

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE AMPLIFICADORES USANDO TRANSISTORES BIPOLARES
EM MICROONDAS

WANG WEN HUNG

ORIENTADOR - PROF. Dr. RUI FRAGASSI SOUZA

CO-ORIENTADOR - PROF. Dr. DAVID ANTHONY ROGERS

TESE DE MESTRADO APRESENTADA À
FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNICAMP

JUNHO - 1978

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A

MEU PAI,

WANG PYING SHOEI

MINHA MÃE,

WANG SHIAU SHOW YEH

MINHA ESPOSA,

WANG LIU RUEY MEI

Índice

CAPÍTULO 1	INTRODUÇÃO
1.1	Sistema de Telecomunicação por Laser
1.2	Descrição Geral dos Capítulos
CAPÍTULO 2	PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO
2.1	Introdução
2.2	Estudo dos Parâmetros de Espalhamento
2.2.1	Caso de um Dipolo
2.2.2	Caso de um Quadripolo
2.2.3	Procedimento para a Obtenção dos Parâmetros de Espalhamento
2.3	Significados Físicos dos Parâmetros S
2.4	Parâmetros de Espalhamento Generalizados
CAPÍTULO 3	PROJETO DE UM AMPLIFICADOR USANDO PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO
3.1	Estabilidade de Quadripolos
3.2	Amplificador com Ganho Unilateral
3.2.1	Ganho Unilateral de Quadripolos
3.2.2	Figura de Mérito Unilateral
3.3	Amplificador Não-Unilateral
3.3.1	Círculo de Ganho Constante
3.3.2	Casamento Conjugado Simultaneamente
CAPÍTULO 4	CARACTERIZAÇÃO DA MICROFITA
4.1	Características da Microfita
4.2	Equações para Caracterização da Microfita
4.3	Parâmetros Distribuídos de Microfita
4.4	Circuito de Adaptação de Impedância

CAPÍTULO 5	DESEMPENHO, POLARIZAÇÃO E DESACOPLAMENTO DOS AMPLIFICADORES LINEARES
5.1	Características Típicas de Desempenho de Amplificadores Lineares
5.2	Polarização
5.3	Desacoplamento da Polarização do Transistor
CAPÍTULO 6	IMPLEMENTAÇÃO E MEDIDAS DO AMPLIFICADOR DE MÁXIMO GANHO
6.1	Medidas dos Parâmetros S do Transistor
6.2	Projeto do Amplificador de Máximo Ganho
6.2.1	Circuito de Entrada
6.2.2	Circuito de Saída
6.2.3	Circuito de Polarização
6.3	Construção do Amplificador de Máximo Ganho
6.4	Resultados Experimentais
CAPÍTULO 7	IMPLEMENTAÇÃO E MEDIDAS DO AMPLIFICADOR DE FAIXA LARGA
7.1	Introdução
7.2	Medidas dos Parâmetros S do Transistor
7.3	Projeto do Amplificador de Banda Larga
7.3.1	Circuito de Casamento de saída
7.3.2	Circuito de Casamento de entrada
7.3.3	Circuito de Polarização
7.3.4	Circuito de Desacoplamento
7.4	Construção do Amplificador de Banda Larga
7.5	Resultados Experimentais
CAPÍTULO 8	CONCLUSÃO
8.1	Análise dos Resultados com Dois Protótipos Construídos
8.2	Sugestões para Futuro Desenvolvimento
8.3	Conclusão

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

APÊNDICES

APÊNDICE I MEDIDAS DOS h_{FE} e V_{BE} DO TRANSISTOR

APÊNDICE II PROGRAMA I

APÊNDICE III PROGRAMA II

APÊNDICE IV PROGRAMA III

APÊNDICE V PROGRAMA IV

APÊNDICE VI PROGRAMA V

AGRADECIMENTOS.

Aos meus orientadores, Prof.Dr. Rui Fragassi Souza e Prof.Dr. David Anthony Rogers, pela orientação e apoio dedicado.

Ao Prof.Dr. Attílio José Giarola, pela atenção e interesse.

Aos colegas, Adaildo Gomes D'Assunção, João Batista Yabu-uti, Fábio Violaro, Ivanil Sebastião Bonatti, Antonio José Quitério, Benedito Renê Fischer e Max Henrique Machado Costa, pelo auxílio prestado na elaboração deste trabalho.

Aos Prof.Dr. César Celeste Ghizoni e Eng. Wilton Fleming, do Instituto de Pesquisas Espaciais e aos Prof.Dr. José Kleber da Cunha Pinto e Prof. Mestre Edmar Camargo, da Universidade de São Paulo, pela colaboração prestada na caracterização dos transistores.

Ao amigo José Schubert Filho, pela cooperação nos testes dos protótipos.

Ao amigo Edson Aparecido Gil Neto, pelo auxílio prestado na construção dos protótipos.

A Sra. Clotilde P.Mafra Diogo, pela datilografia do texto.

Aos amigos Benedito Aparecido Dias e Raymundo Nonato de Souza, pela confecção dos desenhos.

E a todos que de alguma forma prestaram auxílio à execução deste trabalho.

RESUMO

A finalidade deste estudo é apresentar os conceitos básicos para o projeto de amplificadores de microondas utilizando transistores bipolares.

O transistor, neste trabalho, é considerado como um quadripolo que é caracterizado pelos parâmetros de espalhamento. Os parâmetros de espalhamento (parâmetros S) são medidos no ponto quiescente escolhido em uma certa faixa da frequência desejada (1 a 2 GHz).

A regra para projetar os amplificadores de faixa estreita pode ser resumida como segue:

- (1) Calcular um conjunto de círculos de ganho de potência utilizando os parâmetros S e desenhar os círculos na Carta de Smith;

- (2) Selecionar o ganho desejado e determinar os correspondentes coeficientes de reflexão de entrada e de saída do quadripolo;

- (3) Sintetizar os circuitos de casamento que transformam as impedâncias (50 Ω) do gerador e da carga às impedâncias correspondentes aos coeficientes de reflexão de entrada e de saída, respectivamente.

O projeto de amplificadores de faixa larga, pelo método clássico, é feito adicionando-se na entrada e na saída do transistor um circuito de casamento de impedância que compense a variação do ganho transdutivo unilateral do transistor com a frequência. A otimização desses circuitos de casamento na entrada e na saída é feita por um processo de tentativa neste trabalho.

Um amplificador de máximo ganho e um amplificador com faixa de uma oitava, foram projetados e construídos com auxílio de um computador; o desempenho dos amplificadores foi medido e verificado estar próximo das previsões dos estudos teóricos.

Este estudo foi financiado pelo CAPES.

ABSTRACT

The purpose of this study is to present the basic concepts for designing microwave bipolar transistor amplifiers.

In this work the transistor is considered to be a two-port device characterized by the scattering parameters. These scattering (S) parameters are measured for specific bias conditions over the desired frequency range (1 to 2 GHz).

The rules for the design of narrow-band amplifiers can be summarized as follows:

- (1) Calculate a set of power gain circles using the S parameters and draw these circles on the Smith chart;

- (2) Select the desired gain and determine the input and output reflection coefficients of the device;

- (3) Synthesize matching networks which will transform the source and load impedances (50Ω) to the impedances corresponding to the input and output reflection coefficients, respectively.

Designing a broadband amplifier with classical methods is a matter of surrounding a transistor with two matching networks in order to compensate for the variation of the unilateral transducer gain with frequency. The optimization of these input and output matching networks is done by a trial-and-error process in this work.

A maximum power gain amplifier and an octave-band amplifier were designed and constructed with the aid of a computer, and the performance of the amplifiers was measured and found to follow closely the predictions of the theoretical studies.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1-Sistema de Telecomunicação por Laser

Um sistema de telecomunicação em fibra ótica, tem uma maior faixa de informação transmitida e quase inexistência de diafonia, quando comparado aos sistemas convencionais. Conhecendo esses aspectos, o Instituto de Física da Universidade Estadual de Campinas, em convênio com a TELEBRÁS, está desenvolvendo estudos e pesquisas de um sistema de telecomunicação utilizando laser semicondutor, tendo como canal de transmissão a fibra ótica. Neste sistema, o transmissor, o repetidor e o receptor deverão ser implementados em colaboração com o Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da UNICAMP.

A figura 1.1 mostra o transmissor do sistema ótico em desenvolvimento. O sinal de banda básica (0 — 400 MHz) é amplificado e aplicado a um VCO (oscilador controlado a voltagem) com frequência central de 1,5 GHz; o nível do sinal na entrada do VCO é projetado para que o desvio máximo de frequência central do VCO (Δf) seja aproximadamente de 100 MHz. Desta maneira, o sinal modulado em frequência na saída do VCO, possui uma frequência instantânea variando entre 1,4 e 1,6 GHz. Sendo a faixa do sinal modulador (f_m) igual a 400 MHz, a faixa do sinal FM apresenta, pela regra de Carson⁽¹⁾, uma faixa $B = 2 (f_m + \Delta f) = 1000$ MHz.

Se a potência de saída do VCO for menor do que 1 dBm, há necessidade do uso de um amplificador de 1 a 2 GHz, pois a potência necessária ao travamento ("locking") da frequência dos pulsos óticos emitidos pelo laser semicondutor está na faixa de 1 a 10 dBm. O sinal FM passa por um filtro passa-faixa de 1 a 2 GHz para eliminar os produtos de intermodulação e rejeitar outras frequências indesejáveis, e é em seguida aplicado ao diodo laser. Os pulsos óticos criados pelo diodo laser e travados pelo sinal de informação, são então aplicados a uma fibra ótica.

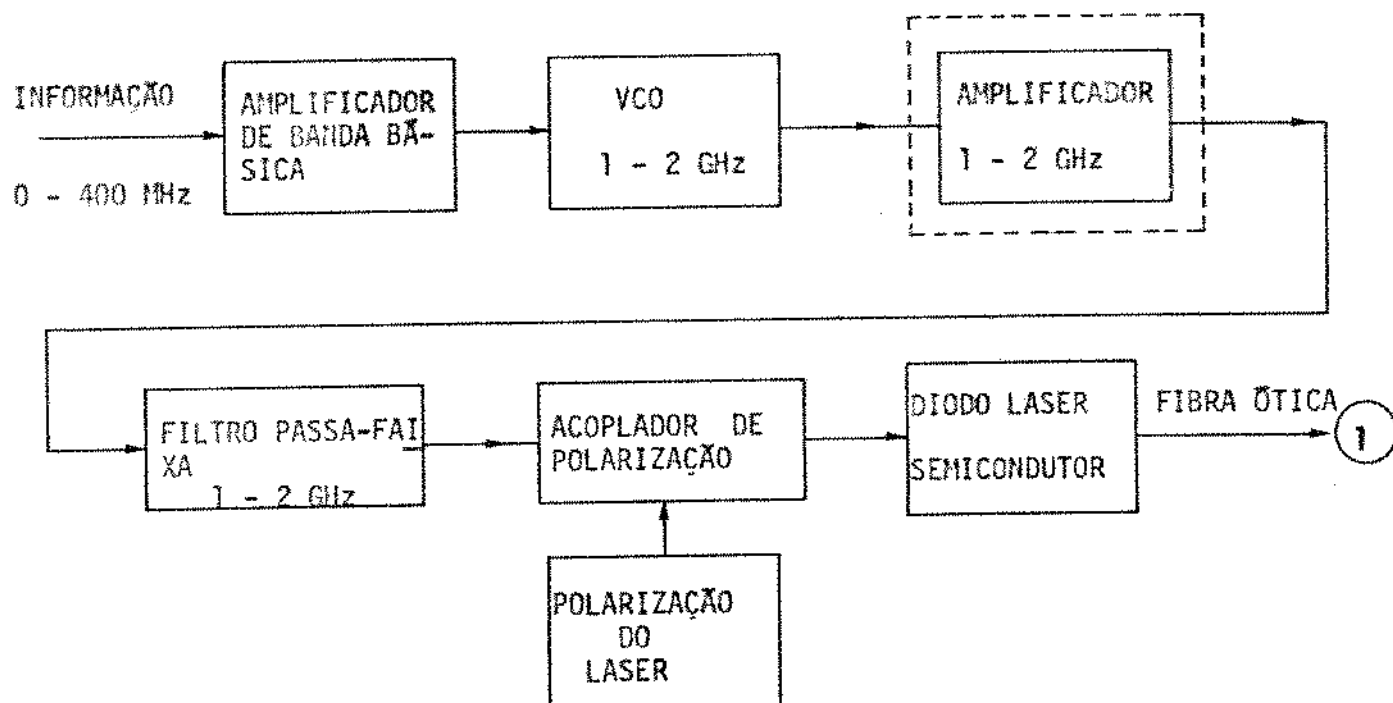


Fig. 1.1 - Transmissor do sistema de telecomunicação por laser em desenvolvimento

Na transmissão pela fibra ótica, uma atenuação típica é da ordem de 4 dB/Km⁽²⁾ (estágio atual da tecnologia para produção industrial); como a potência ótica necessária à detecção com foto-diodos de avalanche é da ordem de -30 dBm, um sistema que utilizar essa fibra ótica, deve possuir repetidores regenerativos a cada 10 Km aproximadamente.

No repetidor regenerativo (figura 1.2) e no receptor (figura 1.3) do sistema de telecomunicação por laser, o sinal criado pelo foto-diodo de avalanche, a partir dos pulsos óticos, tem uma potência pequena e deve ser amplificado até o nível necessário para o acionamento dos estágios que o segue.

A motivação para este trabalho foi o projeto e construção do amplificador de 1 a 2 GHz para o sistema de telecomunicação por laser descrito acima.

Os objetivos deste trabalho foram desenvolver estudos básicos sobre amplificadores de microondas utilizando transistores bipolares, implementar os protótipos e realizar as medidas de desempenho dos mesmos.

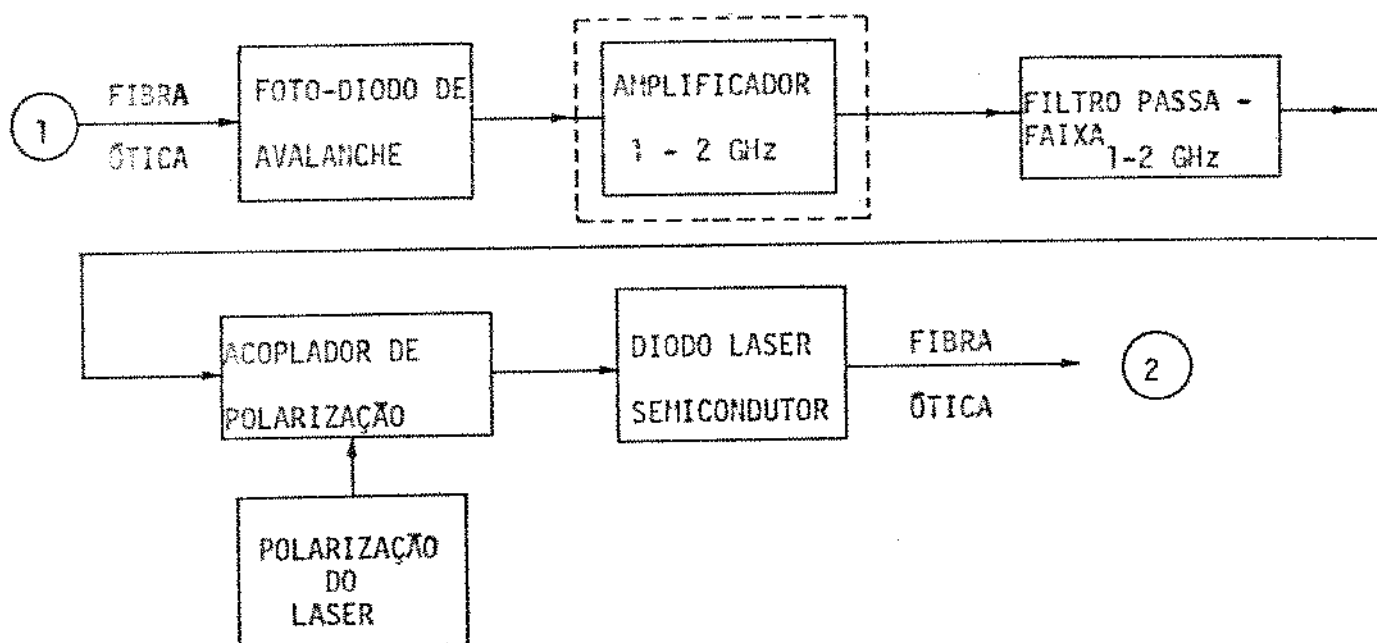


Fig. 1.2 - Repetidor regenerativo em desenvolvimento

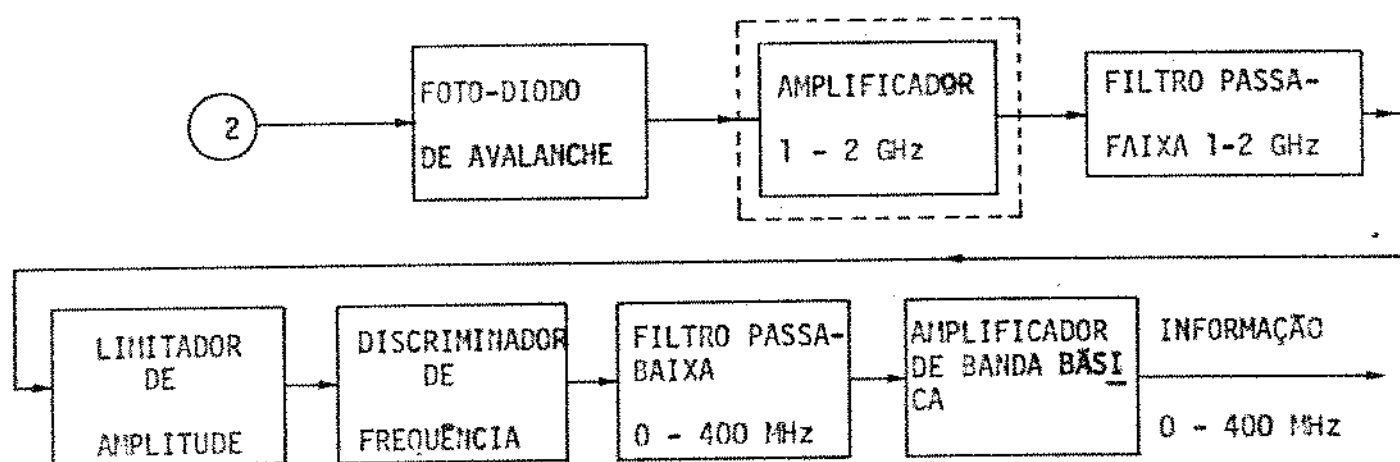


Fig. 1.3 - Receptor do sistema de telecomunicação por laser em desenvolvimento

1.2 - Descrição Geral dos Capítulos

O capítulo 2 apresenta um estudo de caracterização dos transistores em microondas através dos parâmetros de espalhamento, e estabelece as equações para os parâmetros de espalhamento generalizados.

O capítulo 3 desenvolve estudos sobre o projeto de um amplificador usando os parâmetros de espalhamento. A primeira parte do capítulo, trata da estabilidade de quadripolos, estabelece as equações do círculo de instabilidade e as condições para que um quadripolo seja incondicionalmente estável; a segunda parte discute o amplificador com ganho unilateral (considerando $S_{12} = 0$); a terceira parte trata do amplificador de máximo ganho com casamento conjugado simultâneo nas duas portas do quadripolo.

O capítulo 4, trata da caracterização da microfita e das equações que relacionam a constante dielétrica do substrato com a largura da fita condutora e a espessura do substrato. São apresentadas também as expressões que permitem sintetizar indutores e capacitores em microfita, e as redes em L para adaptação de impedâncias entre duas impedâncias quaisquer.

No capítulo 5, é apresentada a terminologia utilizada para a caracterização do amplificador linear e um estudo sobre polarização do transistor e circuitos de desacoplamento.

O capítulo 6, trata da implementação do amplificador de máximo ganho com frequência central de 1,5 GHz. Através da Carta de Smith e utilizando-se de redes em L foi feito o casamento da entrada e da saída do transistor com impedâncias de 50Ω . São também apresentadas as montagens para a medida do desempenho do protótipo e os resultados obtidos.

O capítulo 7, trata do projeto e construção de um amplificador de faixa larga de 1 a 2 GHz. Nesse projeto, é empregado o processo clássico de tentativa na Carta de Smith, para otimizar os elementos dos circuitos de casamento na entrada e na saída do amplificador; segue-se as montagens para a realização das medidas e os resultados obtidos.

No capítulo de conclusão, é feita uma análise dos resultados nos dois protótipos construídos, e são apresentadas sugestões para futuros trabalhos na área.

CAPÍTULO 2

PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO

2.1 — Introdução

Transistores são dispositivos de três terminais. Um dos terminais será comum a ambas as portas de saída e entrada nos transistores bipolares que serão tratados neste estudo.

Isto leva a três configurações conhecidas por emissor comum (CE), base comum (CB), e coletor comum (CC). O terminal comum é normalmente ligado à terra. Qualquer circuito com uma dessas configurações CE, CB ou CC, constitui um circuito quadripolo.

Parâmetros de impedância (z) de circuito aberto, parâmetros de admitância (y) de curto-circuito, e parâmetros híbridos (h) são normalmente utilizados para caracterizar um transistor em baixa frequência. Em frequência acima de 100 MHz é difícil medir-se os parâmetros z , y ou h , porque torna-se difícil estabelecer-se as condições de curto-circuito ou circuito-aberto necessárias nas medidas. Além disso, um circuito-aberto frequentemente faz com que o transistor oscile durante o teste.

A solução alternativa para a caracterização de transistores em frequências acima de 100 MHz é a utilização de parâmetros de espalhamento (parâmetros S).

2.2- Estudo dos Parâmetros de Espalhamento

2.2.1 - Caso de um Dipolo

Um circuito dipolo simples consiste de um gerador com impedância interna Z_S alimentando uma carga Z_L , como mostra a figura 2.1, onde:

E_S = tensão do gerador

$Z_S = R_S + j X_S$ = impedância do gerador

$Z_L = R_L + j X_L$ = impedância da carga

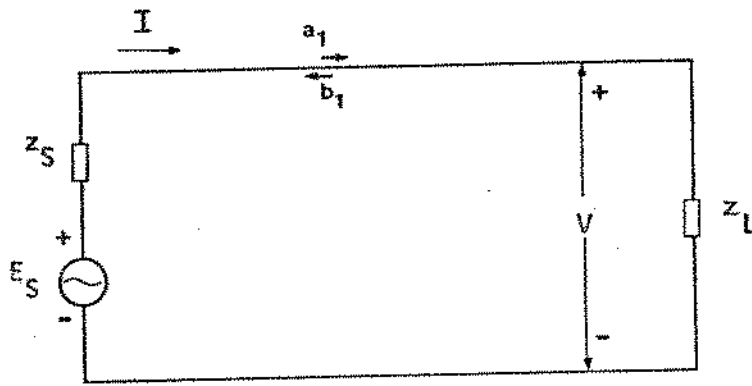


Fig. 2.1 Um Dipolo

A potência dissipada na carga Z_L é calculada por:

$$P_L = R_e(Z_L) |I|^2 \quad (2-1)$$

onde: $R_e(.)$ significa tomar a parte real da expressão entre parênteses.

$$\text{Como } |I| = \left| \frac{E_S}{Z_L + Z_S} \right|$$

Obtêm-se:

$$P_L = R_L \frac{|E_S|^2}{(R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2} = \frac{|E_S|^2}{4R_S + \frac{(R_L - R_S)^2}{R_L} + \frac{(X_L + X_S)^2}{R_L}} \quad (2-2)$$

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

$$R_L = R_S \text{ e } X_L = -X_S, \text{ ou seja: } Z_L = Z_S^* \quad (2-3)$$

onde "*" significa "conjugado complexo".

Substituindo a equação (2-3) na equação (2-2)

$$(P_L)_{\max} = \frac{|E_S|^2}{4R_S} \equiv P_a \quad (2-4)$$

onde P_a é a potência disponível do gerador.

Sejam " a_1 ", a amplitude da onda incidente à carga e " b_1 ", a amplitude da onda refletida da carga, as quais são dadas por⁽¹⁾:

$$a_1 = \frac{1}{2} |R_e Z_S|^{-\frac{1}{2}} (V + Z_S I) \quad (2-5)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} |R_e Z_S|^{-\frac{1}{2}} (V - Z_S^* I) \quad (2-6)$$

O coeficiente de reflexão da onda S_1 (ou parâmetro de espalhamento do dipolo), é expresso por:

$$S_1 = b_1/a_1 \quad (2-7)$$

Como $V = Z_L I$, expressão (2-7) torna-se:

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{V - Z_S^* I}{V + Z_S I} = \frac{Z_L - Z_S^*}{Z_L + Z_S} \\ &= \frac{R_L + j(X_L + X_S) - R_S}{R_L + j(X_L + X_S) + R_S} \end{aligned} \quad (2-8)$$

A equação (2-1) pode então ser reescrita na forma:

$$P_L = \frac{R_L |E_S|^2}{|Z_S + Z_L|^2} = \frac{|E_S|^2}{4R_S} \cdot \frac{4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|^2} = P_a \cdot \frac{4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|^2} \quad (2-9)$$

Mas:

$$\begin{aligned} \frac{4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|^2} &= 1 - 1 + \frac{4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|^2} = 1 - \frac{|Z_S + Z_L|^2 - 4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|^2} \\ &= 1 - \frac{(R_L + R_S)^2 + (X_L + X_S)^2 - 4R_S R_L}{|Z_S + Z_L|^2} = 1 - \left| \frac{Z_L - Z_S^*}{Z_L + Z_S} \right|^2 \end{aligned}$$

Com as equações (2-8) e (2-9), obtêm-se

$$P_L = P_a (1 - |S_1|^2) \quad (2-10)$$

Das expressões (2-4) e (2-5), obtemos:

$$|a_1|^2 = \left| \frac{E_S}{2 \sqrt{R_S}} \right|^2 = P_a \quad (2-11a)$$

Substituindo as equações (2-7) e (2-11a) na equação (2-10), obtêm-se:

$$P_L = |a_1|^2 \left(1 - \left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2 \right) = |a_1|^2 - |b_1|^2 \quad (2-11b)$$

Nota-se pela equação (2-11b) que quando a carga não está casada (se a expressão (2-3) não for satisfeita), uma parte da potência disponível é refletida para o gerador (dada por $|b_1|^2$).

2.2.2-Caso de um Quadripolo

Um quadripolo alimentado por dois geradores ($E_1 \neq E_2$) com impedâncias internas Z_1 e Z_2 é mostrado na figura 2.2.

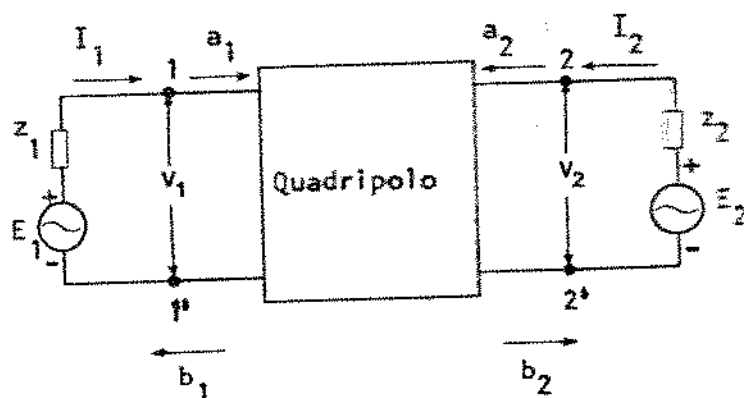


Fig. 2.2 - Um quadripolo sendo alimentado por dois geradores

De maneira análoga ao caso do dipolo, as amplitudes das ondas incidentes (a_i) e as amplitudes das ondas refletidas (b_i) [em termos da tensão nos terminais (V_i), da corrente nos terminais (I_i) e da impedância da referência arbitrária (Z_i)] são dadas por:

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2 \sqrt{\text{Re}(Z_i)}} \quad (2-12)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2 \sqrt{\text{Re}(Z_i)}} \quad (2-13)$$

onde $i = 1, 2$

As amplitudes de onda estão linearmente relacionadas por (2):

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2-14)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2-15)$$

Na forma matricial podemos escrever:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

Onde os parâmetros S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} são chamados de parâmetros de espalhamento do quadripolo.

2.2.3 - Procedimentos para a Obtenção dos Parâmetros de Espalhamento

Nas medidas e nos cálculos dos sistemas de alta frequência, convencionou-se considerar a impedância arbitrária Z_1 real e positiva. Para obtermos os parâmetros S_{11} e S_{21} , curto-circuitamos o gerador do terminal 2 [$E_2 = 0$] e fixamos $a_2 = 0$. Neste caso, a figura 2.2 se reduz a figura 2.3 abaixo:

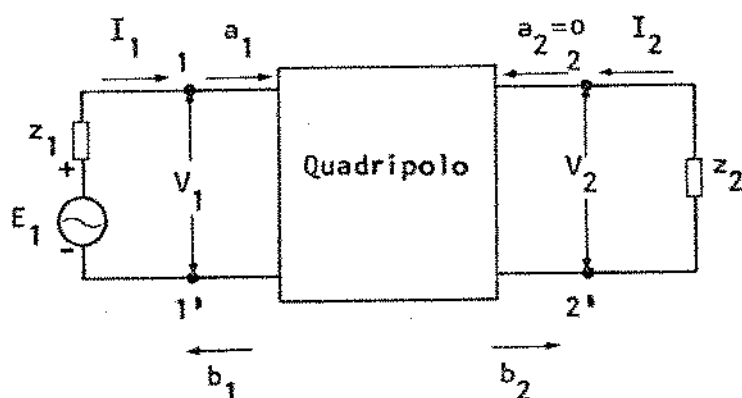


Fig. 2.3 Esquema para a obtenção dos parâmetros S_{11} e S_{21}

Das equações (2-14) e (2-15), obtêm-se:

$$b_1 = S_{11} a_1 \quad (\text{para } a_2 = 0)$$

$$b_2 = S_{21} a_1$$

logo:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (2-17)$$

= coeficiente de reflexão de tensão na entrada do quadripolo.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad (2-18)$$

= ganho transdutivo direto de tensão.

Para obtermos os parâmetros S_{22} e S_{12} , curto-circuitamos o gerador do terminal 1 [$E_1 = 0$] e fixamos $a_1 = 0$. Neste caso, a figura 2.2 transforma-se na figura 2.4.

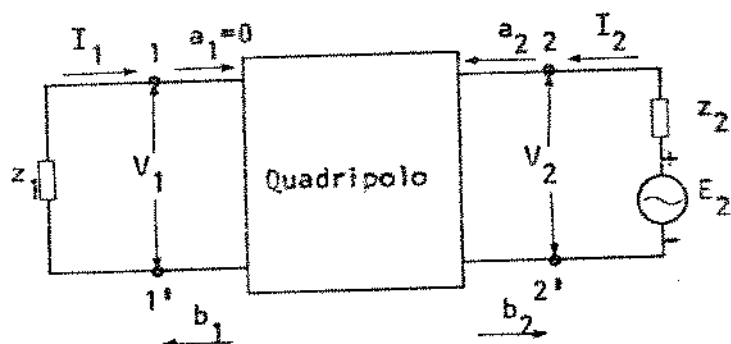


Fig. 2.4 Esquema para a obtenção dos parâmetros S_{22} e S_{12}

Das equações (2-14) e (2-15), obtêm-se

$$b_1 = S_{12} a_2$$

(para $a_1 = 0$)

$$b_2 = S_{22} a_2$$

Logo:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \bigg|_{a_1 = 0} \quad (2-19)$$

= ganho transdutivo reverso de tensão

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \bigg|_{a_1 = 0} \quad (2-20)$$

= coeficiente de reflexão de tensão na saída do quadripolo

Supondo $Z_1 = Z_0 = 50 \Omega$, os parâmetros S de um transistor são também definidos como a relação entre as amplitudes das ondas incidentes e refletidas nos terminais deste quadripolo particular, como mostrado na figura 2.5.

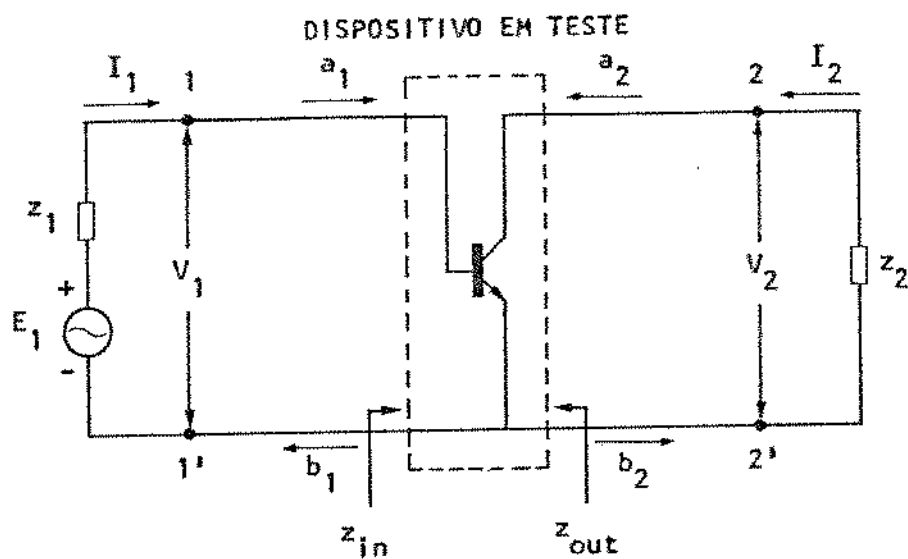


Fig. 2.5 O quadripolo usado para definir os parâmetros S do transistor

As expressões (2-12) e (2-13) tornam-se:

$$a_i = \frac{V_i + R_i I_i}{2 \sqrt{R_i}} \quad (2-21)$$

$$b_i = \frac{V_i - R_i I_i}{2 \sqrt{R_i}} \quad (2-22)$$

onde $i = 1, 2$

$$R_i = Z_0$$

2.3 - Significados Físicos dos Parâmetros S

Os significados físicos entre as amplitudes das ondas a_i , b_i e dos parâmetros S_{ij} , podem ser obtidos considerando-se o quadripolo da figura 2.2 ($j=1,2$).

