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

ESTUDO DE AMPLIFICADORES BALANCEADOS PARA MICROONDAS

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Carlos Allan Caballero Petersen e aprovada pela Comissão Julgadora em março de 1988

21.3.88

Orientador : Prof. Dr. Rui Fragassi Souza

Orientado : Carlos Allan Caballero Petersen

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de MESTRE em Engenharia Elétrica.

Campinas, Março 1988

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

À meus pais

Carlos e Friné

À minha esposa

Francia

À meus filhos

Carlos, Maria José e Felipe.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Rui Fragassi Souza pela orientação e incentivo durante a realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Attílio José Giarola pelas proveitosas sugestões sobre o trabalho.

Ao Prof. Luiz Carlos Kretly pelas facilidades do LED colocadas à minha disposição.

Ao pessoal do Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED), Patrícia e Cícero, pelas foto-reduções, e Daniel, pelas micro-soldas.

Ao Prof. Dr. José Kleber da Cunha do LME/USP pelas facilidades oferecidas na confecção dos circuitos impressos.

Ao colega Engº Marco A. Remy pelas facilidades oferecidas.

Ao Amilcar C. César, da USP/São Carlos, pelo fornecimento de componentes.

À CAPES e Universidad de Tarapacá-Arica-Chile pelo apoio financeiro mantido no transcorrer deste trabalho.

À Elza Aoki pelo dedicado trabalho datilográfico.

À todos aqueles que colaboraram com este trabalho e que, involuntariamente, foram esquecidos.

ÍNDICE

1 - Introdução 1

2 - Amplificadores Balanceados 3
  2.1 - Introdução 3
  2.2 - Análise com Acoplador Ideal 8
  2.3 - Ruído e Figura de Ruído 23

3 - Amplificador Simples (Single-ended) 30
  3.1 - Introdução 30
  3.2 - Projeto do Amplificador Simples 32
  3.3 - Circuito Final Usando Microfita 50

4 - Projeto do Amplificador Balanceado 53
  4.1 - Introdução 53
  4.2 - Acopladores Direcionais de 3dB 53
  4.3 - Circuito de Polarização 60
  4.4 - Configuração Balanceada 73

5 - Construção e Resultados 78
  5.1 - Introdução 78
  5.2 - Construção do Circuito 78
  5.3 - Medidas de Desempenho 82

6 - Conclusões e Sugestões 100

Apêndice 1 - Programas Computacionais 103
Apêndice 2 - Dados do Transistor 119
Apêndice 3 - Dados do Substrato 123
Apêndice 4 - Arquivos de Simulação MECAP 125

Bibliografia 134

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

A filosofia no projeto de amplificadores de microondas é obter ganho plano na faixa desejada com um ruído aceitável para a aplicação do amplificador. Isto pode ser obtido usando circuitos de casamento compensados, realimentação negativa ou amplificadores balanceados. Porém, os amplificadores singelos (single-ended) normalmente apresentam um alto nível de ondas estacionárias na entrada, caracterizado através da Razão de Onda Estacionária (ROE). Quando estes amplificadores são colocados em cascata isto produz uma alta ondulação no ganho. O amplificador balanceado é uma solução muito boa para o problema de amplificação plana de microndas já que pode ser usado diretamente na entrada ou em cascata com um amplificador singelo de muito baixo ruído, minimizando a interação entre circuitos.

O objetivo deste trabalho é apresentar o projeto e construção de um amplificador de microondas balanceado na faixa de 5 GHz a 7 GHz, utilizado normalmente na descida do sinal do satélite de comunicações no Brasil.

Como o amplificador balanceado utiliza dois amplificadores singelos de banda larga, apresenta-se inicialmente o projeto destes amplificadores auxiliado por computador. O método usado é padrão e baseia-se nos parâmetros de espalhamento S do dispositivo ativo; a configuração do circuito e os valores iniciais dos circuitos adaptadores de impedância são obtidos usando-se a Carta de Smith como guia e depois é usada optimização mediante computador. O circuito final, optimizado, inclui o efeito do circuito de polarização.

No Capítulo II apresenta-se uma análise matemática da configuração balanceada visando demonstrar a dependência do desempenho em relação aos diversos parâmetros envolvidos e que permitem selecionar o dispositivo ativo a utilizar e a definir o acoplador direcional necessário na aplicação.

Demonstra-se, também, que no caso ideal de amplificadores singelos idênticos, com acoplador direcional de 3 dB e sem perdas, obtém-se uma figura de ruído, para a configuração balanceada, igual à figura de ruído do amplificador singelo.

O Capítulo III apresenta o projeto do amplificador singelo utilizando os parâmetros de espalhamento S do dispositivo ativo e os parâmetros de ruído dados pelo fabricante.

O Capítulo IV apresenta a problemática do acoplador direcional e justifica o uso de um acoplador direcional do tipo interdigital de seis dedos. Apresentam-se, também, os circuitos de polarização de alta e baixa freqüência e, finalmente, a configuração balanceada completa.

No Capítulo V apresenta-se o procedimento de realização do amplificador, sua construção, medidas e resultados de seu desempenho.

Na conclusão deste trabalho comparam-se os resultados obtidos com os valores previstos, fornecendo-se algumas sugestões para futuros trabalhos em amplificadores de microondas.

CAPITULO II

AMPLIFICADORES BALANCEADOS

2.1. - Introdução

O projeto de amplificadores de microondas de banda larga requer cuidadosas considerações. Basicamente, para compensar as variações de $|S_{21}|$ com a freqüência se requer um projeto apropriado das redes de casamento, que podem incluir malhas de realimentação.

Normalmente torna-se necessário o uso de sofisticados procedimentos de síntese via computador [1].

Algumas das dificuldades encontradas no projeto de amplificadores de microondas de banda larga, são:

1. As variações de $|S_{21}|$ e $|S_{12}|$ com a freqüência: tipicamente, $|S_{21}|$ decresce com a freqüência à taxa de 6 dB/oitava e $|S_{12}|$ cresce ao mesmo ritmo.
   A variação do produto $|S_{21}\ S_{12}|$ com a freqüência é importante pois a estabilidade do circuito depende desta quantidade [2].

2. As variações dos parâmetros de espalhamento de entrada e saída, S_{11} e S_{22} respectivamente, com a freqüência: suas variações em faixa larga são importantes no projeto dos circuitos de entrada e saída.

3. A degradação da Figura de Ruído na faixa.

4. A degradação da ROE na faixa de freqüências de interesse.

No caso de amplificadores de alto ganho em faixa larga, existe uma grande dificuldade para atingir um ganho plano devido ao descasamento entre estágios, que causa variações de ganho e fase [3]. Nestes casos podem-se usar isoladores entre estágios, como também na entrada e saída; porém estes dispositivos normalmente têm perdas significativas que aumentam a figura de ruído do amplificador, além de serem muito volumosos nas freqüências mais baixas e encarecerem o produto final.

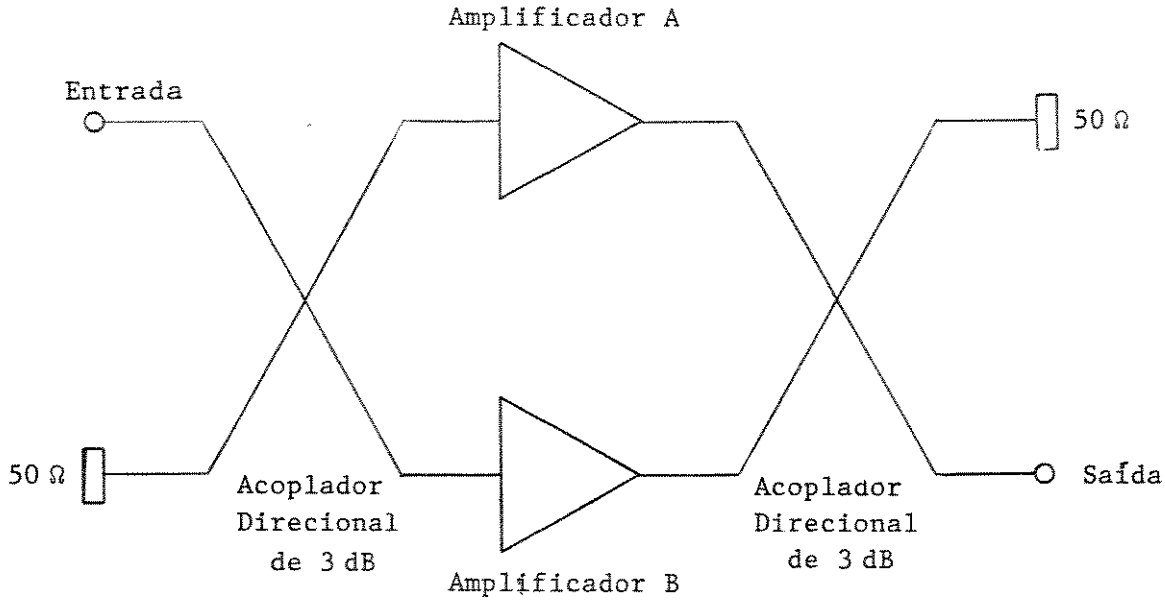


Fig. 2.1. - Amplificador balanceado típico.

