. 166) são calculados diretamente pelas equações 2.22 e 2.23 (tabela 4.4.12). O coeficiente de reflexão do circuito de saída leva em conta efeitos de descontinuidade.

TABELA 4.4.12

| f<br>GHz   | 3,0        |          | 3,5          |          | 4,0        |          |
|------------|------------|----------|--------------|----------|------------|----------|
| $\Gamma_2$ | 0,40/70    |          | 0,49/86,5    |          | 0,66/76,4  |          |
| g<br>dB    | $R_{gt1}$  | $\rho_1$ | $R_{gt1}$    | $\rho_1$ | $R_{gt1}$  | $\rho_1$ |
| 7,0        | 0,32/-174° | 0,61     | 0,45/-171,5° | 0,47     | 0,61/-162° | 0,25     |
| 8,0        | 0,38/-174° | 0,51     | 0,53/-171,5° | 0,35     | 0,70/-162° | 0        |
| 9,0        | 0,45/-174° | 0,40     | 0,61/-171,5° | 0,19     | -          | -        |

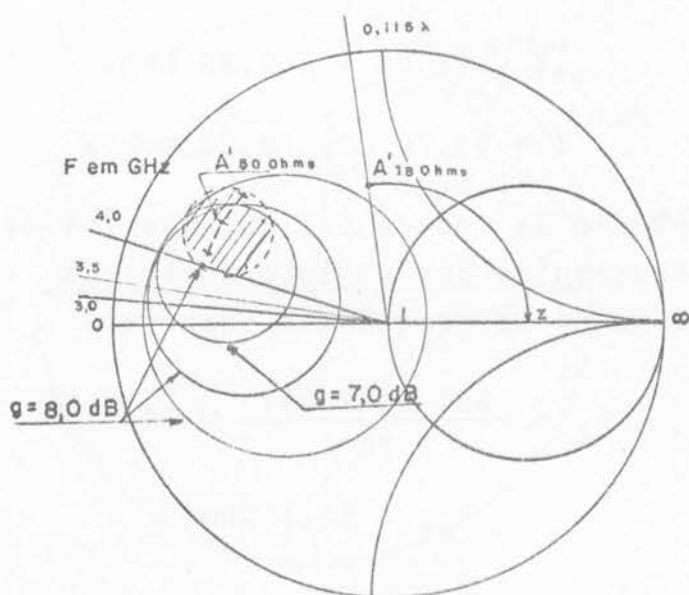


Fig. 166 Círculos de ganho constante para o 2º estágio.

Na figura 166, a área hachurada delimita a região ótima para o casamento. Escolheu-se o ponto A' na frequência central, na esperança de que o circuito se comporte da maneira indicada.

$$z = 0,2 + j\,0,26$$

$$Z = 10 + j\,13\text{ Ohms}$$

Um ressoador  $\lambda/8$  exige uma linha de  $Z_0 = 16,4$  Ohms. Na prática procura-se evitar construir impedâncias menores que 18 Ohms, quando se trabalha com substratos de alta constante dielétrica. Em baixos níveis de impedância o sinal não se propaga no modo TEM, o que invalida os programas elaborados na referência (2). Escolheu-se, então,  $Z_0 = 18$  Ohms, visto que a condição  $W < \lambda/4$  é obedecida na frequência inferior.

Conforme a figura 166, um trecho de linha com  $Z_0 = 18$  Ohms e  $\ell = 0,115 \lambda$ , transforma a impedância de entrada em 50 Ohms.

#### Transformador com linhas acopladas

O transformador de  $1/4$  de comprimento de onda equivalente capaz de elevar o nível 30 para 50 Ohms deve ter uma impedância característica da ordem de:

$$Z_{oeq} = (30 \cdot 15)^{1/2} = 38,73 \text{ Ohms}$$

Com o emprego do programa da referência (3) realizou-se uma pesquisa para verificar qual o valor da relação  $s/h$  que fornece  $Z_{oe}$  e  $Z_{oo}$  de modo que  $Z_0 = Z_{oeq}$ .

A alumina empregada tem uma constante dielétrica igual a 10. Para um espaçamento entre as linhas igual a  $40 \mu\text{m}$  encontrou-se  $Z_{oe} = 109,29$ ;  $Z_{oo} = 32,53$  que corresponde a uma impedância característica na frequência central igual a  $Z_0 = (Z_{oe} - Z_{oo})/2 = 38,38$  Ohms. Como a diferença entre as impedâncias é da ordem de 1%, adotou-se estes parâmetros como solução. A constante dielétrica foi calculada pela equação 3.6.

### Parâmetros do circuito entre estágios

| elemento          | $Z_o$ (Ohms) | $\theta$ | $\epsilon_{ef}$ | $l$ (mm)    |
|-------------------|--------------|----------|-----------------|-------------|
| 1. linha série    | 50,00        | 48,6     | 6,69            | 4,47        |
| 2. toco aberto    | 47,10        | 180,0    | 6,70            |             |
| 3. linha série    | 21,00        | 90,0     | 7,77            | 7,69        |
| 4. linha acoplada | 38,38        | 90,0     | 6,36            | 8,50        |
| 5. linha série    | 18,00        | 41,4     | 7,90            | <u>3,51</u> |
|                   |              |          |                 | 24,17       |

#### 4.4.3.3 Análise e otimização

Para simular o comportamento do amplificador (tabela 4.4.14) no computador é necessário expressar o transformador com linhas acopladas na forma de matriz  $[A B C D]$ . Com o emprego da equação 3.8, montou-se a tabela 4.4.13, para a matriz  $[A B C D]$ . A figura de ruído foi calculada com base nos parâmetros do apêndice 6.

TABELA 4.4.13

| $f$<br>GHz | $\theta^\circ$ | A     | $jB$  | $jC$  | D     |
|------------|----------------|-------|-------|-------|-------|
| 2,75       | 70,72          | 0,61  | 25,52 | 0,025 | 0,61  |
| 3,00       | 77,14          | 0,41  | 32,71 | 0,025 | 0,41  |
| 3,25       | 85,57          | 0,21  | 36,97 | 0,026 | 0,21  |
| 3,50       | 90,00          | 0     | 38,38 | 0,026 | 0     |
| 3,75       | 96,43          | -0,21 | 36,97 | 0,026 | -0,21 |

TABELA 4.4.14

| f<br>GHz | C.O.E.  |       | Figura de ruído<br>(dB) | Ganho de potência<br>(dB) |
|----------|---------|-------|-------------------------|---------------------------|
|          | entrada | saída |                         |                           |
| 3,0      | 3,67    | 3,28  | 7,5                     | 15,2                      |
| 3,5      | 2,87    | 5,34  | 6,3                     | 18,0                      |
| 4,0      | 1,34    | 1,45  | 7,5                     | 15,7                      |

O circuito proposto apresenta características elétricas razoáveis, porém, comprimento físico (24,17 mm) inferior à dimensão física da lâmina de alumina (25,4 mm). Tentou-se modificá-lo visando minimizar o C.O.E. e obter um circuito com as dimensões convenientes. Os objetivos do amplificador estão relacionados a seguir:

| Objetivos         | dentro da banda | fora da banda | pesos     |
|-------------------|-----------------|---------------|-----------|
| Ganho de potência | 16,00           | 10,0          | $K_1 = 1$ |
| C.O.E. na entrada | 2,0             | 4,0           | $K_2 = 5$ |
| C.O.E. na saída   | 2,0             | 4,0           | $K_3 = 5$ |

Os circuitos de entrada e saída já estão confeccionados e não podem ser modificados, portanto, eles foram transformados da forma  $Z_0$ , para a matriz  $[A \ B \ C \ D]$ . Os parâmetros de controle do processo de otimização são análogos ao projeto anterior.

Após 5 iterações, o circuito inicial sofreu as alterações sublinhadas a seguir.

|                   | $Z_0$ (Ohms) | $\theta^\circ$ | $\epsilon_{ef}$ | $l$ (mm)    |
|-------------------|--------------|----------------|-----------------|-------------|
| 1. linha série    | <u>36,0</u>  | <u>56,0</u>    | 7,09            | 5,01        |
| 2. toco aberto    | <u>69,0</u>  | <u>130,0</u>   | 6,70            |             |
| 3. linha série    | 21,0         | <u>100,0</u>   | 7,77            | 8,54        |
| 4. linha acoplada | 38,38        | 90,0           | 6,36            | 8,50        |
| 5. linha série    | <u>20,0</u>  | <u>50,0</u>    | 7,86            | <u>4,25</u> |
|                   |              |                |                 | 26,30       |

A tabela 4.4.15 apresenta o novo desempenho:

TABELA 4.4.15

| f<br>GHz | C.O.E.  |       | Ganho de potência<br>(dB) |
|----------|---------|-------|---------------------------|
|          | entrada | saída |                           |
| 3,0      | 3,6     | 3,6   | 16,9                      |
| 3,5      | 1,9     | 3,3   | 20,0                      |
| 4,0      | 1,3     | 2,2   | 15,6                      |

As modificações introduzidas resultaram em melhores características que o circuito inicial, mas o C.O.E. ainda está alto e a dimensão final não está correta. A função de erro praticamente não sofreu alteração nas duas últimas iterações. Portanto, mais tentativas certamente serão frustradas para se obter os objetivos com as restrições impostas. Os elementos números 1-3-5 tiveram seus comprimentos reduzidos de forma que o circuito total tenha exatamente 26,4 mm. O circuito final se encontra na relação abaixo:

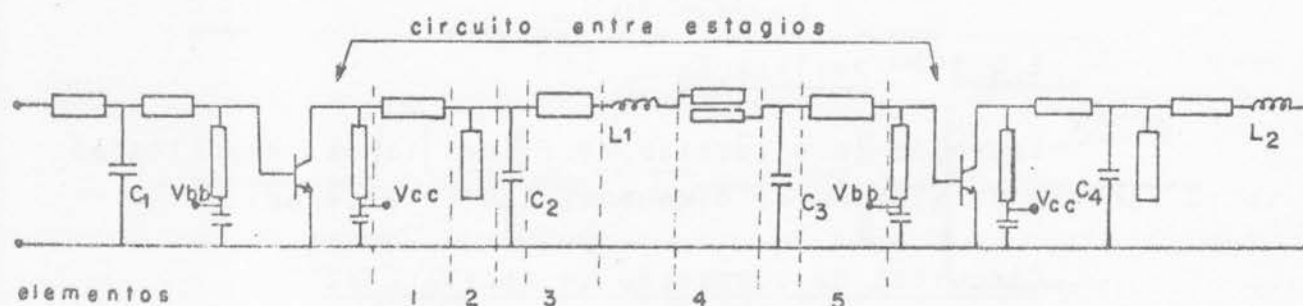
| elemento          | $Z_o$ (Ohms) | $\theta^\circ$ | $l$ (mm)    |
|-------------------|--------------|----------------|-------------|
| 1. linha série    | 36,0         | 54,0           | 4,83        |
| 2. toco aberto    | 69,0         | 130,0          |             |
| 3. linha série    | 21,0         | 95,0           | 8,12        |
| 4. linha acoplada | 38,38        | 90,0           | 8,50        |
| 5. linha série    | 20,0         | 48,0           | <u>3,99</u> |
|                   |              |                | 25,44       |

A tabela 4.4.16 apresenta o desempenho global do amplificador dentro e fora da banda prevista.

TABELA 4.4.16

| f<br>GHz | C.O.E.  |       | perda de retorno(dB) |       | ganho de potência<br>(dB) |
|----------|---------|-------|----------------------|-------|---------------------------|
|          | entrada | saída | entrada              | saída |                           |
| 2,75     | 4,0     | 1,3   | 4,0                  | 17,5  | 19,4                      |
| 3,00     | 3,6     | 3,2   | 5,0                  | 5,5   | 16,5                      |
| 3,25     | 3,0     | 4,0   | 6,0                  | 4,5   | 17,6                      |
| 3,50     | 2,2     | 3,6   | 8,6                  | 5,0   | 19,5                      |
| 3,75     | 1,3     | 1,6   | 18,0                 | 12,1  | 17,3                      |
| 4,00     | 1,4     | 1,7   | 15,0                 | 11,2  | 15,4                      |
| 4,25     | 1,5     | 2,6   | 14,5                 | 7,1   | 15,3                      |

A pequena redução nos comprimentos, deteriorou algumas características no extremo inferior da faixa e melhorou outras no extremo superior. Para finalizar a análise verificou-se a influência das descontinuidades no comportamento do circuito (tabela 4.4.17). As capacitâncias e indutâncias que aparecem na figura 167 foram estimadas com base nas experiências anteriores. Novamente calculou-se a figura de ruído para efeito de comparação, com o circuito inicial.



alargamentos -  $C_1 = C_3 = 0,5 \text{ pF}$  /  $L_1 = L_2 = 0,2 \text{ nH}$

cruzamentos -  $C_2 = C_4 = 0,5 \text{ pF}$

filtros de polarização -  $Z_0 = 90 \text{ Ohms}$  /  $\theta = 90^\circ$

Fig. 167 Circuito do amplificador levando em conta efeitos de descontinuidade.



TABELA 4.4.17

| f<br>GHz       | C.O.E.  |       | Perda retorno (dB) |       | Fig. ruído<br>(dB) | Ganho pot.<br>(dB) |
|----------------|---------|-------|--------------------|-------|--------------------|--------------------|
|                | entrada | saída | entrada            | saída |                    |                    |
| 2,75           | 2,8     | 1,3   | 4,7                | 17,0  | 6,8                | 18,5               |
| Banda passante |         |       |                    |       |                    |                    |
| 3,00           | 3,3     | 2,8   | 5,4                | 6,3   | 6,7                | 16,0               |
| 3,25           | 2,7     | 4,4   | 6,5                | 4,0   | 6,7                | 16,9               |
| 3,50           | 2,0     | 4,2   | 9,1                | 4,3   | 5,9                | 18,6               |
| 3,75           | 1,2     | 1,7   | 18,9               | 11,9  | 6,2                | 16,6               |
| 4,00           | 1,4     | 2,4   | 14,7               | 7,7   | 8,1                | 15,0               |
| 4,25           | 1,5     | 2,4   | 14,0               | 7,6   | 9,7                | 15,2               |

As descontinuidades tendem a melhorar o casamento na entrada e a reduzir o ganho de potência. O problema maior deste circuito ocorre em 3,25 GHz onde se verifica um alto grau de descasamento na impedância de saída. Os tocos em aberto permitirão otimizar esta característica. Com as limitações introduzidas, este foi o melhor resultado que se obteve. Nas frequências inferiores, a figura de ruído diminuiu em relação ao circuito inicial. Observa-se que mínima figura de ruído não implica em mínimo C.O.E.

#### 4.4.3.4 Realização

Empregou-se a técnica de filmes finos depositados sobre lâminas de alumina de dimensões 25,4 x 25,4 mm.

#### Circuitos de adaptação de impedâncias

Das referências (2 - 4) resultaram:



## PARÂMETROS

## DIMENSÕES

| entrada                       | saída                  | FINAIS                      |
|-------------------------------|------------------------|-----------------------------|
| $\epsilon_r = 10,0$           |                        |                             |
| $Z_{o1} = 36 \text{ Ohms}$    | $\epsilon_{ef} = 7,08$ | $\ell_1 = 4,86 \text{ mm}$  |
|                               | $W/H = 1,81$           | $W_1 = 1,23 \text{ mm}$     |
| $Z_{o2} = 69 \text{ Ohms}$    | $\epsilon_{ef} = 6,35$ | $\ell_2 = 12,38 \text{ mm}$ |
|                               | $W/H = 0,44$           | $W_2 = 0,30 \text{ mm}$     |
| $Z_{o3} = 21 \text{ Ohms}$    | $\epsilon_{ef} = 7,77$ | $\ell_3 = 8,11 \text{ mm}$  |
|                               | $W/H = 3,98$           | $W_3 = 2,71 \text{ mm}$     |
| $Z_{o4} = 38,38 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 6,36$ | $\ell_4 = 8,50 \text{ mm}$  |
| $S = 0,04 \text{ mm}$         | $W/H = 0,40$           | $W_4 = 0,27 \text{ mm}$     |
| $Z_{o5} = 20 \text{ Ohms}$    | $\epsilon_{ef} = 7,83$ | $\ell_5 = 4,08 \text{ mm}$  |
|                               | $W/H = 4,27$           | $W_5 = 2,90 \text{ mm}$     |

O filtro de polarização é de uma seção, idêntico ao descrito em (2). O circuito de polarização é constituído pela associação de dois circuitos idênticos àquele do projeto anterior. A configuração final do circuito está na figura

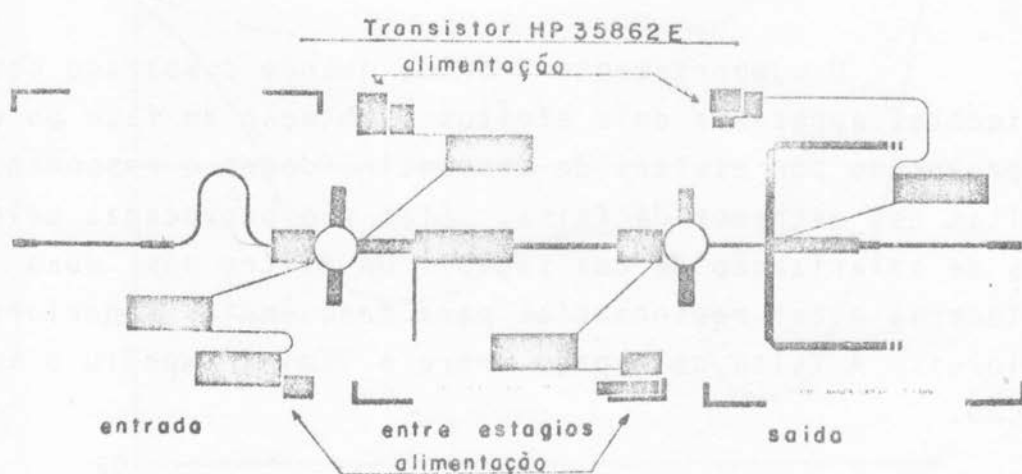


Fig. 168 Projeção das máscaras correspondente à configuração final do circuito.

#### 4.4.3.4 Resultados experimentais

##### Condições de medidas

Os equipamentos empregados nos testes, bem como suas condições de operação são análogas às descritas nos projetos anteriores. O comportamento do circuito entre estágios foi medido no sistema analisador de circuitos (Fig. 169).

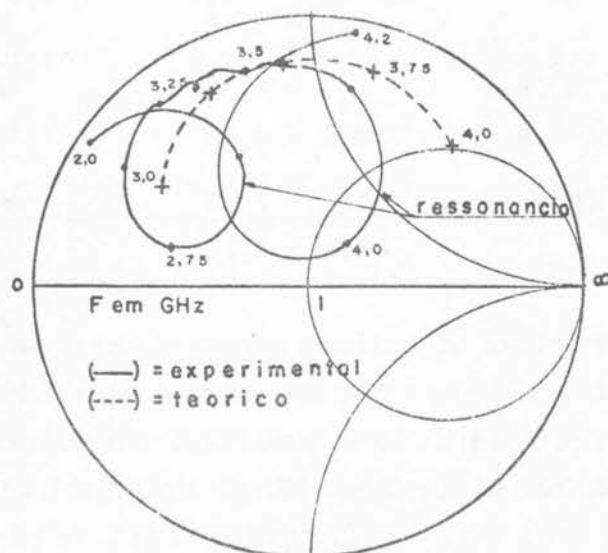


Fig. 169 Comportamento teórico e experimental.

O comportamento teórico quando comparado com o experimental apresenta dois efeitos: rotação de fase do circuito provocado por efeitos de descontinuidades e ressonâncias parasitas nos extremos da faixa. Elas são provocadas pelos filtros de polarização de uma seção. Um filtro com duas seções deslocaria estas ressonâncias para frequências superiores e inferiores. A falta de espaço sobre a lâmina impediu a sua confecção.

A resposta do amplificador quando excitado com sinais da ordem de - 15 dBm, foi medida no sistema analisador de amplitudes e os resultados estão nas figuras 170, 171, 172 e 173.

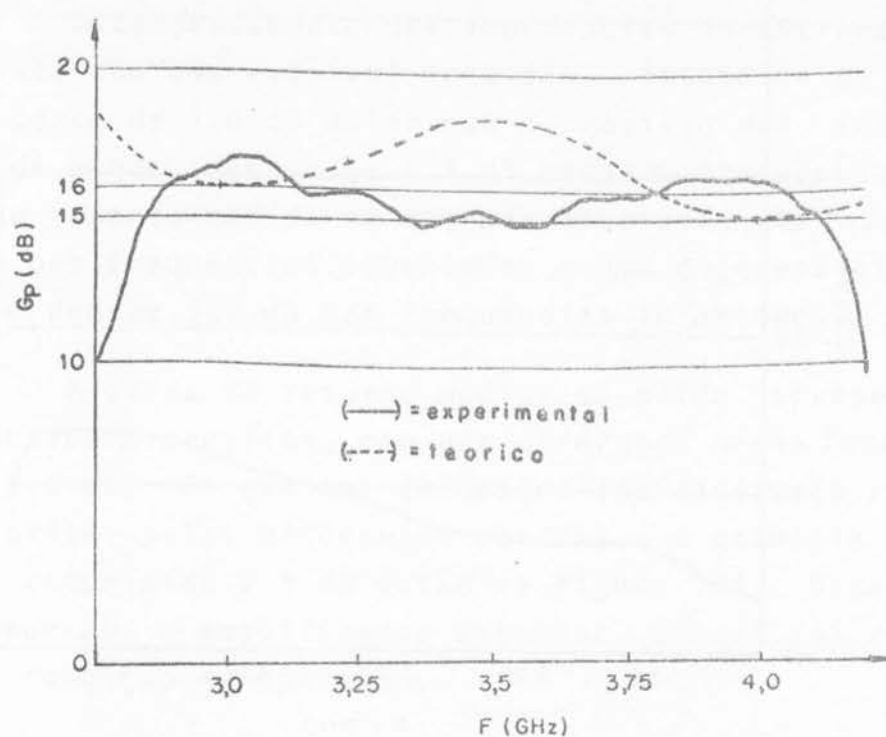


Fig. 170 Ganho de potência experimental e teórico.

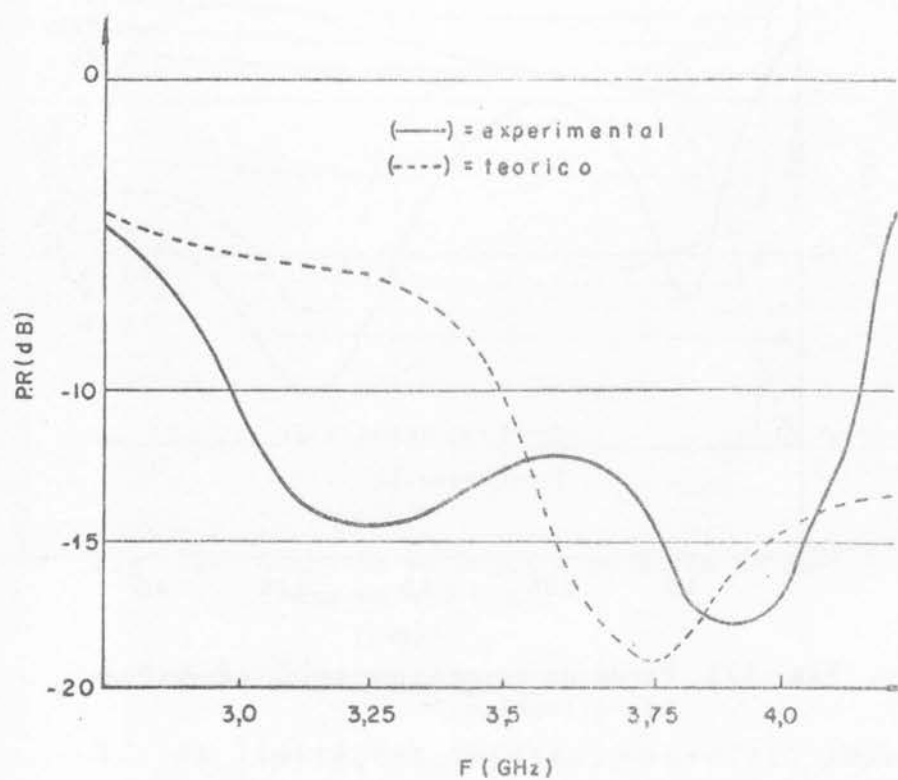


Fig. 171 Perda de retorno na entrada experimental e teórico.