Vamos usar a figura 2.3 com $a_2 = 0$. Da equação (2-21), para $a_2 = 0$, temos $V_2 = -R_2 I_2$. Usando isto na equação (2-22)

$$b_2 = \frac{V_2 - R_2 I_2}{2 \sqrt{R_2}} = \frac{-2 R_2 I_2}{2 \sqrt{R_2}} = -\sqrt{R_2} I_2$$

então:

$$|b_2|^2 = R_2 |I|^2 = P_L \quad (2-23)$$

= potência dissipada em Z_2

Da equação (2-21)

$$a_1 = \frac{V_1 + R_1 I_1}{2 \sqrt{R_1}}$$

Mas, da figura 2.3, $V_1 = E_1 - R_1 I_1$

portanto:

$$a_1 = \frac{E_1}{2 \sqrt{R_1}}$$

$$|a_1|^2 = \frac{|E_1|^2}{4 R_1} = P_A \quad (2-24)$$

= potência disponível do gerador na porta 1 com resistência interna R_1

Da equação (2-22)

$$b_1 = \frac{V_1 - R_1 I_1}{2 \sqrt{R_1}}$$

então:

$$\begin{aligned} |b_1|^2 &= \frac{1}{4R_1} (V_1 - R_1 I_1) (V_1^* - R_1 I_1^*) \\ &= \frac{1}{4R_1} (|V_1|^2 - R_1 I_1 V_1^* - R_1 I_1^* V_1 + R_1^2 |I_1|^2) \end{aligned} \quad (2-25)$$

Rearranjando a equação (2-24)

$$\begin{aligned}
 |a_1|^2 &= \frac{1}{4R_1} (V_1 + R_1 I_1) (V_1^* + R_1 I_1^*) \\
 &= \frac{1}{4R_1} (|V_1|^2 + R_1 I_1 V_1^* + R_1 I_1^* V_1 + R_1^2 |I_1|^2)
 \end{aligned} \quad (2-26)$$

Subtraindo-se da equação (2-25) a equação (2-26), obtêm-se

$$\begin{aligned}
 |a_1|^2 - |b_1|^2 &= \frac{1}{4R_1} (2R_1 I_1 V_1^* + 2R_1 I_1^* V_1) = \frac{1}{2} (I_1 V_1^* + I_1^* V_1) \\
 &= \operatorname{Re} (I_1 V_1^*) = \operatorname{Re} (I_1^* V_1)
 \end{aligned} \quad (2-27)$$

= P_1 = potência dissipada na porta 1

portanto:

$$|b_1|^2 = |a_1|^2 - P_1 = P_A - P_1 \quad (2-28)$$

= potência refletida da porta 1

então:

$$|S_{11}|^2 = \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2} \bigg|_{a_2=0} = \frac{P_A - P_1}{P_A} \quad (2-29)$$

= $\frac{\text{potência refletida da porta 1}}{\text{potência disponível do gerador}}$

$$|S_{21}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} \bigg|_{a_2=0} = \frac{P_L}{P_A} = G_T \quad (2-30)$$

= ganho transdutivo de potência

Vamos utilizar a figura 2.4 com $a_1 = 0$. Usando procedimentos semelhantes aos vistos acima, obtêm-se:

$$|a_2|^2 = \text{potência do gerador na porta 2 com resistência interna } R_2 \quad (2-31)$$

$$|b_2|^2 = \text{potência refletida na porta 2.} \quad (2-32)$$

$$|S_{22}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_2|^2} \Big|_{a_1 = 0}$$

$$= \frac{\text{potência refletida da porta 2}}{\text{potência disponível do gerador na porta 2}} \quad (2-33)$$

$$|S_{12}|^2 = \frac{|b_1|^2}{|a_2|^2} \Big|_{a_1 = 0}$$

$$= \text{ganho transdutivo reverso de potência} \quad (2-34)$$

O ganho de potência de operação é expresso por:

$$G_p = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} \Big|_{a_2 = 0} = \frac{|b_2|^2 / |a_1|^2}{1 - |b_1|^2 / |a_1|^2} \Big|_{a_2 = 0}$$

$$= \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} = \frac{\text{potência } (P_L) \text{ dissipada na carga } Z_2}{\text{potência } (P_1) \text{ dissipada para porta 1}} \quad (2-35)$$

2.4 - Parâmetros de Espalhamento Generalizados

A medida dos parâmetros S de transistores é geralmente referida à impedância característica de 50Ω [normal nas conexões coaxiais]. O parâmetro S_{21} do ganho transdutivo de potência ($G_T = |S_{21}|^2$) é normalmente obtido com uma terminação de 50Ω . Para aumentar ou diminuir o ganho de potência, é comum introduzir-se elementos reativos entre o gerador e o transistor e entre o transistor e a carga. A figura 2.6 mostra um novo quadripolo com o transistor e os elementos reativos introduzidos (circuitos de casamento).

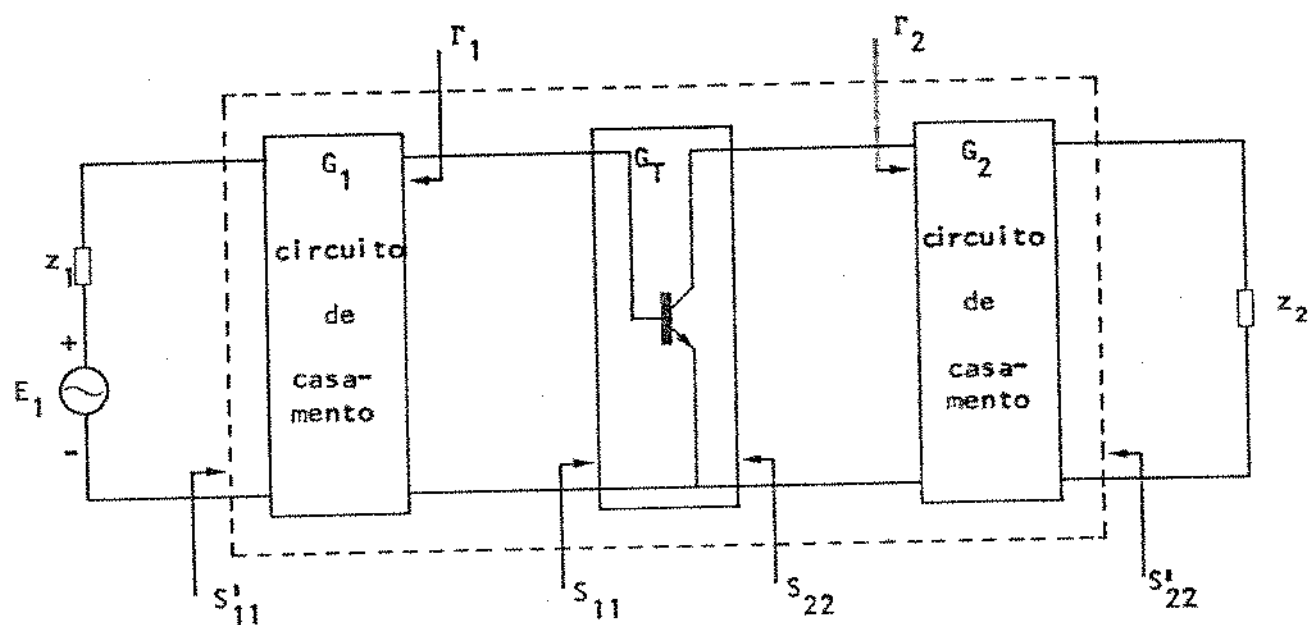


Fig. 2.6 Circuito equivalente de um quadripolo casado

Os novos parâmetros S que caracterizam o novo quadripolo, serão denominados parâmetros de espalhamento generalizados S'_{ij} onde i ou $j = 1, 2$. Os parâmetros generalizados S'_{ij} devem ser calculados em termos de parâmetros S medidos e das impedâncias arbitrárias nos terminais do transistor.

Os parâmetros generalizados são obtidos em três etapas⁽³⁾ :

A primeira etapa consiste em obter os parâmetros Z em função dos parâmetros medidos S com terminações Z_0 .

A segunda etapa é obter os parâmetros generalizados S' em função dos parâmetros Z e das terminações arbitrárias Z_i .

A terceira etapa é substituir os parâmetros Z da primeira etapa nas expressões obtidas na segunda etapa para eliminar os parâmetros Z .

A equação matricial desejada é dada por (3)

$$[S'_{ij}] = [A_i]^{-1} ([S_{ij}] - [\Gamma_i^*]) ([I] - [\Gamma_i] [S_{ij}])^{-1} [A_i^*] \quad (2-36)$$

Onde:

$[S'_{ij}]$ = a matriz de espalhamento para o quadripolo terminando com im pedâncias arbitrárias

$[S_{ij}]$ = a matriz de espalhamento para o quadripolo terminando com car gas de 50 Ω

$$A_i = (1 - \Gamma_i^*) \frac{(1 - |\Gamma_i|^2)^{\frac{1}{2}}}{|1 - \Gamma_i|} \quad (2-37)$$

$[A_i]$ = matriz diagonal com o i -ésimo elemento correspondendo a i-ési ma porta

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (2-38)$$

= o i -ésimo elemento da diagonal da matriz de coeficientes de refle xão correspondente à i -ésima porta.

Z_i = Impedância arbitrária terminando a porta i

Z_0 = 50 Ω

$[I]$ = Matriz unidade

A equação matricial (2-36) é válida para dispositivos de n - portas. Consideremos o transistor como um quadripolo, $i = 1, 2$, Z_1 e Z_2 são as impedâncias na entrada e na saída do quadripolo, respectivamente. Expandindo a equação (2-36), os parâmetros de espalhamento generalizados podem ser expressos por:

$$S'_{11} = \frac{A_1^* [(1 - \Gamma_2 S_{22}) (S_{11} - \Gamma_1^*) + \Gamma_2 S_{12} S_{21}]}{A_1 [(1 - \Gamma_1 S_{11}) (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2-39)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^* S_{12} (1 - |\Gamma_1|^2)}{A_1 [(1 - \Gamma_1 S_{11}) (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2-40)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^* S_{21} (1 - |\Gamma_2|^2)}{A_2 [(1 - \Gamma_1 S_{11}) (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2-41)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^* [(1 - \Gamma_1 S_{11}) (S_{22} - \Gamma_2^*) + \Gamma_1 S_{12} S_{21}]}{A_2 [(1 - \Gamma_1 S_{11}) (1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}]} \quad (2-42)$$

CAPÍTULO 3

PROJETO DE UM AMPLIFICADOR USANDO PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO

3.1 - Estabilidade de Quadripolos

Um quadripolo pode ser classificado como sendo incondicionalmente estável ou potencialmente instável. O quadripolo será incondicionalmente estável se as componentes resistivas de sua impedância de entrada e saída são positivas para quaisquer terminação passivas; será potencialmente instável o quadripolo que possuir a parte real de sua impedância de entrada ou de saída negativa ($|S'_{11}| > 1$ ou $|S'_{22}| > 1$) nas sem apresentar oscilações.

O fato da resistência de entrada ser negativa, não depende da impedância passiva no terminal de entrada. Portanto, para examinar a influência do coeficiente de reflexão Γ_2 em $|S'_{11}|$ convém supor $\Gamma_1 = 0$.

Analogamente, para examinar a influência do coeficiente de reflexão Γ_1 em $|S'_{22}|$ convém supor $\Gamma_2 = 0$ (1) (2)

Da equação (2-39) para $\Gamma_1 = 0$, temos:

$$|S'_{11}| = \frac{|(1 - \Gamma_2 S_{22}) S_{11} + \Gamma_2 S_{12} S_{21}|}{|1 - \Gamma_2 S_{22}|} = \frac{|S_{11} - \Gamma_2 D_S|}{|1 - \Gamma_2 S_{22}|} \quad (3-1)$$

Da equação (2-42), para $\Gamma_2 = 0$, temos:

$$|S'_{22}| = \frac{|(1 - \Gamma_1 S_{11}) S_{22} + \Gamma_1 S_{12} S_{21}|}{|1 - \Gamma_1 S_{11}|} = \frac{|S_{22} - \Gamma_1 D_S|}{|1 - \Gamma_1 S_{11}|} \quad (3-2)$$

onde:

$$D_S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (3-3)$$

O limite entre as regiões de instabilidade e estabilidade, é determinado fazendo-se $|S'_{11}| = 1$.

Equação (3-1) torna-se

$$|1 - \Gamma_2 S_{22}|^2 = |S_{11} - \Gamma_2 D_S|^2 \quad (3-4)$$

Sejam:

$$S_{11} = S_{11R} + j S_{11I}, S_{22} = S_{22R} + j S_{22I}, D_S = D_R + j D_I \text{ e}$$

$$\Gamma_2 = U_2 + j V_2 = \text{eixos da Carta de Smith}$$

então:

$$|1 - \Gamma_2 S_{22}|^2 = 1 + U_2^2 |S_{22}|^2 + V_2^2 |S_{22}|^2 - 2U_2 S_{22R} + 2V_2 S_{22I} \quad (3-5)$$

$$|S_{11} - \Gamma_2 D_S|^2 = |S_{11}|^2 + U_2^2 |D_S|^2 + V_2^2 |D_S|^2 + 2U_2 (S_{11R} D_I - S_{11I} D_R) - 2V_2 (S_{11I} D_I + S_{11R} D_R) \quad (3-6)$$

Substituindo-se as equações (3-5) e (3-6) na equação (3-4), e agrupando-se os termos, obtemos:

$$1 - |S_{11}|^2 + U_2^2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2) + V_2^2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2) - 2U_2 [S_{22R} - (S_{11I} D_I + S_{11R} D_R)] + 2V_2 [S_{22I} - (S_{11R} D_I - S_{11I} D_R)] = 0 \quad (3-7)$$

$$U_2^2 + V_2^2 = \frac{2U_2 [S_{22R} - (S_{11I} D_I + S_{11R} D_R)]}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} - \frac{2V_2 [-S_{22I} + (S_{11R} D_I - S_{11I} D_R)]}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \\ = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (3-8)$$

Completando-se os quadrados perfeitos, obtêm-se:

$$\left[V_2 - \left(\frac{-S_{22I} + S_{11R} D_I - S_{11I} D_R}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right) \right]^2 + \left[U_2 - \left(\frac{S_{22R} - S_{11I} D_I - S_{11R} D_R}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right) \right]^2 \\ = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} + \frac{(S_{22R} - S_{11I} D_I - S_{11R} D_R)^2 + (-S_{22I} + S_{11R} D_I - S_{11I} D_R)^2}{(|S_{22}|^2 - |D_S|^2)^2} \quad (3-9)$$

Sejam:

$$U_{2S} = \frac{S_{22R} - S_{11I} D_I - S_{11R} D_R}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} = \frac{\operatorname{Re} (S_{22} - D_S S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (3-10)$$

$$V_{2S} = \frac{-S_{22I} + S_{11R} D_I - S_{11I} D_R}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} = \frac{I_m (S_{22} - D_S S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (3-11)$$

onde $I_m (.)$ significa tomar-se a parte imaginária da expressão entre parênteses.

Substituindo-se a equação (3-10) e (3-11) na equação (3-9)

$$(U_2 - U_{2S})^2 + (V_2 - V_{2S})^2 = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} + U_{2S}^2 + V_{2S}^2 \quad (3-12)$$

Da equação (3-10) e (3-11)

$$U_{2S}^2 + V_{2S}^2 = \frac{|S_{22} - D_S S_{11}^*|^2}{(|S_{22}|^2 - |D_S|^2)^2} \quad (3-13)$$

como:

$$|S_{22} - D_S S_{11}^*|^2 = (1 - |S_{11}|^2) (|S_{22}|^2 - |D_S|^2) + |S_{12} S_{21}|^2 \quad (3-14)$$

então:

$$(U_2 - U_{2S})^2 + (V_2 - V_{2S})^2 = \frac{|S_{12} S_{21}|^2}{(|S_{22}|^2 - |D_S|^2)^2} \quad (3-15)$$

Seja:

$$\rho_{2S} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (3-16)$$

obtem-se:

$$(U_2 - U_{2S})^2 + (V_2 - V_{2S})^2 = \rho_{2S}^2 \quad (3-17)$$

Assim a solução da equação (3-4) que limita as regiões estável e instável é dada por um "circulo de instabilidade" no plano Γ_2 , como mostrado na Figura 3.1.

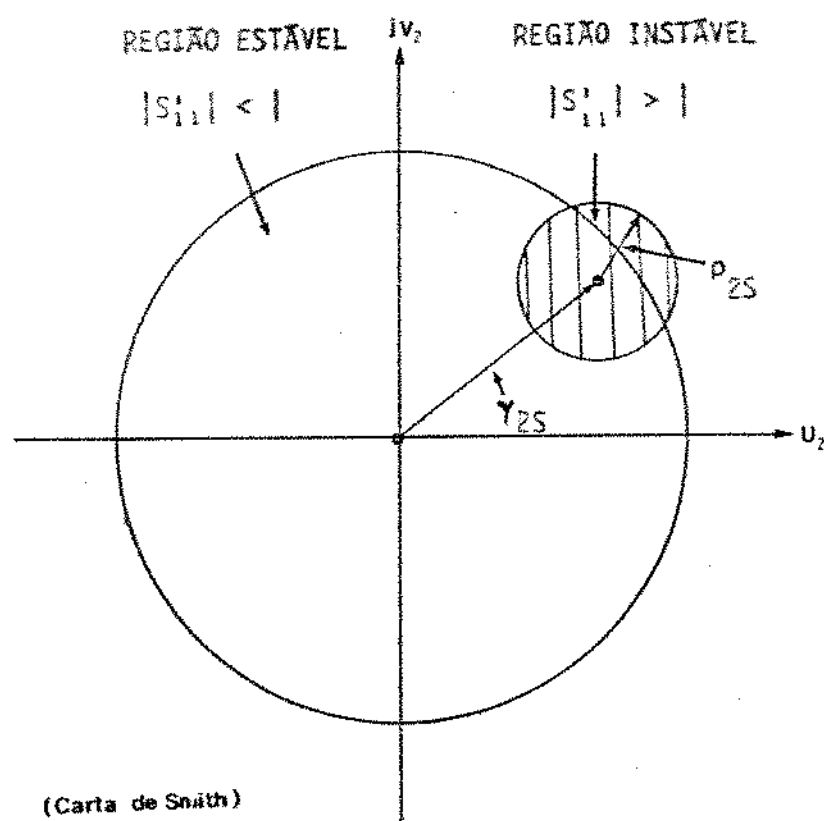


Fig. 3.1 - Possíveis regiões estável e instável no plano Γ_2

Observa-se que as equações (3-1) e (3-4) tem a mesma forma; logo, fazendo-se a permuta de 1 por 2, obtemos a identidade:

$$(U_1 - U_{1S})^2 + (V_1 - V_{1S})^2 = \rho_{1S}^2 \quad (3-18)$$

Definindo-se:

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \quad (3-19)$$

e

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (3-20)$$

O centro do círculo de instabilidade na saída, fica expresso na forma:

$$\gamma_{2S} = U_{2S} + j V_{2S} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (3-21)$$

O raio do círculo de instabilidade na saída é dado por:

$$\rho_{2S} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |D_S|^2|} \quad (3-22)$$

O centro do círculo de instabilidade na entrada é:

$$\gamma_{1s} = U_{1s} + j V_{1s} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \quad (3-23)$$

e o raio do círculo de instabilidade na entrada é dado por:

$$\rho_{1s} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \right|} \quad (3-24)$$

Para que o quadripolo seja incondicionalmente estável para toda a região passiva da Carta de Smith, é necessário que:

$$||\gamma_{is}| - \rho_{is}| > 1 \quad (3-25)$$

onde $i = 1, 2$

Assim, as duas regiões instáveis caem fora da Carta de Smith.

Substituindo-se a equação (3-21) e (3-22) na desigualdade (3-25), obtêm-se:

$$\left| \frac{|S_{22} - D_S S_{11}^*| - |S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| > 1 \quad (3-26)$$

Quadrando-se a expressão obtêm-se:

$$\left| |S_{22} - D_S S_{11}^*| - |S_{12} S_{21}| \right|^2 > \left| |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \right|^2 \quad (3-27)$$

Expandindo-se e agrupando-se, resulta:

$$2 |S_{12} S_{21}| |S_{22} - D_S S_{11}^*| < |S_{22} - D_S S_{11}^*|^2 + |S_{22} S_{21}|^2 - \left| |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \right|^2 \quad (3-28)$$

Usando a equação (3-14) e combinado-se os resultados, temos:

$$(|S_{22}|^2 - |D_S|^2)^2 \{ [(1 - |S_{11}|^2) - (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)]^2 - 4 |S_{12} S_{21}|^2 \} > 0$$

onde $(|S_{22}|^2 - |D_S|^2)^2$ é sempre maior ou igual a zero; então: (3-29)

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12} S_{21}| \quad (3-37)$$

então:

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \text{ é positivo}$$

Fazendo-se a permuta de 1 por 2;

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12} S_{21}| \quad (3-38)$$

então:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \text{ é positivo}$$

Quando as equações abaixo forem obedecidas:

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

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12} S_{21}|$$

$$K > 1$$

o quadripolo é incondicionalmente estável, quaisquer que sejam as impedâncias de entrada e saída.

Quando $|S_{11}| > 1$, o quadripolo é potencialmente instável. Neste caso, partes dos círculos de instabilidade caem dentro da carta de Smith, mas as impedâncias de entrada e de saída, devem ser escolhidas fora dessas duas regiões instáveis para assegurar a estabilidade do quadripolo.

3.2 - Amplificador com Ganho Unilateral

3.2.1 - Ganho Unilateral de Quadripolos

Quando o parâmetro de espalhamento S_{12} é suficientemente pequeno, pode-se assumir $S_{12} = 0$ e o quadripolo é chamado unilateral.

Da equação (2-41), para $S_{12} = 0$, obtêm-se

$$S'_{21u} = \frac{A_1^* S_{21} (1 - |\Gamma_2|^2)}{A_2 (1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22})} \quad (3-39)$$

onde S'_{iju} = parâmetros S generalizados do quadripolo unilateral, e

$$A_i = (1 - \Gamma_i^*) \frac{\sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}}{|1 - \Gamma_i|}$$

O ganho transdutivo unilateral de potência é dado por:

$$\begin{aligned} G'_{Tu} &= |S'_{21u}|^2 = |S_{21}|^2 \cdot \frac{|1 - |\Gamma_1|^2|}{|1 - \Gamma_1 S_{11}|^2} \cdot \frac{|1 - |\Gamma_2|^2|}{|1 - \Gamma_2 S_{22}|^2} \\ &= G_T \cdot G_1 \cdot G_2 \end{aligned} \quad (3-40)$$

onde $G_T = |S_{21}|^2$ = ganho transdutivo de potência com terminação de 50Ω, e

$$G_i = \frac{|1 - |\Gamma_i|^2|}{|1 - \Gamma_i S_{ii}|^2} \quad i = 1, 2 \quad (3-41)$$

As expressões G_i representam qualquer ganho de potência adicional ou perda que seja obtido por casamento ou descasamento do circuito de entrada ou saída.

O ganho transdutivo unilateral de potência G'_{Tu} pode ser maior ou menor que o ganho transdutivo (G_T) do quadripolo, dependendo dos circuitos de casamento indicados na figura 2.6⁽³⁾.

G_1 é maximizado quando:

$$\Gamma_1 = S_{11}^* \quad (3-42)$$

e G_2 é maximizado quando

$$\Gamma_{22} = S_{22}^* \quad (3-43)$$

Então o máximo ganho transdutivo unilateral de potência é expresso por:

$$\begin{aligned} G_{T\max} &= G_{in\max} \cdot G_T \cdot G_{out\max} \\ &= \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \end{aligned} \quad (3-44)$$

A equação (3-41) torna-se:

$$G_{in\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = \text{máximo ganho transdutivo unilateral na entrada ou na saída.} \quad (3-45)$$

Define-se o fator de ganho (g_i) como:

$$\begin{aligned} g_i &= \frac{G_i}{G_{in\max}} = G_i (1 - |S_{11}|^2) \\ &= \frac{|1 - \Gamma_i|^2}{|1 - \Gamma_i S_{11}|^2} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \end{aligned} \quad (3-46)$$

$$\text{Sejam: } S_{11} = A_{11} + j B_{11} \quad (3-47)$$

$$\text{e } \Gamma_i = U_i + j V_i = \text{eixos da carta de Smith} \quad (3-48)$$

Substituindo-se a equação (3-47) e (3-48) na equação (3-46) e após algumas manipulações, obtém-se:

$$\begin{aligned} &\left[U_i - \frac{g_i A_{11}}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_i)} \right]^2 + \left[V_i + \frac{g_i B_{11}}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_i)} \right]^2 \\ &= \left[\frac{\sqrt{1 - g_i} (1 - |S_{11}|^2)}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_i)} \right]^2 \end{aligned} \quad (3-49)$$

Esta equação representa as famílias dos círculos de ganho unilateral constante nas Cartas de Smith, onde:

$$U_c = \frac{g_i A_{ii}}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \quad (3-50)$$

$$V_c = - \frac{g_i B_{ii}}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \quad (3-51)$$

Na figura 3.3 está uma indicação gráfica do local do centro de um desses círculos e onde temos:

$$\tan \alpha_i = \frac{-B_{ii}}{A_{ii}} \quad (3-52)$$

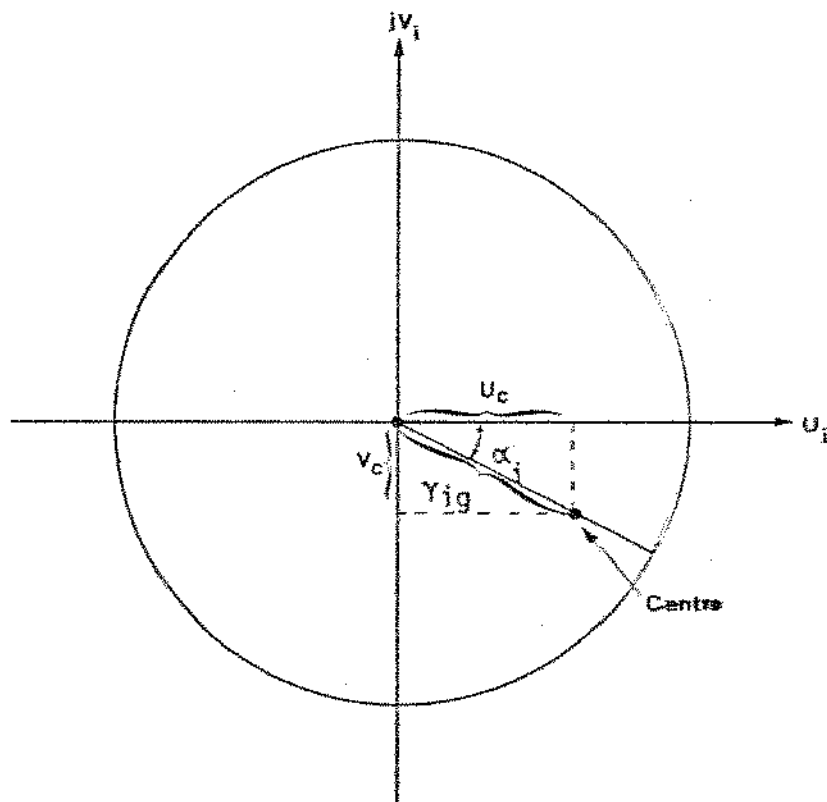


Fig. 3.3 Localização do centro do círculo de ganho constante

Os centros são localizados ao longo da linha entre a origem da Carta de Smith e o ponto cuja parte real é A_{ij} e parte imaginária é $-B_{ij}$.

O centro do círculo de ganho unilateral constante é dada por:

$$\begin{aligned} \gamma_{ig} &= \sqrt{U_c^2 + V_c^2} \\ &= \frac{g_i |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \end{aligned} \quad (3-53)$$

O raio do círculo é dado por:

$$\rho_{ig} = \frac{\sqrt{1 - g_i} (1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \quad (3-54)$$

As equações do centro e do raio do círculo de ganho constante, são gerais; porém, os fatores de ganho g_i devem ser considerados em dois casos particulares.

Caso (1) : $|S_{ii}| < 1$

Não existe resistência negativa nos circuitos, e,

$$0 < g_i < 1$$

Caso (2) : $|S_{ii}| > 1$

Existe resistência negativa nos circuitos, e,

$$-\infty < g_i < 0$$

3.2.2 - Figura de MÉRITO Unilateral

A figura de mérito unilateral (μ) é utilizado para determinar se o quadripolo, do ponto de vista do ganho transdutivo de potência, pode ser considerado como unilateral.

Da equação (2-41), para $S_{12} \neq 0$, temos:

$$G_T' = |S_{21}'|^2 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}|^2} \quad (3-55)$$

Dividindo-se pela equação (3-40)

$$\frac{G_T'}{G_{Tu}'} = \frac{1}{\left| 1 - \frac{\Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22})} \right|^2} \quad (3-56)$$

Seja:

$$X = \frac{\Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22})} \quad (3-57)$$

resulta então:

$$\frac{G_T'}{G_{Tu}'} = \frac{1}{|1 - X|^2} \quad (3-58)$$

Os limites da variação são dados por:

$$\frac{1}{(1 + |X|)^2} < \frac{G_T'}{G_{Tu}'} < \frac{1}{(1 - |X|)^2} \quad (3-59)$$

Quando $\Gamma_1 = S_{11}^*$ com $|S_{11}| < 1$ e $\Gamma_2 = S_{22}^*$ com $|S_{22}| < 1$, a expressão (3-59)

torna-se:

$$\frac{1}{(1 + \mu)^2} < \frac{G_T'}{G_{Tu}'} < \frac{1}{(1 - \mu)^2} \quad (3-60)$$

onde:

$$\frac{G_T'}{G_{Tu}'} = \text{variação do ganho unilateral}$$

$$\mu = \frac{|S_{11}| |S_{22}| |S_{12}| |S_{21}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (3-61)$$

= Figura de mērito unilateral

Quando a m̃xima variaçāo do ganho unilateral for da ordem de $\pm 0,8$ dB, podemos considerar $S_{12} = 0$, e a figura de mērito unilateral correspondente serā $\mu < 0,1$.

3.3 - Amplificador Não-Unilateral

3.3.1 - Círculo de Ganho Constante

O ganho de potência de operação é independente da impedância no terminal de entrada, por isso é conveniente fazer $\Gamma_1 = 0$ ao usar a equação (2-35).