As técnicas mais usadas no projeto destes amplificadores são:

1. Redes de adaptação de impedâncias compensadas.

2. Redes de realimentação.

Nesta última técnica uma rede de realimentação é incluída, normalmente em torno do dispositivo ativo, de modo a diminuir o ganho para as freqüências mais baixas, e assim equalizar a variação de $|S_{21}|$ do dispositivo. Esta técnica não será utilizada no presente trabalho.

Na primeira técnica mencionada acima, utilizam-se redes seletivas que permitem casar entrada, saída e também inter-estágio, de modo a atingir a máxima planicidade do ganho, a figura de ruído desejada, a potência de saída requerida ou outra característica desejada no desempenho do amplificador projetado. Normalmente, neste caso, os dispositivos ativos são propositalmente descasados para obterem-se as características acima; isto faz com que a ROE na entrada e saída seja muito variável com a freqüência, atingindo valores altos que não podem ser aceitos na maioria das aplicações de baixo sinal.

Uma técnica adicional que ajuda a resolver este problema da ROE elevada, é utilizar dois amplificadores simples em uma configuração balanceada [4]. A técnica mais popular é aquela mostrada na Fig. 2.1, onde o acoplador direcional, dependendo da largura de faixa, pode ser do tipo linha ramificada [5] ("branch line") ou do tipo interdigital [6], de 3 dB de acoplamento.

Nesta técnica as reflexões originadas nos amplificadores, que costumam ser consideradas idênticos numa primeira aproximação, aparecem na porta terminada (50 Ω), de modo que a entrada e a saída ficam casadas.

Mais adiante demonstra-se que os parâmetros de espalhamento, S_{11} e S_{22} do amplificador balanceado com um acoplador de 3 dB ideal, são dados por:

$$|S_{11}| = \frac{1}{2}\,|S_{11}(a) - S_{11}(b)|$$

e

$$|S_{22}| = \frac{1}{2}\,|S_{22}(a) - S_{22}(b)|$$

Destas equações conclui-se, no caso de amplificadores idênticos, que $|S_{11}| = 0$ e $|S_{22}| = 0$ e, portanto, a ROE na entrada e saída fica unitária.

A faixa de freqüência adequada de operação do amplificador é, geralmente, limitada pela faixa de freqüência do acoplador. Para casos de faixa estreita pode-se usar um acoplador tipo linha ramificada, e no caso de faixa larga usam-se acopladores do tipo interdigital ou uma combinação de acopladores [7], que têm uma faixa muito larga de operação (mais de duas oitavas).

Outra alternativa de realização para amplificadores balanceados é usar um circuito divisor de potência, tipo Wilkinson de 3 dB, como mostrado na Fig. 2.2. A potência é dividida em fase, e uma linha de atraso de 90° é inserida na entrada de um dos amplificadores e na saída do amplificador oposto.

Se os amplificadores simples são idênticos, os sinais refletidos na entrada destes aparecem 180° fora de fase através de R_2, onde são dissipados. Esta resistência também contribui para a estabilidade do circuito devido à sua propriedade dissipativa. Similarmente, a saída é terminada numa resistência R_3, e os sinais são somados em fase na saída. Esta técnica requer um espaço físico maior que os acopladores interdigitais e dá menor largura de faixa. A vantagem é que o circuito é muito mais simples e, portanto, de fácil implementação.

Também pode-se usar em projetos de banda larga, isoladores de faixa larga; porém, estes dispositivos são caros e não são disponíveis abaixo de 2 GHz, além de introduzir em perdas e serem muito grandes.

No presente trabalho se usará a técnica de acopladores direcionais interdigitais para projetar um amplificador de microondas na faixa de 5 a 7 GHz, com mínimo ruído e um ganho de potência de 8 dB.

As principais vantagens de um amplificador balanceado sobre um amplificador simples de um estágio são:

1. Alto grau de estabilidade. Demonstra-se que num amplificador simples pode-se assegurar um ganho estável usando resistências estabilizadoras [8], o que reduz o ganho disponível do dispositivo ativo e piora as características de ruído.
   No amplificador balanceado cada amplificador simples tem 50 Ω na entrada e saída, o que assegura melhor estabilidade.

2. Cada amplificador simples pode ser projetado visando ganho plano e figura de ruído desejada, não sendo importante que a ROE tenha valo

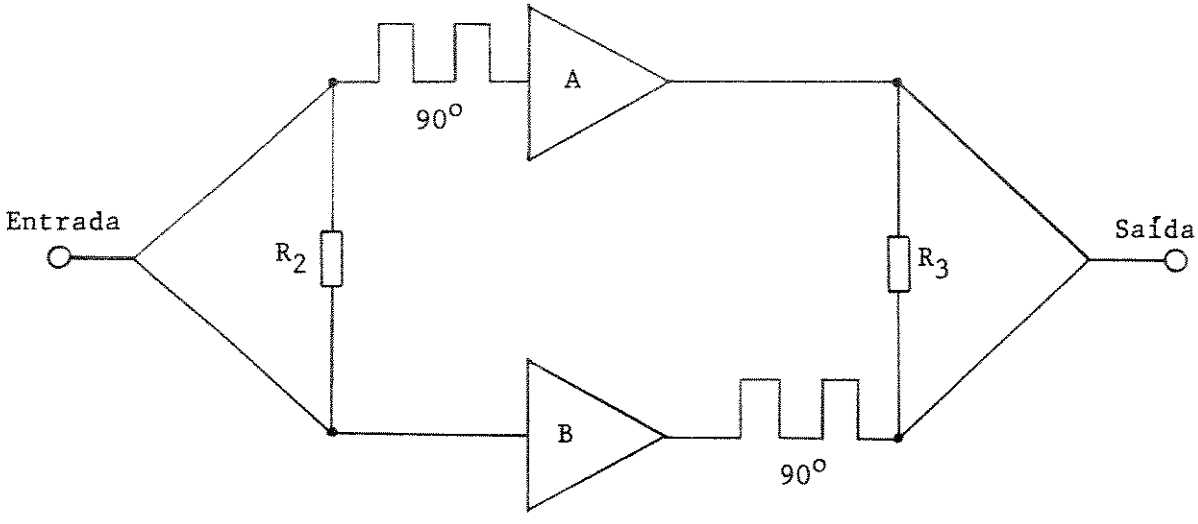


Fig. 2.2. - Amplificador balanceado com divisor Wilkinson de 3 dB.

res altos em cada um deles; ao ligá-los na configuração balanceada a ROE na entrada e na saída dependerá do acoplador (idealmente a ROE é 1, se os amplificadores são idênticos).

3. A potência de saída linear é 3 dB maior que no amplificador simples.

4. Melhor característica de compressão e intermodulação. Como cada amplificador simples recebe só a metade da potência de entrada, a compressão deve ocorrer idealmente a um nível de sinal 3 dB maior que num amplificador simples normal.

5. A figura de ruído total do amplificador balanceado é, idealmente, a mesma que a de um dos amplificadores simples, acrescentada de uma quantidade equivalente às perdas dissipativas do acoplador.

6. Os amplificadores balanceados podem ser facilmente colocados em cascata devido a que cada um é isolado (casado) pelo acoplador.

7. No caso de um dos amplificadores ficar fora de funcionamento, o ganho operacional cai em torno de 6 dB, o que pode ser ainda um comportamento útil em algumas aplicações.

As principais desvantagens dos amplificadores balanceados são:

1. Maior custo devido ao uso de mais transistores.

2. Requerimento de maior potência de alimentação de corrente contínua.

3. Seleção mais criteriosa dos componentes ativos, para apresentarem propriedades idênticas.

4. Maior dimensão física do circuito final.

2.2. - Análise com Acoplador Ideal

O amplificador balanceado pode ser representado como mostra a Fig.