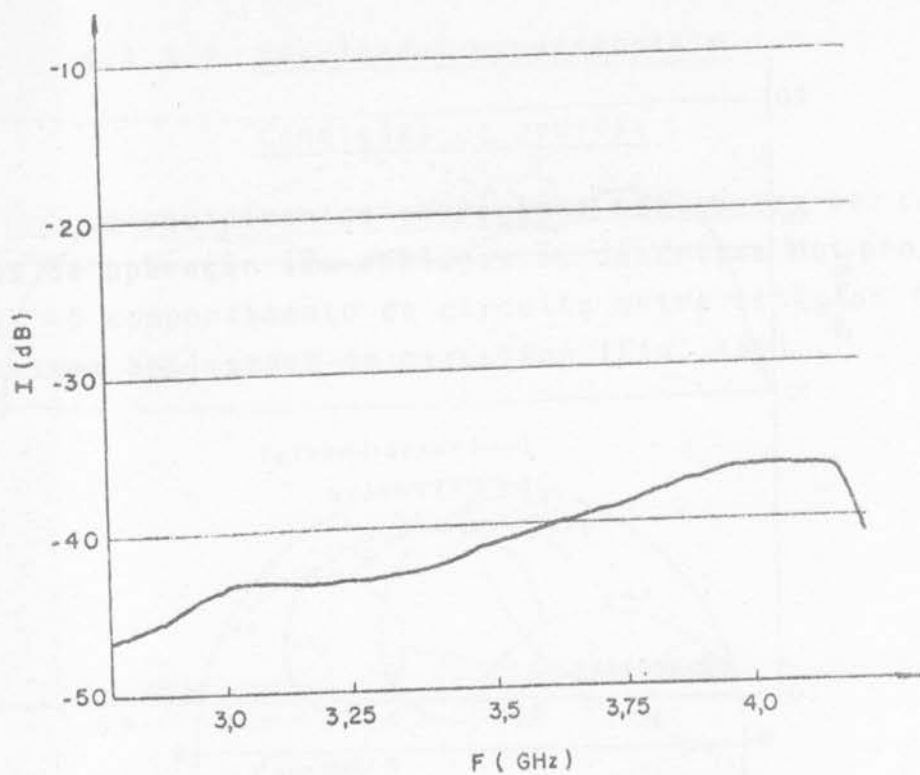


Fig. 172 Isolação.

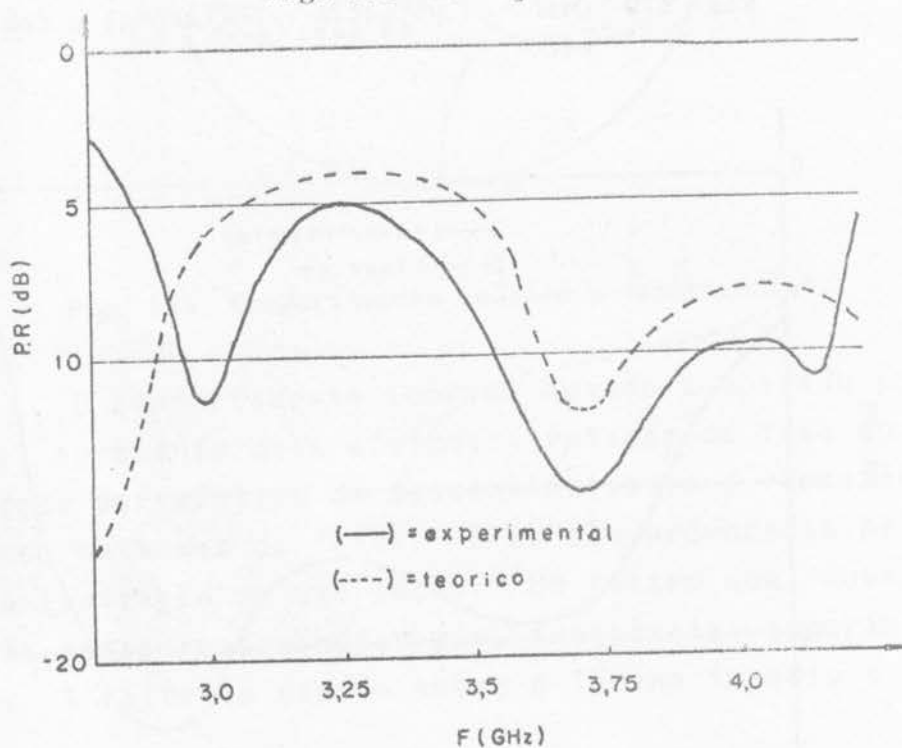


Fig. 173 Perda de retorno na saída experimental e teórico.

O comportamento das impedâncias de entrada e saída foi previsto com uma razoável precisão. Obteve-se um ganho de potência cerca de 1,0 dB maior que o previsto nas frequências extremas da banda e cerca de 3,5 dB menor na frequência central. A perda de retorno medida na entrada apresenta uma razoável concordância nas frequências superiores e uma discrepância favorável da ordem de 5,0 dB nas frequências inferiores.

A perda de retorno medida na saída apresenta uma forma idêntica à prevista, com uma diferença média favorável da ordem de 6,0 dB. Os efeitos de descontinuidades são responsáveis, em parte, pelas diferenças obtidas. A potência de saída e o ganho comprimido a 1 dB estão na figura 174. Obteve-se potência menor que o amplificador anterior, o qual foi otimizado para esta condição de operação.

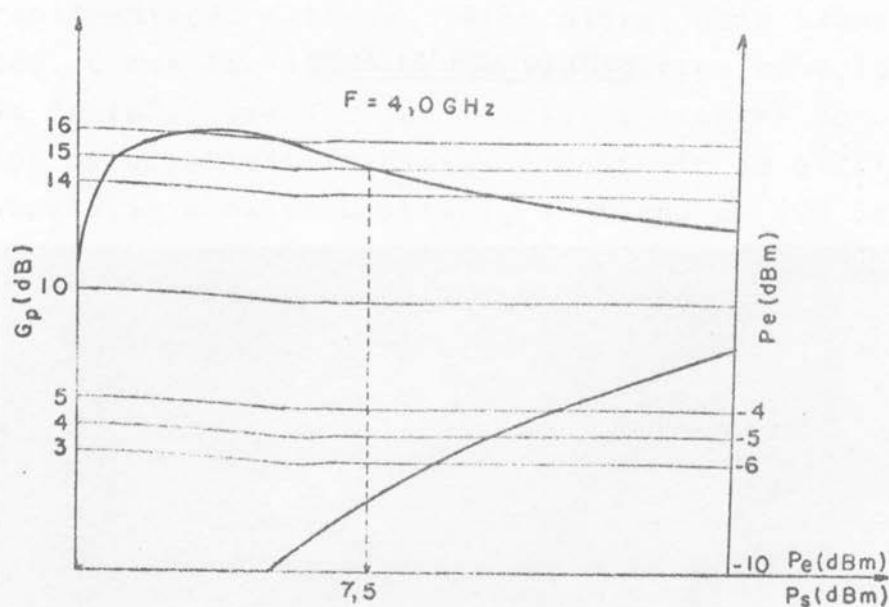


Fig. 174 Ganho de potência x potência de entrada em 4,0 GHz.

#### 4.4.3.5 Comentários

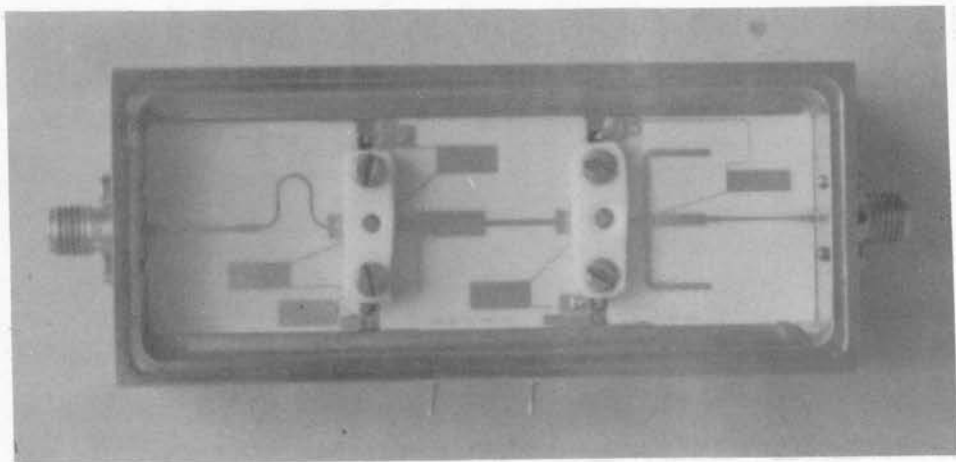
1. As limitações impostas ao projeto impediram uma melhor otimização do amplificador, a qual seria obtida projetando outros circuitos de entrada e saída.

2. A variação total do ganho de potência em torno de 1 dB dentro da banda prevista, poderia ser minimizado, levando em conta os efeitos de descontinuidades, os quais não foram completamente previstos. As perdas de RF do transformador de linhas acopladas, também não foram consideradas no projeto.

3. Ambos os estágios foram projetados sob condição de máximo ganho de potência e operação linear. Em telecomunicações, o projeto deveria obedecer às condições:

- primeiros estágios - otimização para mínima figura de ruído;
- estágios intermediários - otimizados para máximo ganho de potência;
- estágios finais - otimizados para operação em média potência

#### FOTO DO AMPLIFICADOR



## 4.5 OSCILADOR DE BANDA LARGA

### 4.5.1 Escolha do componente

Entre os critérios iniciais, destacam-se a máxima frequência de oscilação do transistor ( $f_{\max}$ ) e seu fator de estabilidade K. Qualquer que seja a configuração de circuito escolhida (Emissor comum, Base comum, Coletor comum), ela deve ser tal que um dos acessos apresente um coeficiente de reflexão maior do que 1. Se este efeito não aparecer nas frequências de interesse, um elemento de realimentação externa deve ser incluído de modo a provocá-lo.

Conforme se observa nas características do transistor HP - 35821 B (montado em base comum) (apêndice 3),  $f_{\max} = 8$  GHz e o efeito de resistência negativa aparece no coletor, nas frequências de interesse (3 - 5 GHz), não havendo necessidade de realimentação externa. Além disso, este transistor é encapsulado, o que facilita sua manipulação em relação ao equivalente em "chip". Uma vez justificada a escolha do componente, fixamos os objetivos iniciais: construir um oscilador com banda de operação a maior possível, em torno de 4,0 GHz e potência da ordem de +10 dBm.

### 4.5.2 Cálculo da estabilidade

O fator de estabilidade foi calculado para algumas frequências, cujos parâmetros de espalhamento foram medidos no sistema analisador de circuitos (apêndice 3) e reproduzidos na tabela 4.5.1. O fator K foi calculado a partir da equação 2.9.

TABELA 4.5.1

| f<br>GHz | $S_{22}$  | $S_{12}$  | $S_{21}$   | $S_{22}$   | $\Delta$     | K     |
|----------|-----------|-----------|------------|------------|--------------|-------|
| 3,0      | 0,90/110° | 0,12/100° | 1,50/ -96° | 1,16/ -90° | 0,89/ 23,26° | -1,10 |
| 3,5      | 0,90/ 96° | 0,14/ 90° | 1,34/-120° | 1,14/-120° | 0,84/-22,44° | -1,08 |
| 4,0      | 0,90/ 85° | 0,19/ 85° | 1,23/-140° | 1,12/-140° | 0,77/-55,00° | -0,99 |
| 4,5      | 0,94/ 70° | 0,25/ 70° | 1,20/-155° | 1,09/-152° | 0,73/-80,76° | -0,91 |

O valor de K indica que o componente é adequado para o projeto de osciladores.

4.5.3 Projeto do circuito ressonante

O circuito constitui-se de uma linha de transmissão em série com um capacitor variável mecanicamente acoplado ao coletor com a base na terra. O comprimento da linha foi calculado de modo que o lugar geométrico da impedância resultante, quando desenhado no âbaco de Smith, contorna o lugar geométrico de  $(S_{22})^{-1}$ . O circuito equivalente, incluindo perdas de RF (g) está na figura 175, juntamente com o comportamento da impedância deste circuito com a frequência.

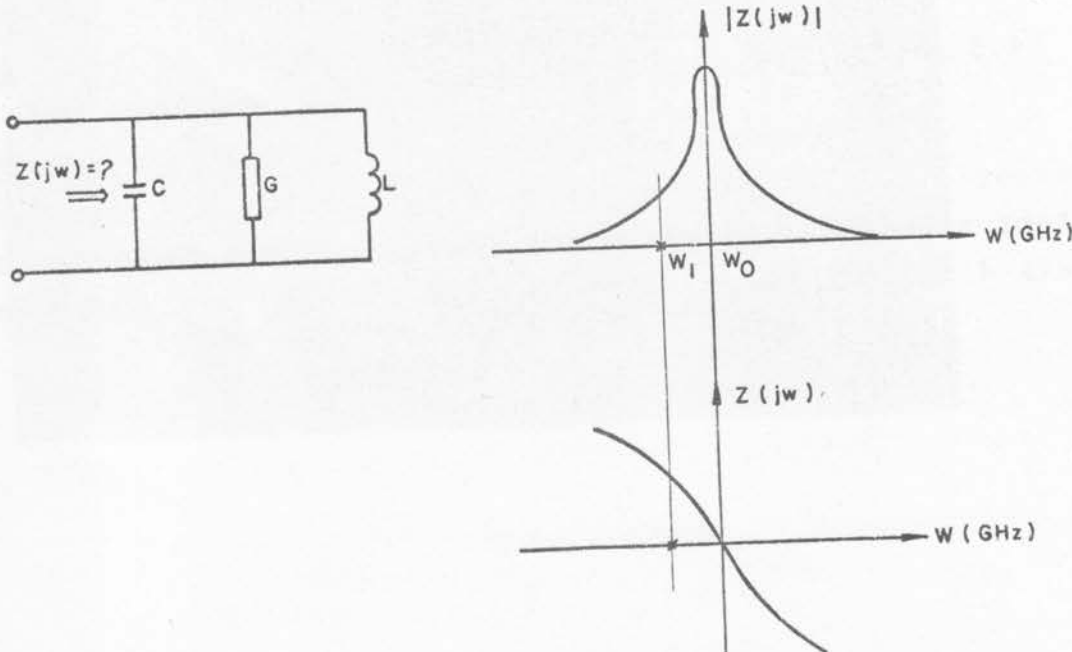


Fig. 175 Circuito ressonante e parâmetros com centrados e seu diagrama  $Z(\omega)$  correspondente.



A tabela 4.5.1 indica que a reatância entre coletor e base é capacitiva, necessitando então, de um circuito com característica indutiva para obedecer condição de oscilação. O circuito ressonante opera, então, no modo dessintonizado, por exemplo, em  $\omega_1$  inferior a  $\omega_0$ , frequência em que a reatância é indutiva.

#### 4.5.4 Impedância do circuito ressonante

A onda eletromagnética que se propaga pela linha de transmissão, antes de atingir o capacitor, encontra uma pequena indutância série devido ao elemento de conexão do capacitor na linha. A indutância parasita é da ordem de 0,5 nH, conforme medido na ponte de Booton (Fig. 176).

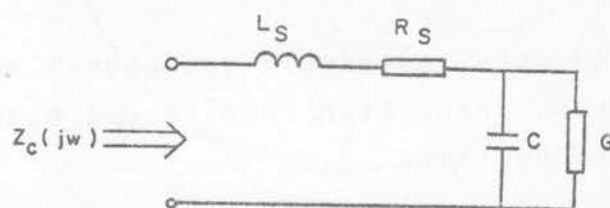


Fig. 176 Circuito equivalente do capacitor.

O alto Q dos componentes, permite desprezar as perdas (g) do circuito, para efeito de projeto. Desta forma:

$$Z_c(\omega) = Z_{02} \left[ \frac{Z_c(\omega) + j Z_{02} \cdot \operatorname{tg} \theta}{Z_{02} + j Z_c(\omega) \cdot \operatorname{tg} \theta} \right]$$

nde:

$\theta$  - comprimento elétrico da linha em graus =  $360 \cdot \ell / \lambda$

$Z_{o2}$  - impedância característica da linha série

$Z_o(\omega)$  - impedância do circuito ressonante sem perdas =  $(R_{CR} + j X_{CR})$

A escolha de  $Z_{o2}$  foi determinada pela menor dimensão física capaz de permitir a solda do capacitor.

$$Z_{o2} = 40 \text{ Ohms}$$

Para que o circuito oscile (em regime senoidal), deve-se impor:

$$R_{CR} + R_C = 0$$

$$X_{CR} + X_C = 0$$

$$Z_{CR} = j 40 \cdot \left[ \frac{L_S - 1/\omega C + 40 \operatorname{tg} (360 \cdot \ell / \lambda)}{40 - (L_S - 1/\omega C) \operatorname{tg} (360 \cdot \ell / \lambda)} \right]$$

Igualando esta impedância com aquela existente entre o coletor e base do transistor, resulta uma equação que contém (L) e (C) como incógnitas.

A impedância entre coletor e base vale:  $-3,5 - j 18,0$  Ohms. Variando o capacitor Trimmer, obtém-se uma capacitância variável de 0,3 a 1,2 pF.

Na frequência central  $C_o = 0,75$  pF, de modo que o comprimento da linha no ar vale  $\ell \approx 14,5$  mm. O comprimento físico da linha, quando construída sobre substrato isolante, deve levar em conta sua constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{ef}$ ).

Numa alumina com  $\epsilon_r = 10,0$ , o  $\epsilon_{ef}$  para uma linha de impedância característica de 40 Ohms, é igual a  $\epsilon_{ef} = 6,717$ . De modo que seu comprimento efetivo vale:

$$\ell = \ell_{ar} / \sqrt{\epsilon_{ef}} = 55,59 \text{ mm}$$

Em face da indeterminação da impedância na transição do sinal da linha para o capacitor e a variação dos parâmetros do transistor ao operar em grandes sinais, foi necessário corrigir o comprimento  $\lambda_{ef}$ , para se obter o comportamento desejado (comprimento final da linha  $\lambda_{ef} = 5,6$  mm). O comportamento do circuito ressonante está na figura 177. Observa-se que para  $C_0 = 0,75$  pF, o único ponto em que a condição de oscilação é satisfeita, é 4,0 GHz.

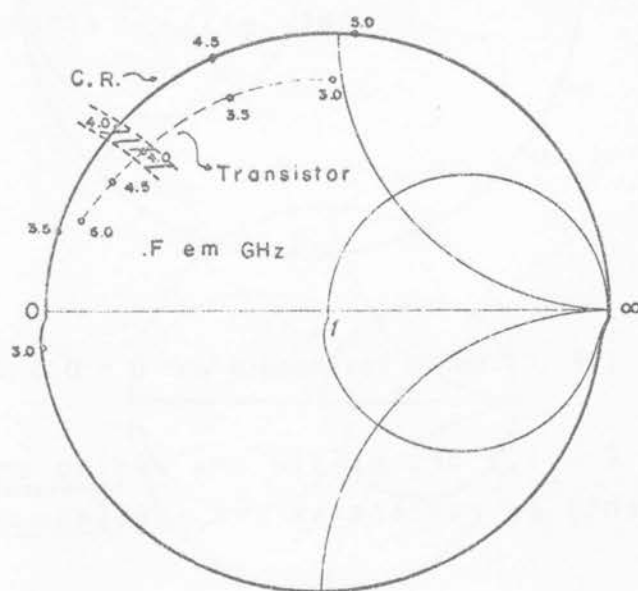


Fig. 177 Circuito ressonante com  $C_0 = 0,75$  pF.

#### 4.5.5 Previsão do intervalo de oscilação

Para prever a banda de frequência em que o circuito poderá funcionar como oscilador, é suficiente variar o capacitor  $C$  entre seus limites, na expressão  $Z_{CR}(\omega)$  (8). A impedância resultante encontra-se nas figuras 178 e 179, juntamente com a impedância entre coletor e base do transistor. O cálculo da impedância foi realizado pelo programa de análise de circuitos passivos (Cap.3).

Com  $C = 0,3 \text{ pF}$ , existe uma região em torno de  $4,6 \text{ GHz}$ , onde as reatâncias do circuito e do transistor são iguais.

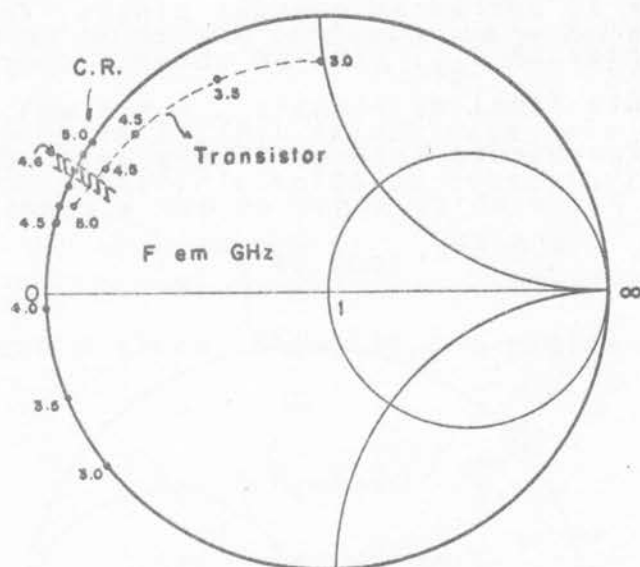


Fig. 178 Circuito ressonante com  $C = 0,3 \text{ pF}$ .

Com  $C = 1,2 \text{ pF}$ , existe uma região em torno de  $3,7 \text{ GHz}$ , onde novamente as reatâncias são iguais.

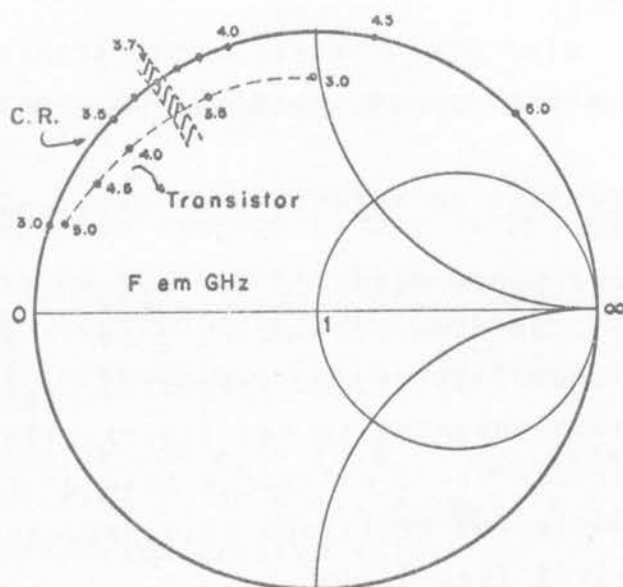


Fig. 179 Circuito ressonante com  $C = 1,2 \text{ pF}$ .