O ganho de potência de operação generalizado é

$$G'_P = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_2|^2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2) - 2 \operatorname{Re} (\Gamma_2 C_2)|} \quad (3-62)$$

onde:

$$D_S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$$

O fator de ganho no plano Γ_2 (plano de impedância da saída) é dado por:

$$g_2 = \frac{G'_P}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{|1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_2|^2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2) - 2 \operatorname{Re} (\Gamma_2 C_2)|} \quad (3-63)$$

Sejam:

$$\Gamma_2 = U_2 + jV_2 \quad \text{e} \quad \operatorname{Re} (\Gamma_2 C_2) = U_2 \operatorname{Re} (C_2) - V_2 \operatorname{Im} (C_2);$$

Após manipulações similares às das seção 3.1, a equação (3-63) torna-se:

$$(U_2 - U_{2C})^2 + (V_2 - V_{2C})^2 = \rho_{2C}^2$$

onde:

$$U_{2C} = \frac{g_2 \operatorname{Re} (C_2^*)}{1 + g_2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)}$$

$$V_{2C} = \frac{g_2 \operatorname{Im} (C_2^*)}{1 + g_2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)}$$

$$\rho_{2C} = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_2 + |S_{12} S_{21}|^2 g_2^2]^{\frac{1}{2}}}{1 + g_2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)} \quad (3-64)$$

= raio do círculo de ganho constante na saída

onde:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D_S|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}$$

O centro do círculo de ganho na saída é:

$$\gamma_{2C} = U_{2C} + jV_{2C} = \frac{g_2 C_2^*}{1 + g_2 (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)} \quad (3-65)$$

O ganho transdutivo de potência generalizada, levando em conta Γ_1 e Γ_2 simultaneamente é expresso por:

$$G_T' = |S_{21}'|^2 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 D_S|^2} \quad (3-66)$$

O fator de ganho no plano Γ_1 (plano de impedância de entrada) é dado por:

$$g_1 = \frac{G_T'}{|S_{21}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 D_S|^2} \quad (3-67)$$

Seja:

$\Gamma_1 = U_1 + jV_1$; desenvolvendo-se a equação (3-67), chega-se à forma:

$$(U_1 - U_{1C})^2 + (V_1 - V_{1C})^2 = \rho_{1C}^2$$

Onde o raio do círculo de ganho constante na entrada é: ⁽⁴⁾

$$\rho_{1C} = \frac{\left[(|S_{11} - D_S \Gamma_2|^2 - |1 - \Gamma_2 S_{22}|^2) \cdot \left(\frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_1} \right) + \left(\frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_1} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{\left| |S_{11} - D_S \Gamma_2|^2 + \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_1} \right|} \quad (3-68)$$

e o centro do círculo de ganho constante na entrada é:

$$\gamma_{1C} = U_{1C} + jV_{1C} = \frac{(1 - \Gamma_2 S_{22})(S_{11} - \Gamma_2 D_S)^*}{|S_{11} - D_S \Gamma_2|^2 + \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{g_1}} \quad (3-69)$$

O máximo ganho de potência de operação ($G_{Pn\max}'$), ocorre quando o raio do círculo

culo de ganho constante se reduz a um ponto (G_1 na figura 3.4), então $\rho_{2C} = 0$.
Da equação (3-64), temos:

$$g_2 \Big|_{\rho_{2C} = 0} = \frac{1}{|S_{12} S_{21}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3-70)$$

Substituindo a equação (3-70) na equação (3-63), obtêm-se:

$$G'_{\text{pm}\bar{\text{a}}\text{x}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3-71)$$

onde:

sinal positivo para $B_1 < 0$

sinal negativo para $B_1 > 0$

Se o projeto do amplificador especificar um ganho menor que o máximo ganho de potência de operação ($G'_{\text{pm}\bar{\text{a}}\text{x}}$), escolhe-se um dentre os círculos de ganho constante [no plano Γ_2] obtidos com as equações (3-64) e (3-65) [por exemplo, G_2 na figura 3.4] e determina-se um valor de Γ_2 [$|\Gamma_2| \angle \Gamma_2$ na figura 3.4] que deve ser substituído nas equações (3-68) e (3-69), para obtermos o círculo de ganho constante desejado no plano Γ_1 .

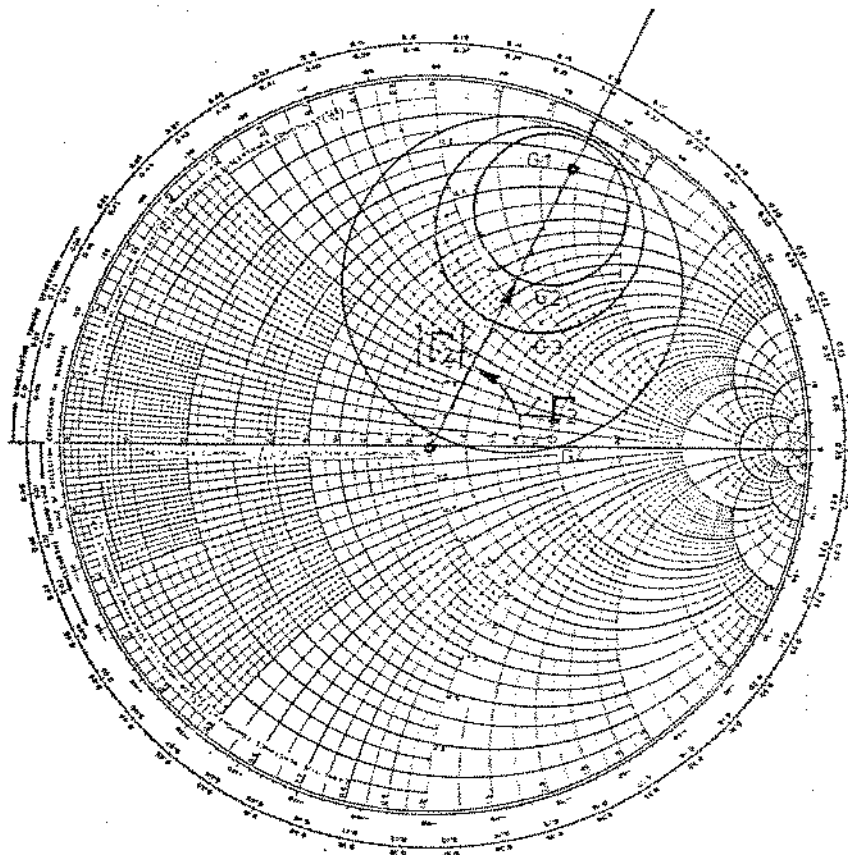


Fig. 3.4 Círculos de ganho constante $G_1 > G_2 > G_3 > G_4$, onde $G_1 = G'_{\text{pm}\bar{\text{a}}\text{x}}$

3.3.2 - Casamento Conjugado Simultaneamente

Para o projeto do amplificador de máximo ganho, é necessário que se estabeleça o casamento conjugado simultâneo nas duas portas do transistor. Quando isto acontece S_{11}^i e S_{22}^i se anulam.

Definam $\Gamma_1 = \Gamma_{1m}$ e $\Gamma_2 = \Gamma_{2m}$ tais que $S_{11}^i = 0$ e $S_{22}^i = 0$

A partir das equações (2-39) e (2-42), obtêm-se:

$$(1 - \Gamma_{2m} S_{22}) (S_{11} - \Gamma_{1m}^*) + \Gamma_{2m}^* S_{12} S_{21} = 0 \quad (3-72)$$

$$(1 - \Gamma_{1m} S_{22}) (S_{22} - \Gamma_{2m}^*) + \Gamma_{1m}^* S_{12} S_{21} = 0 \quad (3-73)$$

Eliminando Γ_{1m} e Γ_{2m} das equações (3-72) e (3-73), obtêm-se

$$\Gamma_{2m}^2 - \Gamma_{2m} \frac{B_2}{C_2} + \frac{C_2^*}{C_2} = 0 \quad (3-74)$$

$$\Gamma_{1m}^2 - \Gamma_{1m} \frac{B_1}{C_1} + \frac{C_1^*}{C_1} = 0 \quad (3-75)$$

onde:

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

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* D_S$$

$$C_2 = S_{12} - S_{11}^* D_S$$

$$D_S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

Pela analogia existente entre as equações (3-74) e (3-75), pode-se escrever:

$$\Gamma_{im}^2 - \Gamma_{im} \frac{B_i}{C_i} + \frac{C_i^*}{C_i} = 0 \quad i = 1, 2$$

Resolvendo a equação do segundo grau para Γ_{im} , obtêm-se:

$$\Gamma_{im} = \frac{C_i^*}{|C_i|} \left(\frac{B_i}{2|C_i|} \pm \sqrt{\left| \frac{B_i}{2C_i} \right|^2 - 1} \right) \quad (3-76)$$

Para $|B_i/2C_i| < 1$ na equação (3-76) temos $|\Gamma_{im}| = 1$. Isto quer dizer que as resistências da fonte e da carga são nulas.

Se $|B_i/2C_i| > 1$, uma das duas soluções para Γ_{im} terá magnitude maior que um (indicando a ocorrência da resistência negativa) e a outra terá magnitude menor que um. A solução desejada corresponde à magnitude menor que a unidade.

Usa-se o sinal negativo se $B_i > 0$ ou o sinal positivo se $B_i < 0$.

CAPÍTULO 4

CARACTERIZAÇÃO DA MICROFITA

4.1 - Características da Microfita

Microfitas são elementos que podem ser convenientemente usados em casamentos de impedâncias quando a frequência é suficientemente alta e o comprimento da onda na microfita suficientemente pequeno para se realizar os comprimentos envolvidos na prática.

A linha de transmissão em microfita consiste de um plano de terra e uma fita condutora separada por um material dielétrico (Figura 4.1).

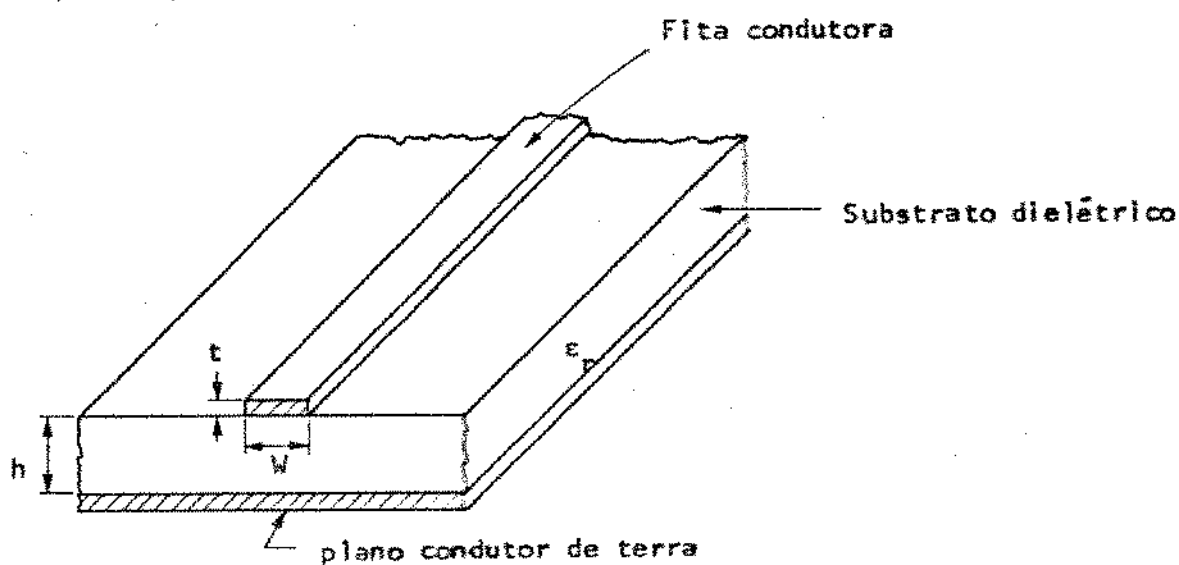


Fig. 4.1 Microfita

Onde:

w = largura da fita condutora

h = espessura do substrato

t = espessura da fita condutora

ϵ_r = constante dielétrica do substrato

Como as linhas de força do campo elétrico e magnético entre a fita condutora e o plano de terra não estão contidas inteiramente no substrato dielétrico (Figura 4.2), o modo de propagação ao longo da fita condutora não é puramente transversal eletromagnético (TEM) mas quase-TEM (1)

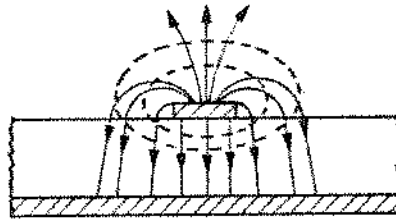


Fig. 4.2 ————Linha de campo elétrico e -----Linha de campo magnético na microfita (vista frontal)

A impedância característica (Z_0) da linha de transmissão, pode ser obtida pela capacitância eletrostática por unidade de comprimento da linha e é dada por (1)

$$Z_0 = \frac{1}{V_p C_a} \quad (4-1)$$

onde:

V_p = velocidade de fase da linha de transmissão.

C_a = capacitância por unidade de comprimento da linha.

A velocidade de fase na microfita é dada por:

$$V_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4-2)$$

onde:

$C \approx 3 \times 10^8$ m/sec, velocidade da luz no vácuo

ϵ_{eff} = constante dielétrica efetiva do material do substrato

A constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) depende da constante dielétrica (ϵ_r) do material empregado como substrato e da razão W/h .

O comprimento de onda na microfita (λ_m) é dada por:

$$\lambda_m = \frac{v_p}{f} \quad (4-3)$$

onde v_p é dada por equação (4-2) e f é a frequência de operação.

Então:

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4-4)$$

tal que λ_0 é o comprimento de onda no vácuo.

Na escolha de substrato, quanto mais alta a constante dielétrica, maior será a redução do comprimento de onda, e maior será a miniaturização de todo o circuito. Se o valor da constante dielétrica for muito alta, pode haver problemas de propagação de modos espúrios na microfita ou de miniaturização excessiva dos elementos. Normalmente, usa-se substratos com constante dielétrica próxima de 10.

4.2- Equações para Caracterização da Microfita

Considerando $\epsilon_r \leq 16$ e $t = 0$ da microfita, as relações entre Z_0 e ϵ_{eff} são dadas por (2)

Para $W/h \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln (8 h/W + 0,25 W/h) \quad (4-5)$$

onde:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} [(1 + 12 h/W)^{-\frac{1}{2}} + 0,34 (1 - W/h)^2] \quad (4-6)$$

e para $W/h \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{W/h + 1,393 + 0,667 \ln(W/h + 1,444)} \quad (4-7)$$

onde:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12 h/W)^{-\frac{1}{2}} \quad (4-8)$$

Quando $t/h \leq 0,005$, $2 \leq \epsilon_r \leq 10$, e $0,1 \leq W/h \leq 5$, os resultados são excelentes entre a teoria ($t = 0$) e a prática.

Considerando $t \neq 0$, as expressões anteriores se modificam. Introduz-se neste caso, W_e (largura efetiva da microfita) para substituir W nas expressões acima.

Para $W/h > 0,159$

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (4-9)$$

Para $W/h < 0,159$

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (4-10)$$

4.3- Parâmetros Distribuídos de Microfita

Quando uma secção da linha de transmissão é usada como uma reatância, ela se apresenta como um circuito de dois terminais.

Para qualquer impedância terminal (Z_L), a impedância de entrada (Z_{in}) de uma secção da linha de transmissão sem perdas é dada por⁽³⁾:

$$Z_{in} = Z_L \left(\frac{\cos \beta l + j Z_0 / Z_L \sin \beta l}{\cos \beta l + j Z_L / Z_0 \sin \beta l} \right) \quad (4-11)$$

onde:

β = constante de fase

l = comprimento da linha de transmissão

Z_0 = impedância característica da linha de transmissão

Uma secção $l < \frac{\lambda_m}{4}$ da linha de microfita, pode ser utilizada para aproximar uma indutância ou uma capacitância.

A reatância indutiva (X_L) de um comprimento de microfita de impedância característica (Z_0) e curto-circuitada a uma distância (l) é dada por⁽¹⁾:

$$\begin{aligned} X_L &= \omega L = Z_0 \tan \left(\frac{\omega l}{v_p} \right) \\ &= Z_0 \tan \beta l \end{aligned} \quad (4-12)$$

onde:

ω = frequência angular de operação

v_p = velocidade de fase dada pela equação (4-2)

A admitância capacitiva (Y_C) de um comprimento de microfita com impedância característica Z_0 e com circuito-aberto a uma distância l é:

$$\begin{aligned}
 Y_c &= j Y_0 \tan \left(\frac{\omega l}{V_p} \right) \\
 &= j Y_0 \tan \beta l
 \end{aligned}
 \tag{4-13}$$

onde:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}$$

Uma secção de microfita de comprimento l pode ser representada por um circuito π (*), que está mostrado na figura 4-2a.

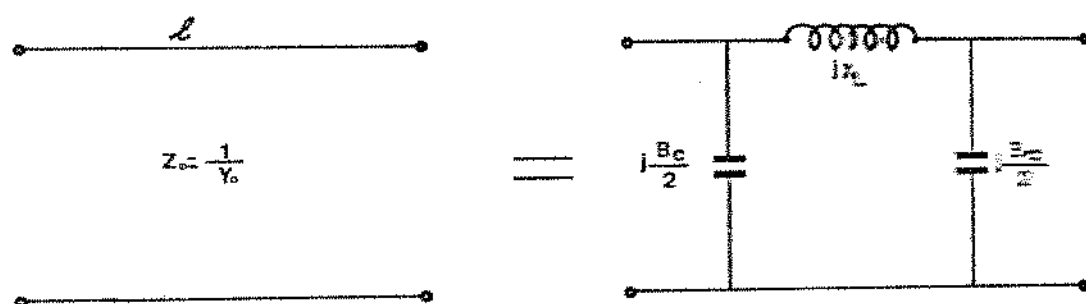


Fig. 4.2a - Representação de uma secção da microfita

A reatância indutiva em série (X_L) é dada por:

$$X_L = \omega L = Z_0 \sin \left(\frac{\omega l}{V_p} \right) \tag{4-14}$$

$$= Z_0 \sin \beta l$$

A susceptância capacitiva paralela $\left(\frac{B_C}{2} \right)$ é:

$$\begin{aligned}
 \frac{B_C}{2} &= \frac{1}{Z_0} \tan \left(\frac{\omega l}{2V_p} \right) \\
 &= Y_0 \tan \frac{\beta l}{2}
 \end{aligned}
 \tag{4-15}$$

Um outro modo de representar um comprimento de microfita (2) é um circuito T, que está mostrado na figura 4-2b.

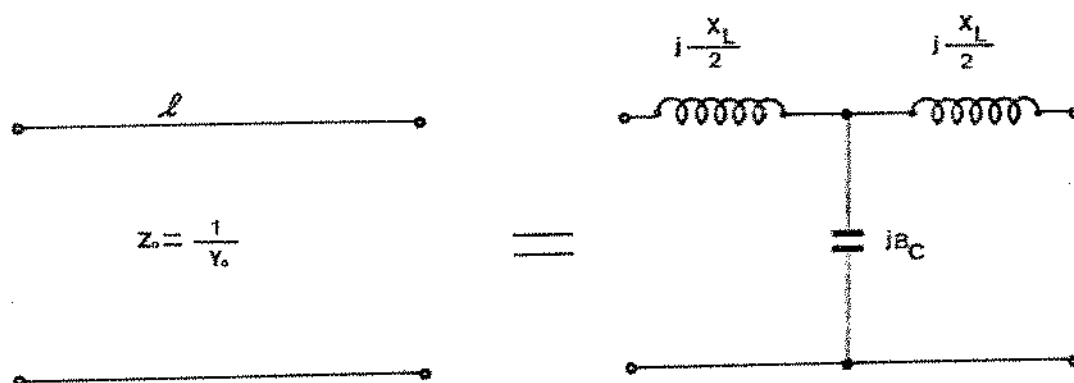


Fig.4-2b - Representação de uma secção da microfita

A reatância indutiva $\left(\frac{X_L}{2}\right)$ é:

$$\begin{aligned} \frac{X_L}{2} &= Z_0 \tan \left(\frac{\omega l}{2v_p} \right) \\ &= Z_0 \tan \frac{\beta l}{2} \end{aligned} \quad (4-16)$$

A susceptância capacitiva (B_C) é:

$$\begin{aligned} B_C &= \frac{1}{Z_0} \operatorname{sen} \left(\frac{\omega l}{v_p} \right) \\ &= Y_0 \operatorname{sen} \beta l \end{aligned} \quad (4-17)$$

4.4- Circuito de Adaptação de Impedância

O circuito de adaptação de impedância entre duas impedâncias quaisquer, se não utilizado no circuito de casamento da entrada ou saída do amplificador.

A adaptação de uma impedância complexa qualquer (Z_{in}) a uma carga ($Z_L = 50\Omega$) pode ser efetuada através de uma linha de transmissão em série e uma linha de transmissão em paralelo (toco) com a carga Z_L . Este circuito é chamado de toco simples ou rede em L.

O toco pode ser curto-circuitado ou deixado em circuito-aberto, comportando-se como um elemento puramente reativo. Para tocos curto-circuitados com comprimento menor que $\lambda_m/4$, as susceptâncias são indutivas. Para tocos em circuito-aberto menor que $\lambda_m/4$, as susceptâncias são capacitivas. Existem quatro tipos de rede em L como mostrado na figura 4.3.

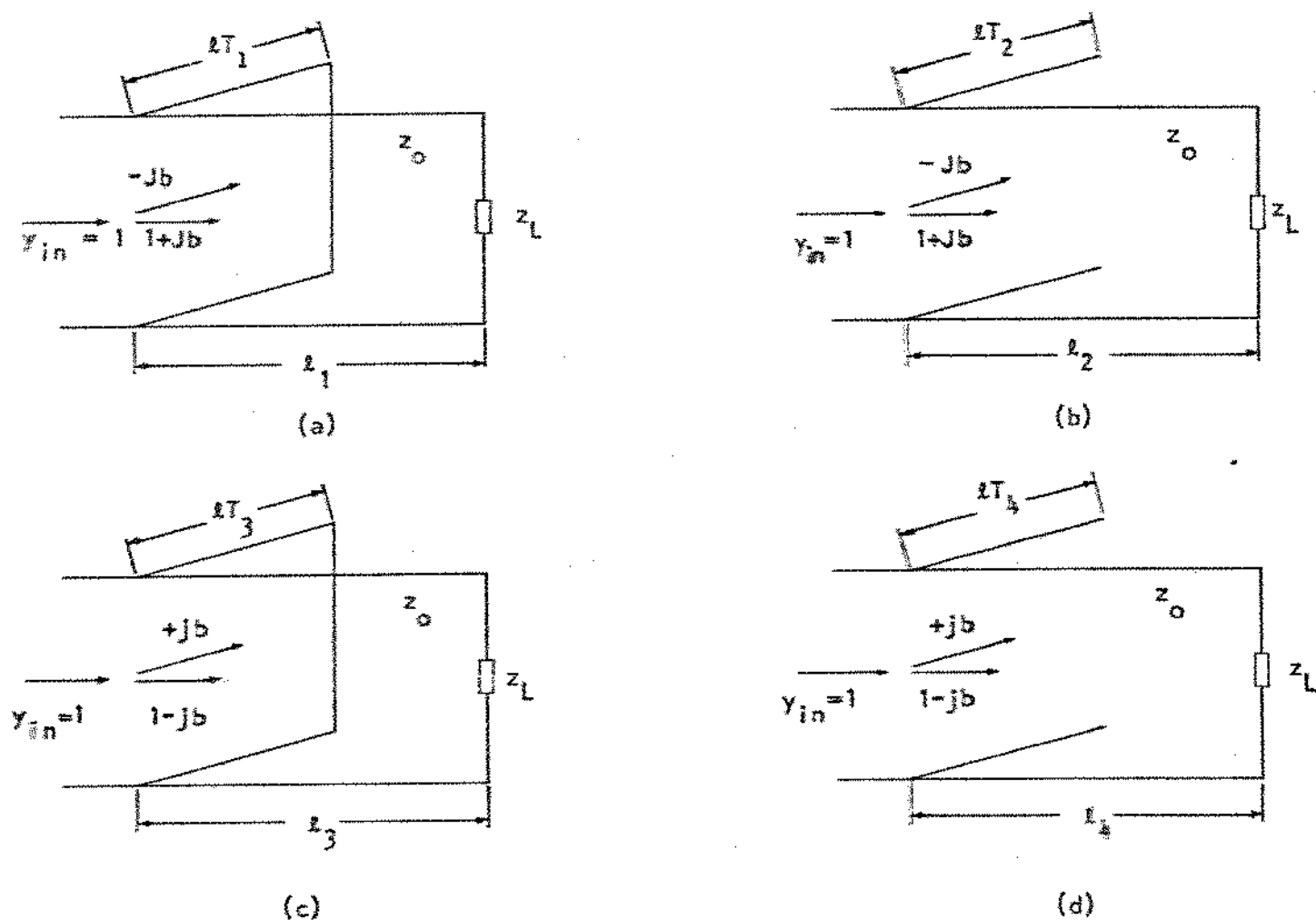


Fig. 4.3 Redes em L para adaptação de impedância

onde:

λ_1 ou λ_2 = distância ao toco para transformar y_{in} em $1 + jb$

λT_1 ou λT_2 = comprimento do toco equivalente à reatância $-jb$

λ_3 ou λ_4 = distância ao toco para transformar y_{in} em $1 - jb$

λT_3 ou λT_4 = comprimento do toco equivalente à reatância $+jb$

Cálculo do toco pelo método gráfico pode ser feito como segue:

Dado o ponto correspondendo à impedância qualquer Z_{in} na Carta de Smith [vide Fig. 4.4], a partir dele construímos um círculo de coeficiente de reflexão constante e deslocamos de uma distância $\lambda/4$ para encontrarmos o segundo ponto ($Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}}$).

O círculo traçado, intercepta o círculo correspondente à condutância normalizada unitária ($g = 1$) em dois pontos P_1 e P_2 , correspondentes às admitâncias $y_{in} = 1 + jb$ e $y_{in} = 1 - jb$ respectivamente.

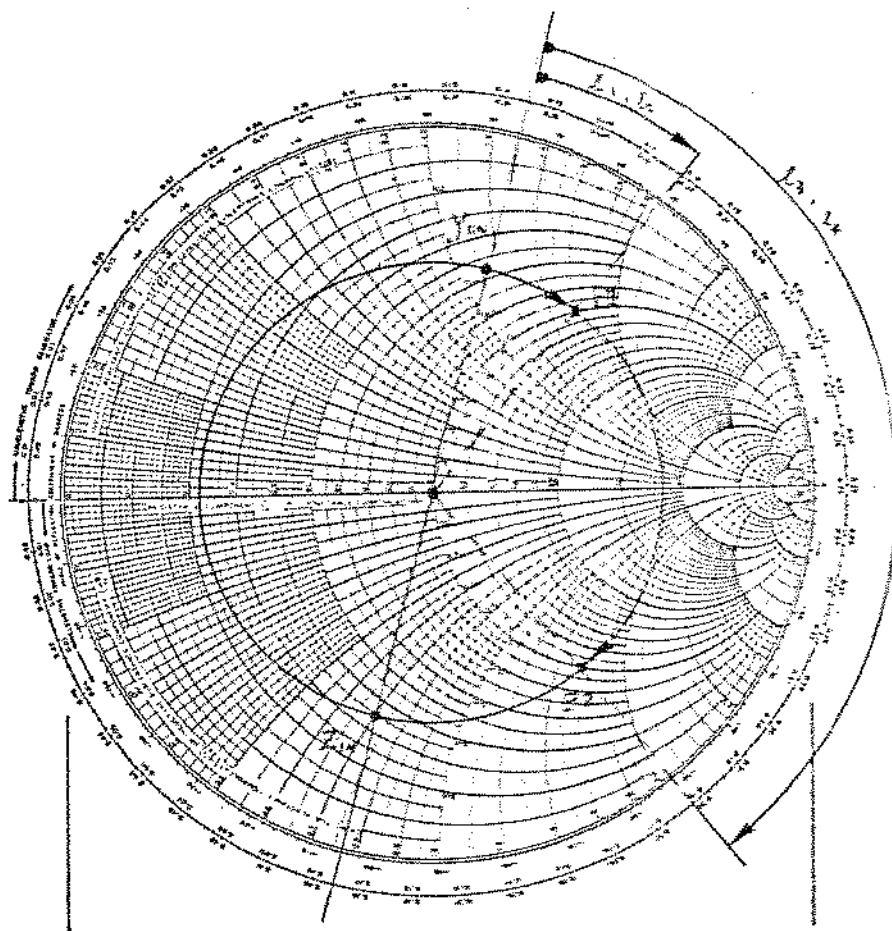


Fig. 4.4. Os elementos série de rede em L

Adicionamos um elemento de reatância $-jb$ no caso de $y_{in} = 1 + jb$ para obtermos $y_{in} = 1$ (Figura 4.5).

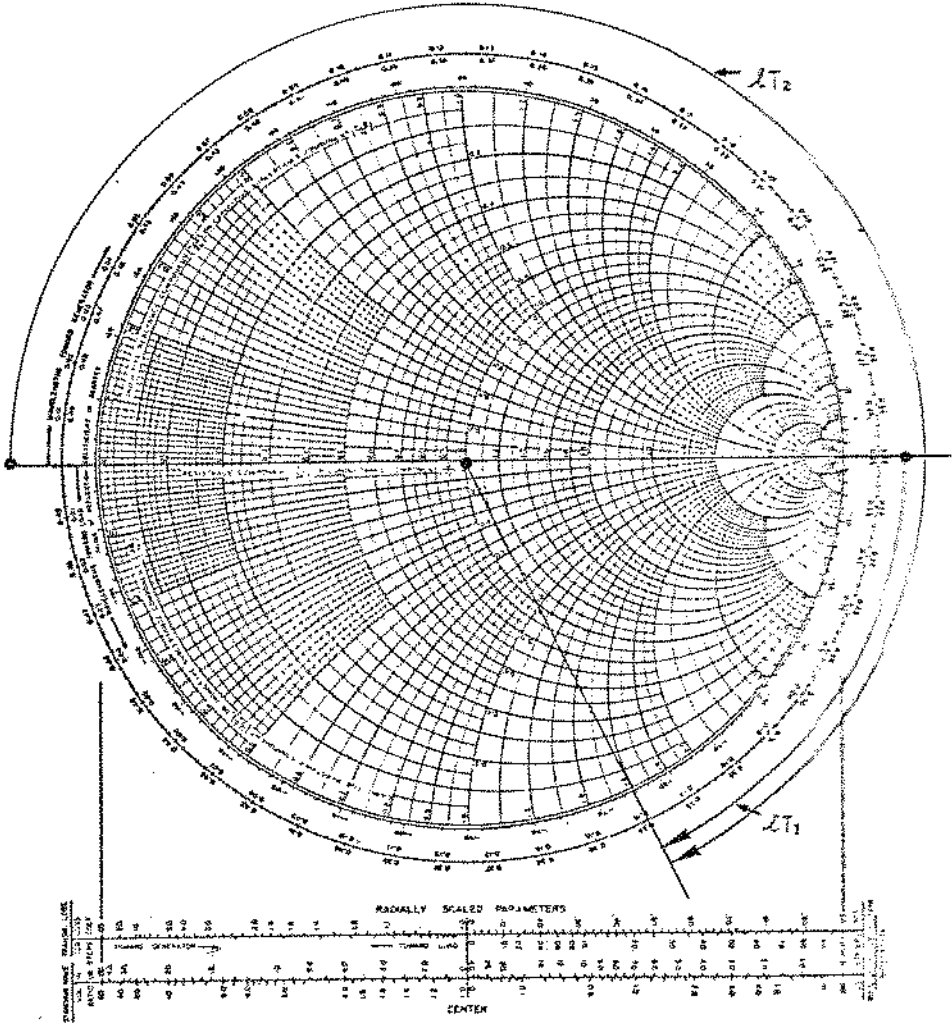


Fig. 4.5 Os elementos paralelos no caso $y_{in} = 1 + jb$

Adicionamos um elemento de reatância $+jb$ no caso de $y_{in} = 1 - jb$ para obtermos $y_{in} = 1$ (Figura 4.6).