2.3, onde cada amplificador simples, A e B, está casado a uma carga de 50 Ω e caracterizado pelos parâmetros S, normalizados a 50 Ω. Os acopladores na entrada e saída serão considerados ideais (diretividade infinita, perdas nulas) e caracterizados pela matriz de espalhamento [9]:

$$[S_1] = [S_2] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

onde:

$$\alpha = j\sqrt{1 - c^2}\ e^{-j\phi} \tag{2.2}$$

$$\beta = c\ e^{-j\phi} \tag{2.3}$$

Para os amplificadores A e B pode-se escrever:

$$[S]_{A,B} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}_{A,B} \tag{2.4}$$

Considerando a Fig. 2.3, podem-se escrever as seguintes condições de contorno:

Entrada de A e B	Saída de A e B
$b_{1a} = a_{21}$	$b_{2a} = a_{12}$
$a_{1a} = b_{21}$	$a_{2a} = b_{12}$
$a_{1b} = a_{31}$	$a_{2b} = b_{42}$
$b_{1b} = a_{31}$	$b_{2b} = a_{42}$

Então, para a porta de entrada 1, pode-se escrever:

$$b_{11} = \alpha a_{21} + \beta a_{31} = \alpha b_{1a} + \beta b_{1b} = \alpha S_{11}(a)a_{1a} + \alpha S_{12}(a)a_{2a} + \beta S_{11}(b)a_{1b} + \beta S_{12}(b)a_{2b}$$

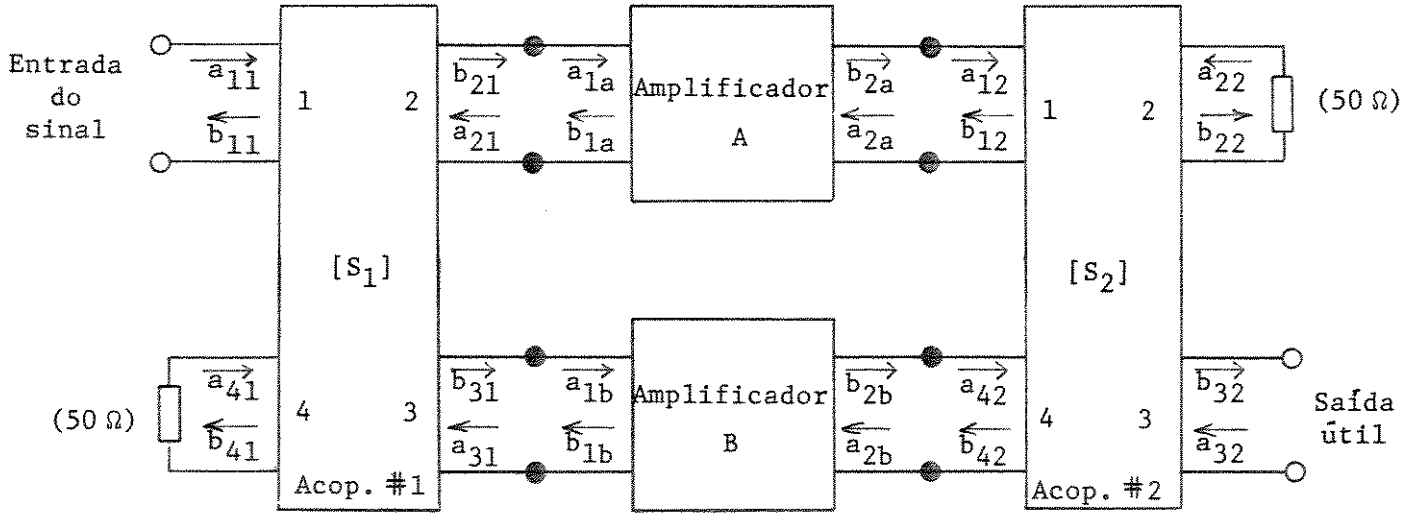


Fig. 2.3. - Esquema, em blocos, de um amplificador balanceado.

$$b_{11} = \alpha^2 S_{11}(a)a_{11} + \alpha\beta S_{11}(a)a_{41} + \alpha^2 S_{12}(a)a_{22} + \alpha S_{12}(a)\beta a_{32} + \beta^2 S_{11}(b)a_{11} + \beta S_{11}(b)\alpha a_{41} + \beta^2 S_{12}(b)a_{22} + \beta S_{12}(b)\alpha a_{32}$$

$$b_{11} = \left[\alpha^2 S_{11}(a) + \beta^2 S_{11}(b)\right]a_{11} + \left[\alpha^2 S_{12}(a) + \beta^2 S_{12}(b)\right]a_{22} + \alpha\beta\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right]a_{32} + \alpha\beta\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right]a_{41} \qquad (2.5)$$

Para b_{22} pode-se escrever:

$$b_{22} = \alpha a_{12} + \beta a_{42} = \alpha b_{2a} + \beta b_{2b} = \alpha S_{21}(a)a_{1a} + \alpha S_{22}(a)a_{2a} + \beta S_{21}(b)a_{1b} + \beta S_{22}(b)a_{2b}$$

$$b_{22} = \alpha^2 S_{21}(a)a_{11} + \alpha S_{21}(a)\beta a_{41} + \alpha^2 S_{22}(a)a_{22} + \alpha S_{22}(a)\beta a_{32} + \beta^2 S_{21}(b)a_{11} + \beta S_{21}(b)\alpha a_{41} + \beta^2 S_{22}(b)a_{22} + \alpha\beta S_{22}(b)a_{32}$$

$$b_{22} = \left[\alpha^2 S_{21}(a) + \beta^2 S_{21}(b)\right]a_{11} + \left[\alpha^2 S_{22}(a) + \beta^2 S_{22}(b)\right]a_{22} + \alpha\beta\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right]a_{32} + \alpha\beta\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right]a_{41} \qquad (2.6)$$

Para b_{41} pode-se escrever:

$$b_{41} = \beta a_{21} + \alpha a_{31} = \beta b_{1a} + \alpha b_{1b} = \beta S_{11}(a)a_{1a} + \beta S_{12}(a)a_{2a} + \alpha S_{11}(b)a_{1b} + \alpha S_{12}(b)a_{2b}$$

$$b_{41} = \beta S_{11}(a)\alpha a_{11} + \beta^2 S_{11}(a)a_{41} + \beta S_{12}(a)\alpha a_{22} + \beta^2 S_{12}(a)a_{32} + \alpha S_{11}(b)\beta a_{11} + \alpha^2 S_{11}(b)a_{41} + \alpha S_{12}(b)\beta a_{22} + \alpha^2 S_{12}(b)a_{32}$$

$$b_{41} = \alpha\beta\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right]a_{11} + \alpha\beta\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right]a_{22} + \left[\alpha^2 S_{12}(b) + \beta^2 S_{12}(a)\right]a_{32} + \left[\alpha^2 S_{11}(b) + \beta^2 S_{11}(a)\right]a_{41} \qquad (2.7)$$

Para b_{32} tem-se:

$$b_{32} = \beta a_{12} + \alpha a_{42} = \beta b_{2a} + \alpha b_{2b} = \beta S_{21}(a)a_{1a} + \beta S_{22}(a)a_{2a} + \alpha S_{21}(b)a_{1b} + \alpha S_{22}(b)a_{2b}$$

$$b_{32} = \beta S_{21}(a)\alpha a_{11} + \beta^2 S_{21}(a)a_{41} + \beta S_{22}(a)\alpha a_{22} + \beta^2 S_{22}(a)a_{32} + \alpha S_{21}(b)\beta a_{11} + \alpha^2 S_{21}(b)a_{41} + \alpha\beta S_{22}(b)a_{22} + \alpha^2 S_{22}(b)a_{32}$$

$$b_{32} = \alpha\beta\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right]a_{11} + \alpha\beta\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right]a_{22} + \left[\alpha^2 S_{22}(b) + \beta^2 S_{22}(a)\right]a_{32} + \left[\alpha^2 S_{21}(b) + \beta^2 S_{21}(a)\right]a_{41} \qquad (2.8)$$