Conclusão: A banda provável de oscilação está entre 3,6 e 4,7 GHz.

### Teste do circuito ressonante

No analisador de circuitos, verificou-se a presença de dois efeitos não considerados no projeto:

1. As perdas do circuito reduzem seu "índice de mérito"; daí resultando, uma impedância não infinita na frequência de ressonância  $\omega_0$  (Fig. 180).

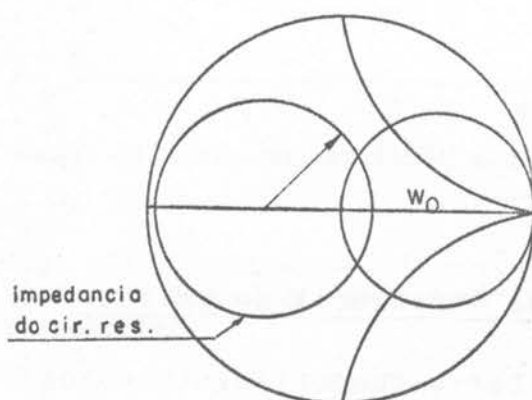


Fig. 180 Comportamento de um circuito ressonante real.

2. Oscilações parasitas do circuito, apresentadas sob a forma de pequenos "loops". Felizmente, as regiões em que elas ocorreram, localizaram-se longe da região de casamento (Figura 181).

A origem destas oscilações foi estabelecida medindo o mesmo circuito sem o filtro de polarização. Constatou-se neste ensaio o desaparecimento deste efeito.

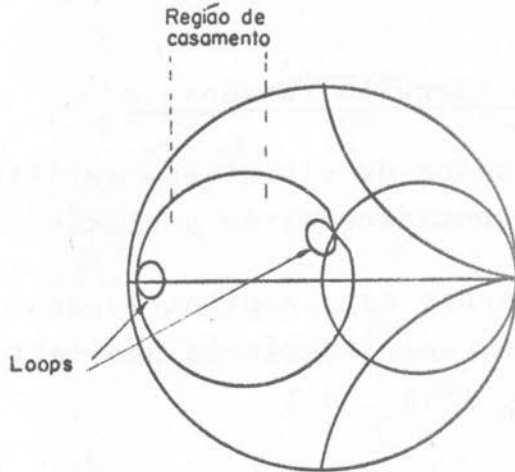


Fig. 181 Efeitos parasitas no circuito ressonante.

#### 4.5.6 Adaptação da impedância do emissor

Para verificar o comportamento do oscilador em altos níveis de potência, ele foi construído inicialmente com carga de 50 Ohms no emissor (Fig. 182).

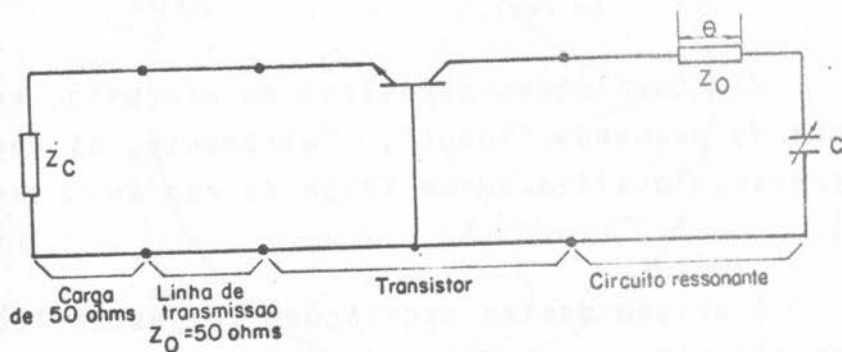


Fig. 182 Circuito equivalente do oscilador com 50 Ohms no emissor.

O sistema da figura 183, permite testar simultaneamente a potência e o espectro de frequência gerada. Neste primeiro ensaio, obteve-se o resultado indicado na figura 184.

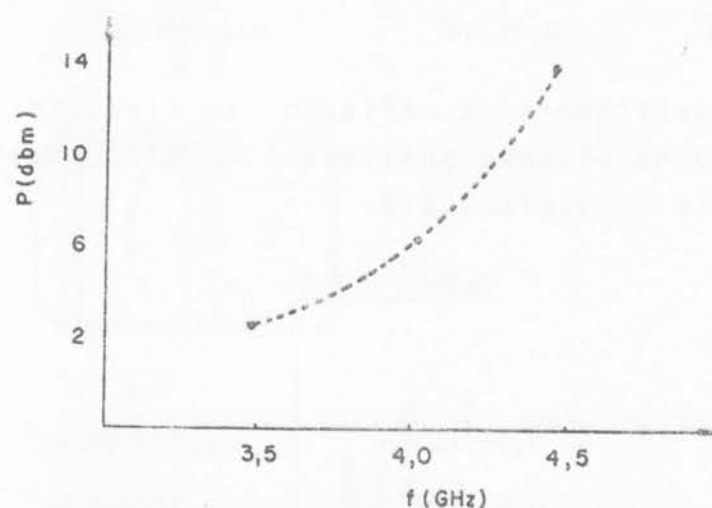


Fig. 184 Comportamento da potência gerada x frequência para o circuito da figura anterior.

O analisador de espectro indicou uma segunda harmônica apenas a 18 dB abaixo da fundamental, o que vem enfatizar o caráter não linear do oscilador. Para otimizar o circuito anterior, é necessário adaptar a impedância do emissor à carga, a fim de nivelar a potência de saída e adicionar um filtro para frequências harmônicas. Para tanto, vamos verificar qual a impedância do emissor, quando o coletor é carregado com  $\Gamma_c$ , pela equação:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_c}{1 - S_{22} \Gamma_c}$$

Os parâmetros do transistor na banda de frequências em que o circuito oscilou no ensaio preliminar, estão na tabela 4.5.2.

TABELA 4.5.2

| f<br>GHz | $S_{11}$ | $S_{12}$ | $S_{21}$   | $S_{22}$   |
|----------|----------|----------|------------|------------|
| 3,5      | 0,90/90° | 0,14/92° | 1,32/-100° | 1,14/-120° |
| 4,0      | 0,90/85° | 0,19/85° | 1,23/-140° | 1,12/-140° |
| 4,5      | 0,93/70° | 0,25/78° | 1,20/-155° | 1,09/-152° |

O coeficiente de reflexão do circuito ressonante ( $\Gamma_c$ ), foi medido no sistema analisador de circuitos. Em função dele, levantou-se a tabela 4.5.3.

TABELA 4.5.3

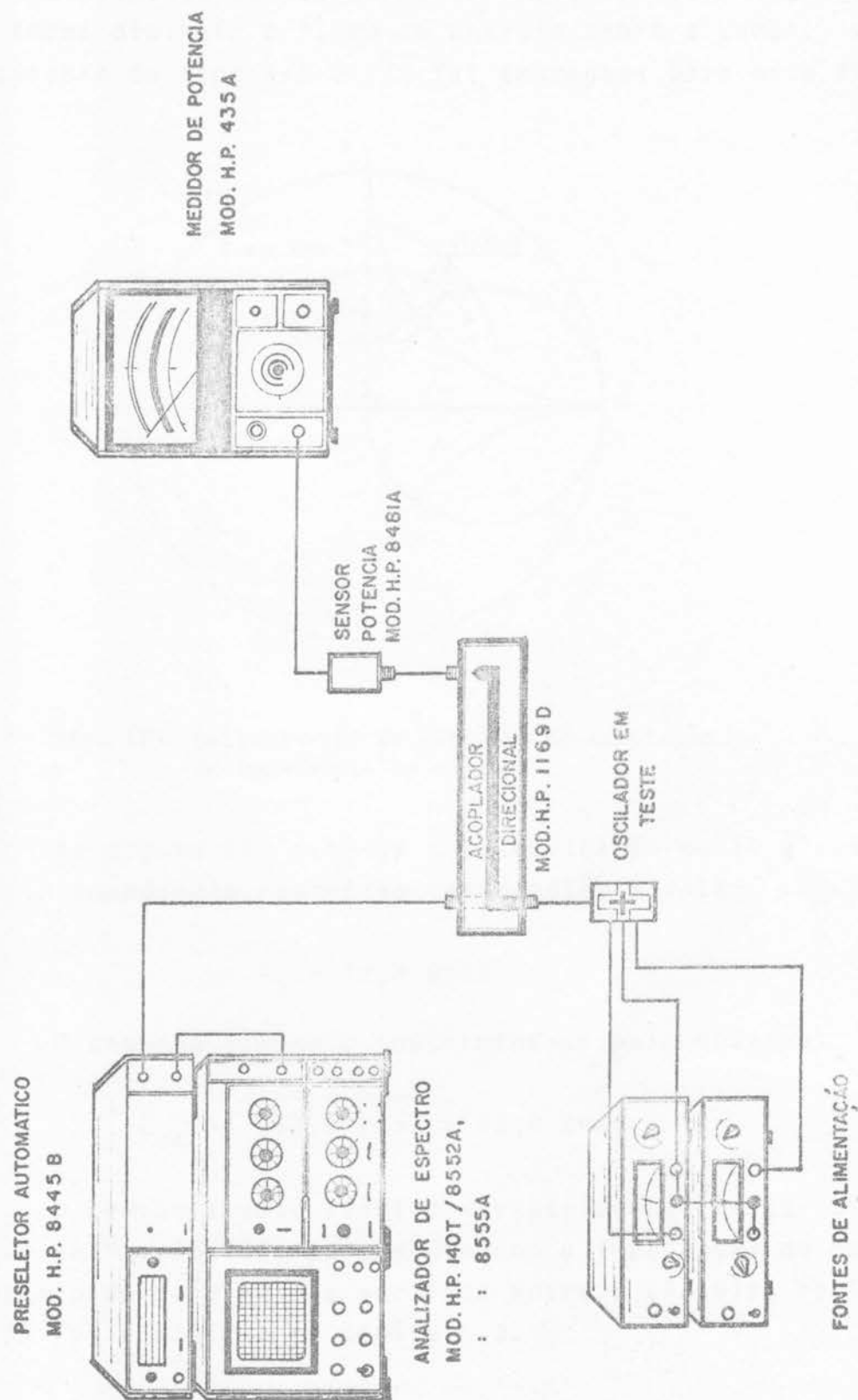
| f<br>GHz | $\Gamma_c$ | $S_{11}'$    |
|----------|------------|--------------|
| 3,5      | 0,95/120°  | 1,22/-90,95° |
| 4,0      | 0,97/137°  | 1,52/-46,50° |
| 4,5      | 0,99/145°  | 1,72/-22,50° |

A previsão em pequenos sinais da impedância do emissor, mostra que sua parte real é negativa. Este fenômeno condiciona o tipo de carga que o oscilador poderá alimentar. Para minimizar a interferência de carga na operação do oscilador, normalmente emprega-se um isolador. O emprego de um amplificador de isolamento de média potência, além de cumprir o mesmo objetivo, tem a vantagem de aumentar a potência de saída.

Desenhando  $(1/S'_{11})^*$  na figura 185, nota-se o alto nível de descasamento com relação a 50 Ohms. Visando nivelar a potência ao longo da banda, não é possível empregar casamento conjugado. Optou-se, então, por um circuito que apresente o seguinte comportamento: na frequência inferior, a parte real de sua impedância deve ser menor que a parte real da impedância do emissor para evitar oscilação anômala; a parte reativa deve ressoar aproximadamente com a reatância do emissor para obter máxima potência de saída. Desta forma, nesta frequência, o circuito estará aproximadamente casado e aumentará o fluxo de energia sobre a carga.



Fig. 183  
MONTAGEM PARA CARACTERIZAÇÃO DO OSCILADOR



Na frequência superior, deverá apresentar um nível maior de descasamento, tanto da parte real, como da imaginária e, desta forma diminuir o fluxo de energia sobre a carga. Uma rede em cascata do tipo  $\lambda/8$  e  $\lambda/4$  foi empregada para este fim.

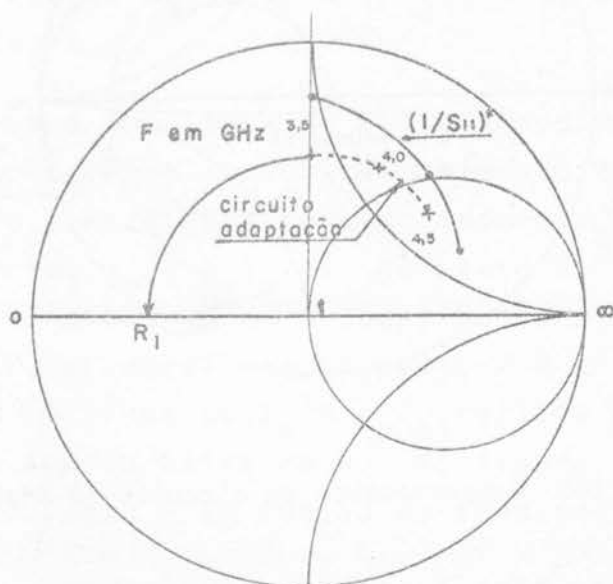


Fig. 185 Determinação do circuito de adaptação da impedância do emissor.

Na figura 185 acha-se a determinação do 1º elemento série. A impedância resistiva intermediária vale:

$$R_1 = 12,5 \text{ Ohms}$$

O segundo elemento, determina-se pela equação:

$$Z_{oe} = \sqrt{12,5 \times 50} = 25,0 \text{ Ohms}$$

O comportamento teórico e experimental deste circuito estão na figura 186, juntamente com a impedância do emissor. O desvio de fase que se verifica entre o circuito real e teórico, já foi discutido no capítulo 3.

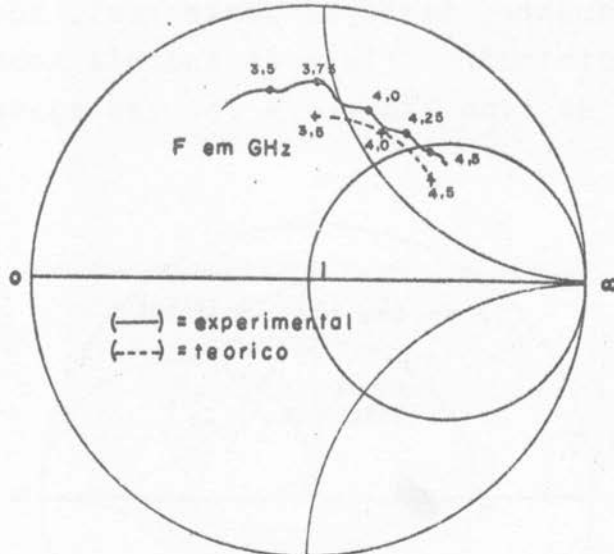


Fig. 186 Comportamento do circuito de adaptação.

#### 4.5.7 Filtro para a segunda harmônica

Um filtro especial foi desenvolvido para suprimir a segunda harmônica, servindo também, como meio de polarização do transistor. A configuração do filtro está na figura 187.

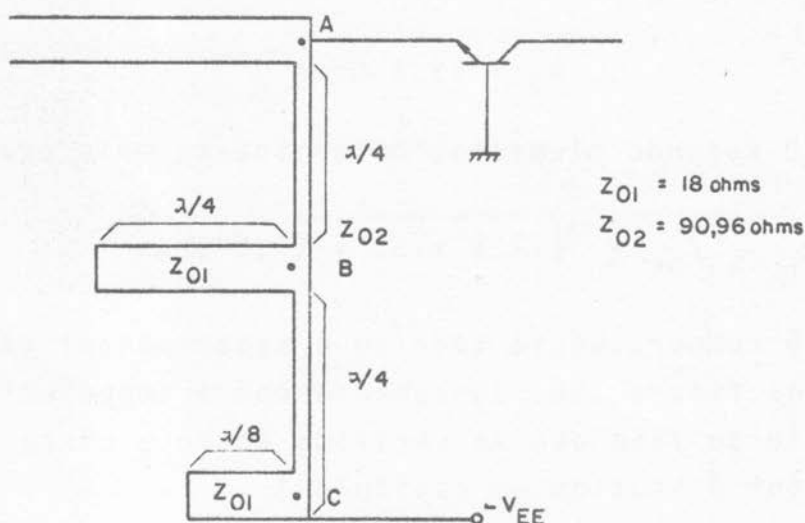


Fig. 187 Projeção das microlinhas do filtro para a segunda harmônica.

A associação de linhas de transmissão de  $\lambda_0/4$  de alta e baixa impedância, formam um ótimo filtro rejeita banda (3). Os comprimentos de onda foram calculados para a frequência central de operação (4,0 GHz). Vejamos como se comporta a impedância do circuito no ponto A (Fig. 187), para um sinal em  $\omega_0$  e outro em  $2\omega_0$ .

Em  $\omega_0$ , a linha de baixa impedância característica, ( $Z_{01}$ ) impõe uma baixa impedância no ponto B e, infinita no ponto A. Em  $2\omega_0$ , as linhas de comprimento  $\lambda_0/4$  e  $\lambda_0/8$  se tornam respectivamente,  $\lambda_0/2$  e  $\lambda_0/4$ . No ponto B, a linha  $Z_{01}$  reflete impedância infinita. Como o comprimento elétrico entre A e C se torna  $\lambda_0/2$ , a impedância no ponto A é controlada pela impedância em C. A linha de  $\lambda_0/4$  e  $Z_{01}$  reflete baixa impedância em C, portanto, também baixa em A. Na figura 188, apresenta-se a impedância do ponto A em função da frequência.

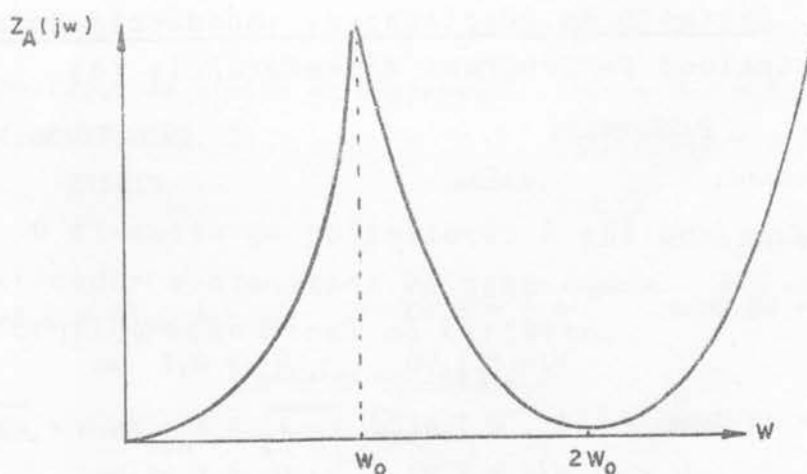


Fig. 188 Variação da impedância do ponto A com a frequência.

Os circuitos de alta frequência, foram confeccionados sobre substrato de alumina (tipo Alsimag 995 fabricados pela 3 M), empregando técnicas de filmes finos. Os circuitos de baixa frequência (circuito de polarização), pela técnica convencional de circuito impresso sobre fibra de vidro. Os comprimentos das linhas foram calculados para a frequência central de 4,0 GHz.

Circuito ressonante - parâmetros extraídos do programa da referência (3).

| PARÂMETROS              |                                         | DIMENSÕES<br>FINAIS                                  |
|-------------------------|-----------------------------------------|------------------------------------------------------|
| entrada                 | saída                                   |                                                      |
| $\epsilon_r = 10,0$     |                                         |                                                      |
| $Z_o = 40 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 6,717$<br>$W/H = 1,40$ | $\ell_3 = 5,6 \text{ mm}$<br>$W_3 = 0,98 \text{ mm}$ |

Circuito de adaptação da impedância do emissor - parâmetros extraídos do programa da referência (3)

| PARÂMETROS              |                                        | DIMENSÕES<br>FINAIS                                                     |
|-------------------------|----------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|
| entrada                 | saída                                  |                                                                         |
| $\epsilon_r = 10,0$     |                                        |                                                                         |
| $Z_o = 50 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 6,63$<br>$W/H = 1,00$ | $\ell_1 = \lambda_{oef}/8 = 3,64 \text{ mm}$<br>$W_1 = 0,7 \text{ mm}$  |
| $Z_o = 25 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 7,41$<br>$W/H = 2,92$ | $\ell_2 = \lambda_{oef}/4 = 6,89 \text{ mm}$<br>$W_2 = 1,99 \text{ mm}$ |

#### Filtro passa - faixa

É o elemento responsável pelo desacoplamento da corrente contínua da carga. É idêntico àquele empregado no projeto de amplificador de banda larga. Os parâmetros foram extraídos da referência (7).

| PARÂMETROS              |                        | DIMENSÕES<br>FINAIS                |
|-------------------------|------------------------|------------------------------------|
| entrada                 | saída                  |                                    |
| $\epsilon_r = 10,0$     |                        |                                    |
| $S/H = 40$              |                        |                                    |
| $Z_o = 50 \text{ Ohms}$ | $\epsilon_{ef} = 6,23$ | $S = 0,028 \text{ mm}$             |
|                         | $W/H = 0,25$           | $W = 0,17 \text{ mm}$              |
|                         |                        | $\lambda_{ef}/4 = 7,51 \text{ mm}$ |

### Filtro para segunda harmônica

| PARÂMETROS                                          |                        | DIMENSÕES<br>FINAIS                 |
|-----------------------------------------------------|------------------------|-------------------------------------|
| entrada                                             | saída                  |                                     |
| $\epsilon_r = 10$                                   |                        |                                     |
| $Z_{o2} = 90 \text{ Ohms}$                          | $\epsilon_{ef} = 5,32$ | $\lambda/4 = 7,71 \text{ mm}$       |
|                                                     | $W/H = 0,18$           | $W = 0,12 \text{ mm}$               |
| $Z_{o1} = 18 \text{ Ohms}$                          | $\epsilon_{ef} = 7,85$ | $\lambda/4 = 6,69 \text{ mm}$       |
|                                                     |                        | $\lambda/8 = 3,35 \text{ mm}$       |
|                                                     |                        | $W = 3,16 \text{ mm}$               |
| correção do efeito de dispersão<br>(ref. 7, cap. 3) |                        | $\lambda/4 - 0,3 = 6,3 \text{ mm}$  |
|                                                     |                        | $\lambda/8 - 0,3 = 3,05 \text{ mm}$ |

O circuito de polarização é análogo àquele empregado no amplificador sintonizado em base comum. A figura 189 representa a configuração final do circuito.