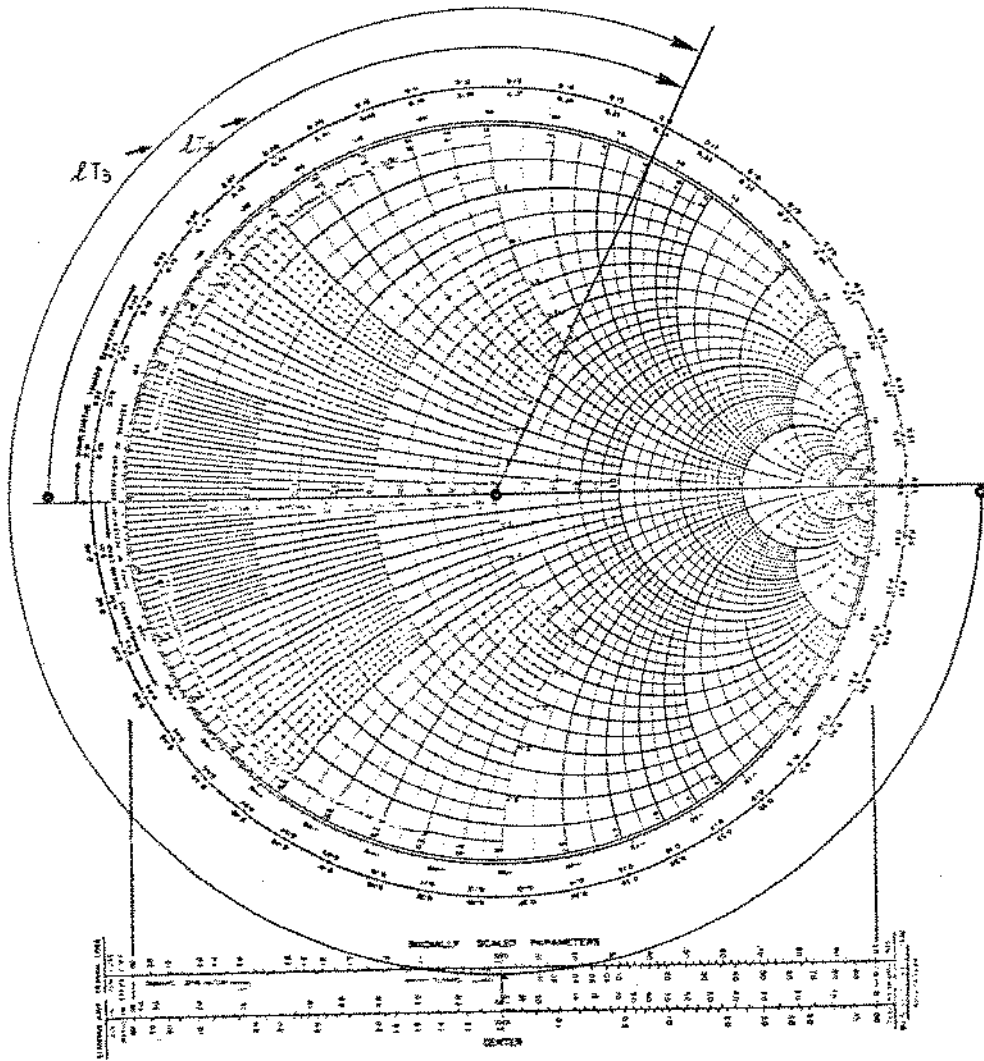


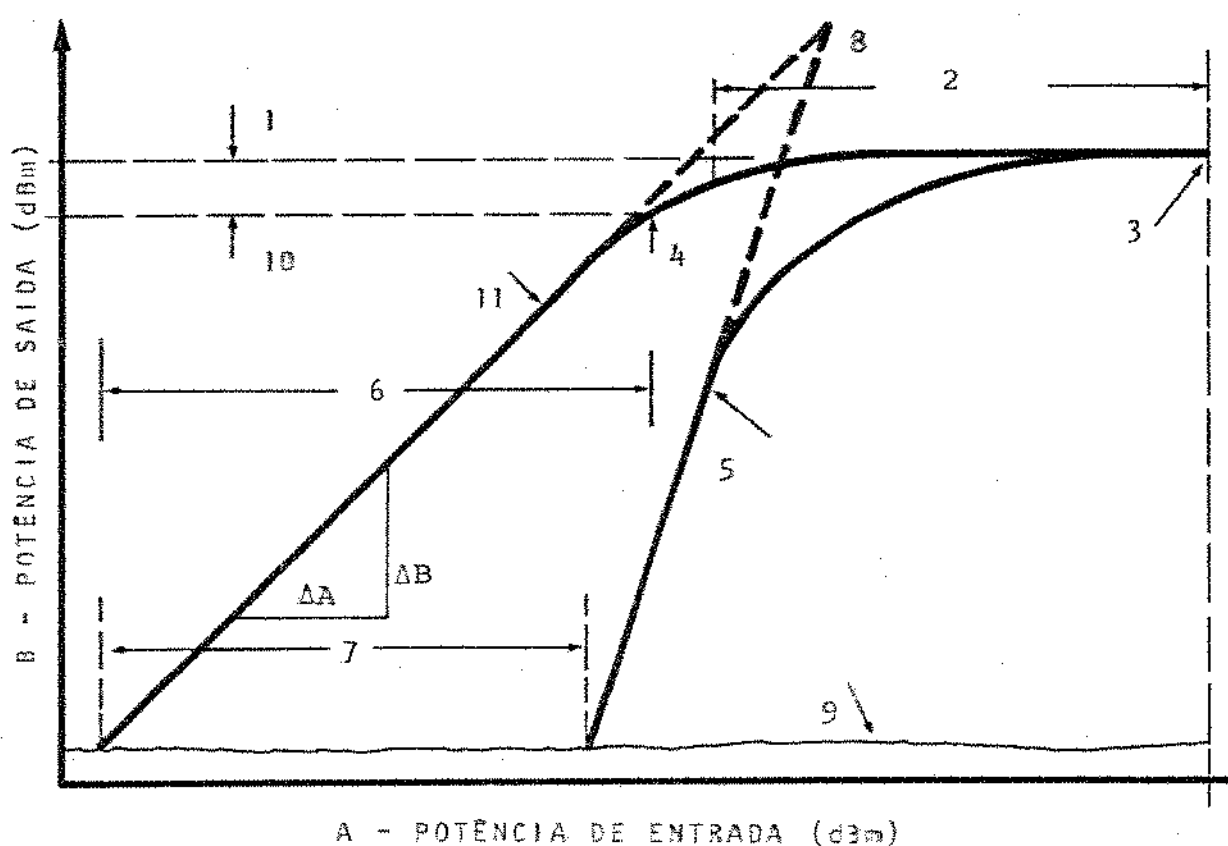
Fig. 4.6 Os elementos paralelos no caso $y_{in} = 1 - jb$

CAPÍTULO 5

DESEMPENHO, POLARIZAÇÃO E DESACOPLAMENTO DOS AMPLIFICADORES LINEARES

5.1- Características Típicas de Desempenho de Amplificadores Lineares

Os seguintes termos são normalmente utilizados para o desempenho de amplificadores lineares como mostrados na figura 5.1⁽¹⁾



- 1 - Potência Saturada de Saída
- 2 - Região de Saturação
- 3 - Queima
- 4 - Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB
- 5 - Produtos Intermodulados de terceira ordem, inclinação 3:1
- 6 - Região de amplificação linear
- 7 - Faixa Dinâmica
- 8 - Ponto de intercepção
- 9 - Nível de potência de Ruído "Branco"
- 10 - Potência de saída em compressão de ganho de 1 dB
- 11 - Sinal fundamental inclinação 1:1

Fig. 5.1 Características de desempenho do amplificador

BRUNO A. G. SILVA
SILVIA A. G. SILVA

5.1.1 - Potência Saturada de Saída

A potência saturada de saída, é a máxima potência de saída que o amplificador pode fornecer.

5.1.2 - Região de Saturação (região 2 na figura 5.1)

A região de saturação pode ser definida⁽²⁾ como a região entre a queima do dispositivo e o ponto onde a inclinação da curva de resposta se altera de 1:1 para $\frac{1}{3}:1$, onde:

$$\text{inclinação} = \frac{\text{magnitude da variação da potência de saída } (\Delta B) \text{ em dBm}}{\text{magnitude da variação da potência de entrada } (\Delta A) \text{ em dBm}}$$

Nesta região, a potência das componentes harmônicas se aproxima bastante do nível de potência da componente fundamental na saída.

5.1.3 - Queima

A Queima ocorre normalmente pelo excessivo nível de potência de entrada que derrete as ligações entre a pastilha semicondutora e o encapsulamento do dispositivo. O nível de potência que causa a queima, varia tipicamente de cerca de 100 milliwatts em amplificadores de baixo ruído a watts em amplificadores de média potência.

Se o ponto quiescente de polarização (V_{CE} e I_C) escolhido for muito alto e o dissipador térmico não for adequado, também pode ocorrer a queima do dispositivo.

5.1.4 - Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB

À medida que a potência de entrada aumenta, o amplificador vai caminhando para a região de saturação, e o ganho de potência decrescendo. O ponto de compressão de ganho de 1 dB, corresponde ao ponto da curva P saída X P entrada, onde o ganho do amplificador cai 1 dB em relação a seu valor para pequenos sinais.

O nível de potência de saída com compressão de ganho de 1 dB, está normalmente cerca de 3 dB abaixo do nível de potência saturada da saída.

5.1.5 - Produtos de Intermodulação de Terceira Ordem

Normalmente, o sinal a ser processado pelo amplificador é composto por várias frequências. Neste caso, devido a não linearidade do amplificador, são gerados outros sinais, chamados produtos de intermodulação. Para dois sinais f_1 e f_2 ($f_2 > f_1$), os produtos de intermodulação de terceira ordem ($2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$) são os de maior importância, pois podem cair na banda passante do amplificador, onde f_1 e f_2 são frequências quaisquer dentro da banda passante.

5.1.6 - Região de Amplificação Linear

A região de amplificação linear, é a região entre o ponto de compressão de ganho de 1 dB e o nível de potência de ruído "Branco". A região onde o ganho do amplificador é constante, corresponde, por definição, a uma inclinação de 1:1.

5.1.7 - Faixa Dinâmica (região 7 na figura 5.1)

A faixa dinâmica é a região de potências de entrada entre o ponto de ruído branco e o ponto em que os produtos de intermodulação de terceira ordem se iniciam. Nessa região, o sinal de entrada pode ser amplificado sem surgimento de sinais espúrios.

5.1.8 - Ponto de Intercepção

O ponto de intercepção é aquele no qual todos os níveis de sinais harmônicos de ordem ímpar interceptam assintoticamente. O nível de potência de saída no ponto de intercepção dos produtos de intermodulação de terceira ordem, está normalmente cerca de 10 dB acima do nível de potência de saída correspondente ao ponto de compressão de ganho de 1 dB.

5.1.9 - Potência de Ruído "Branco"

A potência de ruído "Branco" (N_0) é dada por⁽²⁾

$$N_0 = F K T B G$$

onde:

F = Figura de ruído

$$= \frac{\text{Relação sinal-ruído na entrada}}{\text{Relação sinal-ruído na saída}}$$

K = Constante de Boltzman

T = Temperatura absoluta

B = Banda passante

G = Ganho do amplificador

5.1.10 - Taxa de Onda Estacionária para Voltagem (VSWR)

Um alto valor de VSWR no circuito de entrada ou de saída, significa um maior descasamento em relação a impedância de entrada ou saída do amplificador.

5.2 - Polarização

Selecionando-se um ponto quiescente (V_{CE} e I_C) dentro da região de operação segura (Figura 5.2), será assegurado que a tensão oscilante (DC e RF) não ultrapassará o limite de tensão de ruptura do transistor, e a corrente e potência dissipada estarão dentro de limites seguros.

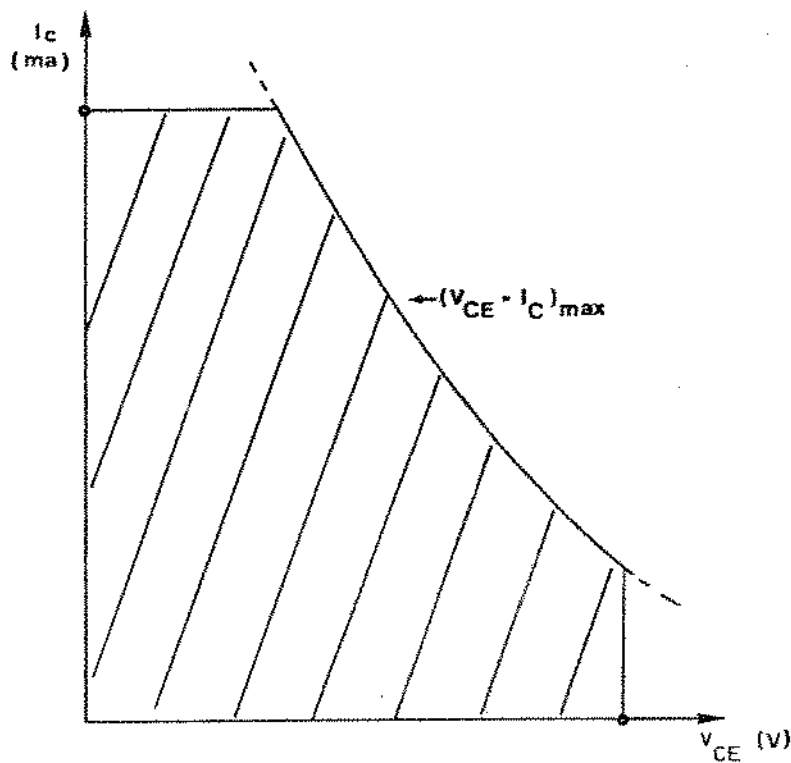


Fig.5.2 - Região de operação segura

A referência (3) apresenta vários tipos de circuitos de polarização. Escolheu-se o circuito com realimentação de tensão e com corrente de base praticamente constante, que proporciona operação DC estável com a temperatura.

Este circuito é mostrado na figura 5.3.

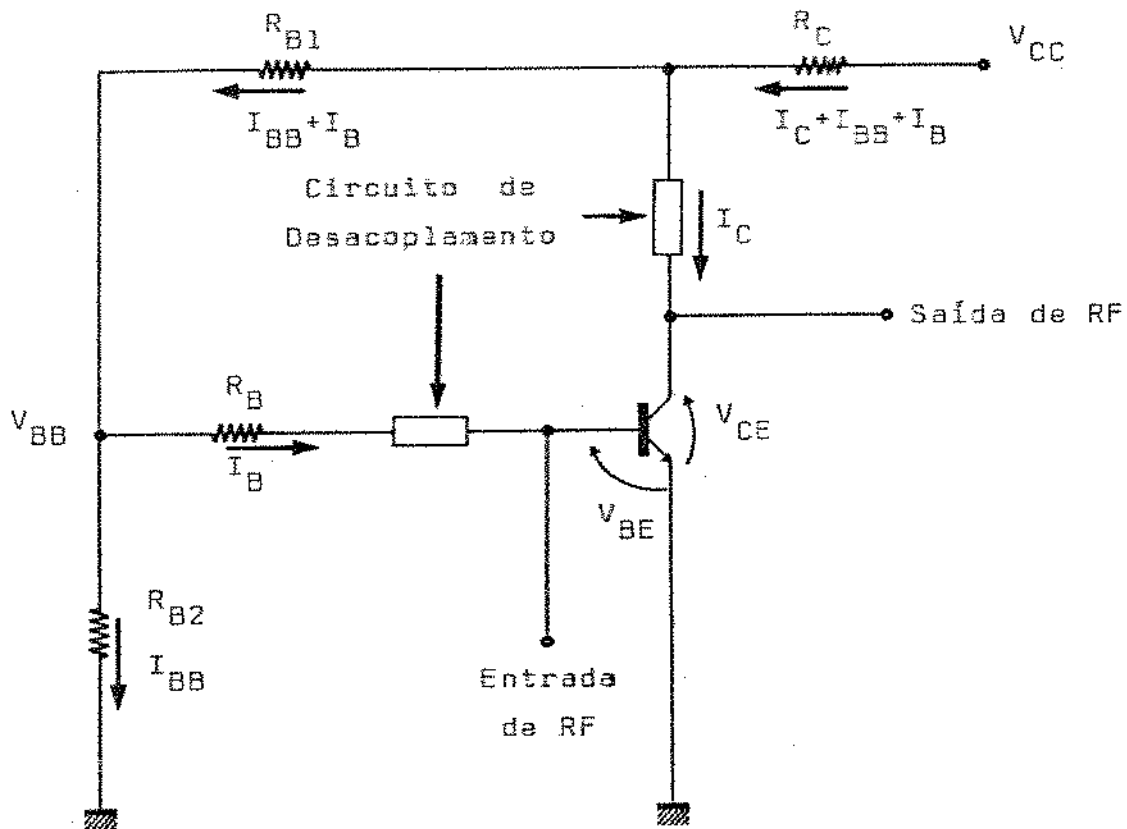


Fig. 5.3 - Circuito de polarização

Procedimento para cálculo dos valores dos resistores:

- Fixar a tensão da fonte V_{CC} , e o ponto quiescente do transistor (V_{CE} e I_C). Considerou-se $I_{CBO} = 0$.
- Escolher V_{BB} maior que V_{BE} (fixamos $V_{BB} = 2V$) para assegurar que a corrente da base se mantenha constante.
- Calcular a corrente de base, I_B , conhecendo-se o valor medido de h_{FE} (vide apêndice I).

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

- Conhecendo-se V_{BE} (Vide apêndice I) e V_{BB} , calcular R_B .

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B}$$

e) Considerando-se $I_{BB} = 2 \text{ ma}$, calcular R_{B2} .

$$R_{B2} = \frac{V_{BB}}{I_{BB}}$$

f) Tendo-se I_B , I_{BB} , V_{BB} e V_{CE} , calcular R_{B1} .

$$R_{B1} = \frac{V_{CE} - V_{BB}}{I_{BB} + I_B}$$

onde V_{CE} é escolhido para a localização conveniente do ponto quiescente

g) Sabendo-se I_C , I_{BB} , I_B , V_{CC} e V_{CE} , calcular R_C .

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_{BB} + I_B}$$

onde I_C é escolhido para a localização conveniente do ponto quiescente

h) Depois da construção do circuito, mede-se I_{CE} para verificar se o transistor está corretamente polarizado. Após isto, o valor exato de I_C pode ser obtido variando-se R_B .

i) Notar que o circuito de desacoplamento possui apenas elementos reativos de tal forma que não interfere com o circuito de polarização.

5.3 – Desacoplamento da Polarização do Transistor

Há vários métodos de desacoplamento da polarização do transistor em microonda.

O objetivo principal é aplicar um potencial DC ao transistor sem afetar as propriedades de RF do circuito. Essencialmente, o circuito de desacoplamento deve possuir uma impedância baixa para DC e uma impedância alta para RF.

Na figura 5.4, é mostrado o circuito de desacoplamento de elementos distribuídos⁽⁴⁾.

O circuito é constituído de uma linha de transmissão de alta impedância, e de um toco em aberto de baixa impedância.

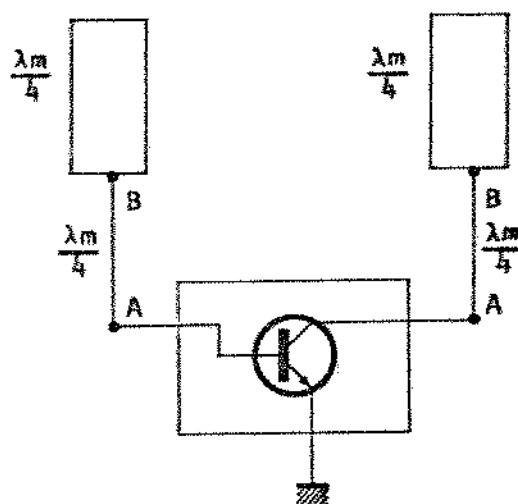


Fig. 5.4 Elementos distribuídos no circuito de desacoplamento

No ponto A, a impedância deve ser muito alta para RF (simulação de um circuito aberto) e no ponto B deve-se ter um curto para RF. Cada parte da linha de transmissão tem um comprimento de $\lambda_m/4$, e a tensão e corrente DC de alimentação são introduzidas no ponto B.

Os elementos concentrados equivalentes de um circuito de desacoplamento, estão mostrados na figura 5.5.

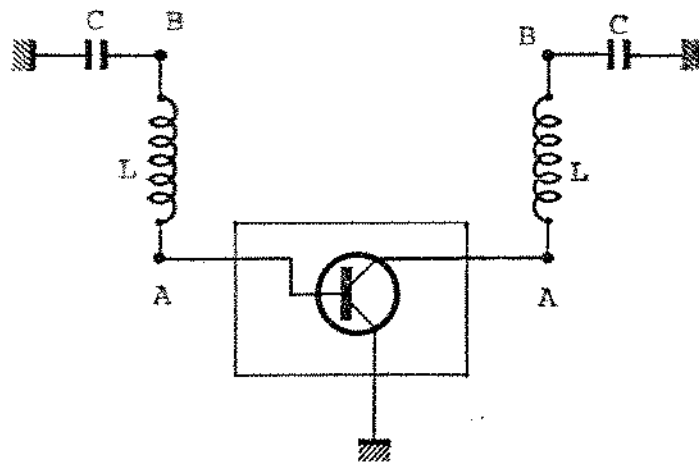


Fig. 5.5 Elementos concentrados no circuito de desacoplamento

O valor da reatância indutiva, deve ser no mínimo 10 vezes maior do que a impedância de carga do transistor em qualquer frequência da banda passante desejada.

O capacitor de desacoplamento ("by-pass") que segue o indutor, é utilizado para desviar as componentes AC para a terra. Estas componentes AC, podem causar oscilações espúrias.

Na figura 5.6, os elementos híbridos do circuito de desacoplamento estão indicados.

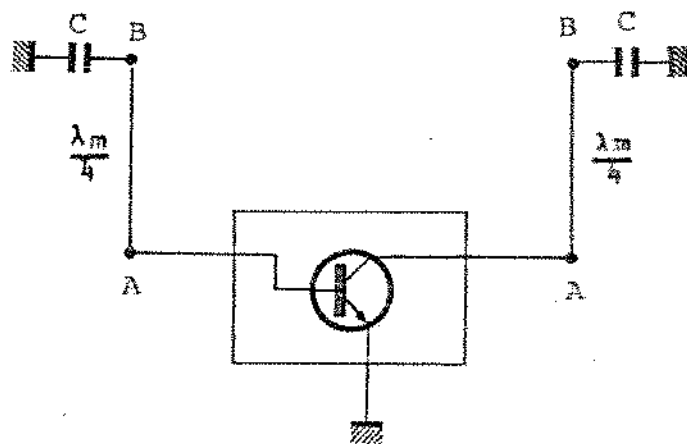


Fig. 5.6 Elementos híbridos no circuito de desacoplamento

Os elementos híbridos do circuito de desacoplamento, consistem de uma seção da linha de transmissão de comprimento $\lambda_m/4$ de alta impedância e de um capacitor concentrado de baixa impedância. Normalmente, os valores dos capacitores na figura 5.5 e 5.6, são determinados de forma que sua impedância na frequência central (f_c) seja menor que $0,1 \Omega$.

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO E MEDIDAS DO AMPLIFICADOR DE GANHO MÁXIMO

6.1 - Medidas dos Parâmetros S do Transistor

Os valores típicos dos parâmetros de espalhamento para os transistores de microonda, no ponto quiescente específico, podem ser obtidos pelo catálogo do respectivo fabricante. Para evitar desvios dos valores típicos entre transistores do mesmo tipo ou se o ponto quiescente escolhido for diferente do especificado pelo fabricante, realiza-se as medidas dos parâmetros S usando-se o "sistema analisador de circuitos" (vide figura 6.1) na faixa de frequência de interesse.

Considerando-se os transistores de microonda que dispomos no Departamento de Engenharia Elétrica da UNICAMP, escolheu-se o transistor de silício NPN série HP 35831 E (montagem emissor comum) fabricado pela Hewlett Packard Co.

Para o ponto quiescente escolhido ($V_{CE} = 15V$ e $I_C = 70\text{ mA}$) para o transistor 1 (HP 35831 E), os parâmetros S foram medidos no "sistema analisador de circuitos", usando-se uma impedância característica de 50Ω .

Os resultados obtidos através da leitura no "display" polar (HP 8414 A) estão mostrados na tabela 6.1.

FREQ (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MOD	ANG	MOD	ANG	MOD	ANG	MOD	ANG
1,00	0,72	165	0,06	63	3,1	69	0,25	-73
1,25	0,72	162	0,07	63	2,4	62	0,29	-80
1,50	0,72	152	0,09	64	2,1	53	0,25	-87
1,75	0,72	146	0,10	70	1,7	52	0,30	-90
2,00	0,72	140	0,11	62	1,6	43	0,33	-101

Tabela 6.1 - Parâmetros S do transistor 1 ($V_{CE} = 15V$ e $I_C = 70\text{ mA}$)
(MOD = amplitude, ANG = fase)

MEDIDA DOS PARÂMETROS "S" DO TRANSISTOR

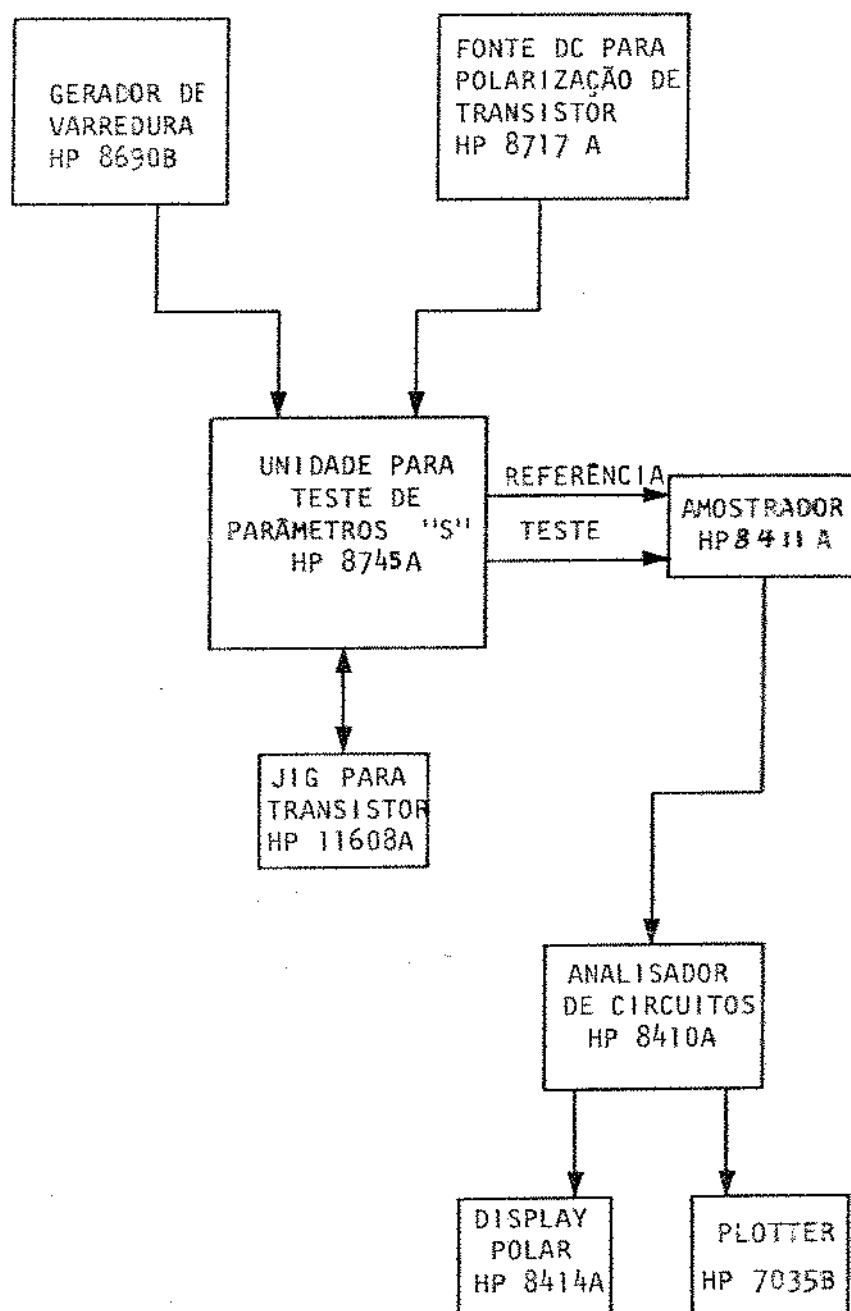


Fig.6.1 - Sistema analisador de circuitos

Devido a imprecisão na medida do módulo e do ângulo dos parâmetros S com relação à frequência (leitura no "display" polar), providenciou-se uma interpolação entre os pontos de medida (da parte real e imaginária) segundo um polinômio de segundo grau (para suavizar pequenas variações entre pontos).

Os valores das componentes real e imaginária dos parâmetros S do transistor 1 são introduzidos em um programa apropriado⁽¹⁾ (vide apêndice II), e, então, obtemos os valores interpolados apresentados na tabela 6.2.

FREQ (GHz)	S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂		
	Re	Im	Re	Im	Re	Im	Re	Im	
1,00	-0,695	0,186	0,027	0,053	1,111	2,894	0,073	-0,239	
	-0,709	0,162	0,028	0,052	1,124	2,834	0,078	-0,249	INTERPOLADO
1,25	-0,685	0,222	0,032	0,062	1,127	2,119	0,050	-0,286	
	-0,664	0,262	0,032	0,065	1,142	2,213	0,040	-0,258	INTERPOLADO
1,50	-0,636	0,338	0,039	0,081	1,264	1,677	0,013	-0,250	
	-0,629	0,340	0,036	0,078	1,153	1,702	0,013	-0,274	INTERPOLADO
1,75	-0,597	0,403	0,034	0,094	1,047	1,340	0	-0,300	
	-0,600	0,396	0,041	0,091	1,158	1,303	-0,014	-0,295	INTERPOLADO
2,00	-0,552	0,463	0,052	0,097	1,170	1,091	-0,063	-0,324	
	-0,579	0,431	0,047	0,104	1,156	1,015	-0,037	-0,323	INTERPOLADO

Tabela 6.2 - Componentes real e imaginária da Tabela 6.1

6.2 - Projeto do Amplificador de Máximo Ganho

No projeto inicial foi usado o transistor HP 35831 E, para construir um amplificador de microonda de máximo ganho, sintonizado na frequência de 1,5 GHz.

Para o ponto quiescente $V_{CE} = 15V$ e $I_C = 70 \text{ mA}$, os parâmetros S na frequência de 1,5 GHz do transistor 1 (tabela 6.2) são mostrados abaixo:

$$S_{11} = -0,629 + j 0,340$$

$$S_{12} = 0,036 + j 0,078$$

$$S_{21} = 1,153 + j 1,702$$

$$S_{22} = 0,013 - j 0,274$$

Os valores dos parâmetros S acima são introduzidos em um programa apropriado (vide apêndice III), onde obtemos:

a) Fator de Rollett (expresso pela equação 3-32)

$$K = 1,261$$

b) $B_1 = 1,404$ (expresso pela equação 3-37)

$B_2 = 0,532$ (expresso pela equação 3-38)

c) $C_1 = -0,624 + j 0,291$ (expresso pela equação 3-19)

$C_2 = 0,115 - 0,198$ (expresso pela equação 3-20)

d) Os círculos de instabilidade

$$\gamma_{1S} = -1,302 - j 0,608 = 1,437 \angle -155^\circ$$

$\rho_{1S} = 0,368$ (expresso pelas equações 3-23 e 3-24)

$$\gamma_{2S} = 2,645 + j 4,548 = 5,261 \angle 60^\circ$$

$\rho_{2S} = 4,057$ (expresso pelas equações 3-21 e 3-22)

e) O coeficiente de reflexão de entrada (expresso pela equação 3-74)

$$\Gamma_{1m} = -0,745 - j 0,348$$

$$\Gamma_{1m} = 0,822 \angle -155^{\circ}$$

f) O coeficiente de reflexão de saída (expresso pela equação 3-75)

$$\Gamma_{2m} = 0,287 + j 0,493$$

$$\Gamma_{2m} = 0,570 \angle 59,8^{\circ}$$

g) Máximo ganho de potência de operação. (expresso pela equação 3-71)

$$G_{pm\bar{x}} = 10,7 \text{ (dB)}$$

Observamos que os valores de B_1 e B_2 são positivos e que o valor de K é maior do que 1; logo o transistor é incondicionalmente estável para o ponto quiescente $V_{CE} = 15V$ e $I_C = 70 \text{ mA}$ na frequência de 1,5 GHz. Neste caso, os círculos de instabilidade da entrada e da saída, caem fora da Carta de Smith.

Utilizaram-se na Carta de Smith os coeficientes de reflexão Γ_{1m} e Γ_{2m} calculados, para se determinar os circuitos de casamento na entrada e na saída do transistor.

Existem muitas possibilidades de escolha dos circuitos de casamento, utilizando tocos, linha de transmissão e elementos concentrados (indutores e capacitores).

Para evitar as componentes DC na entrada e na saída do amplificador, pode-se utilizar os bloqueadores DC ou introduzir circuitos de linha acopladas para efetuar este bloqueio. No entanto, a introdução de capacitores em série nos circuitos de casamento, permitem efetuar este bloqueio. Os capacitores introduzidos se integram nos circuitos de casamento que reproduzem os coeficientes de reflexão desejados.

6.2.1 - Circuito de Entrada

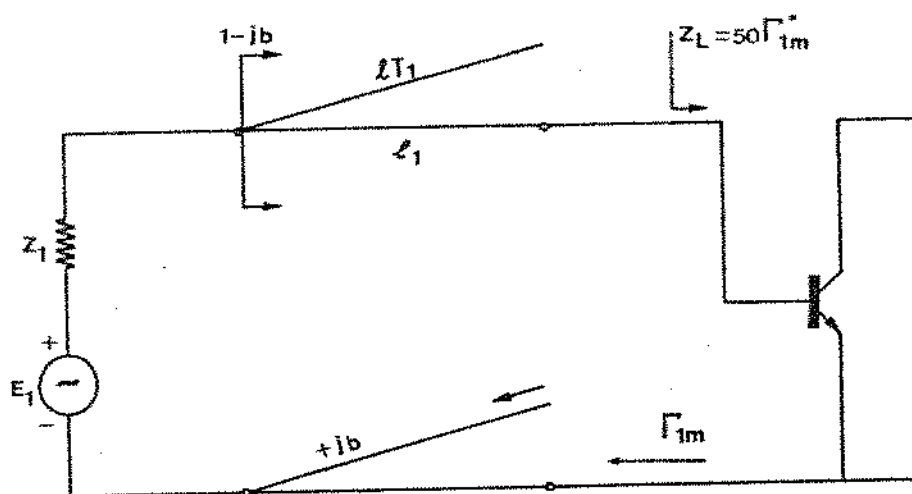


Fig.6.2. - Emprego da rede em L para adaptação entre impedância de entrada do transistor e impedância do gerador

Convém lembrar que Γ_{1m} e Γ_{2m} são obtidos pelos casamentos conjugados simultâneos nas duas portas do transistor; a impedância ótima para máximo ganho para o transistor é complexo conjugado de sua própria impedância. Empregou-se as redes em L (seção 4.4) para adaptar as impedâncias em termos do coeficiente de reflexão, considerando-se as impedâncias características das linhas igual a 50Ω .