Das Eqs. (2.5), (2.6), (2.7) e (2.8) pode-se concluir que existe um quatro portas, equivalente tal que:

$$a_1 = a_{11} \qquad a_2 = a_{22} \qquad a_3 = a_{32} \qquad a_4 = a_{41}$$

$$b_1 = b_{11} \qquad b_2 = b_{22} \qquad b_3 = b_{32} \qquad b_4 = b_{41}$$

como mostrado na Fig. 2.4.,

Este quatro portas é caracterizável por:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^2 S_{11}(a) + \beta^2 S_{11}(b) & \alpha^2 S_{12}(a) + \beta^2 S_{12}(b) & \alpha\beta\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right] & \alpha\beta\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right] \\ \alpha^2 S_{21}(a) + \beta^2 S_{21}(b) & \alpha^2 S_{22}(a) + \beta^2 S_{22}(b) & \alpha\beta\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right] & \alpha\beta\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right] \\ \alpha\beta\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right] & \alpha\beta\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right] & \alpha^2 S_{22}(b) + \beta^2 S_{22}(a) & \alpha^2 S_{21}(b) + \beta^2 S_{21}(a) \\ \alpha\beta\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right] & \alpha\beta\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right] & \alpha^2 S_{12}(b) + \beta^2 S_{12}(a) & \alpha^2 S_{11}(b) + \beta^2 S_{11}(a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

(2.9)

ou seja:

$$[b] = [S]\,[a]$$

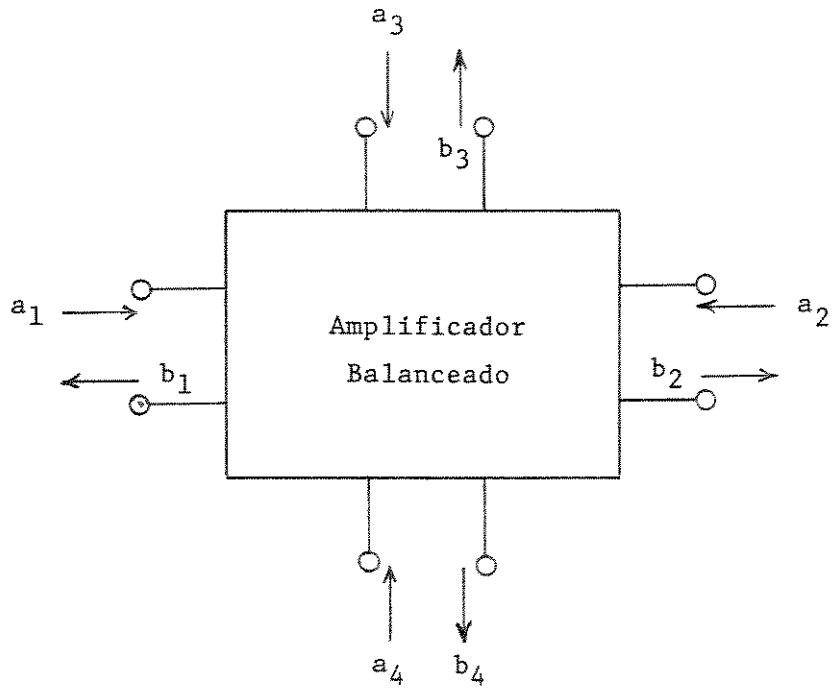


Fig. 2.4. - Quatro portas equivalente de um amplificador balanceado.

No caso de ter-se terminações casadas nas portas 4 e 2, resulta:

$$a_2 = 0 \quad e \quad a_4 = 0 \tag{2.10}$$

Neste caso, a Eq. (2.9) fica:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^2 S_{11}(a) + \beta^2 S_{11}(b) & \alpha\beta\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right] \\ \alpha\beta\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right] & \alpha^2 S_{22}(b) + \beta^2 S_{22}(a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

e também:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^2 S_{21}(a) + \beta^2 S_{21}(b) & \alpha\beta\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right] \\ \alpha\beta\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right] & \alpha^2 S_{12}(b) + \beta^2 S_{12}(a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

Substituindo as Eqs. (2.2) e (2.3) nas Eqs. (2.11) e (2.12) tem-se:

$$b_1 = e^{-j2\phi}\left[c^2 S_{11}(b) - (1-c^2)S_{11}(a)\right]a_1 + j\,c\sqrt{1-c^2}\,e^{-j2\phi}\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right]a_3 \tag{2.13}$$

$$b_3 = j\,c\sqrt{1-c^2}\,e^{-j2\phi}\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right]a_1 + e^{-j2\phi}\left[c^2 S_{22}(a) - (1-c^2)S_{22}(b)\right]a_3 \tag{2.14}$$

e também:

$$b_2 = e^{-j2\phi}\left[c^2 S_{21}(b) - (1-c^2)S_{21}(a)\right]a_1 + j\,c\sqrt{1-c^2}\,e^{-j2\phi}\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right]a_3 \tag{2.15}$$

$$b_4 = j\,c\sqrt{1-c^2}\,e^{-j2\phi}\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right]a_1 + e^{-j2\phi}\left[c^2 S_{12}(a) - (1-c^2)S_{12}(b)\right]a_3 \tag{2.16}$$

A Eq. (2.13) representa o sinal refletido na entrada por efeito da entrada e da carga útil de saída. A Eq. (2.14) representa o sinal útil de saída na porta 3, onde uma parte corresponde ao sinal amplificado e a outra à reflexão da carga útil.

As Eqs. (2.15) e (2.16) representam os sinais que chegam as portas 2 e 4, respectivamente, e que vão ser dissipados nas cargas casadas presentes nestas portas.

2.2.1. - Caso de Acoplador Ideal de 3 dB ($c^2 = 0,5$) e Amplificadores Idênticos

Neste caso tem-se:

$$S_{11}(a) = S_{11}(b) \qquad S_{22}(a) = S_{22}(b) \qquad \text{e} \qquad S_{ij}(a) = S_{ij}(b) \tag{2.17}$$

Substituindo $c^2 = 0,5$ e a Eq. (2.17) nas Eqs. (2.13), (2.14), (2.15) e (2.16) tem-se:

$$b_1 = j\, e^{-j2\phi}\, S_{12}(a) a_3 \tag{2.18}$$

$$b_3 = j\, e^{-j2\phi}\, S_{21}(a) a_1 \tag{2.19}$$

ou seja, para o quatro portas equivalente da Fig. 2.4, fica-se com:

$$\left.\begin{array}{ll} S_{11} = 0 & S_{13} = j\, e^{-j2\phi}\, S_{12}(a) = j\, e^{-j2\phi}\, S_{12}(b) \\ S_{31} = j\, e^{-j2\phi}\, S_{21}(a) = j\, e^{-j2\phi}\, S_{21}(b) & S_{33} = 0 \end{array}\right\} \tag{2.20}$$

Por outro lado, as Eqs. (2.15) e (2.16) ficam na forma:

$$\begin{array}{l} b_2 = j\, e^{-j2\phi}\, S_{22}(a) a_3 \\ b_4 = j\, e^{-j2\phi}\, S_{11}(a) a_1 \end{array} \tag{2.21}$$

Isto significa que, se $a_1 = a_3 = 1$ a carga casada na porta 4 vai dissipar a potência refletida pela entrada dos amplificadores simples $|S_{11}(a)|^2$, e a carga casada na porta 2 vai dissipar a potência refletida pela carga útil $|S_{22}(a)|^2$.

De acordo com as Eqs. (2.1), (2.2) e (2.3), para uma potência unitária na entrada 1 do amplificador balanceado e carga útil casada (50 Ω) na porta 3, o amplificador A recebe uma potência de entrada $(1-c^2)$ e o amplificador B recebe c^2; cada amplificador reflete $(1-c^2)\ |S_{11}(a)|^2$ e $c^2|S_{11}(b)|^2$, respectivamente, mas na entrada 1 a potência refletida, Eq. (2.13), é $|S_{11}|^2$; portanto, o resto da potência, encaminhada à porta 4 no acoplador #1 de entrada, é dada por:

$$(1-c^2)\ |S_{11}(a)|^2 + c^2\ |S_{11}(b)|^2 - |S_{11}|^2 = |S_{41}|^2 \tag{2.22}$$

Usando a Eq. (2.9) pode-se reescrever a Eq. (2.22) na forma:

$$|S_{41}|^2 = c^2(1-c^2)\ |S_{11}(a) + S_{11}(b)|^2 \tag{2.23}$$

Portanto, parte (ou a totalidade, quando $S_{11}(a) = S_{11}(b)$) da potência refletida pelos amplificadores A e B vai para a porta 4 do acoplador de entrada e é dissipada pela carga casada presente nesta porta.