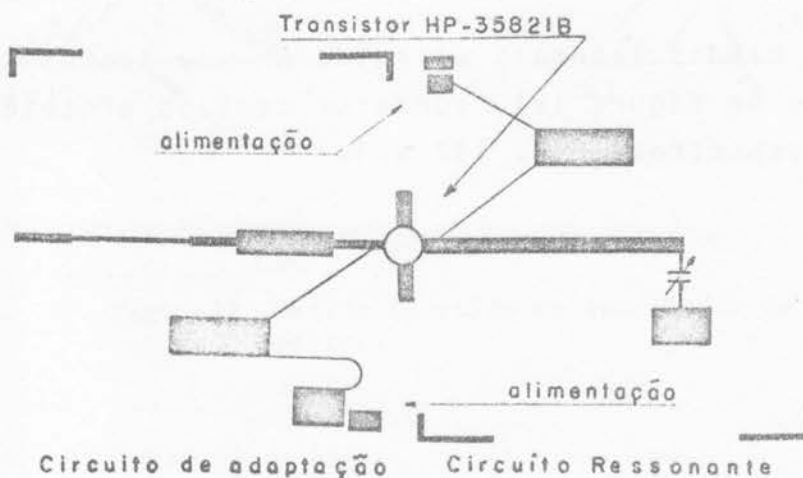


Fig. 189 Projeção das máscaras correspondente ao circuito final.

A montagem da figura 183 foi empregada na caracterização do espectro de frequências e da potência de saída do oscilador.

A atenuação da segunda harmônica foi maior que 60 dB em relação à fundamental. A potência de RF gerada se manteve razoavelmente constante ( $< 1$  dB) em torno de +10 dBm (Fig. 190) no intervalo de 3,5 a 4,5 GHz, para a polarização igual a 15 volts e 15 mA.

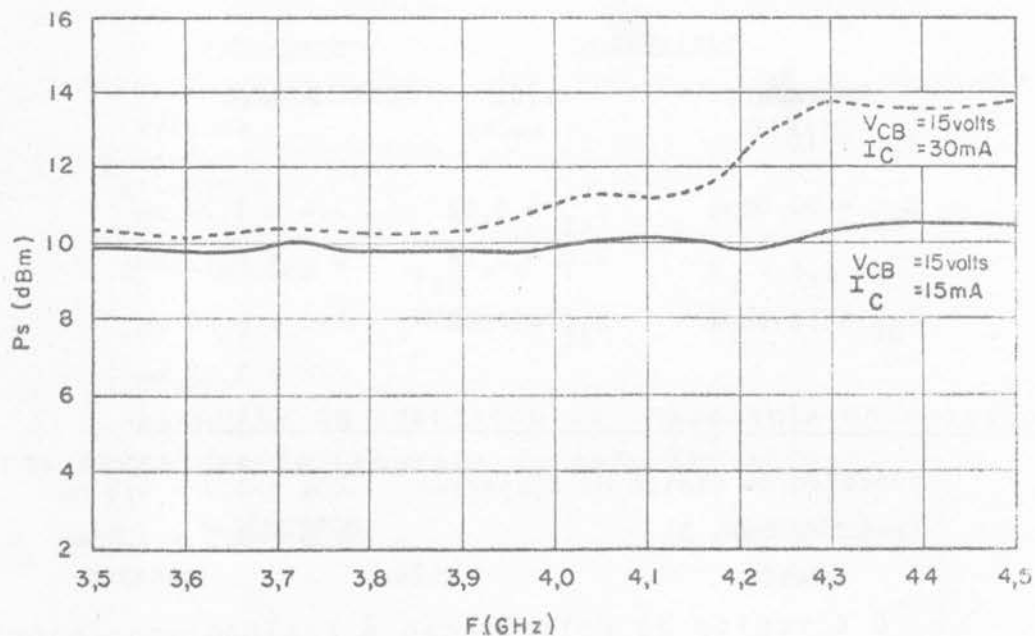


Fig. 190 Potência de saída em carga de 50 Ohms.

As bandas laterais de ruído AM que acompanham a fundamental, estão na figura 191, conforme medidas efetuadas no analisador de espectros (Fig. 192 a.).

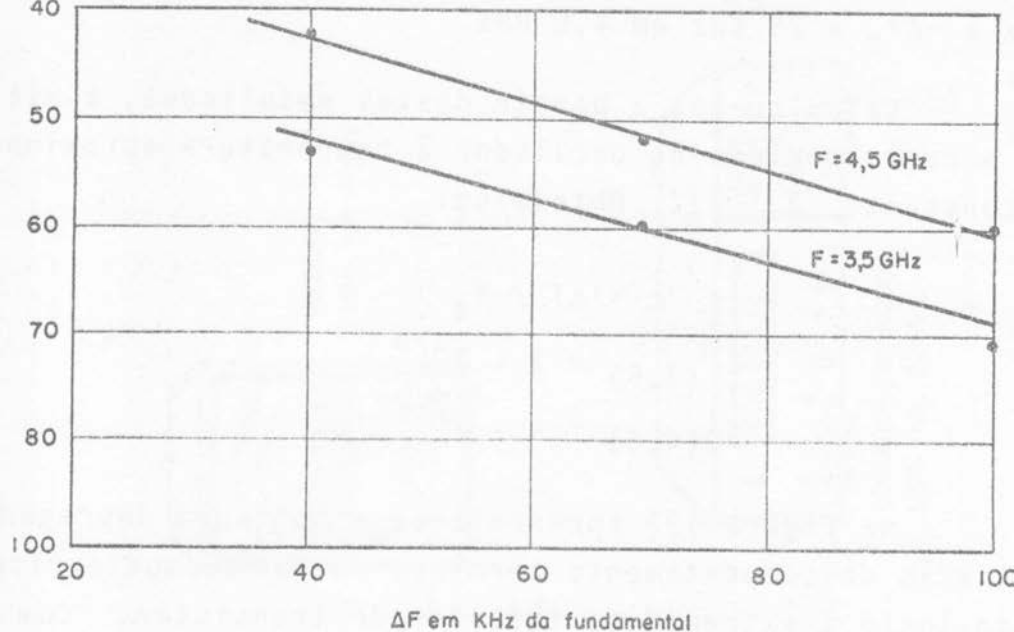


Fig. 191 Espectro do ruído AM. Banda de 3 KHz.

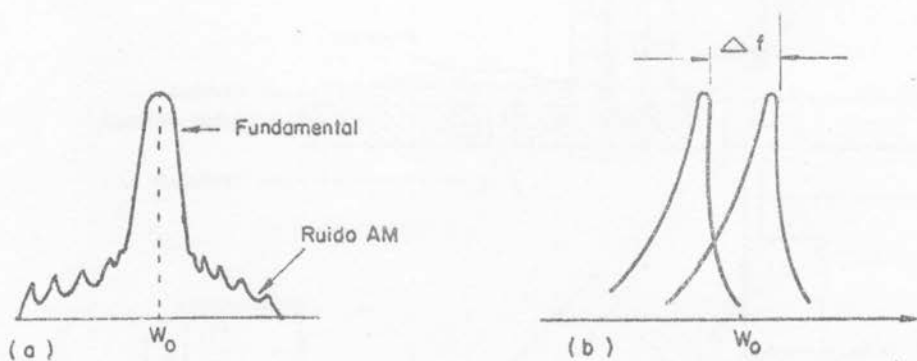


Fig. 192 Medida do ruído no analisador de espectro.



O desvio do pico da frequência fundamental  $\Delta f$  constitui o ruído FM (Fig. 192 b.). Obteve-se  $\Delta f_1 = 10$  KHz em 3,5 GHz e  $\Delta f_2 = 25$  KHz em 4,5 GHz.

Calculou-se, a partir destes resultados, a estabilidade a curto período do oscilador à temperatura aproximadamente constante ( $23^{\circ}$  C). Obteve-se:

$$\begin{aligned}\epsilon &= \Delta f / f_0 \\ \epsilon_{1(3,5)} &= 3 \cdot 10^{-6} \\ \epsilon_{2(4,5)} &= 6 \cdot 10^{-6}\end{aligned}$$

Na figura 193 apresenta-se a montagem empregada na determinação do comportamento térmico. O par termoelétrico foi colocado junto à extremidade inferior do transistor, como se observa na figura 194. A caixa do oscilador foi envolvida por resistências, cuja corrente foi controlada por um variac.

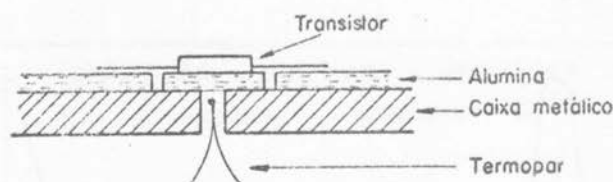
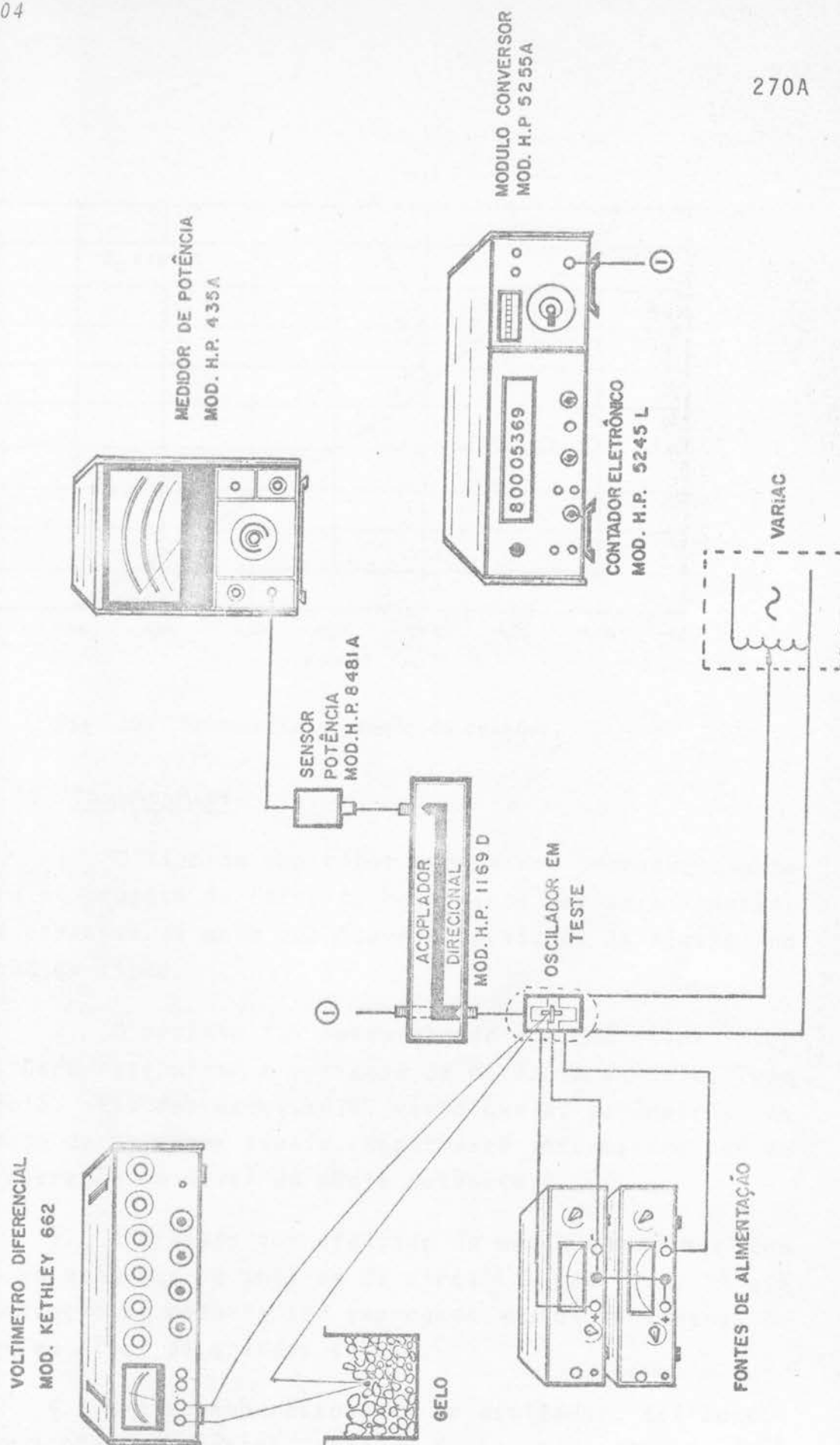


Fig. 194 Montagem do par termoelétrico.

A deriva térmica obtida, foi da ordem de  $450$  KHz/ $^{\circ}$ C no intervalo de  $20^{\circ}$  a  $65^{\circ}$  C. A variação da frequência com a tensão de coletor está indicada na figura 195. Uma fonte de tensão especial poderia ser projetada, a partir destes resultados para compensar a deriva térmica.

Fig. 193

## MONTAGEM PARA DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO TÉRMICO



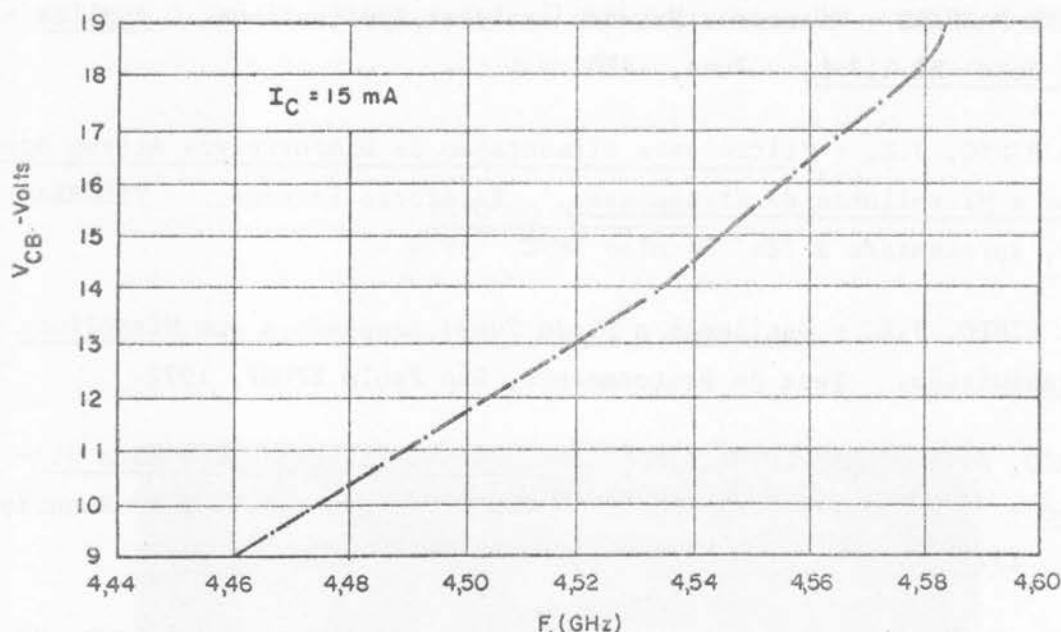


Fig. 195 Frequência x tensão de coletor.

#### 4.5.10 Comentários

1. O tipo de capacitor empregado, introduziu um pequeno erro no projeto do circuito ressonante devido à indutância série parasita de modo que houve necessidade de ajuste no comprimento da linha.

2. O projeto foi desenvolvido com uma etapa intermediária, para determinar a variação da potência de saída com a frequência. Ela foi necessária, visto que os parâmetros de espalhamento de pequenos sinais, não trazem informações concernentes à operação em nível de média potência.

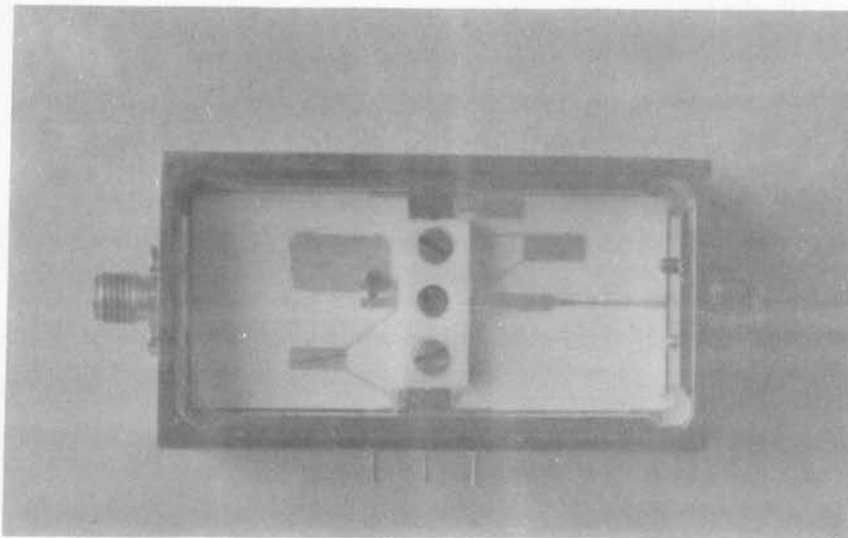
3. O projeto foi efetuado do modo convencional com o auxílio do programa de análise de circuitos passivos. A etapa de otimização só poderia ser empregada, com os parâmetros do transistor em nível de grandes sinais.

4. O circuito ressonante do oscilador, foi construído com sintonia mecânica, através de um micro capacitor, obtendo-se fração de banda da ordem de 25%.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. HEWLETT PACKARD - Microwave Network Analyzer Applications. Applications Note N° 117-L, June, 1970.
2. CUNHA PINTO, J.K. - Filtro para Alimentação de Dispositivos Ativos Acoplados a Microlinhas de Transmissão. Relatório Interno, TELEBRAS-EPUSP, apresentado à 28a. Reunião SBPC, 1976.
3. CUNHA PINTO, J.K. - Oscilador a Diodo Tunel Acoplado a uma Microlinha de Transmissão. Tese de Doutorado, São Paulo EPUSP, 1972.
4. CAMARGO, E. & CUNHA PINTO, J.K. - Amplificador a Transistor para Microondas. Relatório Interno BNDE - EPUSP, apresentado à 27a. Reunião SBPC, 1975.
5. VIFIAN, H. & DAVID, F.K. - A Voltmeter for the Microwave Engineer. HP Journal, 24 N° 5: 2-7, November, 1972.
6. CUNHA PINTO, J.K. - Filtro para Bloqueio DC em Circuitos de Alta Frequência. Relatório Interno BNDE - EPUSP, apresentado à 28a. Reunião
7. ANDRADE, A.O.M. - Programa para Cálculo de Linhas Acopladas. Relatório Interno da Escola de Engenharia MAUÁ, 1975.
8. OLLIVIER, P.M. - Microwave YIG - Tuned Transistor Oscillator Amplifier. IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-7 N° 1: 54-60, 1972.
9. CAMARGO, E. & CUNHA PINTO, J.K. - Oscilador de Microondas a Transistor. Relatório Interno TELEBRAS - EPUSP, apresentado à 28a. Reunião SBPC, 1976.

FOTO DO OSCILADOR



## 5 - "CONCLUSÕES"

Apresentou-se um método de aplicação dos parâmetros de espalhamento e das técnicas de síntese e otimização dos circuitos, no projeto de amplificadores de pequena potência. Estes processos permitiram também, prever algumas características de osciladores e amplificadores de média potência. Em particular, entre os programas de computação desenvolvidos para este fim, a análise da sensibilidade de um amplificador com parâmetros típicos, permite corrigir efeitos de dispersão dos parâmetros dos transistores, o que poderá ser útil em projetos aplicados à produção em série.

Os erros inerentes à caracterização dos transistores e à falta de um modelo adequado para a representação dos elementos parasitas, associados às diversas descontinuidades, impedem que um componente se comporte exatamente como projetado. Nestas condições, afirma-se que os desempenhos apresentados pelos modelos, encontram-se razoavelmente dentro das previsões iniciais.

Um melhor desempenho dos protótipos torna-se possível, ajustando iterativamente as características do circuito inicial. Durante a etapa experimental, os transistores e as lâminas fotogravadas com os circuitos, foram acondicionados por pressão mecânica nas caixas metálicas, facilitando desta forma, a substituição dos componentes. A solda destes na caixa, resultaria em circuito com retorno de terra mais perfeito.

É desejável também, uma maior integração dos protótipos, o que é possível pelo emprego de transistores em pastilha ("chip") e pela confecção dos circuitos de polarização em filmes finos.

Com a finalidade de aumentar a precisão dos projetos e de tornar os componentes apresentados mais adequados a aplicações profissionais, apresentam-se alguns tópicos sugestivos para futuros desenvolvimentos:

- A elaboração de modelos mais perfeitos para a representação das descontinuidades e de tabelas corretivas, possibilitando a redução das discrepâncias observadas entre os cálculos teóricos e as medidas experimentais.

- O desenvolvimento de subrotinas de computação que possibilitem o emprego dos transformadores com linhas nos processos de otimização, aumentando o grau de liberdade de variação dos parâmetros tornando os projetos mais versáteis.

- O aperfeiçoamento dos programas de computação já existentes, permitindo a elaboração de circuitos de adaptação capazes de maximizar a potência de saída de osciladores a transistor.

- O emprego de varactores no circuito ressonante do oscilador, permitindo controlar a frequência de oscilação através de uma tensão contínua, obtendo-se fração de banda da ordem de 25 %. Uma fração de banda maior (50 a 80 %) é possível com o emprego de circuitos ressonantes constituídos por esferas de YIG. Os osciladores deste tipo com sua frequência controlada por osciladores a cristal de baixa frequência, poderiam ser empregados como oscilador local.

- O projeto de amplificadores de baixo ruído com transistores bipolares para a banda S e com transistores a efeito de campo tipo MESFET, para a banda X, aplicando as mesmas técnicas aqui apresentadas. Estes encontram aplicação em estágios de entrada de receptores.

Conclui-se que os objetivos do presente trabalho foram alcançados, face às características dos componentes apresentados e os resultados que dele poderão advir. Os protótipos apresentados podem servir de modelos à elaboração de componentes com características adequadas a aplicações em sistemas de microondas.