As componentes real e imaginária da impedância conjugada normalizada de entrada do transistor ($Z_{in}^*/50\Omega$), são obtidas diretamente pelas componentes polares do coeficiente de reflexão de entrada (Γ_{1m}) na Carta de Smith. Por exemplo, se $\Gamma_{1m} = 0,822 \angle -155^\circ$, colocando-se este valor na Carta de Smith (figura 6.3) podemos ler diretamente o valor normalizado (ponto 1):

$$Z_{in}^*/50\Omega = 0,095 - j 0,22$$

logo:

$$Z_{in}^* = 4,75 - j 11 \Omega$$

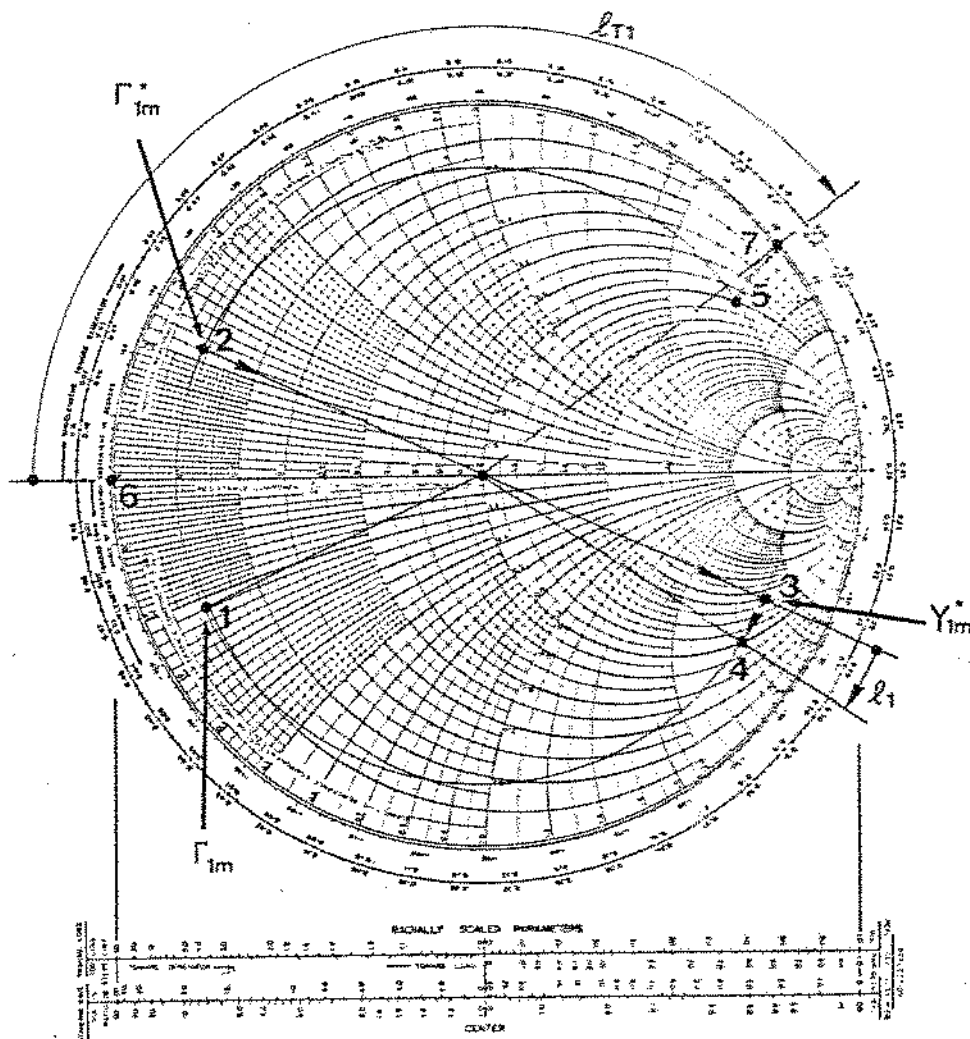


Fig. 6.3 - Determinação dos elementos em série e em paralelo no circuito de entrada

A figura 6.2 mostra um circuito de adaptação de impedância inserido entre um gerador com impedância Z_S ($Z_S = Z_1$) e uma carga Z_L ($Z_L = Z_{in} = 50 \Gamma_{1m}^*$). O processo de síntese deste circuito de entrada é apresentado na figura 6.3.

Procedimento do processo:

- a) Localiza-se a carga $\Gamma_{1m}^* = 0,822 \angle 155^\circ$ na Carta de Smith (ponto 2); a partir dele constrói-se um círculo de coeficiente de reflexão constante com um raio de 0,822, e desloca-se de uma distância $\lambda/4$ para se obter a admitância Y_{1m}^* (ponto 3).

- b) O círculo traçado intercepta o círculo de condutância $g = 1$ em dois pontos (ponto 4 e ponto 5).
- c) L_1 (direção da carga para o gerador, entre os pontos 3 e 4) é a distância da linha de transmissão ao toco para transformar Γ_{1m}^* em $1 - j 2,9$.
- d) O comprimento do toco em circuito-aberto $2T_1$ (começa em admitância zero, ponto 6, com direção da carga para o gerador), entre os pontos 6 e 7, corresponde à susceptância $+ j 2,9$ do ponto 5; esta susceptância cancela a parte imaginária de $1 - j 2,9$ (ponto 4).

Obtêm-se da figura 6.3 as seguintes dimensões para as linhas:

$\lambda_1 = 0,012 \lambda_m$ (distância da linha de transmissão entre o transistor e o toco)

$2T_1 = 0,198 \lambda_m$ (comprimento do toco em circuito-aberto)

onde λ_m é o comprimento de onda na microfita.

6.2.2- Circuito de Saída

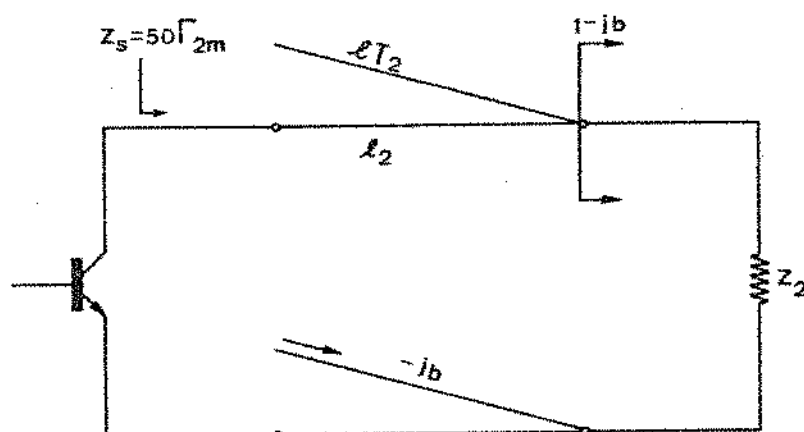


Fig.6.4. - Emprego da rede em L para adaptação entre a impedância de saída do transistor e a carga Z_2

O transistor neste caso comporta-se como um gerador. A figura 6.4 mostra um circuito de adaptação de impedância inserido entre a impedância do gerador Z_s ($Z_s = Z_{out}^* = 50 \Gamma_{2m}$) e a impedância de carga Z_L ($Z_L = Z_2$). O processo de determinação dos comprimentos das linhas ℓ_2 e ℓT_2 está mostrado na figura 6.5.

Procedimento do processo:

- Analogamente ao caso do circuito de entrada, desenha-se $\Gamma_{2m} = 0,57 \angle 59,8^\circ$ e Y_{2m} na Carta de Smith, ponto 1 e ponto 2, respectivamente.
- ℓ_2 (direção do gerador para a carga, entre os pontos 2 e 3) é a distância ao toco para transformar Y_{2m} em $1 - j 1,4$.
- O comprimento do toco em circuito-aberto ℓT_2 (direção da carga para o gerador, entre os pontos 4 e 5) corresponde a susceptância $-j 1,4$ do ponto 3; esta susceptância fornece a parte imaginária de $1 - j 1,4$, já que a parte real é fornecida por $Z_2 = 50\Omega$.

Obtêm-se da figura 6.5 os seguintes comprimentos para as linhas:

$$\ell_2 = 0,091 \lambda_m \text{ (distância ao toco)}$$

$l_{T2} = 0,349 \lambda_n$ (comprimento do toco em circuito-aberto)

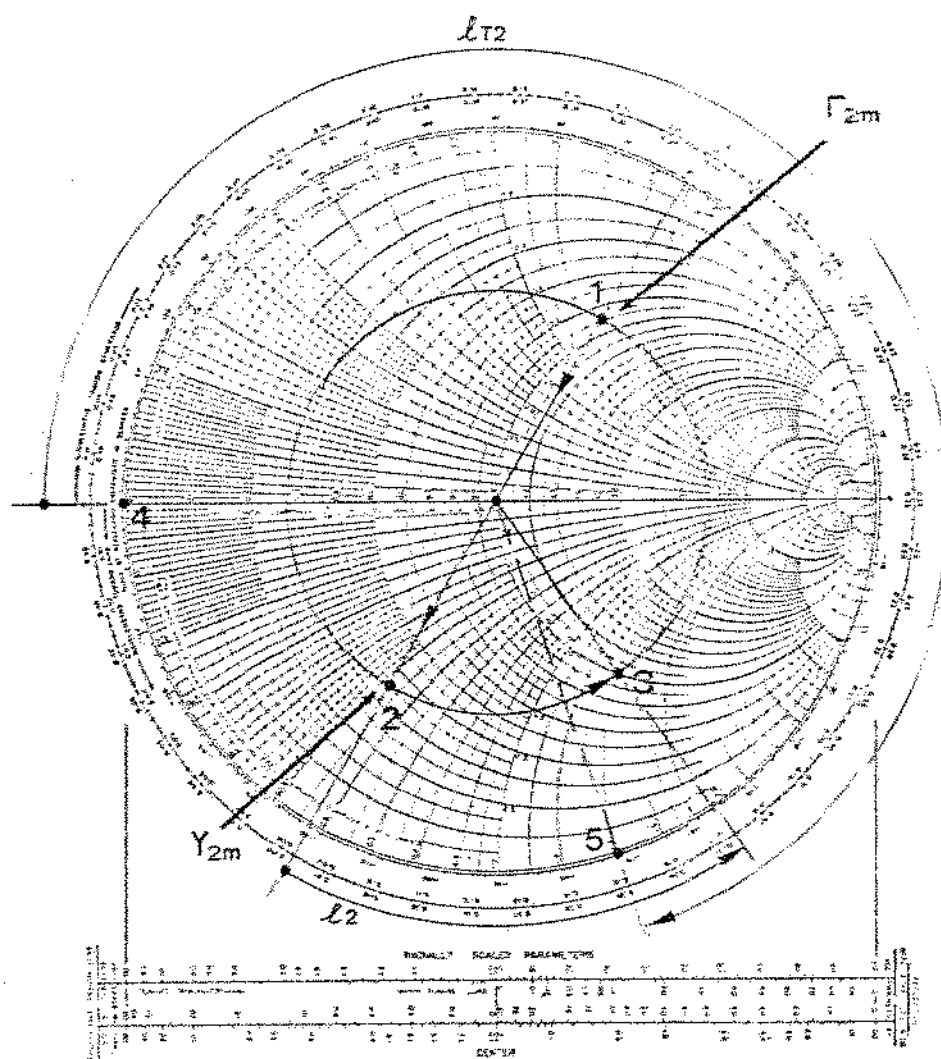


Fig.6.5 - Determinação dos elementos em série e em paralelo no circuito de saída

6.2.3 - Circuito de Polarização

Os valores de h_{FE} e V_{BE} do transistor 1, foram medidos no sistema apresentado no apêndice I. Obtivemos:

$$h_{FE} = 44$$

$$V_{BE} = 0,79 \text{ V}$$

Usando-se agora o circuito de polarização da figura 5.3 (capítulo 5), obtém-se:

$$R_C = 75\Omega$$

$$R_{B1} = 3,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_{B2} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_B = 1 \text{ K}\Omega$$

6.3— Construção do Amplificador de Máximo Ganho

Foi utilizado o circuito de desacoplamento com elementos distribuídos (figura 5.4) neste projeto. As linhas de transmissão de baixa impedância, foram escolhidas com largura de 6 mm(W_1), e as linhas de transmissão de alta impedância foram escolhidas com largura de 0,3 mm(W_2) por considerações práticas.

Os circuitos de casamento e de desacoplamento do amplificador de ganho máximo projetado são mostrados na figura 6.6.

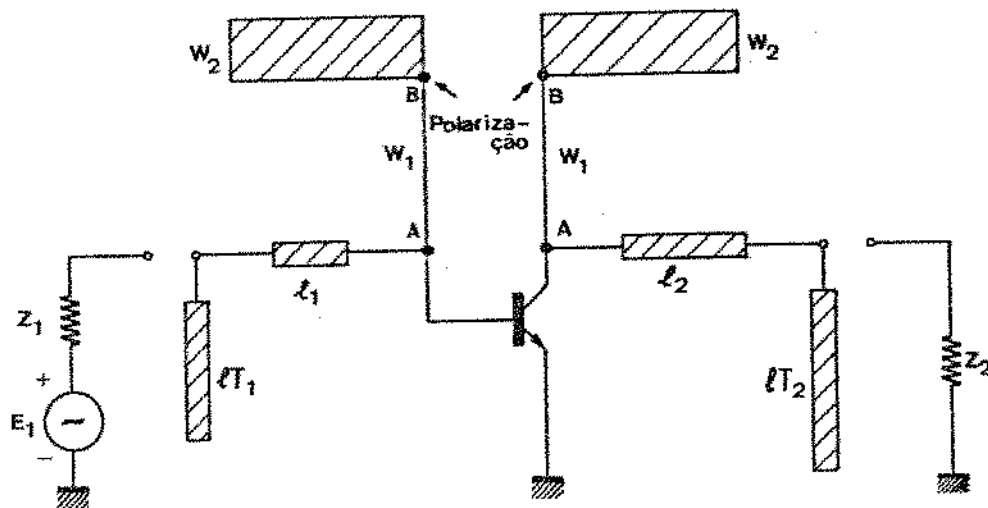


Fig.6.6 - Circuito do amplificador de ganho máximo.

A determinação das dimensões dos elementos do circuito do amplificador, foi feita a partir das características do material dielétrico (vide capítulo 4). O material dielétrico (próprio para microonda, fabricado pela Companhia 3M), que utilizamos neste trabalho, tem as seguintes características:

- a) Constante dielétrica do substrato : $\epsilon_r = 10,6$
- b) Espessura do substrato : $h = 1,27 \text{ mm}$
- c) Espessura da fita condutora : $t = 0,03 \text{ mm}$

Introduzimos as características acima em um programa⁽²⁾ (apêndice IV) e os

resultados obtidos são mostrados na tabela 6.3 .

W/h	W(mm)	Z ₀	ε _{eff}	V _p (m/sec)
0,908	1,15	50	7,18	0,1119 x 10 ⁹
0,236	0,3	82,72	6,69	0,1159 x 10 ⁹
4,724	6,0	17,45	7,94	0,1065 x 10 ⁹

Tabela 6.3 - Características da microfita utilizada

- onde: W = Largura da microfita
Z₀ = Impedância característica
ε_{eff} = Constante dielétrica efetiva do material do substrato
V_p = Velocidade de fase

O comprimento de onda na microfita com impedância característica Z₀ = 50Ω na frequência de 1,5 GHz é dado por:

$$\lambda_m = \frac{V_p}{f} = 74,6 \text{ mm}$$

As dimensões dos elementos do circuito de casamento com impedância característica Z₀ = 50Ω, tem os valores:

$$\begin{aligned} \ell_1 &= 0,012 \lambda_m = 0,9 \text{ mm} \\ \ell T_1 &= 0,198 \lambda_m = 14,77 \text{ mm} \\ \ell_2 &= 0,091 \lambda_m = 6,79 \text{ mm} \\ \ell T_2 &= 0,349 \lambda_m = 26,04 \text{ mm} \end{aligned}$$

O comprimento da linha de transmissão de baixa impedância (17,45Ω) do circuito de desacoplamento é dado por:

$$\frac{\lambda_{m2}}{4} = 17,75 \text{ mm}$$

e o comprimento da linha de transmissão de alta impedância ($82,72\Omega$) por:

$$\frac{\lambda_{m_1}}{4} = 19,33 \text{ mm}$$

Na confecção da placa impressa dos elementos distribuídos, aplicou-se uma fita isolante (ALFAC) sobre a placa condutora do material dielétrico antes do ataque químico. Usou-se uma chapa de alumínio abaixo do plano de terra do material dielétrico, para permitir fixação dos conectores e melhorar a dissipação térmica na posição do transistor. Fez-se um furo no material dielétrico, para encaixar o encapsulamento do dispositivo e os dois terminais correspondentes ao emissor foram ligados termicamente ao alumínio. No lado oposto da placa de alumínio, foi fixado a placa do circuito de polarização de baixa frequência. O circuito de polarização foi construído usando os dados da seção 6.2.3 e o material dielétrico utilizado foi a fenolite (indicado para baixa frequência).

6.4 - Resultados Experimentais

O ganho de potência ao amplificador é numericamente obtido pela relação abaixo:

$$\text{Ganho (dB)} = P_{\text{out}} \text{ (dBm)} - P_{\text{in}} \text{ (dBm)} \quad (6-1)$$

A montagem para medida da potência de saída (P_{out}), é mostrado na figura 6.7.

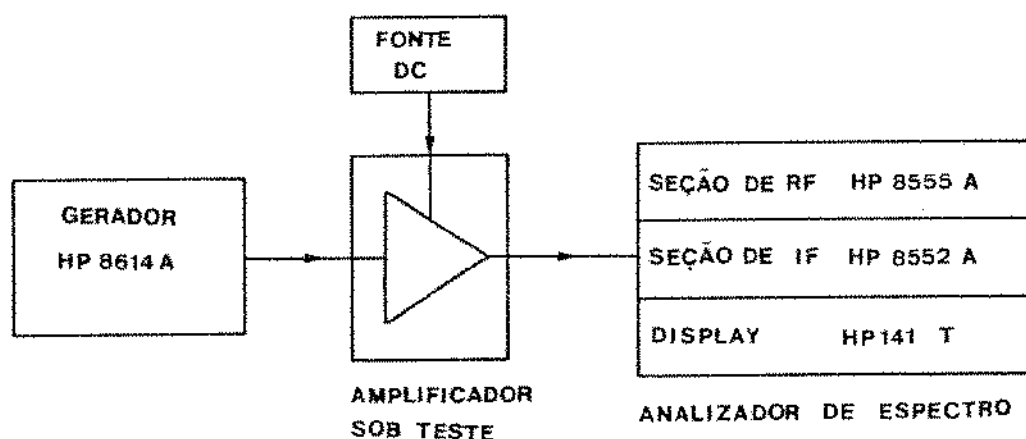


Fig. 6.7 - Montagem para medida da potência de saída P_{out}

O gerador de sinais 8614 A, pode ser sintonizado em qualquer frequência entre 0,8 GHz e 2,4 GHz.

As potências de entrada foram medidas usando a montagem da figura 6.7 com o amplificador sob teste substituído por um curto-circuito.

Nas medidas foi utilizado o gerador de sinais 8614 A, mantendo-se a potência de entrada (P_{in}) igual a 0 dBm, na faixa de 1,3 GHz a 1,55 GHz. Usando a relação (6-1), obtivemos os ganhos do amplificador de ganho máximo apresentados na tabela 6.4.

A variação do ganho com a frequência está indicada na figura 6.8. Desta figura verificamos que a banda passante de 3 dB do amplificado é 190 MHz.

FREQ. (MHz)	GANHO (dB)	FREQ. (MHz)	GANHO (dB)
1,300	4,2	1,425	10,0
1,325	7,0	1,450	9,0
1,350	9,0	1,475	8,3
1,375	9,5	1,500	7,5
1,400	10,0	1,525	6,0
1,415	10,1	1,550	5,0
1,420	10,1		

Tabela 6.4 - Ganho de potência do amplificador de ganho máximo

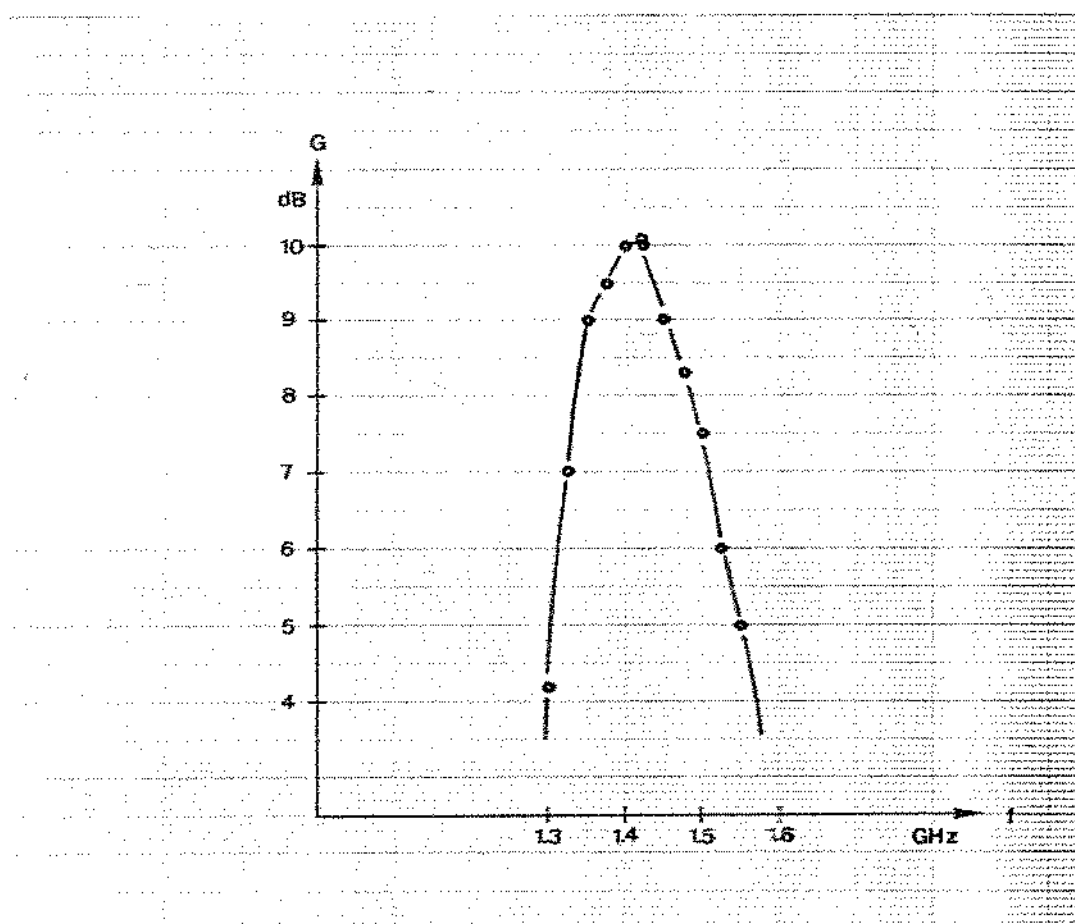


Fig. 6.8 - Variação do ganho de potência com a frequência (correspondente a tabela 6.4)

Convém lembrar que foi necessário usar bloqueadores DC na entrada e na saída deste amplificador por não ter sido utilizado os capacitores em série nos circuitos de casamento.

As medidas das potências de saída para obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB, foram feitas usando ainda a montagem da figura 6.7. Como anteriormente, as potências de entrada foram medidas usando a montagem da figura 6.7 sem o amplificador. O gerador 8614 A, foi fixado na frequência de 1,42 GHz e ajustando-se a atenuação interna, pudemos variar as potências de entrada no amplificador sob teste. As potências de entrada e de saída para obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB são mostradas na tabela 6.5.

ENTRADA (dBm)	SAÍDA (dBm)
-20,0	-9,9
-10,0	0,1
- 2,0	8,0
0	10,1
5,0	15,1
10,0	20,0
12,0	22,1
14,0	24,1
16,0	26,1
17,0	26,5
18,0	27,0
19,5	28,0

Tabela 6.5 - Potências de entrada e de saída para a obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB na frequência de 1,42 GHz

Na figura 6.9 está mostrada a montagem para medida da potência de saída dos produtos de intermodulação de terceira ordem ($P_{2f_1 - f_2}$ e $P_{2f_2 - f_1}$). O oscilador controlado a voltagem (Omni-Spectra, 1—2 GHz), foi sintonizado na frequência de 1,41 GHz (f_2) e o gerador 8614 A foi sintonizado em 1,40 GHz (f_1). A potência de saída do VCO é 20 dB maior do que a do gerador 8614 A, havendo, portanto, a necessidade de se conectar um atenuador de 20 dB na saída do VCO para obter as potências $P_{f_1} = P_{f_2}$ necessárias nas medidas. Os dois sinais passam por um somador⁽³⁾ e mais um conjunto de atenuadores utilizados para variar as potências de entrada. A medida das potências de entrada nesse caso são obtidas através da mesma montagem da figura 6.9, com o amplificador substituído por um curto-circuito. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 6.6.

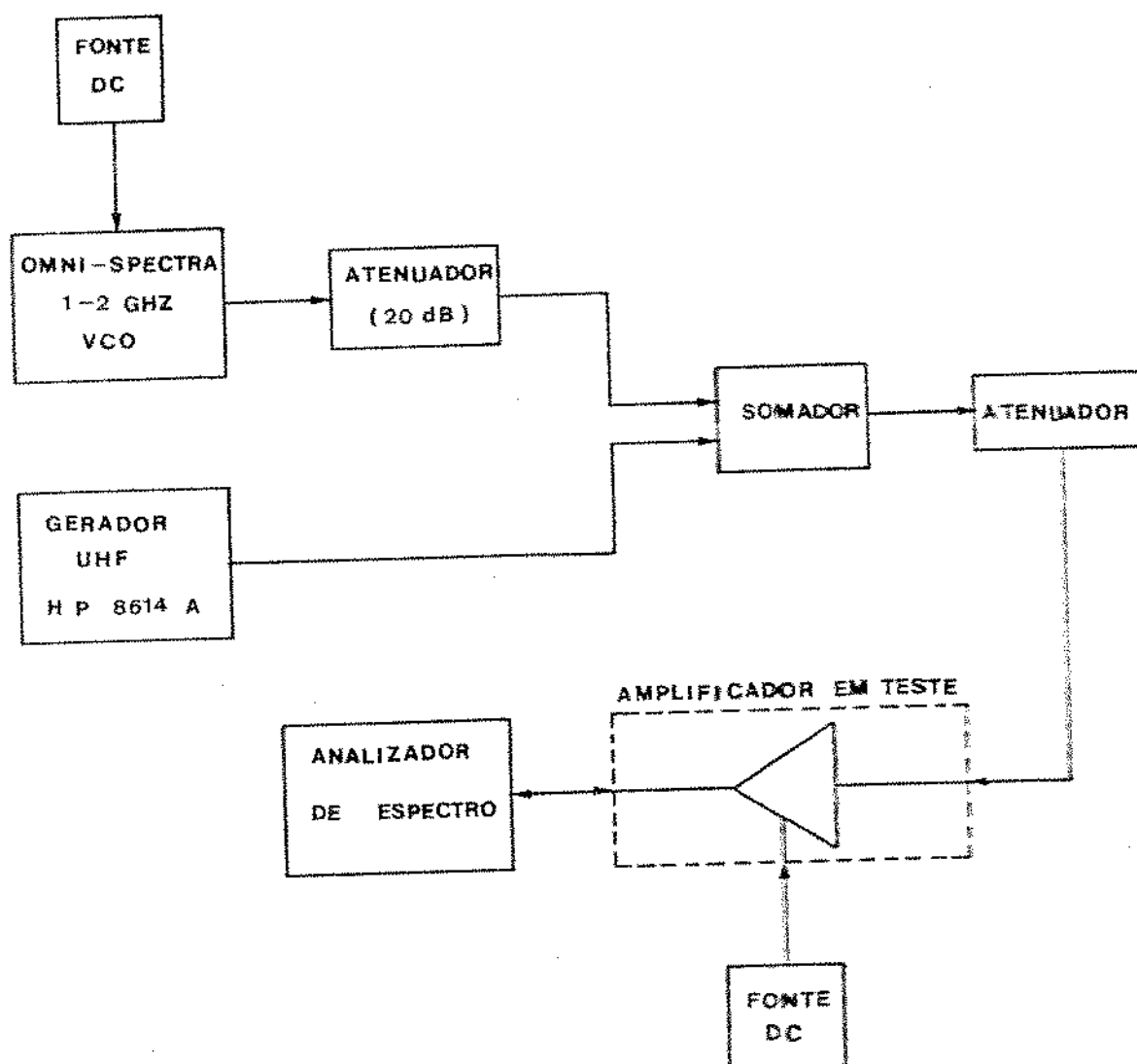


Fig. 6.9 - Montagem para medida dos produtos de intermodulação de terceira ordem

ENTRADA (dBm)	SAÍDA (dBm)	
$f_1 = 1,40 \text{ GHz}, f_2 = 1,41 \text{ GHz}$	$2f_1 - f_2 = 1,39 \text{ GHz}$	$2f_2 - f_1 = 1,42 \text{ GHz}$
5,0	-22,0	-20,0
2,0	-30,0	-27,0
-1,0	-38,0	-34,0
-7,0	-44,0	-40,0

Tabela 6.6 - Potências de entrada e de saída no teste de intermodulação

As potências de saída dos produtos de intermodulação de terceira ordem $P_{2f_1-f_2}$ e $P_{2f_2-f_1}$, deveriam ser iguais, se as potências de entrada fossem iguais ($P_{f_1} = P_{f_2}$). Devido à imperfeição do somador, as medidas $P_{2f_1-f_2}$ e $P_{2f_2-f_1}$ são um pouco diferentes. Utilizando os dados das tabelas 6.4 e 6.5 (escolhendo $P_{2f_1-f_2}$ como potência de saída), obtemos o nível da potência de saída do ponto de compressão de ganho de 1 dB igual a 27 dBm e do ponto de intercepção igual a 37 dBm que são mostrados na figura 6.10.

A montagem para a medida da taxa de onda estacionária (VSWR) na entrada, é mostrada na figura 6.11. Os VSWR na saída, foram medidos usando a montagem da figura 6.11 com o amplificador sob teste invertido.

Os resultados obtidos com as potências de saída do gerador constante e igual a 0 dBm com modulação em amplitude por uma onda quadrada de frequência de 1 KHz, são apresentados na tabela 6.7.