2.2.2. - Parâmetros Gerais do Amplificador Balanceado

Considerando o amplificador balanceado equivalente ao quatro portas da Fig. 2.4, e usando a Eq. (2.9) conclui-se que:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \alpha^2\ S_{11}(a) + \beta^2\ S_{11}(b) \\ S_{12} &= \alpha^2\ S_{12}(a) + \beta^2\ S_{12}(b) \\ S_{13} &= \alpha\beta\left[S_{12}(a) + S_{12}(b)\right] \end{aligned} \tag{2.24}$$

$$
\begin{aligned}
S_{14} &= \alpha\beta\left[S_{11}(a) + S_{11}(b)\right] \\
S_{21} &= \alpha^2\, S_{21}(a) + \beta^2\, S_{21}(b) \\
S_{22} &= \alpha^2\, S_{22}(a) + \beta^2\, S_{22}(b) \\
S_{23} &= \alpha\beta\left[S_{22}(a) + S_{22}(b)\right] \\
S_{24} &= \alpha\beta\left[S_{21}(a) + S_{21}(b)\right] \\
S_{31} &= S_{24} \\
S_{32} &= S_{23} \\
S_{33} &= \alpha^2\, S_{22}(b) + \beta^2\, S_{22}(a) \\
S_{34} &= \alpha^2\, S_{21}(b) + \beta^2\, S_{21}(a) \\
S_{41} &= S_{14} \\
S_{42} &= S_{13} \\
S_{43} &= \alpha^2\, S_{12}(b) + \beta^2\, S_{12}(a) \\
S_{44} &= \alpha^2\, S_{11}(b) + \beta^2\, S_{11}(a)
\end{aligned}
\tag{2.24}
$$

Substituindo as Eqs. (2.2) e (2.3) em (3.24) e tomando o valor absoluto, fica-se com:

$$
\begin{aligned}
|S_{11}| &= |c^2\, S_{11}(b) - (1-c^2)\, S_{11}(a)| \\
|S_{12}| &= |c^2\, S_{12}(b) - (1-c^2)\, S_{12}(a)| \\
|S_{13}| &= |c\sqrt{1-c^2}|\; |S_{12}(a) + S_{12}(b)| \\
|S_{14}| &= |c\sqrt{1-c^2}|\; |S_{11}(a) + S_{11}(b)| \\
|S_{21}| &= |c^2\, S_{21}(b) - (1-c^2)\, S_{21}(a)|
\end{aligned}
\tag{2.25}
$$

$$|S_{22}| = |c^2\ S_{22}(b) - (1-c^2)\ S_{22}(a)|$$

$$|S_{23}| = |c\sqrt{1-c^2}|\ |S_{22}(a) + S_{22}(b)|$$

$$|S_{24}| = |c\sqrt{1-c^2}|\ |S_{21}(a) + S_{21}(b)|$$

$$|S_{31}| = |S_{24}|$$

$$|S_{32}| = |S_{23}|$$

$$|S_{33}| = |c^2\ S_{22}(a) - (1-c^2)\ S_{22}(b)|$$

$$|S_{34}| = |c^2\ S_{21}(a) - (1-c^2)\ S_{21}(b)|$$

$$|S_{41}| = |S_{14}|$$

$$|S_{42}| = |S_{13}|$$

$$|S_{43}| = |c^2\ S_{12}(a) - (1-c^2)\ S_{12}(b)|$$

$$|S_{44}| = |c^2\ S_{11}(a) - (1-c^2)\ S_{11}(b)|$$

2.2.3. - Efeitos Devidos ao Acoplador Direcional

Vamos considerar, em primeira aproximação, que os amplificadores simples (A e B) são idênticos; então, das Eqs. (2.24), (2.2) e (2.3), tem-se:

$$S_{11} = e^{-j2\phi}\left[c^2\ S_{11}(b) - (1-c^2)\ S_{11}(a)\right]$$

$$S_{11} = e^{-j2\phi}\ (2c^2 - 1)\ S_{11}(a) = e^{-j2\phi}\ (2c^2 - 1)\ S_{11}(b)$$

Também conclui-se que:

$$S_{33} = e^{-j2\phi}\ (2c^2 - 1)\ S_{22}(a) = e^{-j2\phi}\ (2c^2 - 1)\ S_{22}(b)$$

e

$$S_{31} = j\, c\sqrt{1-c^2}\; 2\, S_{21}(a)\, e^{-j2\phi} = j\, c\sqrt{1-c^2}\; 2\, S_{21}(b)\, e^{-j2\phi}$$

Logo:

$$|S_{11}| = |2c^2 - 1|\;\; |S_{11}(a)| \tag{2.26}$$

$$|S_{33}| = |2c^2 - 1|\;\; |S_{22}(a)| \tag{2.27}$$

$$|S_{31}| = |2c\sqrt{1 - c^2}|\;\; |S_{21}(a)| \tag{2.28}$$

O termo $|S_{11}(a)|$ representa as perdas de retorno na entrada dos amplificadores simples (supostos iguais), assim como $|S_{22}(a)|$ representa as perdas de retorno na saída dos amplificadores simples; por outro lado, $|2c^2 - 1|$ representa uma atenuação; ambas podem ser expressas em dB, e a soma representará a correspondente perda por retorno do amplificador balanceado, em dB:

$$|S_{11}|_{dB} = |2c^2 - 1|_{dB} + |S_{11}(a)|_{dB} \tag{2.29}$$

$$|S_{33}|_{dB} = |2c^2 - 1|_{dB} + |S_{22}(a)|_{dB} \tag{2.30}$$

Por outro lado, $|S_{21}(a)|$ representa o ganho transdutivo dos amplificadores simples; logo a Eq. (2.28) representará o ganho transdutivo do amplificador balanceado, isto é:

$$|S_{31}|_{dB} = |S_{21}(a)|_{dB} + |2c\sqrt{1 - c^2}|_{dB} \tag{2.31}$$

Aqui o termo $|2c\sqrt{1-c^2}|$(dB) representa perdas.

Então, a quantidade $|2c^2 - 1|$(dB) representa um melhoramento na entrada e o fator $|2c\sqrt{1-c^2}|$(dB) representa uma degradação no ganho.

O caso de um acoplador de 3 dB, com o termo $|2c^2 - 1|$(dB) = $-\infty$ dB e o termo $|2c\sqrt{1-c^2}|$(dB) = 0, representa a melhor situação possível, pois a perda por retorno é nula ($-\infty$ dB) e o ganho é máximo.

Pode-se construir um gráfico de melhora na perda de retorno, em dB, e para o decremento do ganho, em dB, como função do fator de acoplamento c, em dB. Vide Fig. 2.5.

Destes gráficos observa-se que, se o fator de acoplamento do acoplador variar em torno de 3 dB, pode-se obter uma baixa ROE na entrada e saída e uma diminuição pequena de ganho. Por exemplo, uma variação máxima de ± 0,5 dB em torno de 3 dB produz um decremento máximo de ganho de 0,07 dB, enquanto que a melhora mínima na perda de retorno seria de 18 dB (ideal seria de ∞ dB).

2.2.4. - Efeito Devido aos Amplificadores Simples Diferentes

Vamos supor agora os amplificadores A e B diferentes. Das Eqs. (2.25) obtém-se:

$$|S_{11}| = |c^2(S_{11}(a) + S_{11}(b)) - S_{11}(a)| \tag{2.32}$$

Completando o segundo membro obtém-se:

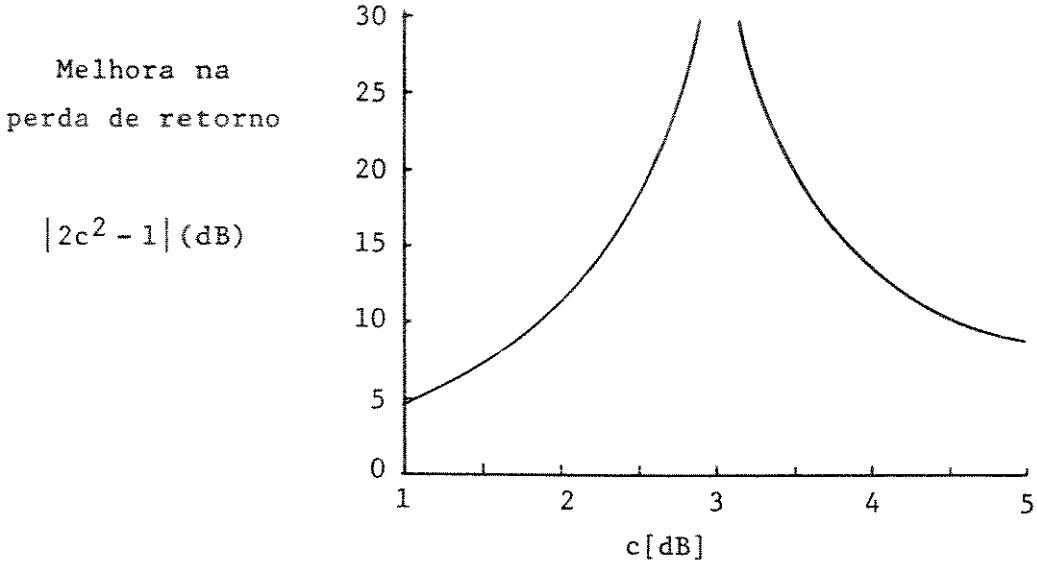
$$|S_{11}| = \left|2c^2 \frac{S_{11}(a) + S_{11}(b)}{2} - \frac{1}{2} S_{11}(a) - \frac{1}{2} S_{11}(a) + \frac{1}{2} S_{11}(b) - \frac{1}{2} S_{11}(b)\right|$$

$$|S_{11}| = \left|(2c^2 - 1) \left[\frac{S_{11}(a) + S_{11}(b)}{2}\right] + \left[\frac{S_{11}(b) - S_{11}(a)}{2}\right]\right| \tag{2.33}$$