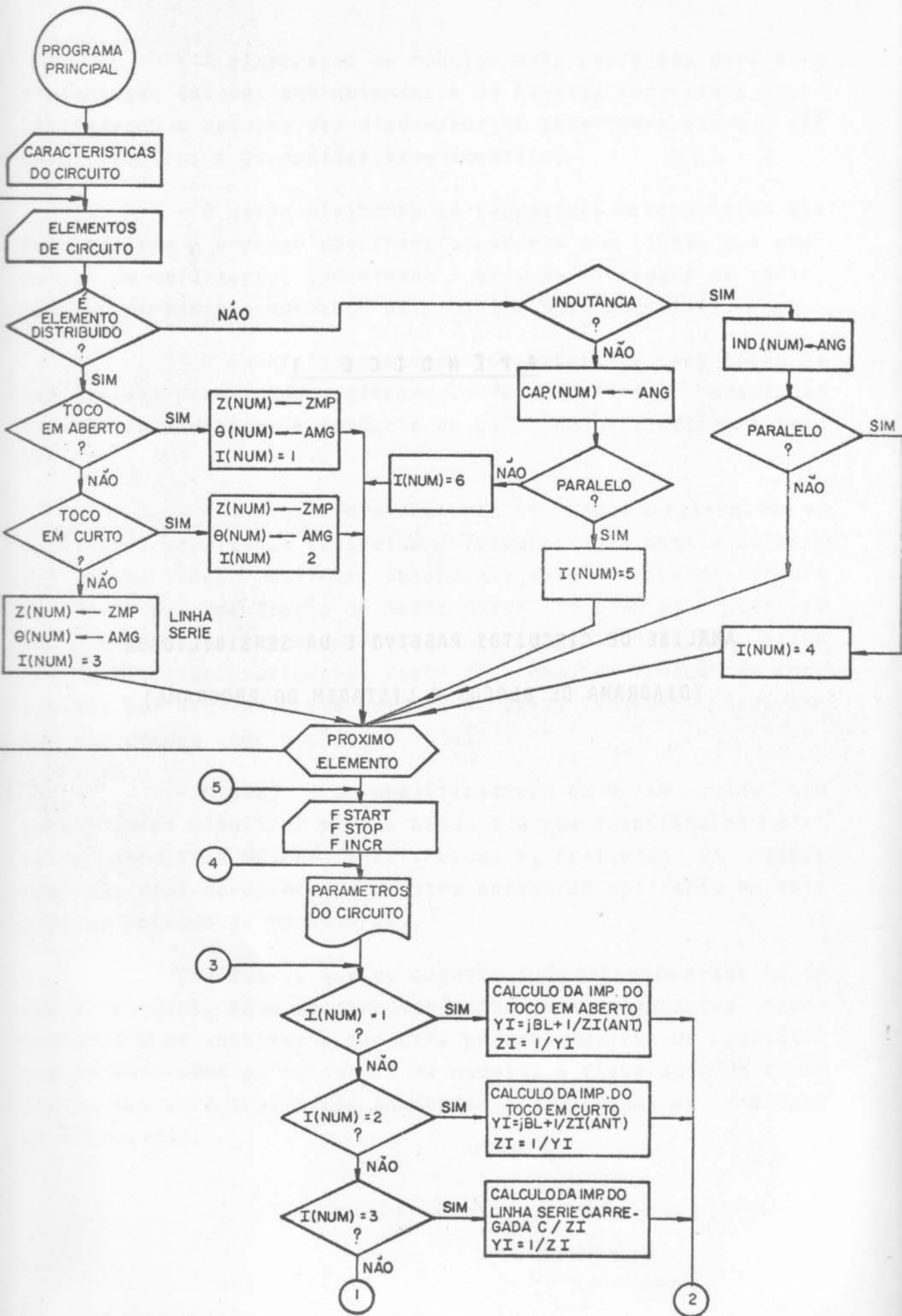


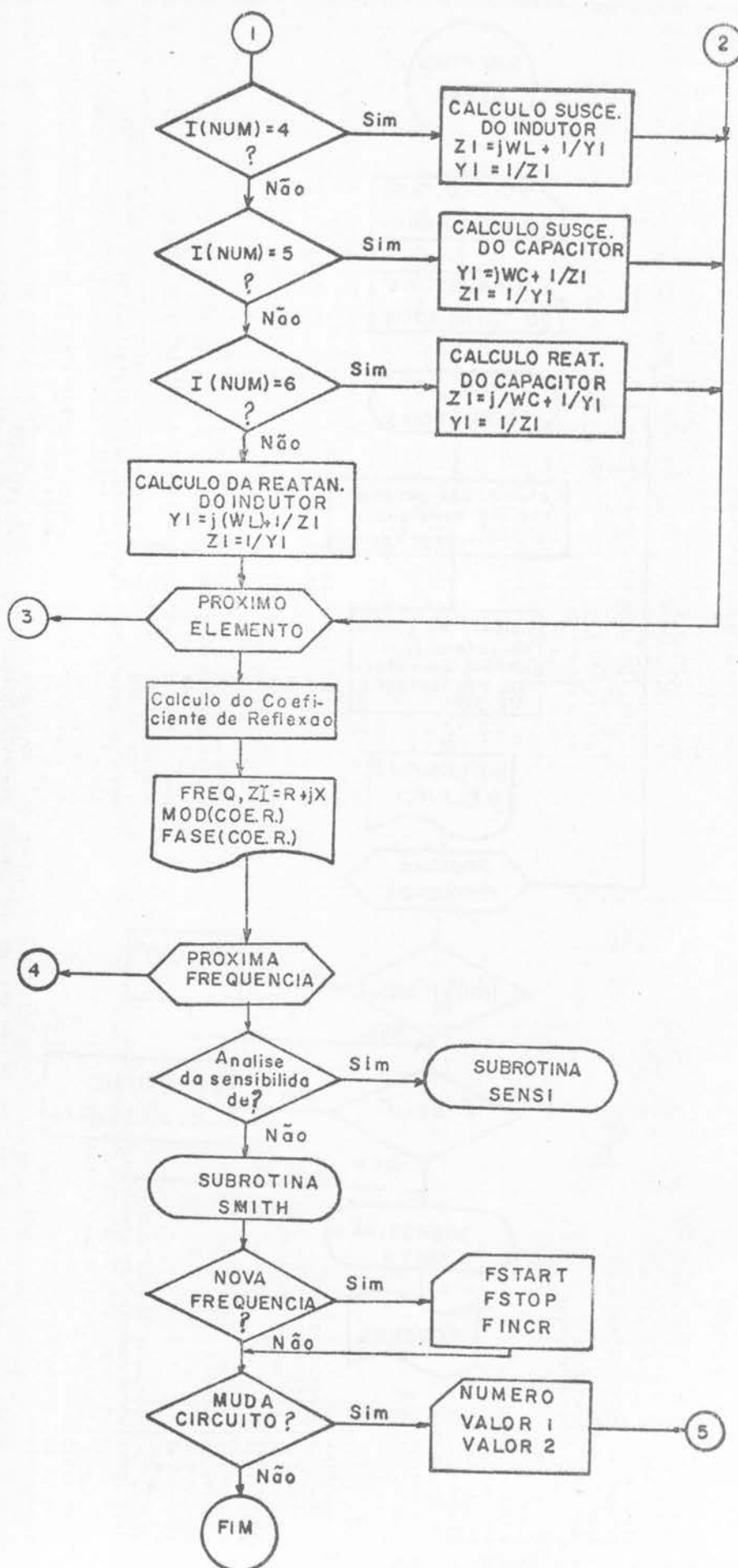
# APÊNDICE 1

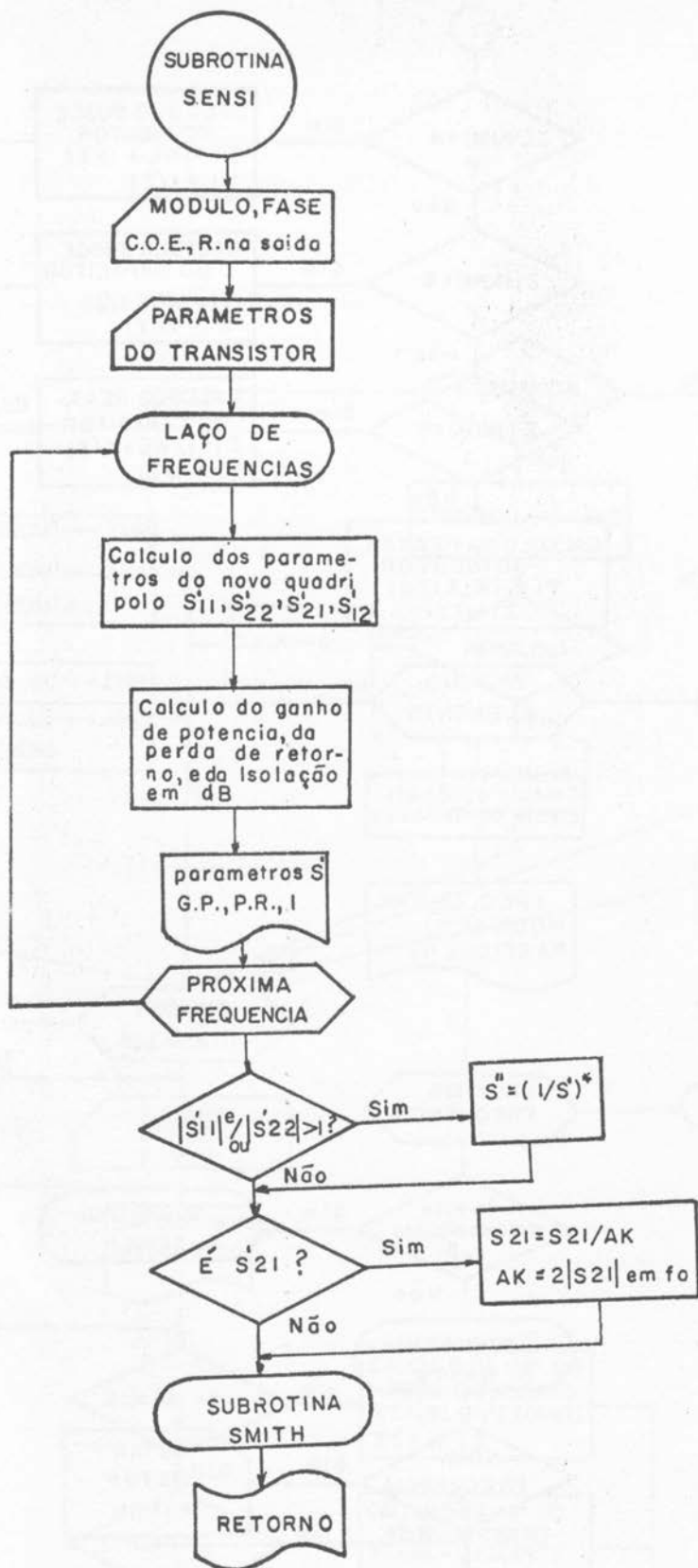
ANÁLISE DE CIRCUITOS PASSIVO E DA SENSIBILIDADE

(DIAGRAMA DE BLOCOS E LISTAGEM DO PROGRAMA)

















```

T33=1.- GAM2*CONJ2
A2= T11/CABS(T22)*SORT(CABS(T33))
CONJ2= CMPLX(REAL(A2),-AIMAG(A2))
F= FSTART
DO 111 JJ=1,NP
  R=REAL(GAMMA(JJ))
  X=-AIMAG(GAMMA(JJ))
  CONJ1= CMPLX(R,X)
  T1=1.-CONJ1
  T2=1.-GAMMA(JJ)
  T3=1.-GAMMA(JJ)*CONJ1
  A1(JJ)= T1/CABS(T2)*SORT(CABS(T3))
  CONJ3= CMPLX(REAL(A1(JJ)), -AIMAG(A1(JJ)))
  AN1= CONJ1*(1.-GAM2*S(2,2))*S(1,1)-CONJ1)*GAM2*S(1,2)+S(2,1))
  ON = (1.-GAMMA(JJ)*S(1,1))*(1.-GAM2*S(2,2))-GAMMA(JJ)*GAM2
  S=S(1,2)*S(2,1)
  AN2= CONJ2*S(1,2)*(1.- CABS(GAMMA(JJ)))*S(2)
  AN21= CONJ1*S(2,1)*(1.- (CABS(GAM2))*S(2))
  AN22= CONJ2*(1.-GAMMA(JJ)*S(1,1))*S(2,2)-CONJ2)*GAMMA(JJ)*S(1,
  *2)*S(2,1))
  S11(JJ)= AN11/(OM*AI(JJ))
  S12(JJ)= AN12/(OM*AI(JJ))
  S21(JJ)= AN21/(OM*#2)
  S22(JJ)= AN22/(OM*#2)
  TOP11=REAL(S11(JJ))
  TOP12=REAL(S12(JJ))
  TOP21=REAL(S21(JJ))
  TOP22=REAL(S22(JJ))
  POT11=AIMAG(S11(JJ))
  POT12=AIMAG(S12(JJ))
  POT21=AIMAG(S21(JJ))
  POT22=AIMAG(S22(JJ))
  A81=CABS(S11(JJ))
  A812=CABS(S12(JJ))
  A821=CABS(S21(JJ))
  A822=CABS(S22(JJ))
  THET11 = (ATAN2(POT11,TOP11))*57.3
  THET12 = (ATAN2(POT12,TOP12))*57.3
  THET21 = (ATAN2(POT21,TOP21))*57.3
  THET22 = (ATAN2(POT22,TOP22))*57.3
  IMPRESSAO
  WRITE(6,123) F,AB11,THET11 ,A812,THET12 ,A821,THET21 ,A82
  *2,THET22
123 FORMAT(2X,SE12.5)
111 F=F+FINCR
  WRITE(6,120)
120 FORMAT(//,12X,'FREQUENCIA',5X,'PERDA 1',5X,'ISOLACAO',4X,'GAMHO',7X
  *, 'PERDA 2')
  F1= FSTART
  DO 112 JJ=1,NP
    R11 = CABS(S11(JJ))
    R12 = CABS(S12(JJ))
    R21 = CABS(S21(JJ))
    R22 = CABS(S22(JJ))
    R11 = ABS(20*ALOG(R11)/2.303)
    R12 = ABS(20*ALOG(R12)/2.303)
    R21 = 20*ALOG(R21)/2.303
    R22 = 20*ALOG(R22)/2.303
    WRITE(6,125) F1,R11,R12,R21,R22
125 FORMAT(2X,SE12.5)

```

```

112 F1 = F1 + FINCR
DO 820 II=1,N
  WRITE(6,R21)
821 FORMAT(1H)
  GO TO (11,12,21,22),I
11 DO 920 II=1,NP
  GAMMA(II)=S11(II)
920 CONTINUE
822 WRITE(6,R22)
822 FORMAT(1X,'PARAMETRO S11')
  GO TO 999
12 DO 921 II=1,NP
  GAMMA(II)=S12(II)
921 CONTINUE
823 WRITE(6,R23)
823 FORMAT(1X,'PARAMETRO S12')
  GO TO 999
21 K=(NP+1)/2
  AN=2.*CABS(S21(K))
  DO 922 II=1,NP
    RRR=REAL(S21(II))/AK
    XXX=AIMAG(S21(II))/AK
    S21(II)=CMPLX(RRR,XXX)
    GAMMA(II)=S21(II)
922 CONTINUE
  WRITE(6,R24) AK
824 FORMAT(1X,'PARAMETRO S21 COEF =',F8.4)
  GO TO 999
22 DO 923 II=1,NP
  GAMMA(II)= S22(II)
923 CONTINUE
  WRITE(6,R25)
825 FORMAT(1X,'PARAMETRO S22')
  999 CALL SMITHNP
820 CONTINUE
  RETURN
  END

```

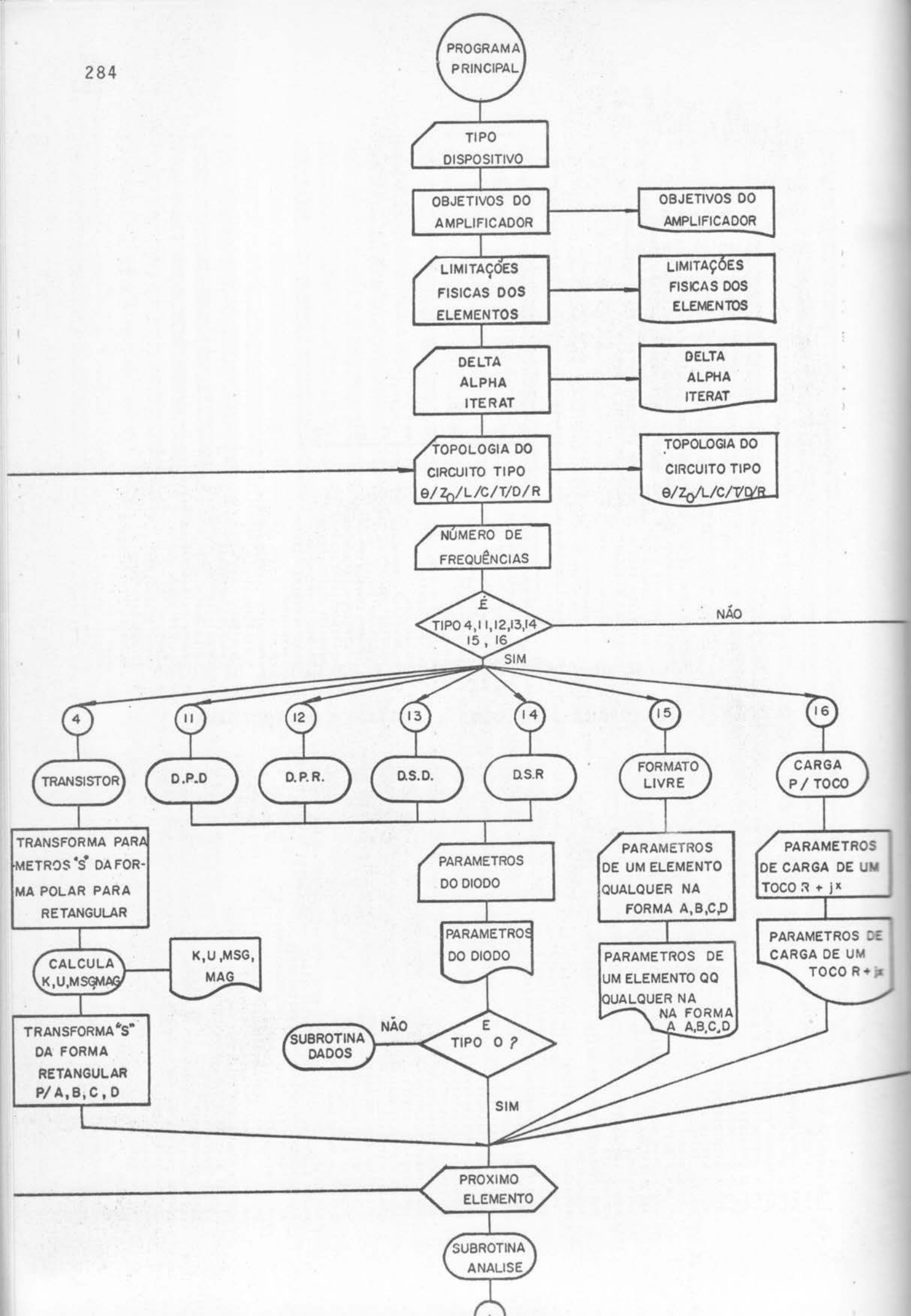
NO ERRORS DETECTED. NUMBER OF CARDS = 433.  
 COMPILATION TIME = 15 SECONDS ELAPSED. 6.34 SECONDS PROCESSING.  
 D2 STACK SIZE = 36 WORDS. FILESIZE = 140 WORDS. ESTIMATED CORE STORAGE  
 TOTAL PROGRAM CODE = 1322 WORDS. ARRAY STORAGE = 2735 WORDS.  
 NUMBER OF PROGRAM SEGMENTS = 16. NUMBER OF DISK SEGMENTS = 97.  
 PROGRAM CODE FILE = (S35LME)HARCOS, COMPILER COMPILED ON 03/08/77

## A P Ê N D I C E 2

ANÁLISE DE CIRCUITOS ATIVOS E DA FIGURA DE RUÍDO

(DIAGRAMA DE BLOCOS E LISTAGEM DO PROGRAMA)







SUBROTINA  
EXPLORA

ERRO  
INICIAL

4

É  
O PRIMEIRO  
ELEMENTO?

SIM

O  
ELEMENTO  
É DO TIPO  
4,5...16?

SIM

NÃO

$SZ_0 = Z_0$   
 $S\theta = \theta$

3

O  
ELEMENTO  
É DO TIPO  
4,5...16?

SIM

2

NÃO

GUARDA  
 $Z_0/\theta$

CONTADOR  
MODULO 4

$N = 1$ ?

NÃO

SIM

$Z_0 = Z_0 + Z_0 \Delta$

$N = 2$ ?

NÃO

SIM

$\theta = \theta + \theta \Delta$

$N = 3$ ?

NÃO

SIM

$Z_0 = Z_0 - Z_0 \Delta$

NÃO

SIM

$\theta = \theta - \theta \Delta$

VALO-  
RES DE  $Z_0/\theta$   
SÃO PERMITI-  
DOS?

NÃO

SIM

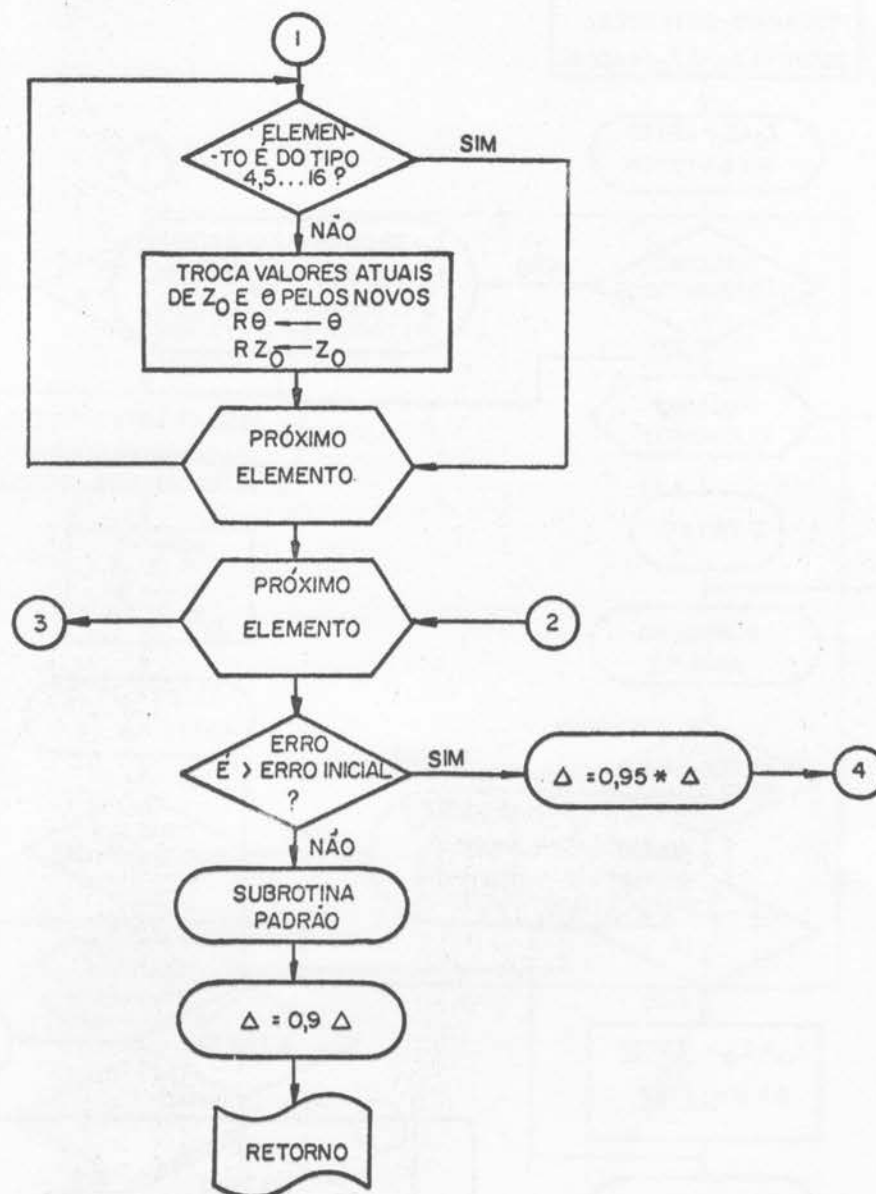
SUBROTINA  
ANALISE

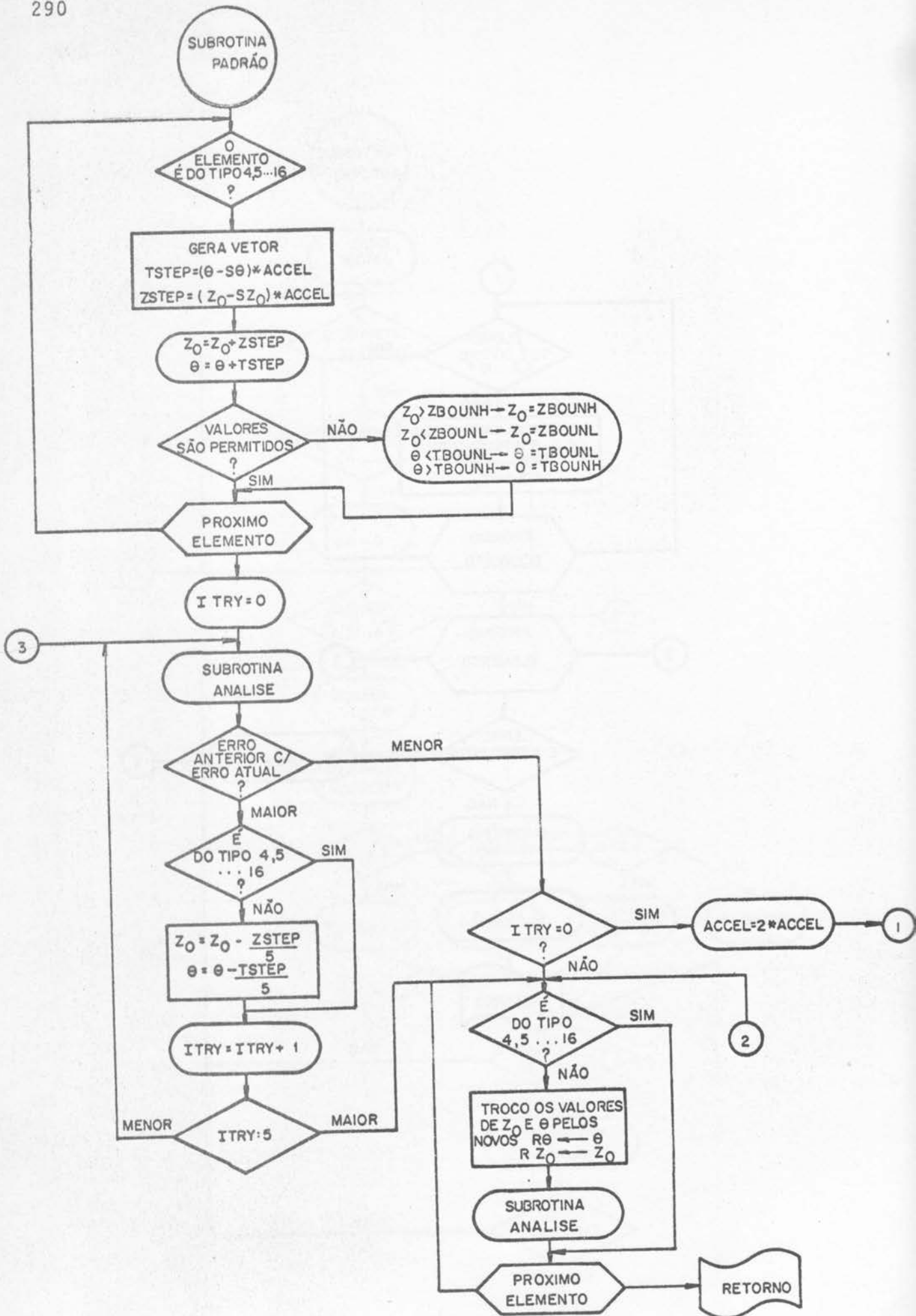
ERRO  
DIMINUIU?