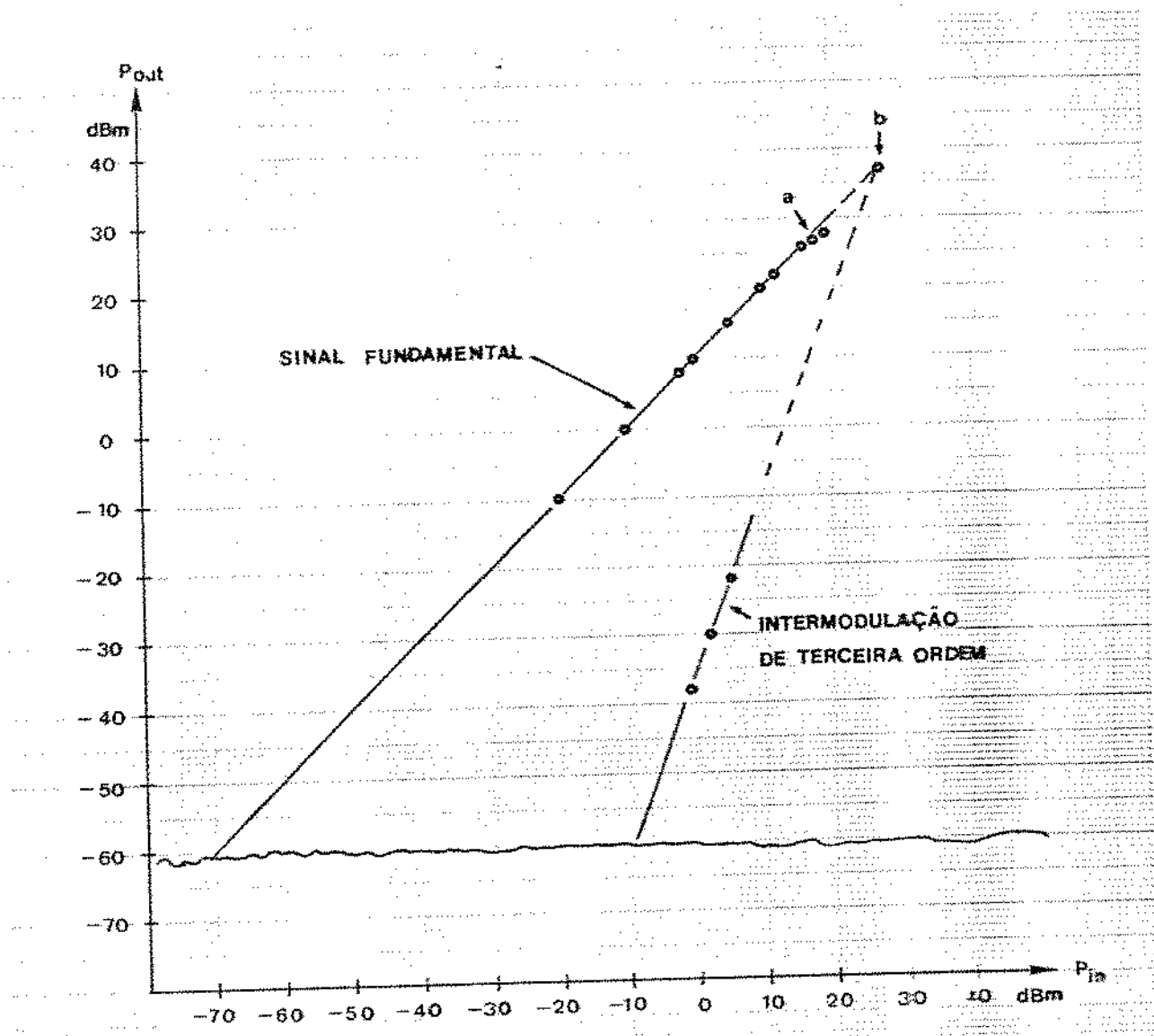


Fig.6.10 - Ponto de compressão de ganho de 1 dB (ponto a) e ponto de intercepção (ponto b) do amplificador de ganho máximo

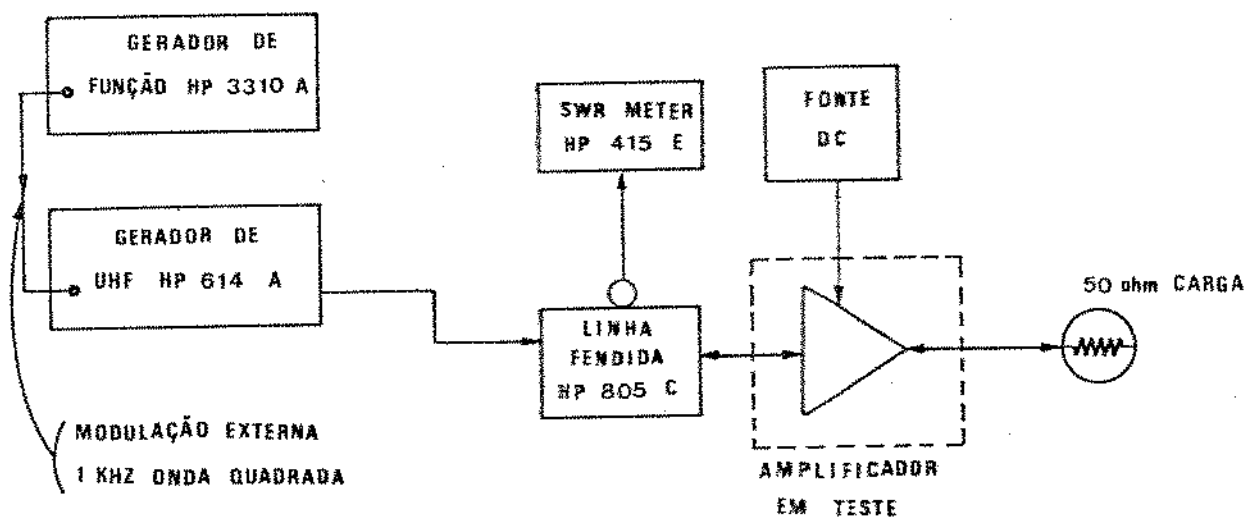


Fig. 6.11 - Montagem para a medição da VSHR

FREQ. (MHz)	VSHR NA ENTRADA	VSHR NA SAÍDA
1325	3,0	3,2
1350	2,0	2,1
1375	1,95	2,0
1400	1,85	1,95
1415	1,75	1,80
1425	1,80	1,80
1450	2,0	2,05
1475	2,1	2,30
1500	2,3	2,50
1525	2,4	2,50

Tabela 6.7 - VSHR do amplificador de ganho máximo

CAPÍTULO 7

IMPLEMENTAÇÃO E MEDIDAS DO AMPLIFICADOR DE FAIXA LARGA

7.1 - Introdução

Implementar um amplificador de faixa larga, significa projetar um amplificador com os circuitos de casamento de entrada e de saída, que compensem as variações do ganho transdutivo do dispositivo (G_T) com a frequência, de modo a manter o ganho de potência do amplificador constante dentro da faixa de frequência desejada (Figura 7.1a e 7.1b).

Utilizou-se o processo de tentativa ("trial and error") neste projeto, para a obtenção dos circuitos de casamento de entrada e de saída do amplificador com ganho unilateral (considerando $S_{12} = 0$)

Em tal processo, a partir da impedância normalizada de 50Ω (centro da Carta de Smith), adiciona-se a ela as reatâncias, e/ou as susceptâncias, e/ou as linhas de transmissão necessárias para terminá-la em um ponto do círculo de ganho unilateral constante desejado, fixado para cada frequência especificada.

Para otimizar os valores das reatâncias, susceptâncias e linhas de transmissão, é conveniente lembrar as seguintes regras:

- A susceptância indutiva diminui com a frequência, e a reatância indutiva aumenta com a frequência.
- A susceptância capacitiva aumenta com a frequência, e a reatância capacitiva diminui com a frequência.
- O comprimento da linha de transmissão em termos do comprimento de onda na microfitas (λ_m) aumenta com a frequência.

Calculou-se os fatores de escala para as frequências consecutivas especificadas (por exemplo-1,0 GHz: 1,5 GHz: 2,0 GHz = 1: 1,5: 1,33) e sintetizou-se as reatâncias, susceptâncias e linhas de transmissão necessárias em uma frequência; em seguida, verificou-se se as regras a), b) e c) com os fatores de escala estabelecidos satisfaziam os ganhos desejados para as outras frequências.

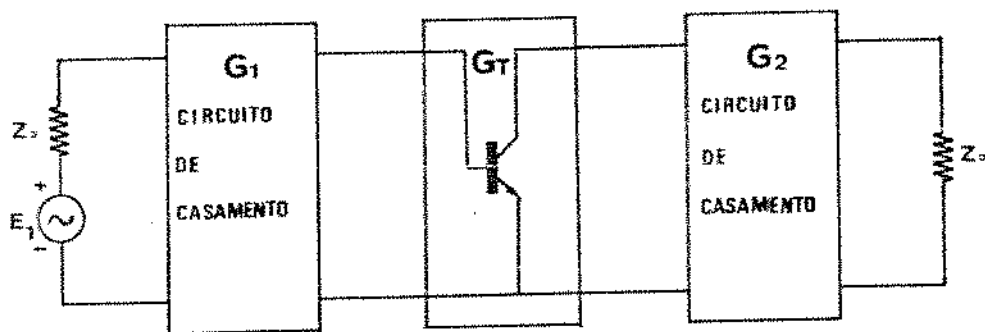


Fig.7.1a Circuitos de casamento do amplificador de faixa larga
 G_i = Ganho do circuito de casamento ($i = 1,2$)

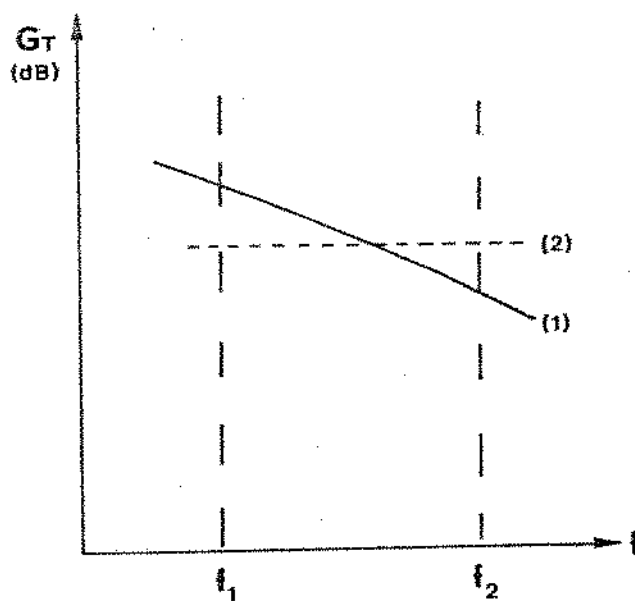


Fig.7.1b Variação do ganho transdutivo com a frequência
 (1) Curva do ganho transdutivo disponível do transistor
 (2) Curva desejada do ganho

O projeto do amplificador de banda larga com ganho unilateral, pelo método clássico de tentativa, pode ser resumido como segue:

- (1) Utilizando os valores obtidos dos parâmetros S , calcular o fator de Rollett para se determinar a estabilidade do dispositivo.
- (2) Calcular o ganho transdutivo G_T , e o máximo ganho transdutivo unilateral na entrada e na saída $G_{im\bar{a}x}$ ($i = 1, 2$), em cada frequência desejada.
- (3) Escolher um ganho de potência constante desejado do amplificador, na faixa de frequência escolhida, igual a um dos valores de G_T calculado.
- (4) Determinar o valor do ganho de compensação G (maior ou menor que a unidade) para compensar G_T em cada frequência [$G(\text{dB}) = G_1(\text{dB}) + G_2(\text{dB})$].
- (5) Estabelecer as combinações possíveis de G em cada frequência; calcular os centros (γ_{ig}) e raios (ρ_{ig}) dos círculos de ganho unilateral constante da entrada e da saída (G_i).
- (6) Utilizar os γ_{ig} e ρ_{ig} calculados e os ângulos $\angle S_{ii}^*$ para desenhar os círculos de ganho unilateral constante em (cada frequência escolhida) na Carta de Smith.
- (7) Estabelecer uma possível configuração do circuito de casamento de entrada e de saída.
- (8) Sintetizar os elementos do circuito de casamento de entrada e de saída para transformar as impedâncias de 50Ω (centro de Carta de Smith) para o círculo de ganho unilateral constante correspondente.
- (9) Otimizar os elementos pelo processo de tentativa segundo as regras a), b), e c) mencionadas acima.

7.2—Medidas dos Parâmetros S do Transistor

O transistor 2 (HP 35831 E) foi medido usando o "sistema analisador de circuitos" (figura 6.1) para o ponto quiescente escolhido ($V_{CE} = 15\text{ V}$ e $I_C = 60\text{ mA}$). Os parâmetros S obtidos no "plotter" (HP 7035 B) são apresentados na tabela 7.1.

FREQ. (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MOD	ANG	MOD	ANG	MOD	ANG	MOD	ANG
1,00	0,69	165,5	0,062	67,9	2,99	72	0,26	-66
1,25	0,70	156	0,071	67,5	2,27	63	0,25	-81
1,50	0,71	152,2	0,089	69,5	1,95	58	0,30	-83,8
1,75	0,74	145	0,104	68	1,75	52	0,30	-97
2,00	0,70	141	0,114	67,8	1,51	45,9	0,36	-102,2

Tabela 7.1 - Os parâmetros S do transistor 2 ($V_{CE} = 15\text{V}$ e $I_C = 60\text{mA}$)
(MOD = amplitude, ANG = fase em grau)

Os valores polares do transistor 2 obtidos no "plotter" são mais precisos do que os obtidos no "display" polar, e não é necessário fazer-se interpolação entre os pontos de medidas.

Os valores das componentes real e imaginária são mostrados na tabela 7.2.

FREQ. (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	Re	Im	Re	Im	Re	Im	Re	Im
1,00	-0,668	0,173	0,023	0,057	0,924	2,844	0,106	-0,238
1,25	-0,639	0,285	0,027	0,066	1,031	2,023	0,039	-0,247
1,50	-0,628	0,331	0,031	0,083	1,033	1,654	0,032	-0,298
1,75	-0,606	0,424	0,039	0,096	1,077	1,379	-0,037	-0,298
2,00	-0,544	0,441	0,043	0,106	1,051	1,084	-0,076	-0,352

Tabela 7.2 - Componentes real e imaginária dos parâmetros S do transistor 2

7.3—Projeto do Amplificador de Banda Larga

Os valores dos parâmetros S da tabela 7.2, são introduzidos em um programa apropriado (apêndice III) para calcular o fator de Rollett K (calculado usando a equação 3-32), as constantes B_1 (equação 3-37) e B_2 (equação 3-38). Os valores obtidos são mostrados na tabela 7.3.

FREQ. (GHz)	K	B_1	B_2
1,00	1,284	1,392	0,576
1,25	1,460	1,402	0,548
1,50	1,284	1,377	0,548
1,75	1,158	1,400	0,466
2,00	1,305	1,290	0,568

Tabela 7.3 - Valores de B_1 , B_2 , e K do transistor 2

Nota-se que os valores de B_1 e B_2 são positivos e os valores de K são maiores que 1 e, portanto, o transistor 2 é incondicionalmente estável para o ponto quiescente $V_{CE} = 15$ V e $I_C = 60$ mA escolhido na faixa de 1,0 a 2,0 GHz.

Utilizou-se um programa apropriado (apêndice V) para verificar se o transistor pode ser utilizado como amplificador com ganho unilateral; em caso afirmativo, calcula-se $G_{1m\bar{x}}$, $G_{2m\bar{x}}$ e G_T (dados pela equação 3-44); os resultados para o transistor 2 são apresentados na tabela 7.4.

FREQ. (GHz)	$G_{1m\bar{x}}$ (dB)	$G_{2m\bar{x}}$ (dB)	G_T (dB)
1,00	2,8	0,3	9,5
1,25	2,9	0,3	7,1
1,50	3,0	0,4	5,8
1,75	3,4	0,4	4,9
2,00	2,9	0,5	3,6

Tabela 7.4 - Valores de $G_{1m\bar{x}}$, $G_{2m\bar{x}}$ e G_T para transistor 2

Os objetivos iniciais do projeto foram:

- a) Ganho constante de potência: 5,8 dB (escolheu-se o valor do ganho transdutivo medido na frequência de 1,5 GHz).
- b) Banda passante: 1,0 a 2,0 GHz.

Para realizar um amplificador com ganho constante de 5,8 dB na faixa de 1,0 a 2,0 GHz, é necessário adicionar os circuitos de casamento de entrada e de saída ao transistor. Para compensar G_T (9,5 dB) na frequência de 1,0 GHz, diminuimos o ganho de 3,7 dB, enquanto o ganho em 1,5 GHz ($G_T = 5,8$ dB) é mantido constante. Para compensar G_T (4,9 dB) na frequência de 1,75 GHz, aumentamos o ganho de 0,9 dB. Para compensar G_T (3,6 dB) na frequência de 2,0 GHz, aumentamos o ganho de 2,2 dB.

As combinações dos ganhos para os circuitos de casamento de entrada (G_1) e de saída (G_2) nas frequências especificadas, foram escolhidas por tentativa. Normalmente, de início usa-se apenas um dos circuitos de casamento (de entrada ou de saída) em uma das portas do transistor; em outra alternativa, usando os dois circuitos de casamento, tenta-se o ajuste com a metade do valor de G_1 (ou G_2) combinado ao valor de G_2 (ou G_1), para obter o ganho desejado (diminuído ou aumentado, dependendo da frequência).

Para obter o ganho transdutivo desejado no caso analisado, os ganhos de compensação G podem ser combinados como segue:

Para a frequência de 1,0 GHz

$$G_1 = -3,7, -2,5, -2,4, -2,3 \text{ (dB) e}$$

$$G_2 = 0, -1,2, -1,3, -1,4 \text{ (dB) respectivamente}$$

Para a frequência de 1,5 GHz

$$G_1 = 0, +0,1, +0,2, +0,3 \text{ (dB) e}$$

$$G_2 = 0, -0,1, -0,2, -0,3 \text{ (dB) respectivamente}$$

Para a frequência de 1,75 GHz

$$G_1 = 0,9, +0,6, +0,7 \text{ (dB) e}$$

$$G_2 = 0, +0,3, +0,2 \text{ (dB) respectivamente}$$

Para a frequência de 2,0 GHz

$G_1 = 2,2, 1,7, 1,8, 1,9$ (dB) e

$G_2 = 0, 0,5, 0,4, 0,3$ (dB) respectivamente

Os valores dos ganhos do circuito de casamento acima são introduzidos em um programa apropriado (apêndice VI), para se obter os centros (γ_{ig}) e raios (ρ_{ig}) dos círculos de ganho unilateral constante.

O ângulo na direção do qual é marcado γ_{ig} a partir do Centro da Carta de Smith, é obtido pelo conjugado complexo de S_{ij} na frequência especificada.

Os γ_{ig} , ρ_{ig} e $\angle S_{ii}^*$ obtidos para o transistor 2 são apresentados na tabela-7.5.

G_1 (dB)	$\angle S_{11}^*$	γ_{1g}	ρ_{1g}	FREQ. (GHz)	G_2 (dB)	$\angle S_{22}^*$	γ_{2g}	ρ_{2g}
-3,7	-165,5	0,245	0,732	1,00	0	66	0,244	0,244
-2,5	-165,5	0,306	0,663	1,00	-1,2	66	0,188	0,515
→ -2,4	-165,5	0,312	0,656	1,00	-1,3	66	0,184	0,529
-2,3	-165,5	0,315	0,649	1,00	-1,4	66	0,180	0,543
0	-152,2	0,472	0,472	1,50	0	83,8	0,275	0,275
+0,1	-152,2	0,479	0,463	1,50	-0,1	83,8	0,269	0,306
→ +0,2	-152,2	0,487	0,454	1,50	-0,2	83,8	0,264	0,333
+0,3	-152,2	0,494	0,444	1,50	-0,3	83,8	0,258	0,358
+0,9	-145	0,544	0,398	1,75	0	97	0,275	0,275
→ +0,7	-145	0,529	0,416	1,75	+0,2	97	0,287	0,199
+0,6	-145	0,522	0,426	1,75	+0,3	97	0,293	0,144
+2,2	-141	0,641	0,217	2,00	0	102,2	0,319	0,319
+1,9	-141	0,616	2,61	2,00	+0,3	102,2	0,339	0,228
→ +1,8	-141	0,608	0,274	2,00	+0,4	102,2	0,346	0,187
+1,7	-141	0,600	0,288	2,00	+0,5	102,2	0,353	0,134
0	-141	0,470	0,470	2,00	0	102,2	0,319	0,319

Tabela 7.5 - Centros (γ_{ig}), raios (ρ_{ig}) e $\angle S_{ii}^*$ dos círculos de ganho unilateral constante para o transistor 2

Para o círculo de casamento de entrada, por um processo de tentativa, escolheu-se o círculo de ganho unilateral constante de $-2,4$ dB na frequência de $1,0$ GHz, o círculo de ganho unilateral constante de $0,2$ dB na frequência de $1,5$ GHz, o círculo de ganho unilateral constante de $0,7$ dB na frequência de $1,75$ GHz e o círculo de ganho unilateral constante $+1,8$ dB na frequência de $2,0$ GHz.

Desta maneira, os valores dos círculos de ganho unilateral constante para o circuito de casamento de saída, deverão ser respectivamente $-1,3$ dB em $1,0$ GHz, $-1,2$ dB em $1,5$ GHz, $+0,2$ dB em $1,75$ GHz, e $+0,4$ dB em $2,0$ GHz, para satisfazer a condição de ganho transdutivo total constante de $5,8$ dB.

Os circuitos de casamento de entrada e de saída, podem ter vários tipos de configurações de seus elementos.

A seguir, apresentamos um caso particular dos circuitos de casamento de entrada e de saída.

7.2.1 Circuito de Casamento de Saída

O circuito de casamento de saída utilizado, está apresentado na figura 7.2a.

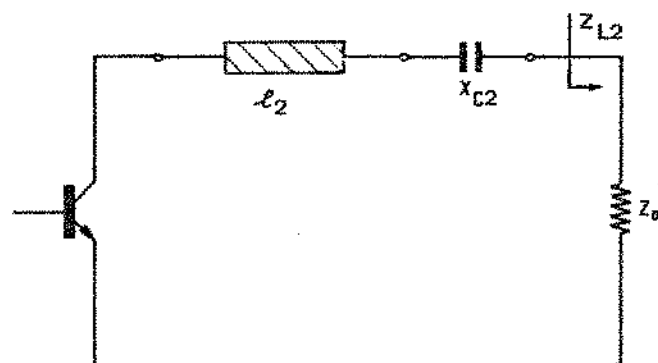


Fig.7.2a - Circuito de casamento de saída

Utilizando os dados de $\angle S_{22}^*$, γ_{2g} e ρ_{2g} da tabela 7.5, desenhou-se o círculo de ganho unilateral constante de -1,3 dB na frequência de 1,0 GHz na Carta de Smith (figura 7.2b).

Para sintetizar o circuito de casamento de saída, partindo-se do centro da Carta de Smith (ponto 1 na figura 7.2b, correspondendo à impedância normalizada de carga), adicionou-se um elemento concentrado com reatância capacitiva X_{C2} (deslocamento de 1 para 2 na frequência de 1,0 GHz na figura 7.2b) em série com uma linha de transmissão de comprimento ℓ_2 (deslocamento de 2 para 3 no sentido da carga para o gerador na figura 7.2b), terminando-se no círculo de ganho unilateral constante desejado.

Os fatores de escala para as frequências consecutivas escolhidas possuem a seguinte proporção - 1,0 GHz; 1,5 GHz; 1,75 GHz; 2,0 GHz = 1: 1,5 : 1,17: 1,14.

Usando os dados de γ_{2g} , ρ_{2g} e $\angle S_{22}^*$ da tabela 7.5 desenhou-se os círculos de ganho unilateral constante de -0,2 dB, + 0,2 dB, e + 0,4 dB nas frequências de 1,5 GHz, 1,75 GHz e 2,0 GHz, respectivamente, na figura 7.2c.

Escolheu-se o valor X_{C2} (normalizados com relação a 50Ω) igual a 0,75 e o valor de ℓ_2 igual a $0,112 \lambda_m$ na frequência de 1,0 GHz, correspondente à figura 7.2b.

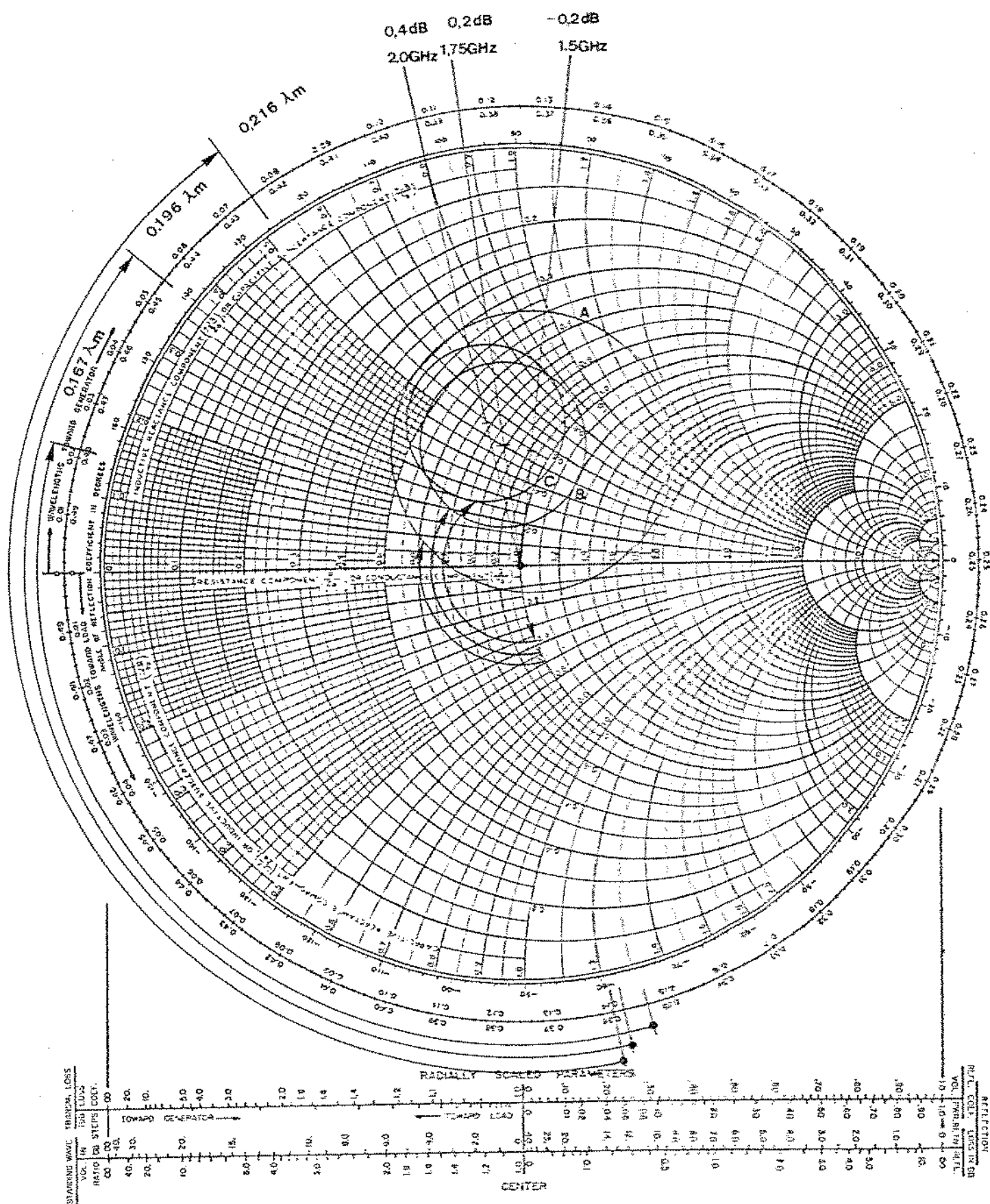


Fig.7.2c Circuito de casamento de saída nas frequências de 1,5 GHz (A), 1,75 GHz (B) e 2,0 GHz (C)

Utilizando os fatores de escala estabelecidos acima, calculou-se os valores de X_{C2} e λ_2 nas outras frequências. Os valores obtidos estão mostrados na tabela 7.6.

FREQ. (GHz)	λ_1 (λ_m)	X_{C1}
1,0	0,112	0,75
1,5	0,167	0,5
1,75	0,195	0,43
2,0	0,222	0,38

Tabela 7.6 Valores normalizados dos elementos do circuito de casamento de saída

Aplicando as regras b) e c) mencionadas anteriormente e os fatores de escala estabelecidos acima, verificou-se o comportamento dos elementos nas outras frequências (figura 7.2c). Da figura 7.2c verificou-se que os valores normalizados de λ_1 e X_{C1} nestas outras frequências ficam bem próximos dos esperados pela tabela 7.6.

Neste projeto, foi utilizado um capacitor variável (Johanson 7273, de 0,6 a 4,5 pF) para implementar a reatância capacitiva X_{C2} .

A capacitância de 0,6 pF na frequência de 1,0 GHz possui:

$$X_C = \frac{1}{50 \omega C} = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 1 \times 10^9 \cdot 0,6 \times 10^{-12}} = 5,3$$

A capacitância de 4,5 pF na frequência de 1,0 GHz possui:

$$X_C = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 1 \times 10^9 \cdot 4,5 \times 10^{-12}} = 0,7$$

O capacitor variável pode mudar o valor de X_C do circuito de casamento e conseqüentemente ajustar as imprecisões do casamento.

7.2.2 Circuito de Casamento de Entrada

O projeto do circuito de casamento de entrada, é similar ao apresentado na seção 7.2.1.

Utilizando os dados de Γ_g , ρ_g e $\angle S_{11}^*$ da tabela 7.5, desenhou-se o círculo de ganho unilateral constante de -2,4 dB na frequência de 1,0 GHz na Carta de Smith (figura 7.3).

O circuito de casamento usado na entrada é mostrado na figura 7.4a.

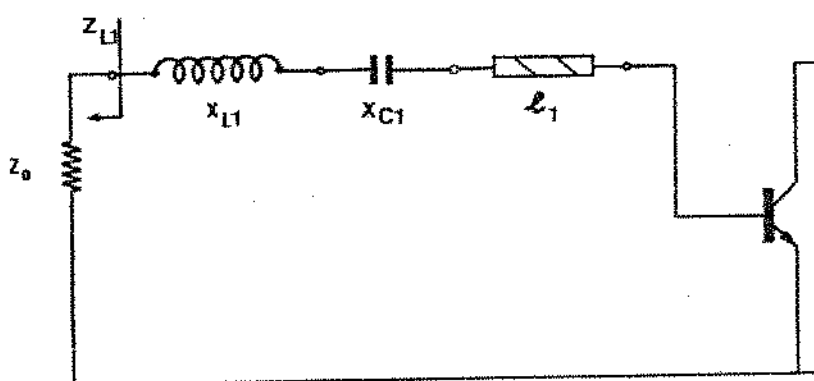


Fig. 7.4a Circuito de casamento de entrada

Para sintetizar o circuito de casamento de entrada, considerou-se o transistor como um gerador alimentando uma carga de 50Ω . Partiu-se do centro da Carta de Smith (impedância normalizada da carga, correspondendo ao ponto 1 na figura 7.3), adicionou-se um elemento com reatância indutiva X_{L1} (deslocamento do ponto 1 ao ponto 2 na figura 7-3), em série com um elemento concentrado com reatância capacitiva X_{C1} (deslocamento do ponto 2 para o ponto 3, na figura 7.3), e mais uma linha de transmissão do comprimento ℓ_1 em série (deslocamento de 3 para 4, no sentido da carga para o gerador na figura 7.3), terminando-se no círculo de ganho unilateral constante desejado.

Escolheu-se os elementos normalizados com relação a 50Ω , tal que X_{L1} fosse igual a 0,75, X_{C1} igual a 3,16, e ℓ_1 igual a $0,098 \lambda_m$, na frequência de 1,0 GHz.

Usando os fatores de escala já estabelecidos, calculamos os valores de X_{L1} ,

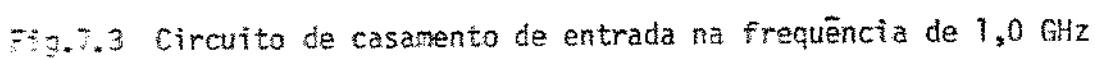


Fig.7.3 Circuito de casamento de entrada na frequência de 1,0 GHz

X_{C1} e λ_1 nas outras frequências. Os valores calculados estão apresentados na tabela 7.7.

FREQ. (GHz)	X_{L1}	X_{C1}	$\lambda_1 (\lambda_m)$
1,0	0,75	3,15	0,098
1,5	1,13	2,1	0,147
1,75	1,32	1,79	0,172
2,0	1,50	1,57	0,196

Tabela 7.7 Valores normalizados dos elementos do circuito de casamento de entrada

Utilizando os fatores de escala estabelecidos e as regras a), b) e c) mencionadas, verificou-se o comportamento dos elementos escolhidos nas outras frequências (figura 7.4b).

Note na figura 7.4b, que o comportamento dos elementos em 1,75 GHz quase reproduz os valores calculados; o comportamento dos elementos em 1,5 GHz e em 2,0 GHz desviaram-se um pouco dos círculos de ganho unilateral constante desejados.

Foi usado um capacitor variável (Johanson 7273, 0,6 a 4,5 pF) para implementar X_{C1} . Foram utilizadas linhas de transmissão em microfita para implementar X_{L1} e λ_1 .

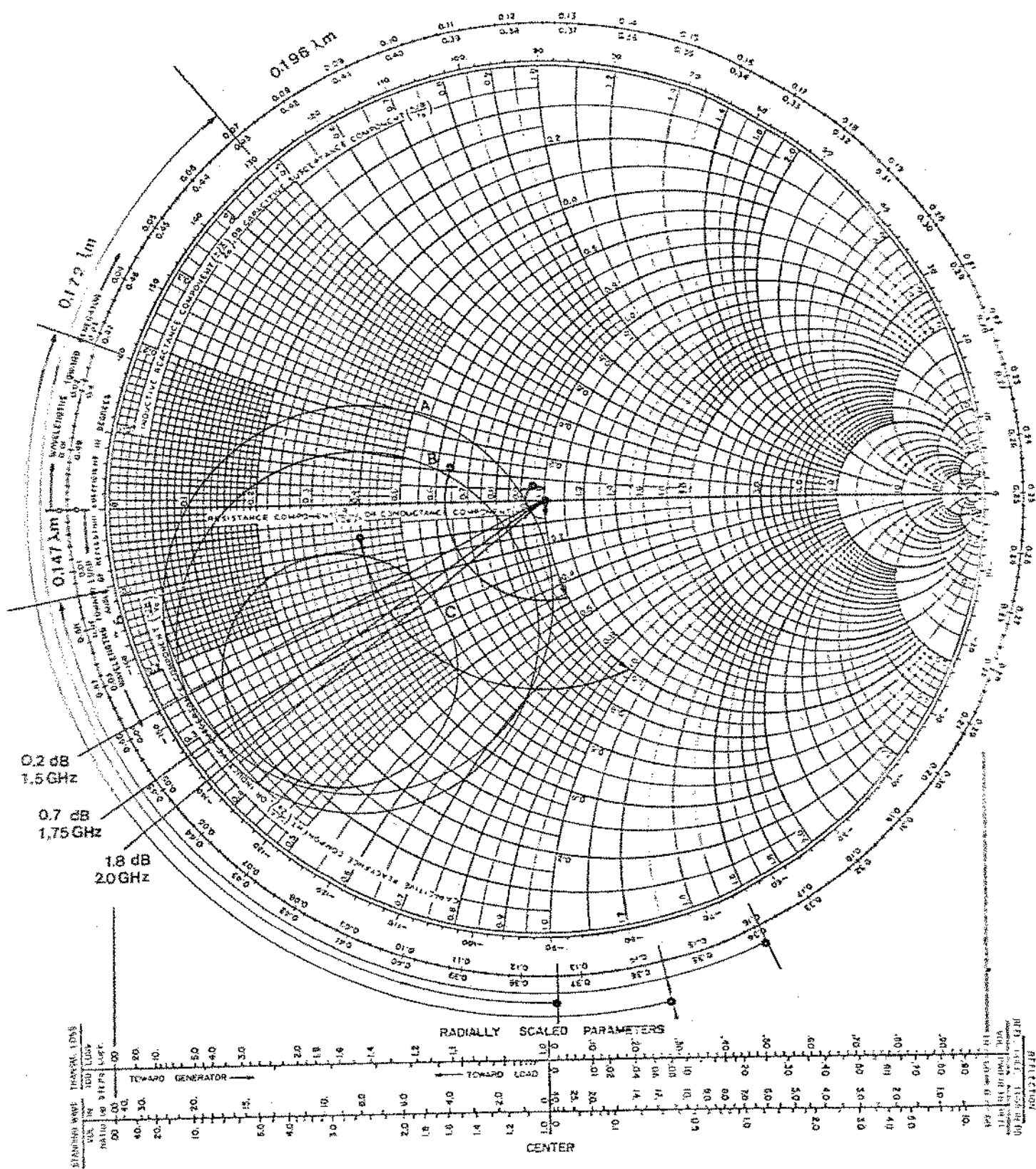


Fig.7.4b Circuito de casamento de entrada nas frequências de 1,5 GHz (A), 1,75 GHz (B) e 2,0 GHz (C)

7.3.3 - Circuito de Polarização

Os valores de h_{FE} e V_{BE} do transistor 2 foram medidos na montagem apresentada no apêndice I. Obtivemos:

$$h_{FE} = 21$$

$$V_{BE} = 0,79 \text{ V}$$

Utilizando-se o circuito de polarização da figura 5.3 apresentada anteriormente, obtêm-se:

$$R_B = 430 \, \Omega$$

$$R_{B2} = 1,0 \text{ K } \Omega$$

$$R_{B1} = 2,7 \text{ K } \Omega$$

$$R_C = 75 \, \Omega$$

7.3.4 - Circuito de Desacoplamento

Foram utilizados os circuitos de desacoplamento das figuras 5.4 e 5.6 neste projeto e que estão apresentados na figura 7.5.