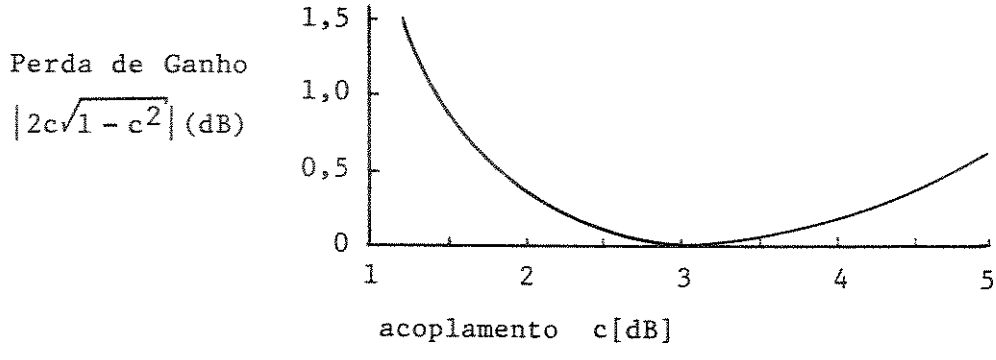
Analogamente, das Eqs. (2.25) conclui-se que:

$$|S_{33}| = \left|(2c^2 - 1) \left[\frac{S_{22}(a) + S_{22}(b)}{2}\right] + \left[\frac{S_{22}(a) - S_{22}(b)}{2}\right]\right| \tag{2.34}$$

e



(a)



(b)

Fig. 2.5. - Melhora na perda de retorno (a) e perda de ganho (b) em função do fator de acoplamento c(dB) do acoplador.

$$|S_{31}| = \left|2c\sqrt{1 - c^2}\right| \left|\frac{S_{21}(a) + S_{21}(b)}{2}\right| \tag{2.35}$$

As Eqs. (2.33) e (2.34) têm um termo dependente do acoplamento c e que é muito pequeno quando o fator de acoplamento aproxima-se de 3 dB. O outro termo é independente do fator de acoplamento do acoplador, e depende apenas das características dos amplificadores A e B.

Por outro lado, das Eqs. (2.25) pode-se escrever para S_{11}:

$$|S_{11}| = |c^2 S_{11}(a) + c^2 S_{11}(b) - S_{11}(a)|$$

Logo, pode-se escrever agora:

$$|S_{11}| = |c^2 S_{11}(a) + c^2 S_{11}(b) - S_{11}(a) + S_{11}(b) - S_{11}(b) + c^2 S_{11}(a) - c^2 S_{11}(a)|$$

$$|S_{11}| = \left|(2c^2 - 1)S_{11}(b) - (1 - c^2)\left[S_{11}(a) - S_{11}(b)\right]\right|$$

Chamando de $\Delta_1 = S_{11}(a) - S_{11}(b)$, fica-se com:

$$|S_{11}| = \left|(2c^2 - 1)S_{11}(b) - (1 - c^2)\Delta_1\right| \tag{2.36}$$

Agora, das Eqs. (2.25) obtém-se:

$$|S_{33}| = |c^2 S_{22}(a) + c^2 S_{22}(b) - S_{22}(b)|$$

Analogamente, conclui-se que:

$$|S_{33}| = \left|(2c^2 - 1)S_{22}(b) + c^2\left[S_{22}(a) - S_{22}(b)\right]\right|$$

Chamando $\Delta_2 = S_{22}(a) - S_{22}(b)$, fica-se com:

$$|S_{33}| = |(2c^2 - 1)S_{22}(b) + c^2 \Delta_2| \tag{2.37}$$

Das Eqs. (2.36) e (2.37) vemos que os mínimos destas expressões são atingidos quando $c^2 = 0{,}5$ (3 dB). Então:

$$|S_{11}|_{min} = \frac{1}{2} |\Delta_1| = \frac{1}{2} |S_{11}(a) - S_{11}(b)| \tag{2.38}$$

$$|S_{33}|_{min} = \frac{1}{2} |\Delta_2| = \frac{1}{2} |S_{22}(a) - S_{22}(b)| \tag{2.39}$$

Estas Eqs. (2.38) e (2.39) podem ser usadas na seleção dos amplificadores A e B (ou transistores) de modo a atingir um valor de $|S_{11}|$ ou $|S_{33}|$ desejado ou uma faixa de valores aceitáveis no projeto.

2.3. - Ruído e Figura de Ruído

O desempenho de ruído de um amplificador é avaliado comumente pela Figura de Ruído, definida por [22]:

$$F = \frac{N_o}{k\, T_o\, B\, G} \tag{2.40}$$

onde:

N_o = Potência de ruído total na saída, incluindo as contribuições das fontes de ruído internas, externas e refletidas de volta para a carga útil.

G = Ganho de potência transdutivo

$k\, T_o\, B$ = Potência de ruído disponível de um resistor à temperatura T_o e observada numa faixa de frequência B ($T_o = 290$ K).

Consideremos, agora, o circuito equivalente do amplificador balanceado da Fig. 2.6.

As terminações das portas 2 e 4 são supostas casadas, numa primeira análise qualitativa, e à uma temperatura $T_o = 290\,K$ o mesmo que a carga útil. No caso ideal, de se terem amplificadores simples idênticos e um acoplador de 3 dB ($c^2 = 0{,}5$), o ruído originado em cada amplificador simples é dividido em dois pelo acoplador de saída. Uma metade vai para a carga útil e a outra para a terminação da porta 2. Como existem dois amplificadores simples, a carga útil recebe a mesma potência de ruído que no caso simples.

A potência de ruído originada na terminação da porta 4 é amplificada mas é absorvida na terminação da porta 2 e nada chega à carga; isto ocorre porque nas condições ideais, $S_{34} = 0$ e $|S_{24}|^2 = |S_{21}(a)|^2$. A potência de ruído originada na terminação 2 vai para a carga útil; esta potência é igual à potência de ruído originada na carga e refletida pelos amplificadores simples, pois $|S_{32}|^2 = |S_{22}(a)|^2$. Finalmente, a potência de ruído originada na carga útil e refletido de volta pelos amplificadores simples vai para a terminação da porta 2 e nada para a carga útil, visto que $|S_{33}| = 0$. Tudo isto faz com que a figura de ruído do amplificador balanceado seja a mesma que a de quaisquer dos amplificadores simples, neste caso ideal.

Vamos considerar agora o caso onde se tem um acoplador sem perdas de acoplamento c e amplificadores simples A e B diferentes.