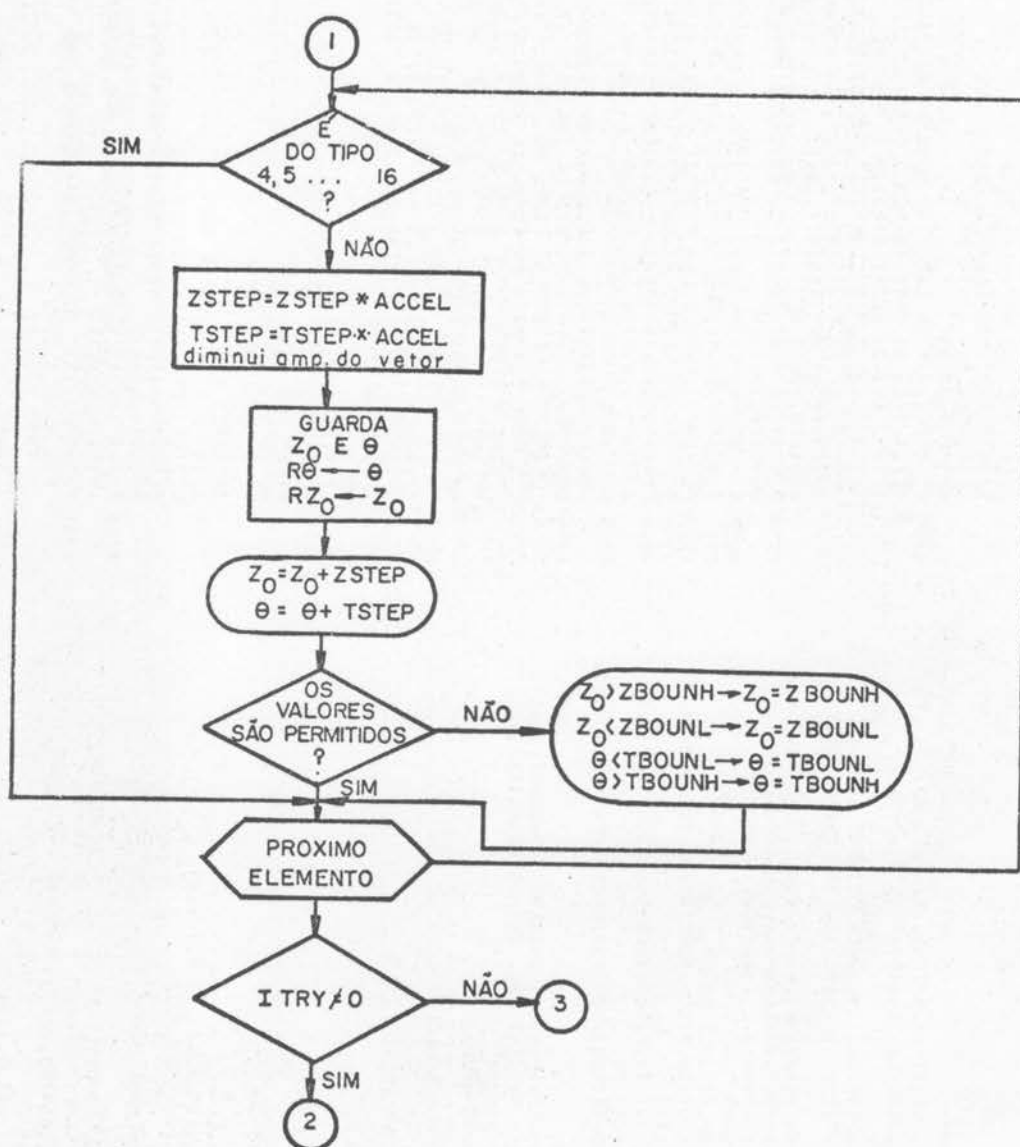
NÃO

SIM

1













```

WRITE(6,90) LFA,LFB,NKA,NFE
GO TO 7660
17547 WRITE(6,7540,7551,7552,7553),NHTYPE
CONTINUE
NHTYPE = NHTYPE(K)
GO TO (7510,7520,7530,7540,7541,7542,7543,7544,7545,7546,
17547,7548,7549,7551,7552,7553),NHTYPE
7510 WRITE(6,91) K,MTYPE(K),THETA(K),Z(K)
GO TO 7550
7520 WRITE(6,92) K,MTYPE(K),THETA(K),Z(K)
GO TO 7550
7530 WRITE(6,93) K,MTYPE(K),THETA(K),Z(K)
GO TO 7550
7540 WRITE(6,94) K,MTYPE(K)
GO TO 7550
7541 WRITE(6,95) K,MTYPE(K),THETA(K)
GO TO 7550
7542 WRITE(6,1050) K,MTYPE(K),THETA(K)
GO TO 7550
7543 WRITE(6,1051) K,MTYPE(K),THETA(K)
GO TO 7550
7544 WRITE(6,1052) K,MTYPE(K),THETA(K)
GO TO 7550
7545 WRITE(6,1053) K,MTYPE(K),THETA(K)
GO TO 7550
7546 WRITE(6,1054) K,MTYPE(K),THETA(K)
GO TO 7550
7547 WRITE(6,1055) K,MTYPE(K)
GO TO 7550
7548 WRITE(6,1056) K,MTYPE(K)
GO TO 7550
7549 WRITE(6,1057) K,MTYPE(K)
GO TO 7550
7551 WRITE(6,1058) K,MTYPE(K)
GO TO 7550
7552 WRITE(6,1059) K,MTYPE(K)
GO TO 7550
7553 WRITE(6,1060) K,MTYPE(K),THETA(K),Z(K)
7550 CONTINUE
1211 CONTINUE
12 READ(5,12)(FREQ(J), J=1,NF)
96 FORMAT(10.3,5(7X,13))
98 FORMAT(13,2F10.4)
NT=1
ND=1
DO 741 K=1,NF
IF(MTYPE(K).EQ.4) GO TO 6904
IF(MTYPE(K).EQ.11) GO TO 1015
IF(MTYPE(K).EQ.12) GO TO 1016
IF(MTYPE(K).EQ.13) GO TO 1017
IF(MTYPE(K).EQ.14) GO TO 1018
IF(MTYPE(K).EQ.15) GO TO 1019
IF(MTYPE(K).EQ.16) GO TO 1020
GO TO 739
1015 IF(ITIPO.EQ.0)GO TO 9900
WRITE(6,3020)ND
CALL DADOS(GD,8D,FREQ,ND,NF,ITIPO)
ND=ND+1
GO TO 741

```

```

READ(5,3002) XPR(ND),XCB(ND),XPLP(ND),XCC(ND)
FORMAT(F10.4)
WRITE(6,3020)ND
FORMAT(///10H DIODE NO.,13)
WRITE(6,3004)
FORMAT(///1X,PARAMETROS DO DIODO POLARIZADO DIRETAMENTE')
3004 WRITE(6,3005) XPR(ND),XCB(ND),XPLP(ND),XCC(ND)
3005 WRITE(4H RS=F10.4,5H OHMS,5X,4H CF=F10.4,11H PICOFARADS,
1//, 4H LP=F10.4,12H NANOHENRIES,5X,4H CC=F10.4,11H PICOFARADS,
2)
ND=ND+1
GO TO 741
1016 IF(ITIPO.EQ.0)GO TO 9901
WRITE(6,3021)ND
CALL DADOS(GD,8D,FREQ,ND,NF,ITIPO)
ND=ND+1
GO TO 741
3021 FORMAT(///10H DIODE NO.,13)
WRITE(6,3006)
FORMAT(///1X,PARAMETROS DO DIODO POLARIZADO REVERSAMENTE')
3006 WRITE(6,3007) RS(ND),XCB(ND),XPLP(ND),XCC(ND)
3007 FORMAT(4H RS=F10.4,5H OHMS,5X,4H CJ=F10.4,11H PICOFARADS,
1//, 4H RS=F10.4,5H OHMS,5X,4H CF=F10.4,11H PICOFARADS,
2//, 5H LP=F10.4,12H NANOHENRIES,5X,4H CC=F10.4,11H PICOFARADS,
ND=ND+1
GO TO 741
1017 IF(ITIPO.EQ.0)GO TO 9902
WRITE(6,3022)ND
CALL DADOS(GD,8D,FREQ,ND,NF,ITIPO)
ND=ND+1
GO TO 741
9902 READ(5,3008) YRB(ND),YCB(ND),YPLP(ND),YCC(ND)
3008 FORMAT(F10.4)
WRITE(6,3022)ND
3022 FORMAT(///10H DIODE NO.,13)
WRITE(6,3010)
FORMAT(///1X,PARAMETROS DO DIODO POLARIZADO DIRETAMENTE')
3010 WRITE(6,3011) YRB(ND),YCB(ND),YPLP(ND),YCC(ND)
3011 FORMAT(5H RS=F10.4,5H OHMS,5X,5H CF=F10.4,11H PICOFARADS,
1//, 6H LP=F10.4,12H NANOHENRIES,5X,5H CC=F10.4,11H PICOFARADS,
2)
ND=ND+1
GO TO 741
1018 IF(ITIPO.EQ.0)GO TO 9903
WRITE(6,3023)ND
CALL DADOS(GD,8D,FREQ,ND,NF,ITIPO)
ND=ND+1
GO TO 741
9903 READ(5,3009) ZRS(ND),ZCS(ND),ZRB(ND),ZCB(ND),ZPLP(ND),ZCC(ND)
3023 FORMAT(///10H DIODE NO.,13)
WRITE(6,3023)ND
3009 FORMAT(F10.4)
WRITE(6,3012)
FORMAT(///1X,PARAMETROS DO DIODO POLARIZADO REVERSAMENTE')
3012 WRITE(6,3013) ZRS(ND),ZCS(ND),ZRB(ND),ZCB(ND),ZPLP(ND),ZCC(ND)
3013 FORMAT(5H RS=F10.4,5H OHMS,5X,5H CJ=F10.4,11H PICOFARADS,
1//, 5H LP=F10.4,12H NANOHENRIES,5X,5H CC=F10.4,11H PICOFARADS,
2)

```

```

26H LP=F10.4,12H NANGHENRIES,5H CC=F10.4,11H PICOFARADS) |
ND=ND*1.
GO TO 741
3319 DO 918 J=1,NF
READ(5,2014) AA(J),BS(J),CC(J),DD(J),EE(J),FF(J),GG(J),HH(J)
33014 FORMAT(8F0.4)
WRITE(6,3015)
33015 WRITE(6,3025) FREQ(J)
33025 FORMAT(1X,FREQ(J),F6.4)
33016 WRITE(6,3016) AA(J),BS(J),CC(J),DD(J),EE(J),FF(J),GG(J),HH(J)
FORMAT(3H A=F8.4,5X,2H J,F8.4,20X,3H S=F8.4,5X,2H J,F8.4,
11, 3H C=F8.4,5X,2H J,F8.4,20X,3H D=F8.4,5X,2H J,F8.4)
918 CONTINUE
GO TO 741
33020 WRITE(6,3043)
33043 FORMAT(11X,'CARGA PARA TOCC')
DO 33041 J=1,NF
READ(5,3042) RR(J),XX(J)
33042 FORMAT(2F10.4)
WRITE(6,3044) FREQ(J),RR(J),XX(J)
33044 FORMAT(11X,'FREQUENCIA=F10.4,1X,'CARGA DO TOCC=',F10.4,' J',
110.4,5H OHMS)
33041 CONTINUE
GO TO 741
33040 CONTINUE
GO TO 741
1011 CONTINUE
LEITURA DOS PARAMETROS-S
6904 CONTINUE
IF(TEST.EQ.1)NT=NT+1
WRITE(6,107) NT
107 FORMAT(11X,5H TRANSISTOR NO.,I3/
1 13H 5 PARAMETERS,21X,5H 11,20X,3H S12,20X,3H S21,20X,3H S22//)
CC 1740 J=1,NF
READ(5,3)GG(I),I=1,8)
3 FORMAT(8F10.4)
13 WRITE(6,13) FREQ(J),GG(I),I=1,8)
FORMAT(F9.2,10X,2(F12.4,F9.1))
TRANSFORMACAO DOS PARAMETROS-S PARA A FORMA RETANGULAR
S11=GG(1)-(COS(GG(2)*DX)+XX)*SIN(GG(2)*DY))
S12=GG(3)-(COS(GG(4)*DX)+XX)*SIN(GG(4)*DY))
S21=GG(5)-(COS(GG(6)*DX)+XX)*SIN(GG(6)*DY))
S22=GG(7)-(COS(GG(8)*DX)+XX)*SIN(GG(8)*DY))
IF(NT.EQ.1) GO TO 80
AUS11(J) = S11
AUS12(J) = S12
AUS21(J) = S21
AUS22(J) = S22
80 CONTINUE
YDEL=CABS((S21)-(S22)*(S12)*(S21))
SK='1'+YDEL*W+2*CABS(S11)*2-CABS(S22)*2/(2.*CABS(S12)*CABS(S21)
ANG=ABS((GG(6)*DX)-(GG(4)*DX))
UM=(CABS(S21/S12))-(2.*COS(ANG))+(1./CABS(S21/S12))//
1ABS(2.*(SK-COS(ANG)))
IF(SK.GT.1.) GO TO 5550
XMSG=CABS(S21/S12)
XWAG=1000000.
GO TO 5100
PONE=X1+CABS(S11)*2-CABS(S22)*2-YDEL*2)

```

```

UUU=SK*2-1
IF(EQNT-C, 5060,5060,5070)
XWAG=C*P*(S21/S12)+ABS(SK+SORT(UUU))
XMSC=1000000.
GO TO 5100
5070 XHAC=C*P*(S21/S12)* ABS(SK-SORT(UUU))
XMSG=1000000
STATC(J,NT)=SK
GUVATC(J,NT)=10.*ALOG10(U)
IF(XMAG.GT.100000.) GO TO 5180
GMAGC(J,NT)=10.*ALOG10(XMAG)
GO TO 5181
5180 GMAGC(J,NT)=1000000.
5181 CONTINUE
IF(XHSC.GT.100000.) GO TO 5190
GMSGC(J,NT)=10.*ALOG10(XHSC)
GO TO 5191
5190 GMSGC(J,NT)=10000000.
5191 CONTINUE
TRANSFORMACAO DOS PARAMETROS-T PARA PARAMETROS ABCD
AS11C(J,NT)=(S12*S21*(1.0+S11*(1.0-S22)))/(2.0+S21)
AS12C(J,NT)=(S12*S21*(1.0+S11*(1.0-S22)))/(2.0+S21)
AS21C(J,NT)=(S12*S21*(1.0-S11*(1.0-S22)))/(100.*S21)
AS22C(J,NT)=(S12*S21*(1.0-S11*(1.0-S22)))/(100.*S21)
AS22C(J,NT)=(S12*S21*(1.0-S11*(1.0-S22)))/(2.0+S21)
740 CONTINUE
WRITE(6,5155)
5155 FORMAT(/,20X,'COMPORTAMENTO DO TRANSISTOR')
WRITE(6,5160)
5160 FORMAT(/,10H FREQ.(GC),10X,2H K,10X,6H U(De),10X,8H MSG(DB),10X,8H
1H MAG(DB)
DO 715 J=1,NF
WRITE(6,5170) FREQ(J),STAB(J,NT),GMSGC(J,NT),GMAGC(J,NT)
5170 FREQ(J)=2.5X,F10,4,5X,F7,2,11X,F7,2,11X,F7,2
5180 CONTINUE
715 CONTINUE
IF(K5.F0.0) GO TO 79
WRITE(6,72)
WRITE(6,71)
72 FORMAT(/,4X,'FREQ',7X,'FMIN',8X,'RN',9X,'GO',9X,'80')
71 F0RNAT(4X,'3HZ',8X,'DB',9X,' OHMS',7X,'MHOHS',6X,'MPOHS')
DO 76 J=1,NF
IF(NT-2) 73,74,75
73 FMIN(J)=10.*ALOG10(FMIN1(J))
RNC(J)=RNI(J)
60(J)=G01(J)+1000.
80(J)=R01(J)+1000.
GO TO 76
74 FMIN(J)=10.*ALOG10(FMIN2(J))
60(J)=G02(J)+1000.
80(J)=R02(J)+1000.
RNC(J)=RNI2(J)
GO TO 76
76 WRITE(6,77) FREQ(J),FMIN(J),RNC(J),G0(J),80(J)
77 FORMAT(5F9,2)
75 CONTINUE
79 CONTINUE
NT=NT+1
2216 CONTINUE
739 CONTINUE
741 CONTINUE

```



```

CALL ANALYZ(SUNG)
ERMIN=SORT(SUNG)
ESAVE=ERMIN
WRITE(6,363)
WRITE(6,103)((FREQ(J),ZOUT(J),GAMA1(J),GAMA2(J),VSR1(J),
1VSRR2(J),RTLOSS(J),PHASE(J),PGAIN(J),J=1,NF)
WRITE(6,4710) DELTA,ACCEL
WRITE(6,735) ERMIN
IF(K5.EQ.0) GO TO 69
IMPRESSAO DA FIGURA DE RUÍDO
WRITE(6,59)
WRITE(6,68)
WRITE(6,59) (FREQ(J),F(J),J=1,NF)
736 FCONTINUE
735 FORMAT(//,IX,' FUNCAO DE ERRO NO PONTO BASE =',F12.5)
69 CONTINUE
XNF=NF
FREQ0=0.0
VAFREQ0=0.0
PHIBAR=0.0
PHIFREQ0=0.0
DO 2930 J=1,NF
FREQ0=FREQ0+1
PHIBAR=PHIBAR+PHASE(J)*(1./XNF)
PHIFREQ0=PHIFREQ0+PHASE(J)*FREQ(J)*(1./XNF)
VAFREQ0=VAFREQ0+((FREQ(J)-FREQ0)**2)*(1./XNF)
4717 FORMAT(F10,4)
2930 CONTINUE
APHI=PHIFREQ0-PI*PHIBAR/FREQ0
BPHI=PHIBAR-APHI*FREQ0
FORMAT(7H DELTA=F10,10X,7H ACCEL=F10.5)
IF(ITEPAT.EQ.0) GO TO 4006
DO 4005 IT=1,ITEPAT
ACCEL=C.20
CALL EYFOR (ACCEL,DELTA,ERMIN)
IF(ERMIN.GE.ESAVE) GO TO 4006
WRITE(6,383)
WRITE(6,103)((FREQ(J),ZOUT(J),GAMA1(J),GAMA2(J),VSR1(J),
1VSRR2(J),RTLOSS(J),PHASE(J),PGAIN(J),J=1,NF)
WRITE(6,4710) DELTA,ACCEL
WRITE(6,735) ERMIN
IF(K5.EQ.0) GO TO 70.
IMPRESSAO DA FIGURA DE RUÍDO
WRITE(6,58)
WRITE(6,68)
FORMAT(IX,'(GHZ)',5X,12B)
58 FORMAT(//,IX,FREQ(J),5X,'FIGURA DE RUÍDO')
WRITE(6,59) (FREQ(J),F(J),J=1,NF)
70 CONTINUE
WRITE(6,1001)
59 FORMAT(F7,3,F12.3)
WRITE(6,4191) F0
DO 770 K=1,NFE
IF(K5.EQ.0) GO TO 765
GO TO 766
765 IF(LFA.GT.LFB) GO TO 707
WRITE(6,90) LFA,LFB,N,K,NFE
GO TO 766
707 WRITE(6,1070) N,K,NFE,LFA,LFB
766 CONTINUE

```

MTYPE = MTYPE(K)