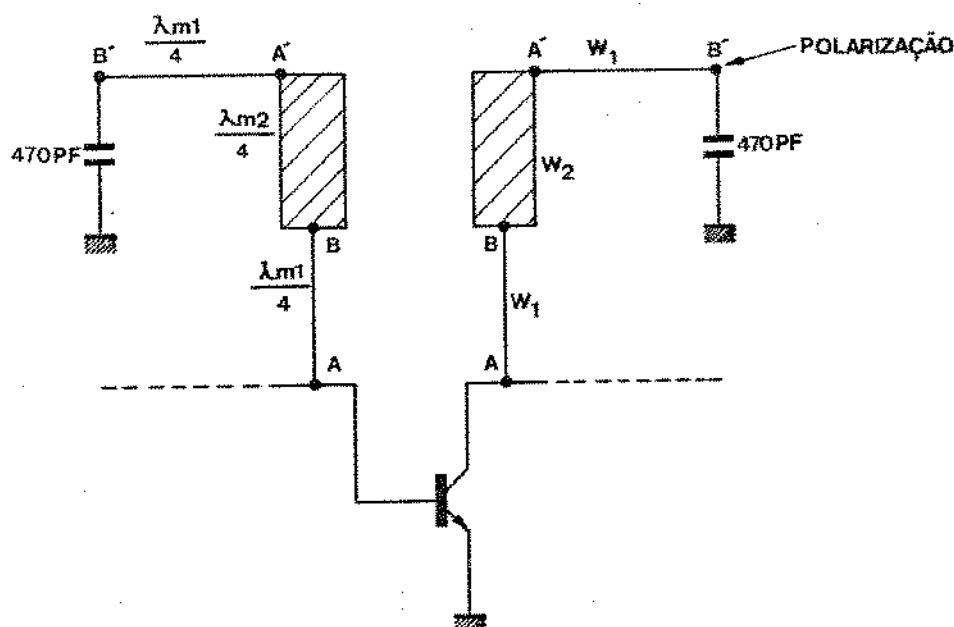


Fig. 7.5 - Circuito para desacoplamento da fonte de alimentação do amplificador de faixa larga

As linhas de transmissão de alta impedância, foram escolhidas com largura de 0,3 mm (W_1); e as linhas de transmissão de baixa impedância, foram escolhidas com largura de 6 mm (W_2).

Os capacitores concentrados de 470 pF foram do tipo "Chip" na frequência central de 1,5 GHz produz a reatância:

$$x_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^9 \times 470 \cdot 10^{-12}} = 0,226 \Omega$$

7.4 – Construção do Amplificador de Banda Larga

Para o circuito do amplificador de banda larga projetado (figura 7.6), utilizou-se os elementos dos circuitos de casamento com os valores obtidos em 1,0 GHz.

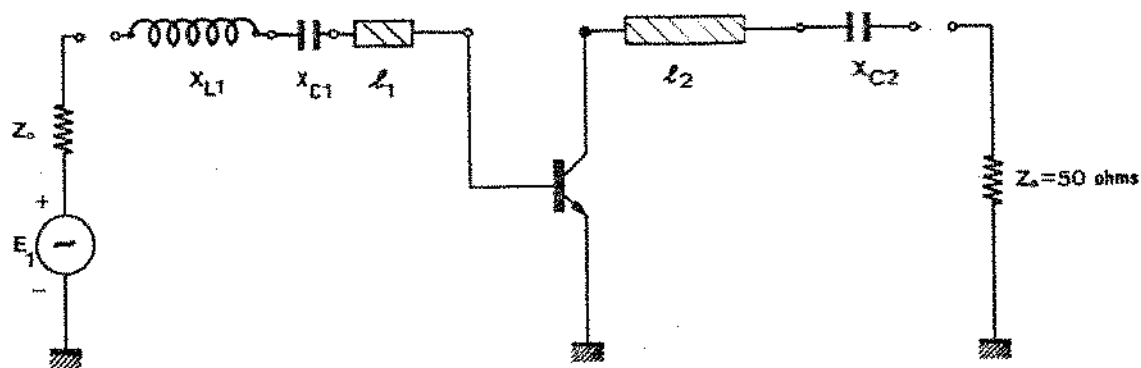


Fig.7.6 Circuito do amplificador de 1,0 ã 2,0 GHz

O material dielétrico (fabricado pela Companhia 3M) que se utilizou para confeccionar a placa dos elementos distribuídos, tem as seguintes características:

- a) Constante dielétrica do substrato : $\epsilon_r = 10,6$
- b) Espessura do dielétrico : $h = 1,27 \text{ mm}$
- c) Espessura da fita condutora : $t = 0,03 \text{ mm}$

Introduzimos as características acima em um programa apropriado (apêndice IV) e os resultados obtidos são apresentados na tabela 7.8.

W/h	W (mm)	$Z_0 (\Omega)$	ϵ_{eff}	$V_p \text{ (m/sec)}$
0,315	0,4	75,64	6,77	$0,1153 \times 10^8$
0,984	1,25	48,21	7,23	$0,1116 \times 10^8$
0,236	0,3	82,72	6,69	$0,1159 \times 10^8$
4,724	6,0	17,45	7,94	$0,1065 \times 10^8$

Tabela 7.8 Características da microfita utilizada

Onde: W = Largura da microfita

Z_0 = Impedância característica

ϵ_{eff} = Constante dielétrica efetiva do material do substrato

V_p = Velocidade de fase

Os elementos distribuídos com comprimentos l_1 e l_2 foram escolhidos com largura igual a 1,25 mm. Da equação (4-3) e com os valores das tabelas 7.6 e 7.7, obtêm-se:

$$\lambda_m = \frac{V_p}{f} = \frac{0,1116 \times 10^9}{1 \times 10^9} = 111,6 \text{ mm} \quad (f = 1,0 \text{ GHz})$$

$$l_1 = 0,098 \lambda_m = 10,94 \text{ mm}$$

$$l_2 = 0,112 \lambda_m = 12,5 \text{ mm}$$

Os elementos distribuídos que proporciona X_{L1} foi implementado com uma linha de transmissão com largura igual a 0,4 mm. Da equação (4-14), obtemos:

$$X_L = \frac{Z_0}{50} \sin \frac{\omega \cdot l}{V_p}$$

$$1,75 = \frac{75,64}{50} \sin \frac{2\pi \cdot 1 \times 10^9 \cdot l}{0,1153 \times 10^9} \quad l = 0,0103 \text{ m}$$

Logo, o comprimento " l " da linha que fornece X_{L1} deve ser 10,3 mm.

Os elementos concentrados que fornecem X_{C1} e X_{C2} , tem as capacitâncias (lembrando que $X_C = \frac{1}{50 \omega C}$):

$$C_1 = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 1 \times 10^9 \cdot 3,15} = 1,01 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 1 \times 10^9 \cdot 0,75} = 4,24 \text{ pF}$$

O comprimento da linha de transmissão de alta impedância ($82,72\Omega$) do circuito de desacoplamento é dado por:

$$\frac{\lambda_{m1}}{4} = 19,33 \text{ mm}$$

e o comprimento da linha de transmissão de baixa impedância ($17,45\Omega$) por:

$$\frac{\lambda_{m2}}{4} = 17,75 \text{ mm}$$

As confecções das placas do circuito de polarização (fenorite) e do circuito de casamento (3M), são similar ao projeto do amplificador de máximo ganho (secção-6.3).

É interessante notar que nos circuitos de casamento de entrada e saída, utilizou-se sempre um capacitor em série com o resto do circuito para evitar que a polarização do transistor seja perdida na fonte AC ou na carga.

O ajuste dos capacitores variáveis de entrada e saída, facilitaram a obtenção de um ganho razoavelmente constante do amplificador na faixa de frequência de interesse.

7.5.- Resultados Experimentais

Empregamos as montagens das figuras 7.7 e 7.8 para a medida das potências de entrada e de saída do amplificador.

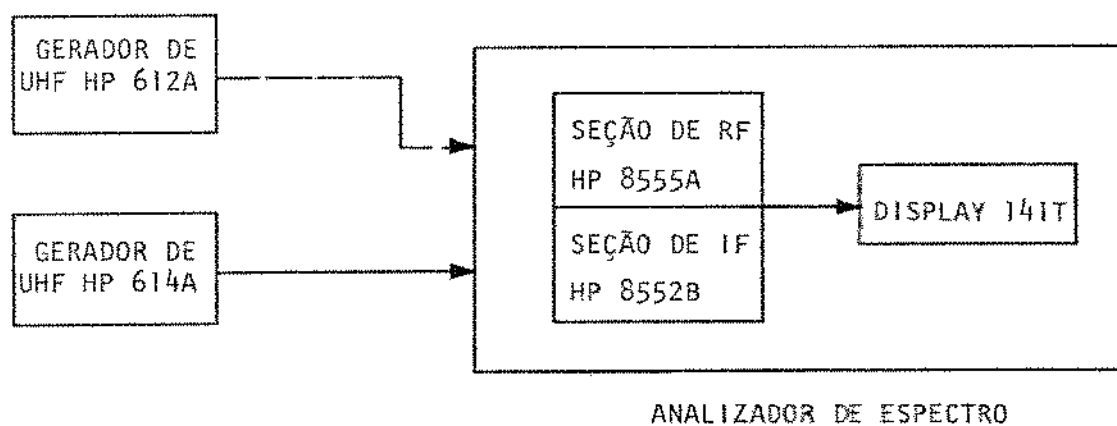


Fig. 7.7. - Montagem para a medida da potência de entrada P_{in}

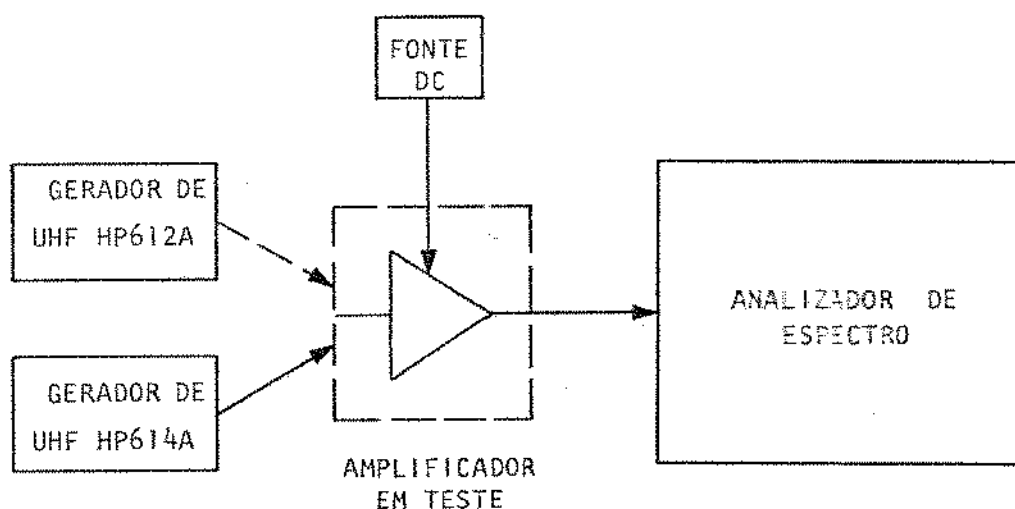


Fig. 7.8. Montagem para a medida da potência de saída P_{out}

Devido à falta de equipamento único, foram utilizados o gerador 612 A na faixa da frequência de 0,6 GHz à 0,95 GHz e o gerador 614 A na faixa da frequência de 1,0 GHz à 2,1 GHz; as potências de entrada (P_{in}) foram mantidas iguais a -10 dBm.

Os resultados que mostram a variação do ganho com a frequência estão apresentados na tabela 7.9. O gráfico correspondente é mostrado na figura 7.9.

FREQ. (GHz)	GANHO (dB)	FREQ. (GHz)	GANHO (dB)
0,60	2,3	1,40	5,6
0,62	6,2	1,45	5,7
0,65	8,2	1,50	5,6
0,70	9,2	1,55	5,7
0,75	9,0	1,60	5,8
0,80	9,0	1,65	5,7
0,85	8,0	1,70	5,8
0,90	7,5	1,75	5,7
0,95	6,2	1,80	5,4
1,00	6,1	1,85	5,5
1,10	5,9	1,86	5,8
1,15	5,9	1,88	4,2
1,20	5,7	1,90	4,0
1,25	5,7	2,00	3,0
1,30	5,7	2,05	2,4
1,35	5,7	2,10	1,0

Tabela 7.9 - Variação do ganho de potência do amplificador de faixa larga com a frequência

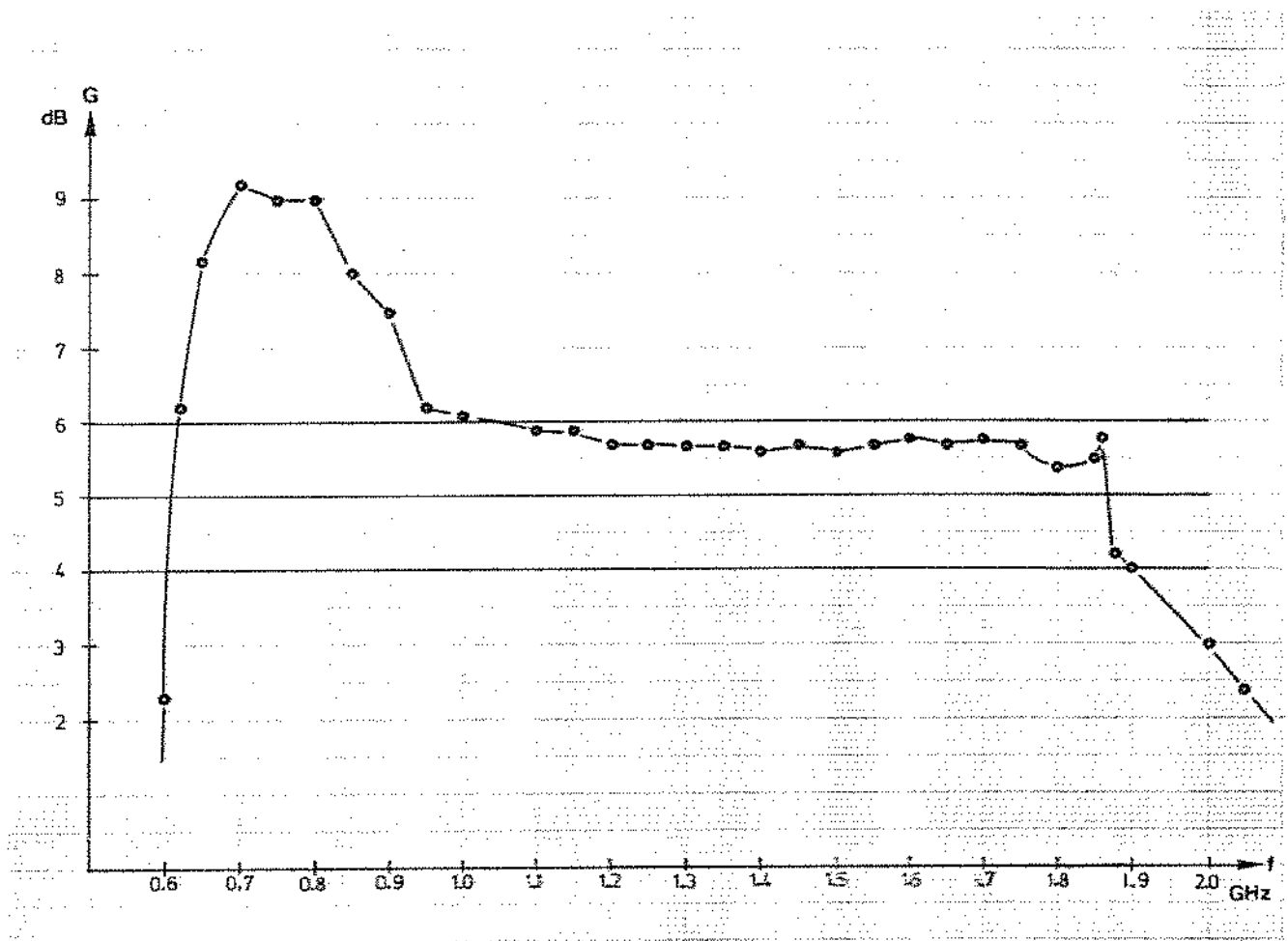


Fig. 7.9 - Variação do ganho de potência com a frequência (correspondente à tabela 7.9)

As medidas das potências de saída para obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB, foram feitas usando a montagem da figura 7.10. O oscilador controlado a voltagem (Omni-Spectra, 1 — 2 GHz) foi sintonizado na frequência de 1,4 GHz, e conectado a uma série de atenuadores (atenuador de 3 dB, 6 dB, 10 dB e 20 dB); combinando-se os atenuadores, pudemos variar as potências de entrada do amplificador sob teste. As potências de entrada para obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB, foram medidas usando a montagem da figura 7.10 sem o amplificador. As potências de entrada e de saída para obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB, são mostradas na tabela 7.11.

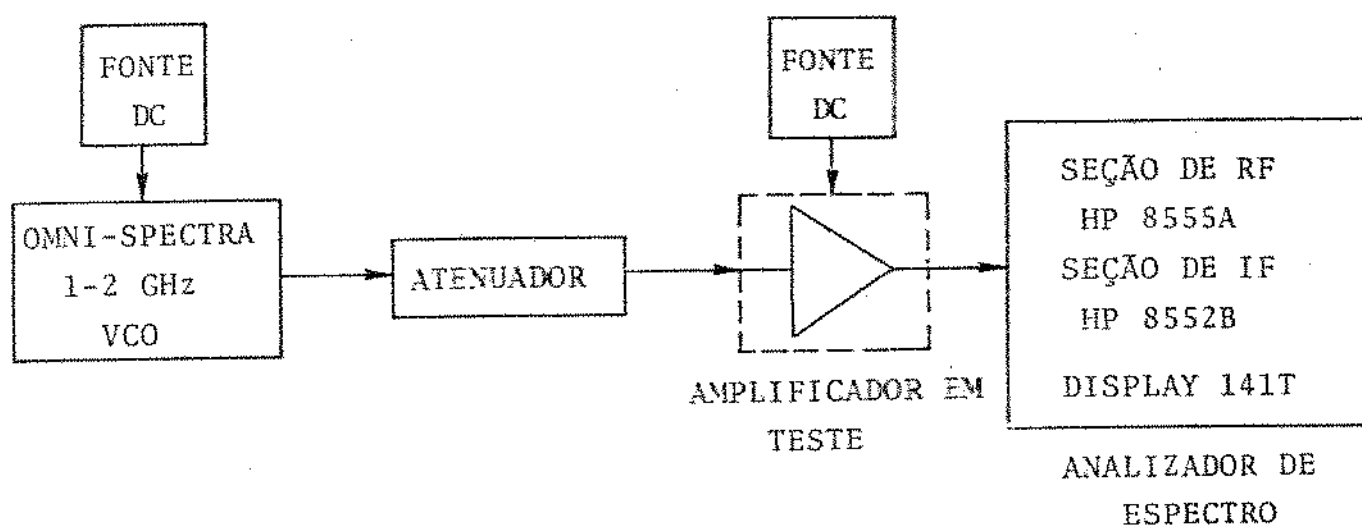


Fig. 7.10 - Montagem para medida do ponto de compressão de ganho de 1 dB

ENTRADA (dBm)	SAÍDA (dBm)
-25,5	-20,0
-15,0	- 9,5
- 5,0	+ 0,6
+ 2,1	+ 7,7
+ 6,1	+11,8
+10,2	+15,9
+12,2	+17,0
+14,0	+18,2
+15,8	+20,0

Tabela 7.10 - Potências de entrada e de saída para obtenção do ponto de compressão de ganho de 1 dB. (Frequência igual a 1,4 GHz)

Na figura 7.11, é mostrado a montagem para medida da potência de saída dos produtos de intermodulação de terceira ordem ($P_{2f_1 - f_2}$ e $P_{2f_2 - f_1}$). O VCO (Omni-Spectra, 1—2GHz) foi sintonizado na frequência de 1,38 GHz (f_1) e o gerador 614 A foi sintonizado em 1,40 GHz (f_2). A potência de saída do VCO era 26 dB maior do que a do gerador 614 A; houve portan

to a necessidade de se conectar um atenuador de 26 dB na saída do VCO, para obter as potências $P_{f_1} = P_{f_2}$. Os dois sinais passaram por um somador, e mais um conjunto de atenuadores para variar a potência de entrada. As potências de entrada para obtenção dos produtos de intermodulação de terceira ordem, são obtidas através da mesma montagem da figura 7.11, com o amplificador sob teste substituído por um curto-circuito. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 7.11.

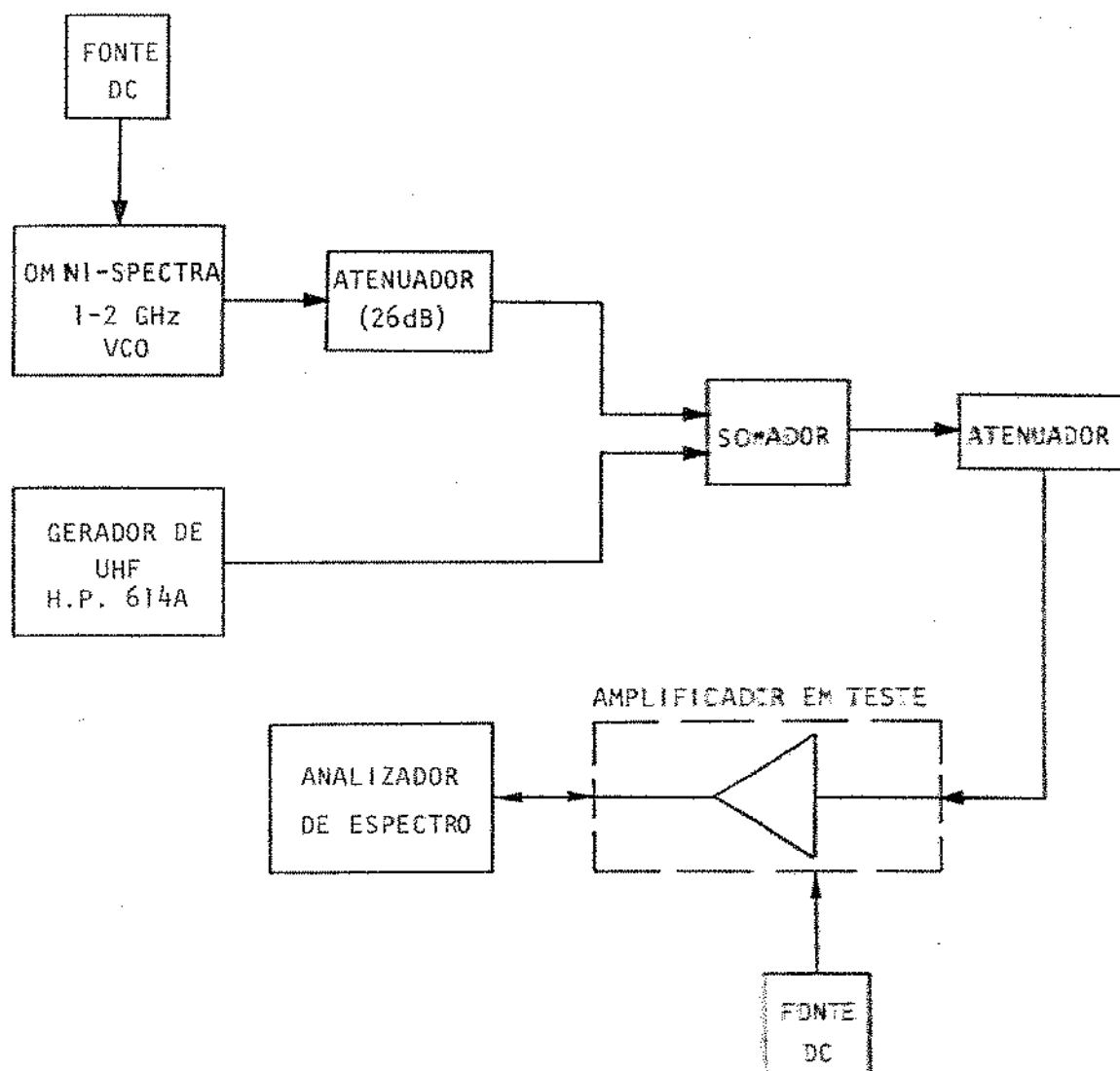


Fig. 7.11 - Montagem para medição dos produtos de intermodulação de terceira ordem

ENTRADA (dBm)	SAÍDA (dBm)	
	$2f_1 - f_2 = 1,36 \text{ GHz}$	$2f_2 - f_1 = 1,42 \text{ GHz}$
$f_1 = 1,38 \text{ GHz}, f_2 = 1,40 \text{ GHz}$		
3,5	-31,5	-37,0
0,5	-40,0	-45,0
-2,0	-45,5	-51,0
-5,0	-51,0	-55,0

Tabela 7.11 - Potências de entrada e de saída no teste de intermodulação

Das tabelas 7.10 e 7.11 ($P_{2f_1 - f_2}$ foi escolhido como potência de saída), obtemos o nível da potência de saída do ponto de compressão de ganho de 1 dB igual a 17 dBm e do ponto de intercepção igual a 28 dBm, que são apresentados na figura 7.12.

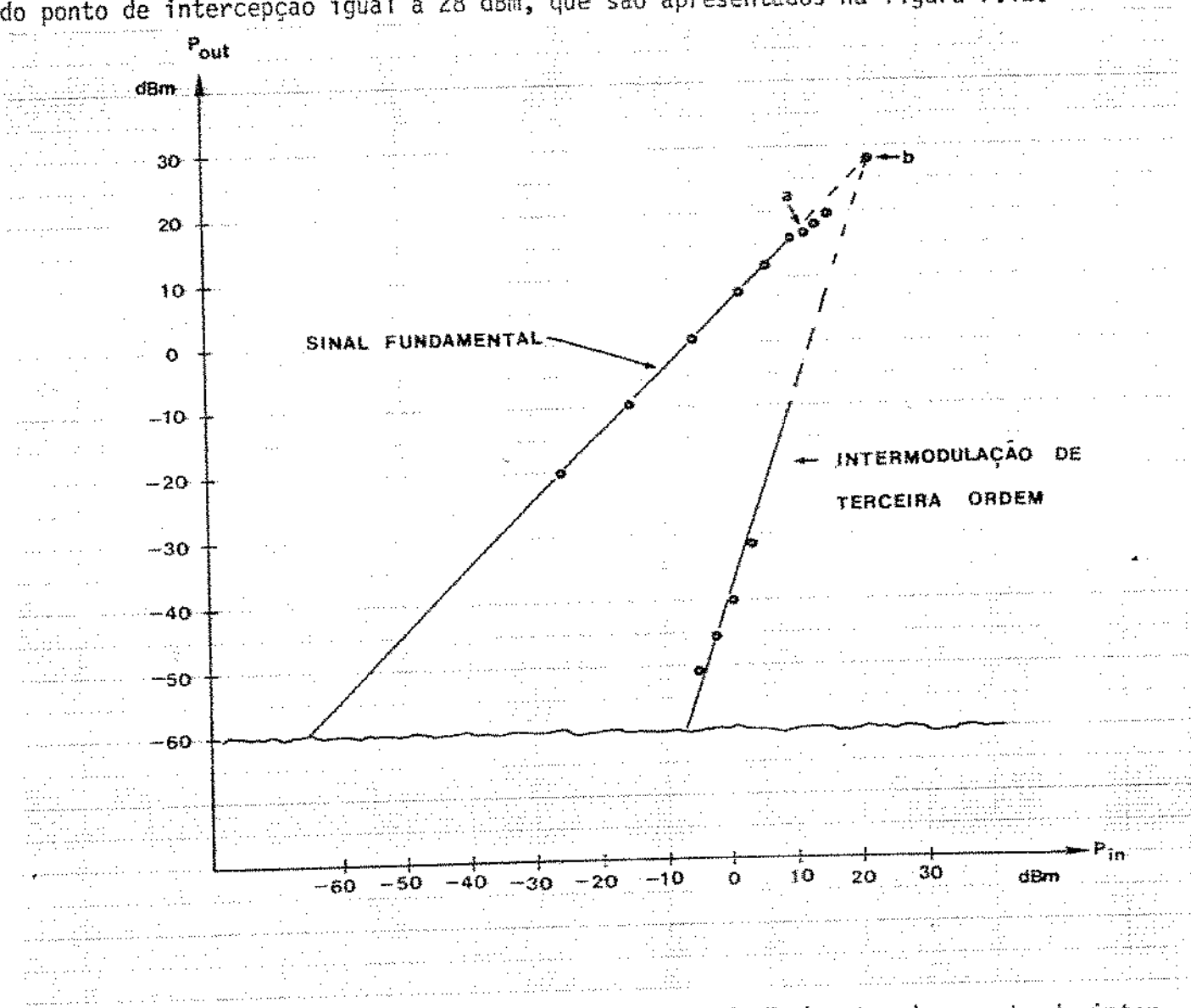


Fig. 7.12 - Ponto de compressão de ganho de 1 dB (ponto a) e ponto de intercepção (ponto b) do amplificador de banda larga

Empregamos a montagem da figura 7.13 para medida da taxa de onda estacionária (VSWR) na entrada. A medida das VSWR na saída são obtidas através da mesma montagem da figura 7.11, com o amplificador sob teste invertido. Os resultados obtidos com a potência de saída do gerador constante é igual a -4 dBm, com modulação em amplitude por uma onda quadrada de frequência de 1 KHz, são mostrados na tabela 7.12.

FREQ. (GHz)	VSWR NA ENTRADA	VSWR NA SAÍDA
0,65	5,0	7,0
0,70	4,0	4,8
0,75	3,0	4,0
0,80	2,4	3,0
0,85	2,2	3,0
0,90	1,8	2,8
1,00	1,75	2,4
1,10	1,95	2,5
1,20	1,8	2,6
1,30	1,8	2,8
1,40	1,6	2,0
1,50	1,31	1,9
1,60	1,20	1,8
1,70	1,32	1,75
1,80	1,55	1,38
1,90	2,00	1,24
2,00	2,80	1,20
2,05	3,10	1,32
2,10	3,40	1,50

Tabela 7.12 - VSWR do amplificador de faixa larga

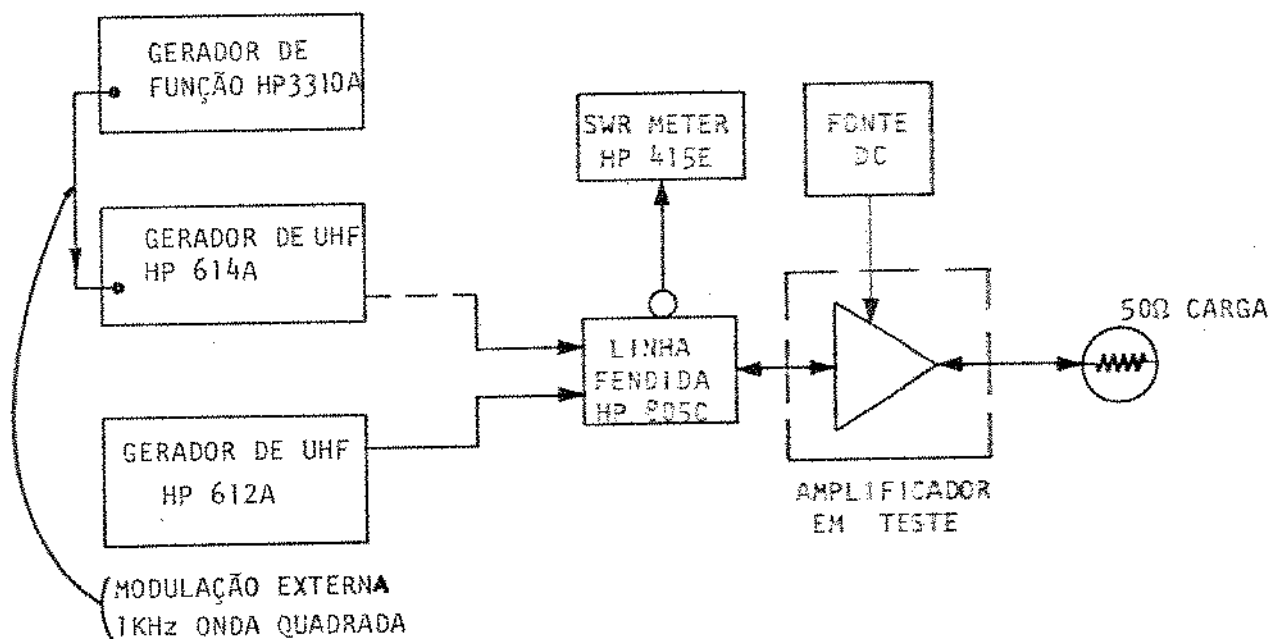


Fig. 7.13 - Montagem para medida da VSWR

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO

8.1-Análise dos Resultados obtidos com dois Protótipos Construídos

Temperatura

As temperaturas dos dois protótipos, depois de meia hora de operação, foram medidas pelo multímetro digital (TEKTRONIX 7D13) com ponta de prova de temperatura (voltage temperature probe P 6058). O amplificador de máximo ganho, apresentou uma temperatura de 43°C sobre o transistor 1 e 41°C no suporte de alumínio do circuito. O amplificador de faixa larga, apresentou uma temperatura de 40°C sobre o transistor 2 e 39°C no suporte de alumínio.