Com referência à Fig. 2.6, a potência de ruído na entrada de cada amplificador simples é $k\,T_o\,B$; portanto, se cada amplificador simples tem uma figura de ruído F_a e F_b respectivamente, a potência de ruído disponível na saída do amplificador simples A é dada por:

$$F_a\ |S_{21}(a)|^2\ k\,T_o\,B \tag{2.41}$$

e na saída do amplificador simples B é:

$$F_b\ |S_{21}(b)|^2\ k\,T_o\,B \tag{2.42}$$

Portanto, considerando apenas os amplificadores simples, o acoplador de saída e sem considerar o ruído gerado nas cargas casadas de 50 Ω, pode-se

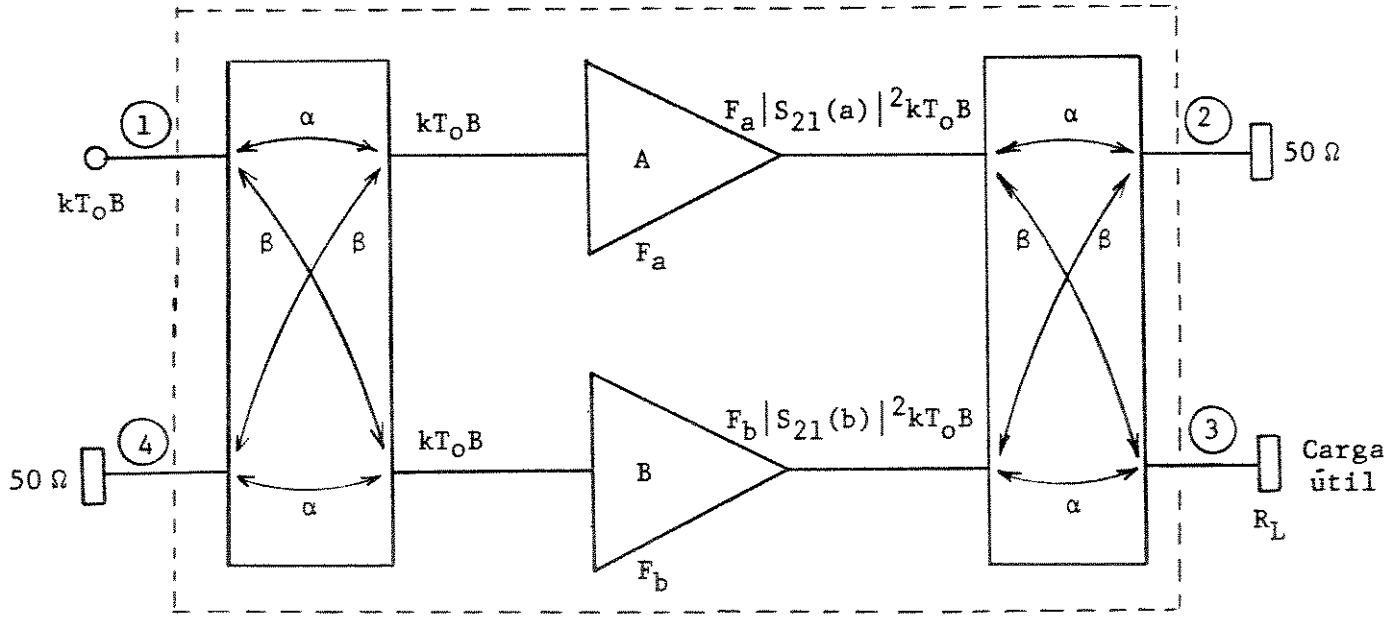


Fig. 2.6. - Circuito equivalente do amplificador balanceado.

escrever a contribuição de potência de ruído de saída devida apenas aos amplificadores simples, N_o', na forma:

$$N_o' = |\beta|^2 \; |S_{21}(a)|^2 \; F_a \; k\,T_o\,B + |\alpha|^2 \; |S_{21}(b)|^2 \; F_b \; k\,T_o\,B \tag{2.43}$$

Consideremos agora o amplificador balanceado como um quatro portas, vide Seção 2.2.2, onde as terminações e a carga útil são consideradas fontes de ruído e têm contribuições na potência de ruído de saída. Vide Fig. 2.7.

A potência de ruído total, neste caso, é a potência de ruído devida aos amplificadores mais a contribuição das terminações e da carga útil. Isto é:

$$N_o = N_o' + |S_{32}|^2 \; k\,T_o\,B + |S_{34}|^2 \; k\,T_o\,B + |S_{33}|^2 \; k\,T_o\,B \tag{2.44}$$

Portanto:

$$N_o = \left\{ |\alpha|^2 \; |S_{21}(b)|^2 \; F_b + |\beta|^2 \; |S_{21}(a)|^2 \; F_a + |S_{32}|^2 + |S_{34}|^2 + |S_{33}|^2 \right\} k\,T_o\,B \tag{2.45}$$

Usando as Eqs. (2.2), (2.3) e (2.25) em (2.45) obtém-se:

$$N_o = \left\{ (1-c^2)|S_{21}(b)|^2 \; F_b + c^2|S_{21}(a)|^2 \; F_a + c^2(1-c^2)|S_{22}(a) + S_{22}(b)|^2 + \right.$$
$$\left. |c^2 \; S_{21}(a) - (1-c^2)S_{21}(b)|^2 + |c^2 \; S_{22}(a) - (1-c^2)S_{22}(b)|^2 \right\} k\,T_o\,B \tag{2.46}$$

Usando a Eq. (2.40) podemos escrever:

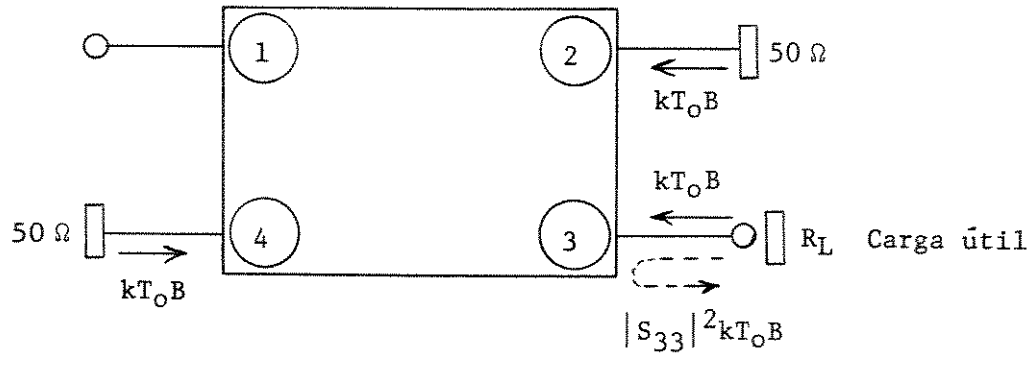


Fig. 2.7. - Amplificador balanceado como um quatro portas.

$$F = \frac{\left\{(1-c^2)|S_{21}(b)|^2 F_b + c^2 |S_{21}(a)|^2 F_a + c^2(1-c^2)|S_{22}(a) + S_{22}(b)|^2 + \right.}{\left. + |c^2 S_{21}(a) - (1-c^2)S_{21}(b)|^2 + |c^2 S_{22}(a) - (1-c^2)S_{22}(b)|^2 \right\}} \quad (2.47)$$

$$c^2(1-c^2)|S_{21}(a) + S_{21}(b)|^2$$

Esta equação dá a figura de ruído do amplificador balanceado no caso geral.

Supondo, agora, o acoplador ideal e de 3 dB de acoplamento, tem-se:

$$F = \frac{\frac{1}{2}|S_{21}(a)|^2 F_a + \frac{1}{2}|S_{21}(b)|^2 F_b + \frac{1}{4}|S_{22}(a) + S_{22}(b)|^2 + \frac{1}{4}|S_{21}(a) - S_{21}(b)|^2 + \frac{1}{4}|S_{22}(a) - S_{22}(b)|^2}{\frac{1}{4}|S_{21}(a) + S_{21}(b)|^2} \quad (2.48)$$

$$F = \frac{\frac{1}{2}|S_{21}(a)|^2 F_a + \frac{1}{2}|S_{21}(b)|^2 F_b + \frac{1}{4}\left\{|S_{22}(a) + S_{22}(b)|^2 + |S_{22}(a) - S_{22}(b)|^2\right\} + \frac{1}{4}|S_{21}(a) - S_{21}(b)|^2}{\frac{1}{4}|S_{21}(a) + S_{21}(b)|^2} \quad (2.49)$$

Mas:

$$|S_{22}(a) + S_{22}(b)|^2 + |S_{22}(a) - S_{22}(b)|^2 = 2|S_{22}(a)|^2 + 2|S_{22}(b)|^2 \quad (2.50)$$

Substituindo (2.50) na Eq. (2.49) fica-se com:

$$F = \frac{\frac{1}{2}\,|S_{21}(a)|^2\,F_a + \frac{1}{2}\,|S_{21}(b)|^2\,F_b + \frac{1}{2}\,|S_{22}(a)|^2 + \frac{1}{2}\,|S_{22}(b)|^2 + \frac{1}{4}\,|S_{21}(a) - S_{21}(b)|^2}{\frac{1}{4}\,|S_{21}(a) + S_{21}(b)|^2} \tag{2.51}$$

Se agora fizermos os amplificadores idênticos e casados na sua saída, fica-se (para $F_a = F_b$) com:

$$F = \frac{\frac{1}{2}\,|S_{21}(a)|^2\,\left[F_a + F_b\right] + \frac{1}{4}\,|S_{21}(a) - S_{21}(a)|^2}{\frac{1}{4}\,|S_{21}(a) + S_{21}(b)|^2}$$

$$F = \frac{F_a + F_b}{2} = F_a = F_b \tag{2.52}$$

Portanto, a figura de ruído do amplificador balanceado ideal, ou seja com amplificadores idênticos e acoplador de 3 dB, é igual à figura de ruído do amplificador simples considerado individualmente.