GO TO (751,752,753,754,755,756,757,758,759,760,

1761,762,763,764,765,766,767,768,769,770,771,

772,773,774,775,776,777,778,779,780,781,782,783,

784,785,786,787,788,789,790,791,792,793,794,

795,796,797,798,799,800,801,802,803,804,805,

806,807,808,809,810,811,812,813,814,815,816,

817,818,819,820,821,822,823,824,825,826,827,

828,829,830,831,832,833,834,835,836,837,838,

839,840,841,842,843,844,845,846,847,848,849,

850,851,852,853,854,855,856,857,858,859,860,

861,862,863,864,865,866,867,868,869,870,871,

872,873,874,875,876,877,878,879,880,881,882,

883,884,885,886,887,888,889,890,891,892,893,

894,895,896,897,898,899,900,901,902,903,904,

905,906,907,908,909,910,911,912,913,914,915,

916,917,918,919,920,921,922,923,924,925,926,

927,928,929,930,931,932,933,934,935,936,937,

938,939,940,941,942,943,944,945,946,947,948,

949,950,951,952,953,954,955,956,957,958,959,

960,961,962,963,964,965,966,967,968,969,970,

971,972,973,974,975,976,977,978,979,980,981,

982,983,984,985,986,987,988,989,990,991,992,

993,994,995,996,997,998,999,1000,1001,1002,

1003,1004,1005,1006,1007,1008,1009,1010,1011,

1012,1013,1014,1015,1016,1017,1018,1019,1020,

1021,1022,1023,1024,1025,1026,1027,1028,1029,

1030,1031,1032,1033,1034,1035,1036,1037,1038,

1039,1040,1041,1042,1043,1044,1045,1046,1047,

1048,1049,1050,1051,1052,1053,1054,1055,1056,

1057,1058,1059,1060,1061,1062,1063,1064,1065,

1066,1067,1068,1069,1070,1071,1072,1073,1074,

1075,1076,1077,1078,1079,1080,1081,1082,1083,

1084,1085,1086,1087,1088,1089,1090,1091,1092,

1093,1094,1095,1096,1097,1098,1099,1100,1101,

1102,1103,1104,1105,1106,1107,1108,1109,1110,

1111,1112,1113,1114,1115,1116,1117,1118,1119,

1120,1121,1122,1123,1124,1125,1126,1127,1128,

1129,1130,1131,1132,1133,1134,1135,1136,1137,

1138,1139,1140,1141,1142,1143,1144,1145,1146,

1147,1148,1149,1150,1151,1152,1153,1154,1155,

1156,1157,1158,1159,1160,1161,1162,1163,1164,

1165,1166,1167,1168,1169,1170,1171,1172,1173,

1174,1175,1176,1177,1178,1179,1180,1181,1182,

1183,1184,1185,1186,1187,1188,1189,1190,1191,

1192,1193,1194,1195,1196,1197,1198,1199,1200,

1201,1202,1203,1204,1205,1206,1207,1208,1209,

1210,1211,1212,1213,1214,1215,1216,1217,1218,

1219,1220,1221,1222,1223,1224,1225,1226,1227,

1228,1229,1230,1231,1232,1233,1234,1235,1236,

1237,1238,1239,1240,1241,1242,1243,1244,1245,

1246,1247,1248,1249,1250,1251,1252,1253,1254,

1255,1256,1257,1258,1259,1260,1261,1262,1263,

1264,1265,1266,1267,1268,1269,1270,1271,1272,

1273,1274,1275,1276,1277,1278,1279,1280,1281,

1282,1283,1284,1285,1286,1287,1288,1289,1290,

1291,1292,1293,1294,1295,1296,1297,1298,1299,

1300,1301,1302,1303,1304,1305,1306,1307,1308,

1309,1310,1311,1312,1313,1314,1315,1316,1317,

1318,1319,1320,1321,1322,1323,1324,1325,1326,

1327,1328,1329,1330,1331,1332,1333,1334,1335,

1336,1337,1338,1339,1340,1341,1342,1343,1344,

1345,1346,1347,1348,1349,1350,1351,1352,1353,

1354,1355,1356,1357,1358,1359,1360,1361,1362,

1363,1364,1365,1366,1367,1368,1369,1370,1371,

1372,1373,1374,1375,1376,1377,1378,1379,1380,

1381,1382,1383,1384,1385,1386,1387,1388,1389,

1390,1391,1392,1393,1394,1395,1396,1397,1398,

1399,1400,1401,1402,1403,1404,1405,1406,1407,

1408,1409,1410,1411,1412,1413,1414,1415,1416,

1417,1418,1419,1420,1421,1422,1423,1424,1425,

1426,1427,1428,1429,1430,1431,1432,1433,1434,

1435,1436,1437,1438,1439,1440,1441,1442,1443,

1444,1445,1446,1447,1448,1449,1450,1451,1452,

1453,1454,1455,1456,1457,1458,1459,1460,1461,

1462,1463,1464,1465,1466,1467,1468,1469,1470,

1471,1472,1473,1474,1475,1476,1477,1478,1479,

1480,1481,1482,1483,1484,1485,1486,1487,1488,

1489,1490,1491,1492,1493,1494,1495,1496,1497,

1498,1499,1500,1501,1502,1503,1504,1505,1506,

1507,1508,1509,1510,1511,1512,1513,1514,1515,

1516,1517,1518,1519,1520,1521,1522,1523,1524,

1525,1526,1527,1528,1529,1530,1531,1532,1533,

1534,1535,1536,1537,1538,1539,1540,1541,1542,

1543,1544,1545,1546,1547,1548,1549,1550,1551,

1552,1553,1554,1555,1556,1557,1558,1559,1560,

1561,1562,1563,1564,1565,1566,1567,1568,1569,

1570,1571,1572,1573,1574,1575,1576,1577,1578,

1579,1580,1581,1582,1583,1584,1585,1586,1587,

1588,1589,1590,1591,1592,1593,1594,1595,1596,

1597,1598,1599,1600,1601,1602,1603,1604,1605,

1606,1607,1608,1609,1610,1611,1612,1613,1614,

1615,1616,1617,1618,1619,1620,1621,1622,1623,

1624,1625,1626,1627,1628,1629,1630,1631,1632,

1633,1634,1635,1636,1637,1638,1639,1640,1641,

1642,1643,1644,1645,1646,1647,1648,1649,1650,

1651,1652,1653,1654,1655,1656,1657,1658,1659,

1660,1661,1662,1663,1664,1665,1666,1667,1668,

1669,1670,1671,1672,1673,1674,1675,1676,1677,

1678,1679,1680,1681,1682,1683,1684,1685,1686,

1687,1688,1689,1690,1691,1692,1693,1694,1695,

1696,1697,1698,1699,1700,1701,1702,1703,1704,

1705,1706,1707,1708,1709,1710,1711,1712,1713,

1714,1715,1716,1717,1718,1719,1720,1721,1722,

1723,1724,1725,1726,1727,1728,1729,1730,1731,

1732,1733,1734,1735,1736,1737,1738,1739,1740,

1741,1742,1743,1744,1745,1746,1747,1748,1749,

1750,1751,1752,1753,1754,1755,1756,1757,1758,

1759,1760,1761,1762,1763,1764,1765,1766,1767,

1768,1769,1770,1771,1772,1773,1774,1775,1776,

1777,1778,1779,1780,1781,1782,1783,1784,1785,

1786,1787,1788,1789,1790,1791,1792,1793,1794,

1795,1796,1797,1798,1799,1800,1801,1802,1803,

1804,1805,1806,1807,1808,1809,1810,1811,1812,

1813,1814,1815,1816,1817,1818,1819,1820,1821,

1822,1823,1824,1825,1826,1827,1828,1829,1830,

1831,1832,1833,1834,1835,1836,1837,1838,1839,

1840,1841,1842,1843,1844,1845,1846,1847,1848,

1849,1850,1851,1852,1853,1854,1855,1856,1857,

1858,1859,1860,1861,1862,1863,1864,1865,1866,

1867,1868,1869,1870,1871,1872,1873,1874,1875,

1876,1877,1878,1879,1880,1881,1882,1883,1884,

1885,1886,1887,1888,1889,1890,1891,1892,1893,

1894,1895,1896,1897,1898,1899,1900,1901,1902,

1903,1904,1905,1906,1907,1908,1909,1910,1911,

1912,1913,1914,1915,1916,1917,1918,1919,1920,

1921,1922,1923,1924,1925,1926,1927,1928,1929,

1930,1931,1932,1933,1934,1935,1936,1937,1938,

1939,1940,1941,1942,1943,1944,1945,1946,1947,

1948,1949,1950,1951,1952,1953,1954,1955,1956,

1957,1958,1959,1960,1961,1962,1963,1964,1965,

1966,1967,1968,1969,1970,1971,1972,1973,1974,

1975,1976,1977,1978,1979,1980,1981,1982,1983,

1984,1985,1986,1987,1988,1989,1990,1991,1992,

1993,1994,1995,1996,1997,1998,1999,2000,2001,

2002,2003,2004,2005,2006,2007,2008,2009,2010,

2011,2012,2013,2014,2015,2016,2017,2018,2019,

2020,2021,2022,2023,2024,2025,2026,2027,2028,

2029,2030,2031,2032,2033,2034,2035,2036,2037,

2038,2039,2040,2041,2042,2043,2044,2045,2046,

2047,2048,2049,2050,2051,2052,2053,2054,2055,

2056,2057,2058,205

[illegible]



EQUACÖES DE TOCO EM ABERTO  
EM TERMOS DE PARAMETROS ABCD

T(1,1)=1, 0, 0, 0  
T(1,2)=0, 0, 0, 0  
T(2,1)=0, 0, 0, 0  
T(2,2)=0, 0, 0, 0  
T(2,1)=CTANHCALPHA\*ONP\*(ELECT/360)\*ELECT\*OX/ZO(K)  
T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 204 EQUACÖES DE TRANSISTOR  
EM TERMOS DE PARAMETROS ABCD

CONTINUE

NTRANS=NTRANS+1

IF(N5-EO.0) GO TO 51

CONTINUE

IF(N20-EO.1) GO TO 51

CONTINUE

IF(NTRANS-EO.2) GO TO 413

CONTINUE

IF(N10-EO.1) GO TO 51

CONTINUE

IF(NTRANS-EO.1) GO TO 413

CONTINUE

51 T(1,1) = AS11(J,NTRANS)

T(1,2) = AS12(J,NTRANS)

T(2,1) = AS21(J,NTRANS)

T(2,2) = AS22(J,NTRANS)

IF(NTRANS-EO.1) GO TO 65

AUX(1,1)=T(1,1)

AUX(1,2)=T(1,2)

AUX(2,1)=T(2,1)

AUX(2,2)=T(2,2)

65 CONTINUE

GO TO 199

C CAPACITANCIA DISCRETA SERIE

EQUACÖES EM TERMOS DE

PARAMETROS ABCD

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C CAPACITANCIA DISCRETA PARALELA

EQUACÖES EM TERMOS DE

PARAMETROS ABCD

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 206

RESISTENCIA DISCRETA SERIE

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 207

RESISTENCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 208

INDUTANCIA DISCRETA SERIE

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 209

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 210

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 211

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 212

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 213

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 214

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 215

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 216

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 217

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 218

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 219

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 220

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 221

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 222

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 223

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 224

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 225

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 226

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 227

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 228

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 229

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 230

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 231

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 232

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 233

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=0, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199

C 234

INDUTANCIA DISCRETA PARALELA

T(1,1)=1, 0, 0, 0

T(1,2)=0, 0, 0, 0

T(2,1)=0, 0, 0, 0

T(2,2)=1, 0, 0, 0

GO TO 199





```

CONTINUE
FORMAT(10H TRACE 482)
IFC(FA,EO,N) GO TO 22
GO TO 431
CONTINUE
10002 FORMAT(10H TRACE 801)
C
C SUPRIDA PARAMETROS ABCD DE TODOS ELEMENTOS ANTES DO
C INICIO DA REALIMENTACAO
IF(LFA,EO,N) GO TO 482
DO 483 I=1,2
DO 483 J=1,2
ABCD(I,J)=AC(I,J)
12001
FORMAT(SF10.4)
ATT(M)=T(I,J)
SCL(M)=C(I,J)
CCL(M)=T(I,J)
DCL(M)=C(I,J)
483 CONTINUE
GO TO 450
484 CONTINUE
DO 480 I=1,2
DO 480 J=1,2
ABCD(I,J)=CCL(I,J)
ATT(M)=T(I,J)
SCL(M)=C(I,J)
BCL(M)=C(I,J)
DCL(M)=C(I,J)
480 CONTINUE
IFC(LFA,EO,N) GO TO 455
GO TO 433
455
JLK=1
K=KKK
10009
FORMAT(10H TRACE 455)
M=1
GO TO 400
803 CONTINUE
10010
FORMAT(10H TRACE 480)
M=1
IFC(LFA,EO,N) GO TO 305
GO TO 806
805
ABCD(1,1)=(1,0,0)
10011
FORMAT(10H TRACE 805)
ABCD(1,2)=(0,0,0)
ABCD(2,1)=(0,0,0)
ABCD(2,2)=(1,0,0)
806
IFC(LFA,EO,N) GO TO 300
10012
FORMAT(10H TRACE 506)
GO TO 401
802 CONTINUE
10007
FORMAT(10H TRACE 802)
C
PARAMETROS Y DE TODOS ELEMENTOS DE LFA ATE LFB SEM
C INCLUIR QUALQUER ELEMENTO NA MALHA DE REALIMENTACAO
C
CONVERTE PARAMETROS ABCD PARA Y
YA(1,1)=C(1,1)-C(2,2)
YA(2,1)=1/C(1,2)
YA(2,2)=C(1,1)/C(1,2)
DO 420 I=1,2
DO 420 M=1,2
ATT(M)=C(I,J)

```

R(I,MN)=(0,0,0)  
 C(I,MN)=(0,0,0)  
 D(I,MN)=(0,0,0)  
 CONTINUE  
 MN=1  
 K=KKK  
 GO TO 400  
 804 CONTINUE  
 10008



10008
   
 FORMAT(10H TRACE 804)
   
 IF(LFA,EO,N) GO TO 485
   
 T(1,1)=(1,0,0)
   
 T(1,2)=(0,0,0)
   
 T(2,1)=C(2,2)/C(1,2)
   
 T(2,2)=1,0,0
   
 C(1,1)=ABCD(1,1)\*T(1,1)+ABCD(1,2)\*T(2,1)
   
 C(1,2)=ABCD(1,1)\*T(1,2)+ABCD(1,2)\*T(2,2)
   
 C(2,1)=ABCD(2,1)\*T(1,1)+ABCD(2,2)\*T(2,1)
   
 C(2,2)=ABCD(2,1)\*T(1,2)+ABCD(2,2)\*T(2,2)
   
 12003
   
 FORMAT(SF10.4)
   
 F=LFA

GO TO 400
   
 PARAMETROS Y DE TODOS ELEMENTOS NA MALHA DE REALIMENTACAO
   
 CONVERTE PARAMETROS ABCD PARA Y

485
   
 YB(1,1)=C(2,2)/C(1,2)
   
 10013
   
 FORMAT(10H TRACE 485)
   
 YB(1,2)=C(1,1)/C(2,2)-C(1,2)\*C(2,1)/C(1,2)
   
 YB(2,1)=1/C(1,2)
   
 YB(2,2)=C(1,1)/C(1,2)

C
   
 ADICAO DAS MATRIZES Y
   
 Y(1,1)=YA(1,1)+YB(1,1)
   
 Y(1,2)=YA(1,2)+YB(1,2)
   
 Y(2,1)=YA(2,1)+YB(2,1)
   
 Y(2,2)=YA(2,2)+YB(2,2)

C
   
 CONVERTE PARAMETROS Y PARA ABCD
   
 AY(1,1)=Y(2,2)/Y(2,1)
   
 AY(1,2)=1-AY(2,1)
   
 AY(2,1)=Y(1,1)-Y(2,2)/Y(2,1)
   
 AY(2,2)=Y(1,2)/Y(2,1)

C
   
 PARAMETROS ABCD DE TODOS ELEMENTOS ATE LFB
   
 MULTIPLICACAO MATRICIAL DOS PARAMETROS ABCD
   
 C(1,1)=ABCD(1,1)\*AY(1,1)+ABCD(1,2)\*AY(2,1)
   
 C(1,2)=ABCD(1,1)\*AY(1,2)+ABCD(1,2)\*AY(2,2)
   
 C(2,1)=ABCD(2,1)\*AY(1,1)+ABCD(2,2)\*AY(2,1)
   
 C(2,2)=ABCD(2,1)\*AY(1,2)+ABCD(2,2)\*AY(2,2)
   
 K=LFB

IF(LFB,EO,N) GO TO 22
   
 GO TO 482
   
 22 CONTINUE

10014
   
 FORMAT(10H TRACE 10014)
   
 EQUACAO PARA AMPLIFICADOR A REFLEXAO
   
 O COMPONENTE ASSUME UMA CARGA DE 50 OHMS
   
 IF(LFA,EO,N) AND.(LFB,EO,N) GO TO 413
   
 IF(LFA,EO,N) AND.(LFB,EO,N) GO TO 412
   
 GO TO 413

412
   
 ZOUT(J)=(50+C(2,2)/C(1,2))/(50+C(2,1)/C(1,2))
   
 ZIN(J)=1/ZOUT(J)
   
 GANA1(J)=C(1,1)/ZOUT(J)-ZIN(J)/(ZOUT(J)+ZIN(J))
   
 GANA2(J)=10000000
   
 VSWR1(J)=10000000
   
 VSWR2(J)=10000000





```

SUMG=SUMGP + SUMGF
F(J) = 10*ALOG10(F1(J))
86 CONTINUE
88 FUPRAT(1) TRACE POINT = 1, 12)
RETURN
END

```

```

=====
COMPLEX FUNCTION CTANH(X,Y)
COMPLEX CMPLX
IF(Y.GT.4.76).AND.(Y.LT.4.72)) Y=4.70
IF(Y.GT.1.56).AND.(Y.LT.1.58)) Y=1.56
CTANH=CMPLX(TANH(X),TAN(Y))/CMPLX(1.,TANH(X)+TAN(Y))
RETURN
END

```

```

=====
COMPLEX FUNCTION CCOSH(X,Y)
COMPLEX CMPLX
CCOSH=CMPLX(COSH(X)*COS(Y),SINH(X)*SIN(Y))
RETURN
END

```

```

=====
COMPLEX FUNCTION CSINH(X,Y)
COMPLEX CMPLX
CSINH=CMPLX(SINH(X)*COS(Y),COSH(X)*SIN(Y))
RETURN
END

```

```

=====
SUBROUTINE EXPLOR (ACCEL,DELTA,ERMIN)
COMMON/CITERA/ITERAT
COMMON FREQ(55),NTYPE(75),THETA(75),ZC(75),FO,N,NF,NFE,LF6,LF9,
1001(55),G02(55),FM1(55),FM2(55),FM3(55),FM4(55),FM5(55),
FM6(55),FM7(55),FM8(55),FM9(55),FM10(55),FM11(55),FM12(55),
COMMON/SEARCH/ STHETA(75),SZC(75),RTHETA(75),RZC(75)
COMMON/BOUND/ TBOUNDL,TBOUNDH,ZBOUNDL,ZBOUNDH
ESAVE=ERMIN
ITER=1
KZ=0
DATA NDELTA/3/, KDIR/0/
IF(IEPR.EQ.20) GO TO 47
DO 45 JJ=1,NFE
IF(JJ.EQ.1) GO TO 66
803 CONTINUE
IF(NTYPE(JJ).EQ.4) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.5) GO TO 45

```

```

IF(NTYPE(JJ).EQ.6) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.7) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.8) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.9) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.10) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.11) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.12) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.13) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.14) GO TO 45
IF(NTYPE(JJ).EQ.15) GO TO 45
CHMS=ZC(JJ)
DEG=THETA(JJ)
FORMAT(2E10.4)
700 CONTINUE
601 CONTINUE
ZC(JJ)=CHMS
THETA(JJ)=DEG
FORMAT(1X,2F10.4)
703 CONTINUE
KZ=KDIR+1
IF(KDIR.GT.4) KDIR=1
IF(KZ.GT.4) GO TO 705
GO TO (712,711,710,713),KDIR
710 ZC(JJ)=ZC(JJ)+ZC(JJ)*DELTA
GO TO 6
711 THETA(JJ)=THETA(JJ)+THETA(JJ)*DELTA
GO TO 6
712 ZC(JJ)=ZC(JJ)-ZC(JJ)*DELTA
GO TO 6
713 THETA(JJ)=THETA(JJ)-THETA(JJ)*DELTA
GO TO 6
CONTINUE
953 FORMAT(1X,2F10.4)
1000 IF(ZC(JJ).LT.ZBOUNDL.OR.ZC(JJ).GT.ZBOUNDH) GO TO 601
IF(THETA(JJ).LT.TBOUNDL.OR.THETA(JJ).GT.TBOUNDH) GO TO 601
CALL ANALYZ (SUMG)
IF(ITERAT.LT.9) GO TO 8
ERG=SEPT(SUMG)
853 FORMAT(10.3)
850 IF(ERG.LT.ERMIN) GO TO 604
GO TO 601
ERBASE=ERMIN
66 DO 701 JJ=1,NFE
IF(NTYPE(JJ).EQ.4) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.13) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.14) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.15) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.6) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.7) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.8) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.11) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.12) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.5) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.9) GO TO 701
IF(NTYPE(JJ).EQ.10) GO TO 701
STHETA(JJ)=THETA(JJ)
SZC(JJ)=ZC(JJ)
951 FORMAT(30,2F10.4)
701 CONTINUE