A temperatura sobre o transistor 1, apresentou-se mais alta que sobre o transistor 2, porque o ponto quiescente escolhido do transistor 1 é mais alto que do transistor 2. Além disso, o amplificador de faixa larga, foi construído com melhor dissipação térmica pela utilização de um suporte de alumínio com dimensões maiores.

VSWR

Para a medida do VSWR, foi utilizado um gerador de sinal HP 614 A modulado externamente por uma fonte de onda quadrada de 1 KHz, com amplitude de 15 volts, pico a pico, aproximadamente.

Como, segundo o manual, há necessidade de uma onda quadrada com amplitude entre 40 e 70 volts, a ponta de prova foi bastante aprofundada na linha fendida, para poder captar o modo dominante. Tal penetração excessiva da ponta de prova pode ter resultado em valores não muito precisos da taxa de onda estacionária medida.

Comentário sobre o primeiro protótipo de máximo ganho

No projeto do amplificador de máximo ganho, a largura da microfita com impedância característica de 50Ω, foi de 1,15mm. Na confecção da placa impressa dos elementos distribuídos, foi usado ALFAC, com largura de 1,25 mm, e no caso a impedância caracte-

terística resultante foi de 48,2 Ω . O amplificador construído não é exatamente casado com 50 Ω , e os bloqueadores DC utilizados apresentam um pouco de atenuação; portanto, o máximo ganho medido de 10,1 dB é menor que aquele previsto de 10,7 dB.

A potência de saída varia com a frequência, porque os parâmetros S do transistor dependem da frequência, e principalmente porque as condições para um casamento conjugado, na porta de entrada e de saída, não são obtidas em mais que uma frequência.

O ganho é máximo apenas para uma certa frequência central (f_0) e, consequentemente, o amplificador projetado para máximo ganho, apresenta uma faixa de 3 dB estreita (190 MHz no nosso caso).

Comentário sobre o protótipo de faixa larga

O circuito de desacoplamento do amplificador de faixa larga, combinou duas seções (figura 7.5): uma seção com elementos distribuídos (figura 5.4) e outra com elementos híbridos (figura 5.6).

Uma vez retirada a seção com elementos híbridos, o ponto para introdução da polarização, foi mudado de B' para B na figura 7.5.

Realizou-se a medida da variação do ganho com a frequência, empregando-se as montagens das figuras 7.7 e 7.8, sendo que as potências de entrada, foram mantidas iguais a -10 dBm. Os resultados obtidos são mostrados na tabela 8.1.

O amplificador de faixa larga com ganho constante de $5,8 \pm 0,5$ dB, apresentou uma banda passante de 0,95 GHz a 1,86 GHz (faixa de 0,91 GHz) no caso de se utilizar as duas seções do circuito de desacoplamento (tabela 7.9), e apresentou uma banda passante de 0,9 GHz a 1,95 GHz (faixa de 1,05 GHz) no caso de se utilizar apenas a seção com elementos distribuídos do circuito de desacoplamento (tabela 8.1). A razão para a mudança da banda passante, foi devido aos capacitores concentrados (capacitâncias paralelas) de 470 pF nos circuitos de desacoplamento, que ocasionaram o aumento das susceptâncias nas duas portas do transistor e diminuíram a banda passante do amplificador.

FREQ. (GHz)	GANHO (dB)	FREQ. (GHz)	GANHO (dB)
0,60	1,0	1,35	5,7
0,62	3,0	1,40	5,7
0,65	6,2	1,45	5,9
0,70	6,4	1,50	5,7
0,75	6,0	1,55	5,7
0,80	8,0	1,60	5,9
0,85	7,6	1,65	5,8
0,90	6,3	1,70	5,9
0,95	6,3	1,75	5,9
1,00	6,2	1,80	5,5
1,05	6,1	1,85	5,6
1,10	6,1	1,90	5,2
1,15	5,8	1,95	5,5
1,20	5,8	2,00	4,0
1,25	5,9	2,05	3,5
1,30	5,9	2,10	2,0

Tabela 8.1 - Variação do ganho de potência com a frequência para o amplificador de faixa larga com uma secção de circuito de desacoplamento

É interessante notar que o transistor 2, já foi utilizado em outro projeto de

amplificador independente deste trabalho.

O ganho de corrente DC (h_{FE}) medido, era de 40 e passou para 21 na implementação do amplificador neste projeto. A razão desta mudança, está provavelmente no aquecimento excessivo suportado pelo transistor, quando foi retirado da placa impressa do outro projeto.

8.2 - Sugestões para Futuro Desenvolvimento

Pela experiência obtida nas implementações e nas medidas dos amplificadores construídos, e com a finalidade de possibilitar o aprimoramento de projetos futuros, apresentamos a seguir algumas sugestões:

- a) Devido a não disponibilidade de uma faixa contínua de espessura do ALFAC, se houver disponibilidade, é melhor usar o método de foto-redução para a placa impressa dos elementos distribuídos.
- b) Para assegurar vida longa para o transistor em operação, pode-se usar um suporte de alumínio com dimensões maiores, ou um suporte que melhore a dissipação térmica.
- c) No caso de não se utilizar capacitores em série nos circuitos de casamento para efetuar o bloqueio DC, este bloqueio pode ser introduzido, com vantagem, por circuitos de linhas acopladas, pois o bloqueador DC externo sempre apresenta um pouco de atenuação.
- d) É conveniente aplicar-se um banho de ouro na placa impressa dos elementos distribuídos para evitar oxidação da microfita.
- e) O processo clássico de tentativa para a otimização dos elementos dos circuitos de casamento do amplificador de faixa larga é muito trabalhoso e requer muito tempo; seria conveniente se desenvolver programas de computação para a síntese e otimização dos circuitos de casamento.

8.3 - Conclusão

Neste trabalho foi feito um estudo e implementação de protótipos de amplificadores na faixa de microondas compreendida entre 1 e 2 GHz. Os problemas práticos surgidos na implementação, foram solucionados de tal forma que o desempenho dos protótipos ficou bem próximo do esperado teoricamente. Devido a este fato, acredito que a experiência adquirida e transmitida através deste trabalho, será bastante útil no desenvolvimento futuro desta área neste Departamento.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CAPÍTULO 1

- (1) Rowe, H.E., "Signal and Noise in Communication Systems", Van Nostrand, pp 103-104 (1965).
- (2) Kennedy, G., "Electronic Communication Systems", Mac Graw-Hill Co. pp 363-364 (1977).

CAPÍTULO 2

- (1) Kurokawa, R. "An Introduction to the Theory of Microwave Circuits", Academic Press Inc., pp 33-38 (1969).
- (2) Bodway, G.E., "Two port analysis using generalized scattering parameters", Microwave Journal, Vol. 10, nº 6, pp 61-69 (1971).
- (3) Carson, R.S., "High Frequency Amplifiers", John Willey Inc., pp 140-176 (1975).

CAPÍTULO 3

- (1) Carson, R.S., Ref. Cit., pp 192-196.
- (2) D'Assunção, A.G., "Uso de Realimentação Externa em Projeto e Construção de Oscilador Transistorizado de Microonda", Universidade Estadual de Campinas, Tese de Mestrado (Out. 1977).
- (3) Les Besser, "Update Amplifier Design with Network Synthesis", Microwaves, Vol.16, nº 10, pp 50-56 (Out. 1977).
- (4) Camargo, E., "Projeto e Construção de Circuitos de Microondas e Quadripolos Ativos", Universidade de São Paulo, Tese de Mestrado (Maio 1977).

CAPÍTULO 4

- (1) Gupta, K.C., "Microwave Intergrated Circuits", John Willey Inc., pp 19-20, 28-29, 233-234 (1974).
- (2) Bahl, I.J., "A Designer's Guide to Microstrip Line", Microwaves, Vol. 16 nº 5, pp 174-182 (Maio 1977).
- (3) Jordan, E.C., "Electromagnetic Waves and Radiating Sistems", Prentice-Hall Inc., pp 230-231 (1968).
- (4) Matthaei, G.L., "Microwave Filters, Impedance-Matching, and Coupling Structures", Mc Graw-Hill Co., pp 361 (1964).

CAPÍTULO 5

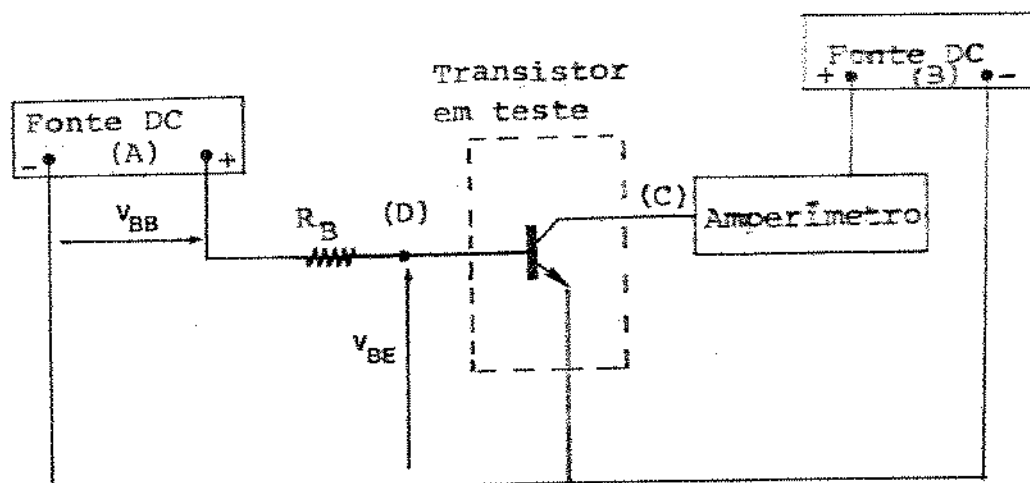
- (1) VARIAN CO., "General Information about VARIAN Solid State Amplifier" (1977).
- (2) Bernard McGinnis, "Watkins-Johnson Inc. Application Note 100393" (Nov. 1971).
- (3) Hewlett Packard Co., "Application Note 944-1, Microwave Transistor Bias Considerations" (Abril 1975).
- (4) Gupta, K.C., Ref. Cit., pp 20-23.
- (5) Carson, R.S., Ref. Cit., pp 81-92.

CAPÍTULO 6

- (1) Souza, R.F., Comunicação Particular.
- (2) Costa, M.H.M., "Realização em Microondas de Discriminador de Frequências Usando Linha de Retardo", Universidade Estadual de Campinas, Tese de Mestrado, Apêndice A, pp 210-213 (Agosto 1977).
- (3) Costa, M.H.M., Ref. Cit., pp 142-144.

APÊNDICE I

MEDIDAS DOS h_{FE} e V_{BE} DO TRANSISTOR



Montagem para medidas dos h_{FE} e V_{BE}

Equipamentos Usados:

- a) 2 fontes de alimentação DC
- b) 1 Amperímetro
- c) 1 Voltímetro

Procedimentos:

- 1) Conectar o transistor a um dissipador adequado.
- 2) Ligar a fonte DC (A) e aumentar aos poucos a tensão até obter o valor V_{BE} desejado (2V).
- 3) Ligar a fonte DC (B) e aumentar a tensão até o valor V_{CE} desejado no ponto C.
- 4) Ler a corrente I_C no amperímetro.
- 5) Usar o voltímetro para medir V_{BE} no ponto D.
- 6) Usar estes valores nas relações abaixo, para obter h_{FE} :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

APÊNDICE II - PROGRAMA I

RUI FRAGASSI SOUZA

O programa a seguir tem como objetivo suavizar pequenas variações entre pontos (componentes real e imaginária dos parâmetros S) mediante um polinômio de segundo grau.

Quando se executa o programa, os dados necessários são os seguintes:

a) Primeiro cartão : $M \rightarrow 2$, polinômio do segundo grau

$N \rightarrow$ número dos pontos desejados

b) Segundo cartão em diante:

$F \rightarrow$ frequência em MHz correspondente ao ponto desejado

$S \rightarrow$ componente real ou imaginária do parâmetro S

Resultam tres coeficientes de interpolação: A_0 , A_1 e A_2 .

Os valores interpolados S' são obtidos pela relação abaixo:

$$S' = A_0 + A_1 F + A_2 F^2$$

```

10      PROGRAM TO FIT N POINTS (X,Y) BY AN M DEGREE POLYNOMIAL BY
11      THE LEAST-SQUARES METHOD *** Y=A0+A1*X+A2*X**2+...+AM*X**M
12
13      READ (100),Y(100),N(21),Z(11),A(11),B(11,12)
14      N=100 N1=1,8
15      N=100 N1=1,8
16      N=100 N1=1,8
17      N=100 N1=1,8
18      N=100 N1=1,8
19      N=100 N1=1,8
20      N=100 N1=1,8
21      N=100 N1=1,8
22      N=100 N1=1,8
23      N=100 N1=1,8
24      N=100 N1=1,8
25      N=100 N1=1,8
26      N=100 N1=1,8
27      N=100 N1=1,8
28      N=100 N1=1,8
29      N=100 N1=1,8
30      N=100 N1=1,8
31      N=100 N1=1,8
32      N=100 N1=1,8
33      N=100 N1=1,8
34      N=100 N1=1,8
35      N=100 N1=1,8
36      N=100 N1=1,8
37      N=100 N1=1,8
38      N=100 N1=1,8
39      N=100 N1=1,8
40      N=100 N1=1,8
41      N=100 N1=1,8
42      N=100 N1=1,8
43      N=100 N1=1,8
44      N=100 N1=1,8
45      N=100 N1=1,8
46      N=100 N1=1,8
47      N=100 N1=1,8
48      N=100 N1=1,8
49      N=100 N1=1,8
50      N=100 N1=1,8
51      N=100 N1=1,8
52      N=100 N1=1,8
53      N=100 N1=1,8
54      N=100 N1=1,8
55      N=100 N1=1,8
56      N=100 N1=1,8
57      N=100 N1=1,8
58      N=100 N1=1,8
59      N=100 N1=1,8
60      N=100 N1=1,8
61      N=100 N1=1,8
62      N=100 N1=1,8
63      N=100 N1=1,8
64      N=100 N1=1,8
65      N=100 N1=1,8
66      N=100 N1=1,8
67      N=100 N1=1,8
68      N=100 N1=1,8
69      N=100 N1=1,8
70      N=100 N1=1,8
71      N=100 N1=1,8
72      N=100 N1=1,8
73      N=100 N1=1,8
74      N=100 N1=1,8
75      N=100 N1=1,8
76      N=100 N1=1,8
77      N=100 N1=1,8
78      N=100 N1=1,8
79      N=100 N1=1,8
80      N=100 N1=1,8
81      N=100 N1=1,8
82      N=100 N1=1,8
83      N=100 N1=1,8
84      N=100 N1=1,8
85      N=100 N1=1,8
86      N=100 N1=1,8
87      N=100 N1=1,8
88      N=100 N1=1,8
89      N=100 N1=1,8
90      N=100 N1=1,8
91      N=100 N1=1,8
92      N=100 N1=1,8
93      N=100 N1=1,8
94      N=100 N1=1,8
95      N=100 N1=1,8
96      N=100 N1=1,8
97      N=100 N1=1,8
98      N=100 N1=1,8
99      N=100 N1=1,8
100     N=100 N1=1,8

```

APÊNDICE III - PROGRAMA II

O programa a seguir, calcula o fator de Rollett para determinar a estabilidade do dispositivo e os coeficientes de reflexão das duas portas do transistor que é utilizado no projeto do amplificador de máximo ganho.

Para a execução do programa, devem ser fornecidos os seguintes dados de entrada:

- a) F → frequência em MHz
- b) $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ → componente real e imaginária do parâmetro S

Os resultados obtidos do programa são:

(onde as letras $\tilde{a}$ esquerda são variáveis computacionais e as letras $\tilde{a}$ direita são as nomenclaturas correspondentes deste trabalho).

- 1) $D \rightarrow D_S$ (Constante, equação 3-3)
- 2) $C1 \rightarrow C_1$ (Constante, equação 3-19)
- 3) $C2 \rightarrow C_2$ (Constante, equação 3-20)
- 4) $B1 \rightarrow B_1$ (Constante, equação 3-37)
- 5) $B2 \rightarrow B_2$ (Constante, equação 3-38)
- 6) $FK \rightarrow K$ (Fator de Rollett, equação 3-32)
- 7) $RS1 \rightarrow Y_{1S}$ (Centro do círculo de instabilidade na entrada, equação 3-23)
- 8) $ROS1 \rightarrow \rho_{1S}$ (Raio do círculo de instabilidade na entrada, equação 3-24)
- 9) $RS2 \rightarrow Y_{2S}$ (Centro do círculo de instabilidade na saída, equação 3-21)
- 10) $ROS2 \rightarrow \rho_{2S}$ (Raio do círculo de instabilidade na saída, equação 3-22)
- 11) $R1M \rightarrow \Gamma_{1m}$ (Coeficiente de reflexão de entrada, equação 3-74)
- 12) $R2M \rightarrow \Gamma_{2m}$ (Coeficiente de reflexão de saída, equação 3-75)
- 13) $GMAXDB \rightarrow G_{Pm\tilde{a}x}$ (Máximo ganho de potência de operação, equação 3-71)

TO GET R1N AND R2N FOR MAXIMUM GAIN AMPLIFIER

```

COMPLEX S11,S12,S21,S22,D,C1,C2,R1N,R2N,RS1,RS2
5 READ(2,10,END=200)F,S11,S12,S21,S22
10 FORMAT(9G)
WRITE(3,15)F,S11,S12,S21,S22
15 FORMAT(1H1,'F=',F6.0, '//, 1X, 'S11=', 2F7.3, 3X, 'S12=', 2F7.3, 3X,
'S21=', 2F7.3, 3X, 'S22=', 2F7.3)
D=S11*S22-S12*S21
WRITE(3,20)D
20 FORMAT(1H0,'D=', 2X, 2F7.3)
C1=S11-D*CONJG(S22)
C2=S22-D*CONJG(S11)
WRITE(3,30)C1,C2
30 FORMAT(1H0,'C1=', 2X, 2F6.3, 6X, 'C2=', 2X, 2F6.3)
B1=1.+CABS(S11)**2-CABS(S22)**2-CABS(D)**2
B2=1.+CABS(S22)**2-CABS(S11)**2-CABS(D)**2
WRITE(3,40)B1,B2
40 FORMAT(1H0,'B1=', 2X, F6.3, 11X, 'B2=', 2X, F6.3)
C FK IS STABILITY FACTOR
FK=(1.+CABS(D)**2-CABS(S11)**2-CABS(S22)**2)/(2.*CABS(S12*S21))
WRITE(3,45)FK
45 FORMAT(1H0,'K=', 2X, F6.3)
RS1=CONJG(C1)/(CABS(S11)**2-CABS(D)**2)
RS2=CONJG(C2)/(CABS(S22)**2-CABS(D)**2)
RDS1=CABS(S12*S21)/(CABS(S11)**4-CABS(D)**2)
RDS2=CABS(S12*S21)/(CABS(S22)**2-CABS(D)**2)
WRITE(3,50)RS1,RDS1,RS2,RDS2
50 FORMAT(1H0,'RS1=', 2F7.3, 3X, 'RDS1=', F7.3, 3X, 'RS2=', 2F7.3, 3X,
'RDS2=', F7.3)
E1=SQRT((B1)**2-4.*CABS(C1)**2)
E2=SQRT((B2)**2-4.*CABS(C2)**2)
IF(B1.GT.0) GO TO 60
R1N=CONJG(C1)*((B1+E1)/(2.*(CABS(C1)**2)))
GO TO 70
60 R1N=CONJG(C1)*((B1-E1)/(2.*(CABS(C1)**2)))
70 IF(B2.GT.0) GO TO 80
R2N=CONJG(C2)*((B2+E2)/(2.*(CABS(C2)**2)))
GO TO 90
80 R2N=CONJG(C2)*((B2-E2)/(2.*(CABS(C2)**2)))
GMAX=CABS(S21)/CABS(S12)*ABS(FK-SQRT((FK)**2-1.))
GO TO 95
90 GMAX=CABS(S21)/CABS(S12)*ABS(FK+SQRT((FK)**2-1.))
95 WRITE(3,100) R1N,R2N
GMAXDB=10.*ALOG10(GMAX)
100 FORMAT(1H0,'R1N=', 2F7.3, 3X, 'R2N=', 2F7.3, 3X)
WRITE(3,110) GMAX,GMAXDB
110 FORMAT(1H0,'GMAX=', F7.3, 6X, 'GMAX(DB)=', F6.1)
GO TO 5
200 STOP
END

```

APÊNDICE IV - PROGRAMA III

MAX HENRIQUE MACHADO COSTA

Apresentamos a seguir o programa utilizado no projeto dos circuitos de microfita.

Quando se executa o programa, o computador pede um valor para L.

Fazendo $L = 2$, temos a síntese da microfita; quando, dados K (constante dielétrica do substrato) e Z (impedância característica desejada); obtemos como resultados W/H (razão de forma da microfita), KEFF (constante dielétrica efetiva) e V (velocidade de fase na microfita)

Fazendo $L = 1$, temos a análise de microfita; quando, dados K e W/H; obtemos como resultados Z, KEFF e V.

Fazendo $L = 0$, o programa é terminado.

Para qualquer outro valor L, o computador emitirá uma mensagem de erro e pedirá um outro valor L.

Variável Computacional → Nomenclatura Usual

$K \rightarrow \epsilon_r$

$Z \rightarrow Z_0$

$KEFF \rightarrow \epsilon_{eff}$

$V \rightarrow V_p$

$W/H \rightarrow W/H$

```

C      ++++++
C      PRECISAO SIMPLES          MAX
C      ++++++
C      REAL K,KEFF

C
C      DECISAO DO TIPO DO PROGRAMA

C
C      TYPE 1.
5      1
1      FORMAT(/,5X,'ENTRE COM O VALOR DE L',/,5X,
          1'L=0          FINAL DE PROGRAMA',/,5X,
          2'L=1          ANALISE DA MICROFILIA',/,5X,
          3'L=2          SINTESE DA MICROFILIA',/,5X,
          4'L=3,3X,S)
          ACCEPT 22,L
2      FORMAT(2)
22     FORMAT(A1)
          IF(L.NE.1H0.AND.L.NE.1H1.AND.L.NE.1H2)TYPE 3,L
          GO TO 4
3      FORMAT(/,5X,'L=',A1,' ???  TENIE DE NOVO')
4      IF(L.EQ.1H1)GO TO 40
          IF(L.EQ.1H2)GO TO 30
          IF(L.NE.1H0)GO TO 5

C
C      CASO L=0

C
C      TYPE 6
6      FORMAT(/,5X,'FINAL DO PROGRAMA')
          STOP

C
C      CASO L=1

C
C      TYPE 7
7      1
1      FORMAT(/,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,5X,
          1'K=CONSTANTE DIELETRICA',3X,S)
          ACCEPT 2,L
          TYPE 8
8      FORMAT(/,5X,'W/H=RAZAO LARGURA-ALTURA ',3X,S)
          ACCEPT 2,WH
          A1=3.60297E0
          A2=11.0478E0
          A3=1.37051E0
          A4=9.87998E0
          A5=2.71278559E0
          A6=.422943E0
          A7=14.65677E0
          A8=11.25049E0
          A=A1+A2*K
          B=A3+A4*K
          A9=A5*(WH**A6+WH**8.E0)
          TT=EXP(-A9)
          T=EXP(A9)
          T=(T-TT)/(T+TT)
          IF(WH-.9E0)9,9,10
10     T=1.E0
9      CP=(A+B*WH)*T
          CB=(A7+A8*WH)*T
          Z=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*CP)
          RK=CP/(SQRT(K)*CB)
          KEFF=RK*RK
          V=3.E8/RK

```

```

11      TYPE 11,Z,KEFF,V
      FORMAT(/,5X,'VALOR DE Z',G,/,5X,
1'VALOR DE KEFF ',G,/,5X,
2'VALOR DE V',G,/,5X,
      GO TO 5

C
C      CASO 1.=2
C
30      TYPE 12
12      FORMAT(/,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,5X,
1'K=CONSTANTE DIELETRICA',3X,S)
      ACCEPT 2,K
      TYPE 13
13      FORMAT(/,5X,'Z=IMPEDANCIA CARACTERISTICA',3X,S)
      ACCEPT 2,Z
      A1=3.60297E0
      A2=11.0478E0
      A3=1.37051E0
      A4=9.87998E0
      A5=14.65077E0
      A6=12.25049E0
      A7=2.71278559E0
      A8=.422943E0
      A10=11.25049E0
      IT=0
      A=A1+A2*K
      B=A3+A4*K
      CP=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*2)
      WH=(CP-A)/B
      IF(WH-.9E0)14,14,15
14      IT=1
19      A9=A7*(WH*A8+WH**8.E0)
      TT=EXP(-A9)
      T=EXP(A9)
      I=(T-TT)/(T+TT)
      CPI=CP/T
      WHI=(CPI-A)/B
      IF(ABS(WH-WHI)-.05E0)16,16,17
16      WH=WHI
      CB=(A5+A10*WH)*T
      GO TO 18
17      WH=WHI
      IT=IT+1
      IF(IT.LE.10)GO TO 19
      TYPE 20
20      FORMAT(/,5X,'MAIS DE 10 ITERACOES')
      GO TO 16
15      CB=A5+A10*WH
18      RK=CP/(SQRT(K)*CB)
      KEFF=RK*RE
      V=3.E8/RK
      TYPE 21,WH,KEFF,V,IT
21      FORMAT(/,5X,'VALOR DE S/H',G,/,5X,
1'VALOR DE KEFF ',G,/,5X,
2'VALOR DE V',G,/,5X,
3'QUANTIDADE DE ITERACOES',I1)
      GO TO 5
      END

```

APÊNDICE V - PROGRAMA IV

O programa a seguir calcula a figura de mérito unilateral (μ) para verificar se o transistor pode ser utilizado como amplificador com ganho unilateral; em caso afirmativo ($\mu < 0,1$), calcula-se o máximo ganho transdutivo unilateral.

Quando se executa o programa, os dados necessários são:

- a) F $\rightarrow$ frequência em MHz
- b) $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ $\rightarrow$ componentes real e imaginária do parâmetro S

Como resultados temos:

(Variável computacional) $\rightarrow$ (nomenclatura usual)

- 1) UFM $\rightarrow \mu$ (Figura de mérito unilateral, equação 3-61)
- 2) GTM $\rightarrow G_T$ (Ganho transdutivo de potência, equação 3-44)
- 3) G1MDB $\rightarrow G_{1\max}$ (Máximo ganho transdutivo unilateral na entrada, equação 3-45)
- 4) G2MDB $\rightarrow G_{2\max}$ (Máximo ganho transdutivo unilateral na saída, equação 3-45)
- 5) GUDB $\rightarrow G'_{TU\max}$ (Máximo ganho transdutivo unilateral, equação 3-44)

```

C
C
C  UNILATERAL AMPLIFIER
      COMPLEX S11,S12,S21,S22
S      READ (2,10,END=100)F(S11,S12,S21,S22
10     FORMAT (9G)
C  UFM=UNILATERAL FIGURE OF MERIT
      UFM=(CABS(S11*S12*S21*S22))/(CABS((1.-CABS(S11)**2)*
      1(1.-CABS(S22)**2)))
      WRITE (3,15) F,S11,S12,S21,S22
15     FORMAT (1H1,3X,'F=',F6.0,3X,'S11=',2F7.3,3X,'S12=',
      12F7.3,3X,'S21=',2F7.3,3X,'S22=',2F7.3)
      WRITE (3,20)UFM
20     FORMAT (1H0,3X,'UFM=',F7.3)
      IF(UFM.LT.0.1) GO TO 25
25     CALL MAX(G1M,G2M,GTM,GU,S11,S22,S21)
90     GO TO 5
100    CALL EXIT
      END
      SUBROUTINE MAX(G1M,G2M,GTM,GU,S11,S22,S21)
      COMPLEX S11,S22,S21
C  ASSUMING S12=0
C  MAXIMUM UNILATERAL TRANSDUCER POWER GAIN WHEN /S11/<1,/S22/<1
      G1M=1./(1.-CABS(S11)**2)
      G2M=1./(1.-CABS(S22)**2)
      GTM=CABS(S21)**2
      GU=GTM*G1M*G2M
      GTMDB=10.*ALOG10(GTM)
      G1MDB=10.*ALOG10(G1M)
      G2MDB=10.*ALOG10(G2M)
      GUDB=10.*ALOG10(GU)
      WRITE (3,30)G1M,G1MDB,G2M,G2MDB,GTM,G1MDB
30     FORMAT (1H0,3X,'G1M=',F6.2,3X,'G1M(DB)=' ,F5.1,3X,
      1'G2M=',F6.2,3X,'G2M(DB)=' ,F5.1,3X,'GTM=',F6.2,3X,'GTM(DB)=' ,F5.1)
      WRITE (3,35)GU,GUDB
35     FORMAT (1H0,3X,'GU=',F6.2,3X,'GU(DB)=' ,3X,F5.1)
      RETURN
      END

```

APÊNDICE VI - PROGRAMA V

O programa a seguir calcula os centros e raios dos círculos de ganho unilateral constante.

Para executar o programa, os dados de entrada são:

- a) F → Frequência em MHz
- b) $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ → Componentes real e imaginária do parâmetro S
- c) $G_{1m} \rightarrow G_1$ Ganho do circuito de casamento de entrada (dB)
- d) $G_{2m} \rightarrow G_2$ Ganho do circuito de casamento de saída (dB)

Os resultados obtidos são:

(Variável computacional) → (Nomenclatura usual)

- 1) $RG1 \rightarrow Y_{1g}$ (Centro do círculo de ganho unilateral constante na entrada, equação 3-53)
- 2) $ROG1 \rightarrow \rho_{1g}$ (Raio do círculo de ganho unilateral constante na entrada, equação 3-54)
- 3) $RG2 \rightarrow Y_{2g}$ (Centro do círculo de ganho unilateral constante na saída, equação 3-53)
- 4) $ROG2 \rightarrow \rho_{2g}$ (Raio do círculo de ganho unilateral constante na saída, equação 3-54)

```

C
C
C
C
C      UNILATERAL BROADBAND AMPLIFIER GAIN CIRCLE
10      COMPLEX S11,S12,S21,S22
15      READ(2,20,END=100)F,S11,S12,S21,S22,G1,G2
20      FORMAT (11G)
25      WRITE (3,30)F,S11,S12,S21,S22,G1,G2
30      FORMAT (1H1,3X,F5.1,5X,F7.3,///,3X,2:5.1,///)
C      CHANGE ON TO NUMERIC
      G1M=10.**(G1M/10.)
      G2M=10.**(G2M/10.)
      G1=G1M*(1.-CABS(S11)**2)
      G2=G2M*(1.-CABS(S22)**2)
      A1=(1.-((1.-G1)*CABS(S11)**2))
      A2=(1.-((1.-G2)*CABS(S22)**2))
      RG1=(G1*CABS(S11))/A1
      RG2=(G2*CABS(S22))/A2
      ROG1=(SQRT(1.-G1)*(1.-CABS(S11)**2))/A1
      ROG2=(SQRT(1.-G2)*(1.-CABS(S22)**2))/A2
40      WRITE (3,40)RG1,ROG1,RG2,ROG2
      FORMAT (3X,'RG1=',F7.3,6X,'ROG1=',F7.3,///,
13X,'RG2=',F7.3,6X,'ROG2=',F7.3)
      GO TO 10
100     STOP
      END

```