```



```

00 TO 603
CONTINUE
PULTE=DELTA*1
K2=C
THETA(JJ)=DEG
ZC(JJ)=CHMS
954 FORMAT(20X,2F10.4)
GO TO 85
604 ER=THERG
DEG=THETA(JJ)
CHMS = ZC(JJ)
DO 644 JP=1,NFE
IF(MTYPE(JP),EQ. 4) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 5) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 6) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 7) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 8) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 9) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 10) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 11) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 12) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 13) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 14) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 15) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 16) GO TO 844
PTHETA(JP)=THETA(JP)
PZC(JP)=ZC(JP)
955 FORMAT(25X,2F10.4)
844 CONTINUE
K2=0
45 CONTINUE
NDEL=DELTA*1
IERK=IERK+1
IF(ERMIN.EQ.ESAVE) DELTA=(.95)*DELTA
IF(ERMIN.EQ.ESAVE) GO TO 602
CALL PATTYR (ACCEL,ERMIN)
GO TO 48
47 CONTINUE
WRITE(6,854)
854 FORMAT(//////,'OTIMIZACAO TERMINADA, A PROCURA EM MOVIMENTOS
EXPLORATORIOS FOI PROGRESSIVAMENTE',,,'REDUZIDA A BANDA INFERIOR
25% DO DO CORTE SEM REDUCCAO DA FUNCCAO DE ERRO,')
48 CONTINUE
DELTA=DELTA*.9
RETURN
END
=====
SUBROUTINE PATTYR (ACCEL,ERMIN)
COMMON/CITERA/ITERAT
COMMON/F(55)
COMMON I=2,FREF,INSTRU
COMMON GRI(55),GC2(55),RNI(55),B01(55),B02(55),FMIN1(55)
IF(MI=2(55))
COMMON/ FREQ(55),TYPE(75),ZC(75),F0,N,HFE,LFA,LFB
COMMON/SEARCH/ STHETA(75),SZC(75),RTHETA(75),RZC(75)
COMMON/BOUND/ TBOUNL,ZBOUNL,ZBOUNH
CONTINUE
PATTYR = ZC(JJ)
DO 644 JP=1,NFE
IF(MTYPE(JP),EQ. 4) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 5) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 6) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 7) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 8) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 9) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 10) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 11) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 12) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 13) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 14) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 15) GO TO 844
IF(MTYPE(JP),EQ. 16) GO TO 844
PTHETA(JP)=THETA(JP)
PZC(JP)=ZC(JP)
955 FORMAT(25X,2F10.4)
844 CONTINUE
K2=0
45 CONTINUE
NDEL=DELTA*1
IERK=IERK+1
IF(ERMIN.EQ.ESAVE) DELTA=(.95)*DELTA
IF(ERMIN.EQ.ESAVE) GO TO 602
CALL PATTYR (ACCEL,ERMIN)
GO TO 48
47 CONTINUE
WRITE(6,854)
854 FORMAT(//////,'OTIMIZACAO TERMINADA, A PROCURA EM MOVIMENTOS
EXPLORATORIOS FOI PROGRESSIVAMENTE',,,'REDUZIDA A BANDA INFERIOR
25% DO DO CORTE SEM REDUCCAO DA FUNCCAO DE ERRO,')
48 CONTINUE
DELTA=DELTA*.9
RETURN
END
=====
DIMENSION TSTEP(75),ZSTEP(75)
FORMAT(5H ERG=2F12.5)
DO 702 JJ=1,NFE
IF(MTYPE(JJ),EQ. 4) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 5) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 6) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 7) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 8) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 9) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 10) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 11) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 12) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 13) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 14) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 15) GO TO 702
IF(MTYPE(JJ),EQ. 16) GO TO 702
TSTEP(JJ)=THETA(JJ)-STHETA(JJ)+ACCEL
ZSTEP(JJ)=ZC(JJ)-SZC(JJ)+ACCEL
ZC(JJ)=ZC(JJ)+ZSTEP(JJ)
IF(ZC(JJ),LT. ZBOUNL) ZC(JJ)=ZBOUNL
IF(ZC(JJ),GT. ZBOUNH) ZC(JJ)=ZBOUNH
THETA(JJ)=THETA(JJ)+TSTEP(JJ)
IF(THETA(JJ),LT. TBOUNL) THETA(JJ)=TBOUNL
IF(THETA(JJ),GT. TBOUNH) THETA(JJ)=TBOUNH
963 FORMAT(40X,2F10.4)
702 CONTINUE
ITER=0
GO TO 743
742 CONTINUE
ITER=ERG
IF(ITER,GT. 0) ACCEL=ACCEL*.2
DO 744 JR=1,NFE
IF(MTYPE(JR),EQ. 5) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 6) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 7) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 8) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 9) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 10) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 11) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 12) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 13) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 14) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 15) GO TO 744
IF(MTYPE(JR),EQ. 16) GO TO 744
ZSTEP(JR)=ZSTEP(JR)+ACCEL
TSTEP(JR)=TSTEP(JR)+ACCEL
RTHETA(JR)=THETA(JR)
RZC(JR)=ZC(JR)+ZSTEP(JR)
IF(RZC(JR),GT. ZBOUNH) ZC(JR)=ZBOUNH
IF(RZC(JR),LT. ZBOUNL) ZC(JR)=ZBOUNL
THETA(JR)=THETA(JR)+TSTEP(JR)
IF(THETA(JR),LT. TBOUNL) THETA(JR)=TBOUNL
IF(THETA(JR),GT. TBOUNH) THETA(JR)=TBOUNH
964 FORMAT(45X,2F10.4)
744 CONTINUE
ITER=NE. 0) GO TO 605
IF(ITER)
CALL ANALYZ(SUNG)
IF(ITER,LT. 9) GO TO 740

```



720 EAST(SUNG)

740  
751  
741  
750

748 CONTINUED  
ITSVEITVA

605 CONTINUE  
DO 746 IV=1,N5C

| IF(UTYPE(J)) | 50 | 55 | 60 | 65 | 70 | 746 |
|--------------|----|----|----|----|----|-----|
| IF(UTYPE(J)) | 50 | 55 | 60 | 65 | 70 | 746 |

| IF(NTYPE(JY)                                                     | .EQ.                                       | EQ                           | TC              | 746 |
|------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------|------------------------------|-----------------|-----|
| IF(NTYPE(JY) <td>.EQ. <td>EQ <td>TC <td>746</td> </td></td></td> | .EQ. <td>EQ <td>TC <td>746</td> </td></td> | EQ <td>TC <td>746</td> </td> | TC <td>746</td> | 746 |

|                     |      |    |     |
|---------------------|------|----|-----|
| IF(=TYPE(JY), *EQ,* | :296 | TO | 746 |
| IF(VIYPE(JY), *EQ,* | :296 | TO | 746 |

```
IF (NTYPE(JY) .EQ. 14) GO TO 746
IF (NTYPE(JY) .EQ. 15) GO TO 746
```

CALL ANALYZ(SUNG)

CA 3

11  
12  
13  
14  
15  
16  
17  
18  
19  
20  
21  
22  
23  
24  
25  
26  
27  
28  
29  
30  
31  
32  
33  
34  
35  
36  
37  
38  
39  
40  
41  
42  
43  
44  
45  
46  
47  
48  
49  
50  
51  
52  
53  
54  
55  
56  
57  
58  
59  
60  
61  
62  
63  
64  
65  
66  
67  
68  
69  
70  
71  
72  
73  
74  
75  
76  
77  
78  
79  
80  
81  
82  
83  
84  
85  
86  
87  
88  
89  
90  
91  
92  
93  
94  
95  
96  
97  
98  
99  
100

SUBROUTINE GRAPH (X,FX,N,IJ)

NOTES

YAV=YSUVX/N

0.05

$$Dv \approx 1.0$$

```

DIMENSION: GO(55,10),BD(55,10),FRE0(55)
DIMENSION: BD(55,10),FRE0(55),COE(55,10)

```

[illegible]

9001 + 088A (2412.7)  
60 10 9005

```

REAR(C5,90001){HAR(JXX,1)*XD(JJXX,1)}
CO(JJXX)=CHFLX(BD(JJXX,1))-XD(JJXX,1)

```

```

RD(JJXX,ND)=REAL(TD)
BO(JJXX,ND)=AIMAG(TD)

```

9002 FORMAT( /, 1H, 30X, +ADMITTANCIA EM FUNCAO DA FR

\*IA\*) -  
9003 : CUMULATIVE FREQUENCY, 10X, PARTE REA

```

9004      WRITE(2,9904) (FREQ(JJXX),GD(JJXX,ND),BD(JJXX
      FORMAT(20X,E12.5,8X,E12.5,10X,E12.5)

```

**RETURN  
END**

## A P Ê N D I C E 3

### "CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES"

Transistor HP - 35821 B e HP - 35821 E

Características estáticas (fornecidas pelo fabricante):

$V_{CBO}$  - 27 V  
 $V_{CEO}$  - 20 V  
 $I_C$  - 25 mA  
Potência de dissipação - 700 mW

Características dinâmicas (medida no sistema analisador de circuitos):

Parâmetros de espalhamento, em anexo

Transistor HP - 35862 E

Características estáticas (fornecidas pelo fabricante):

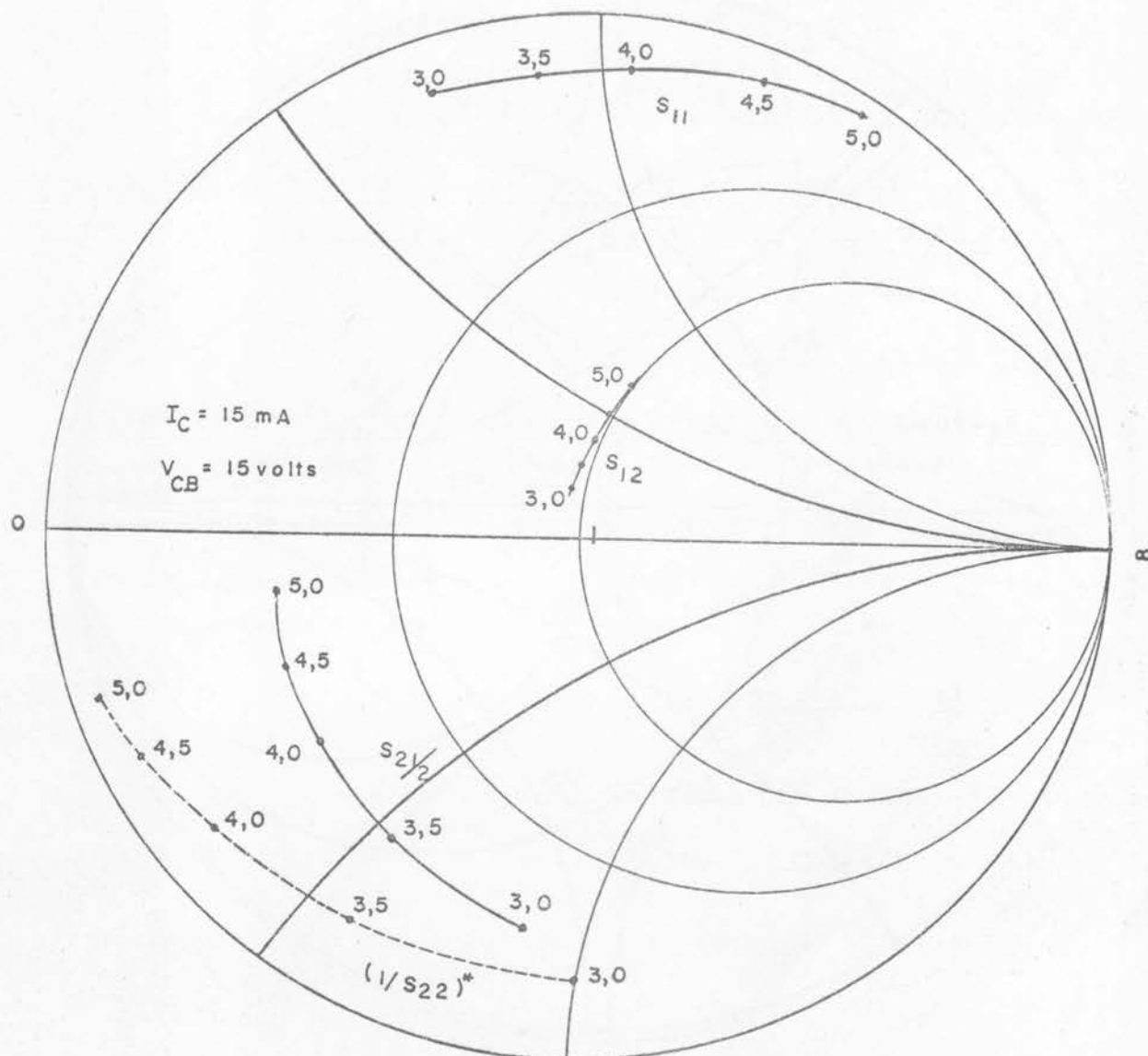
$V_{CBO}$  - 20 V  
 $V_{CEO}$  - 15 V  
 $I_C$  - 20 mA  
Potência de dissipação - 300 mW

Características dinâmicas (medida no sistema analisador de circuitos):

Parâmetros de espalhamento, em anexo

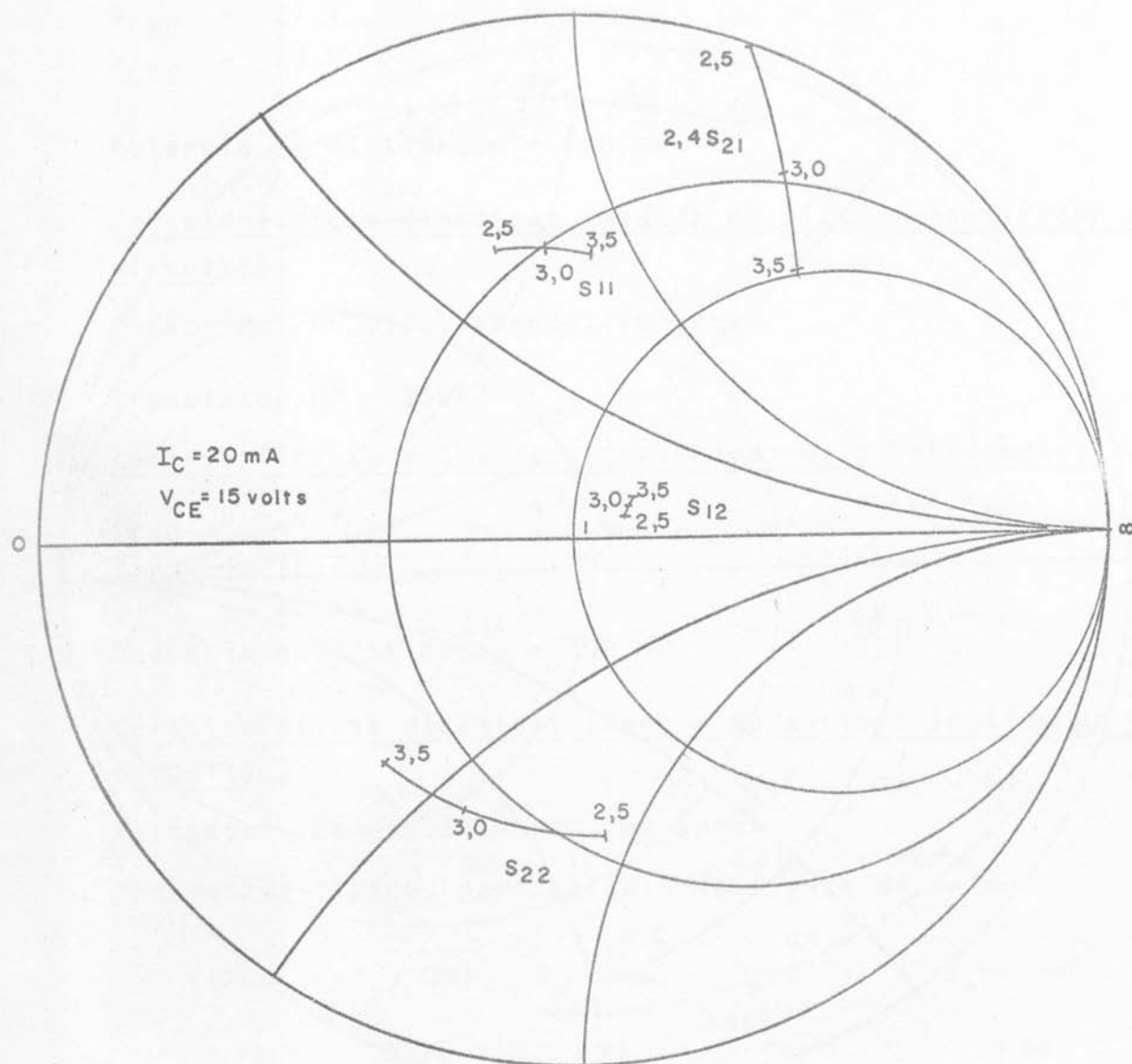
Parâmetros típicos para cálculo da figura de ruído

| F (GHz) | $F_{min}$ (dB) | $R_n$ (Ohms) | $G_o$ (mmhos) | $B_o$ (mmhos) |
|---------|----------------|--------------|---------------|---------------|
| 2,75    | 3,98           | 35           | 25,73         | 20,80         |
| 3,00    | 4,00           | 38           | 27,35         | 18,60         |
| 3,25    | 4,03           | 38           | 32,78         | 17,07         |
| 3,50    | 4,07           | 38           | 36,70         | 11,01         |
| 3,75    | 4,15           | 38           | 36,07         | 3,28          |
| 4,00    | 4,20           | 40           | 36,24         | -5,37         |



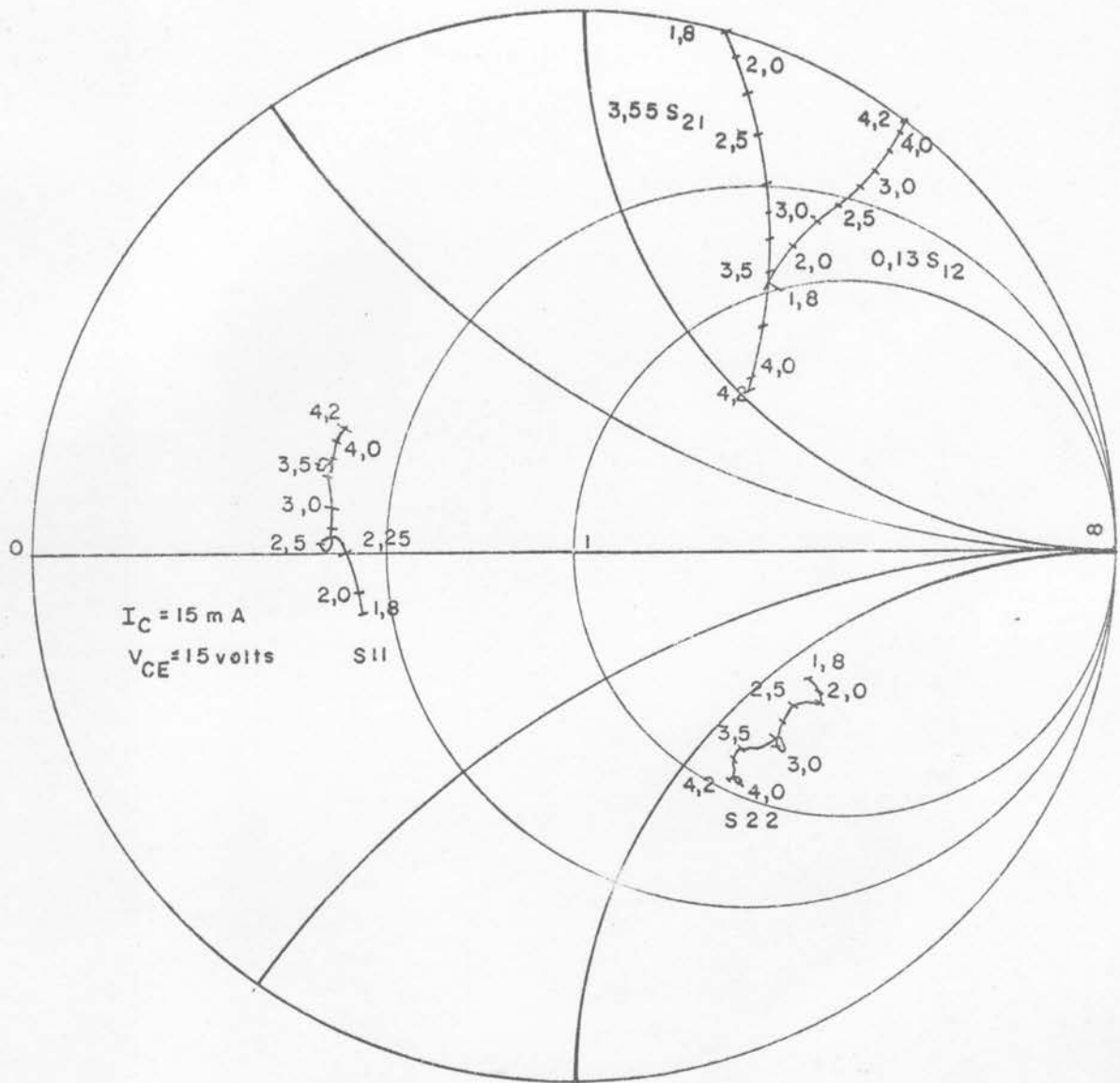
Transistor HP-35821B





Transistor HP-35821E





Transistor HP-35862 E

# E R R A T A

| <u>Página</u>                        | <u>Onde se lê</u>                                      | <u>Leia-se</u>                                        |
|--------------------------------------|--------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|
| 12                                   | $0 <  \Gamma  > 1$                                     | $0 <  \Gamma  < 1$                                    |
| 14 - 8a. linha                       | e refletida da carga                                   | e refletida do início da linha                        |
| 22 - expressão $p/Y_{12}$            | $= S_{12} + jb_{12}$                                   | $= g_{12} + jb_{12}$                                  |
| 22 - expressão $p/Y_{21}$            | $= S_{21} + jb_{21}$                                   | $= g_{21} + jb_{21}$                                  |
| 23 - expressão $p/S'_{11}$           | $1 - \Gamma_c S_{11}$                                  | $1 - \Gamma_c S_{22}$                                 |
| 27 - figura 12                       | de entrada                                             | de entrada $\Gamma_e$                                 |
| 28 - 2a. linha                       | módulo de $\Gamma_c$                                   | módulo de $\Gamma_e$                                  |
| 28 - expressão $R'$                  | $\frac{B S_{22} ^2}{1 -  S_{22} ^2} \cdot e^{j\theta}$ | $\frac{B S_{22} ^2}{1 -  S_{22} ^2}$                  |
| 33 - expressão                       | $b = F \cdot (V + G^+ \cdot i)$                        | $b = F \cdot (V - G^+ \cdot i)$                       |
| 35 - última linha                    | ondas de potência                                      | ondas de potência são $p/S$                           |
| 36 - 2a. linha                       | circuito acima                                         | circuito anterior                                     |
| 37 - equação 2.19                    | $2\text{Re}(\Gamma_2 C_2)$                             | $2\text{Re}(\Gamma_1 C_1)$                            |
| 37 - onde                            | $i, j = 1, 2$                                          | $(i = 1; j = 2) (i = 2; j = 1)$                       |
| 71 - 14a. linha                      | parâmetros "S"                                         | parâmetros H                                          |
| 73 - expressão 2.38                  | $\ln(N'B/NBC)$                                         | $\ln(NB/NBC)$                                         |
| 79 - expressão $p/Y_e$               | $G_e + B_e$                                            | $G_e + jB_e$                                          |
| 82 - 3a. linha                       | transferência                                          | transferência entrada e saída                         |
| 98 - no desenho                      | $Z_{cE}(W)$                                            | $Z_{EE}(W)$                                           |
| 105 - expressão $p/\text{tg}(B\ell)$ | $g_c - \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right]^{-1/2}$      | $g_c \cdot \left[ (1 - g_c)^2 + b_c^2 \right]^{1/2}$  |
| 106 - figura 61                      | circuitos da figura 50                                 | circuitos da figura 57                                |
| 107 - figura 62                      | figura 57 a                                            | figura 57 b                                           |
| 134 - 4a. linha                      | impedância imagem                                      | impedância imagem ( $ZI_1$ )                          |
| 134 - equação 3.7                    | $(Z_{o2} - Z_{oo})/2$                                  | $(Z_{oe} - Z_{oo})/2$                                 |
| 180 - 21a. linha                     | em cascata                                             | em cascata com o amplificador instável                |
| 181 - com: $Z_c$                     | impedância de entrada do segundo estágio               | conjugado da impedância de entrada do segundo estágio |
| 190 - figura 131                     | 40,36                                                  | 4,036                                                 |
| 190 - figura 132                     | F (GHz)                                                | F (GHz) escala = figura 131                           |
| 195 - tabela 4.31                    | $R_{gt1}/\rho_{gt1}$                                   | $R_{gt2}/\rho_{gt2}$                                  |
| 202 -                                | "chip"                                                 | "chip" = 1KpF                                         |
| 206 - 8a. linha                      | a 300 MHz                                              | a 150 MHz                                             |
| 207 - 14a. linha                     | e 0,5 dB em 3,0 GHz                                    | e 8,5 dB em 3,0 GHz                                   |
| 242 - 6a. linha                      | apêndice 6                                             | apêndice 3                                            |
| 244 - 9a. linha                      | exatamente 26,4 mm                                     | exatamente 25,4 mm                                    |
| 274 - 6a. linha                      | transformadores com <u>li</u> nhas                     | transformadores com linhas acopladas                  |

Página

Observações

31 - item 2.3.1

Alguns autores consideram renormalizados, ao invés de generalizados.

139 - última linha

O efeito foi analisado no trecho de linha de baixa impedância característica.

190 - condições de medidas

Subentende-se ganho de potência como ganho de trans<sub>dução</sub>.