CAPÍTULO III

AMPLIFICADOR SINGELO ("SINGLE-ENDED")

3.1. - Introdução

Neste capítulo apresenta-se o projeto do amplificador simples (singelo) usado na implementação da configuração balanceada. O circuito será projetado usando um transistor de efeito de campo de GaAs, tipo AT-12535 da Avantek; o dispositivo é de baixo custo (US$ 19.00 cada), baixo ruído e indicado para utilização na faixa de freqüências de 2 GHz até 12 GHz. Vide as características do dispositivo no Apêndice 2.

Normalmente o transistor deve ser selecionado de acordo com as especificações do projeto; porém, neste caso, devido à disponibilidade do transistor AT-12535, e dadas suas boas características, será usado sem a preocupação de comparação com outras alternativas.

O projeto será orientado para obter um ganho plano na faixa de 5 a 7 GHz usando o circuito de casamento mais simples possível. Esta abordagem justifica-se por se desejar um circuito de baixo ruído e se saber que cada elemento de casamento introduz aproximadamente 0,2 dB de perdas por inserção [23], o que deteriora as características de ruído; além disso, para um circuito complexo de casamento, a probabilidade de se ter um desbalanceamento é maior, além de dificultar o processo de sintonia.

As especificações fixadas para o amplificador simples estão contidas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Especificações do amplificador simples

Faixa de Freqüência	:	5 - 7 GHz
Ganho de Potência (Transdutivo)	:	8 dB ± 0,5 dB
Figura de Ruído	:	≤ 2,5 dB
Impedância (Entrada e Saída)	:	50 Ω

Usando os dados do transistor, do Apêndice 2, e o programa computacional do Apêndice 1 pode-se construir a Tabela 3.2, que mostra o fator de estabilidade, K, a Figura de Mérito Unilateral, U, e o Máximo Ganho Estável, MGS, do dispositivo em função da freqüência.

Tabela 3.2 - Características do transistor utilizado (AT-12535) [V_{DS} = 3 V e I_{DS} = 20 mA para 25° C]

f [GHz]	Fator de Estabilidade K	Fig. de Mérito Unilateral U	Máximo Ganho Estável MGS [dB]
1,0	0,187	3,3	20
2,0	0,36	1,096	17
3,0	0,5	0,5	15,5
4,0	0,707	0,2	14,3
5,0	0,85	0,09	13,4
6,0	0,97	0,063	12,7
7,0	1,04	0,054	12,03
8,0	1,12	0,053	11,5
9,0	1,12	0,064	10,9
10,0	1,03	0,086	10,05
12,0	1,02	0,13	9,2

Analisando a Tabela 3.2 nota-se que o transistor pode ser considerado unilateral ($U < 0,1$) [10] na faixa de 5 GHz até 10 GHz. Isto permite projetar o circuito, em primeira aproximação, usando expressões simples e, depois controlar o resultado teórico completo usando o programa computacional MECAP [11].

Como na faixa de 1 GHz até 6 GHz o FET tem um Fator de Rollet, K, menor que a unidade, usando um programa apropriado (Apêndice 1) pode-se calcular os parâmetros dos círculos de estabilidade de entrada e de saída, para obter as condições de contorno no projeto dos circuitos de casamento de entrada e saída. A Tabela 3.3 mostra os parâmetros dos círculos (raio ρ e centro Ω) de estabilidade, em função da freqüência.

Tabela 3.3 - Círculos de estabilidade do transistor AT-12535
[V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 20 mA (25° C)]

f [GHz]	Entrada		Saída	
	ρ_1	Ω_1	ρ_2	Ω_2
1,0	0,3612	1,125 $\angle 45,86^\circ$	16,93	16,8 $\angle -80,73^\circ$
2,0	0,765	1,462 $\angle 86,31^\circ$	23,4	23,5 $\angle -76,02^\circ$
3,0	1,2442	1,95 $\angle 123,43^\circ$	20,0	19,52 $\angle -66,50^\circ$
4,0	1,53	2,35 $\angle 157,75^\circ$	30,77	30,07 $\angle -58,6^\circ$
5,0	1,5	2,4 $\angle -171,6^\circ$	11,7	10,83 $\angle -42,3^\circ$
6,0	1,1	2,09 $\angle -143,2^\circ$	18,58	17,61 $\angle -26,72^\circ$

Esta Tabela permite obter as regiões hachuradas da Figura 3.1, que representam as regiões instáveis de entrada e de saída.

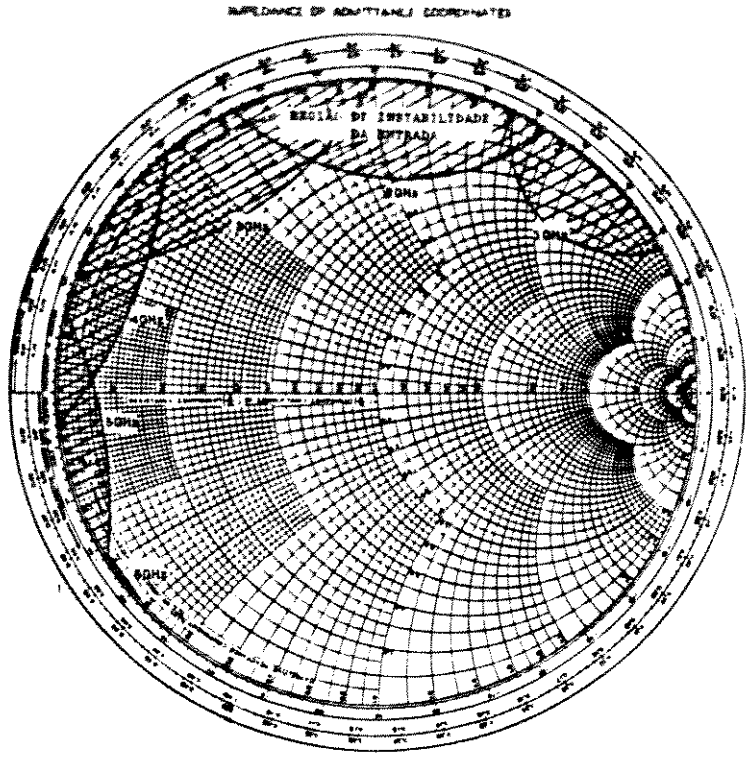
3.2. - Projeto do Amplificador Simples

Na faixa de freqüência de interesse os parâmetros de espalhamento do transistor são mostrados na Tabela 3.4.

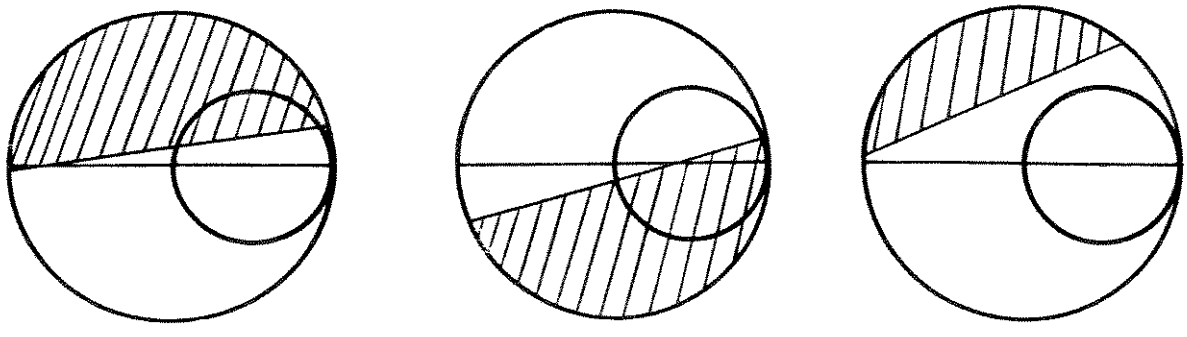
Tabela 3.4 - Parâmetros S do transistor AT-12535. Fonte Comum.
[V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 20 mA (25° C)]

f [GHz]	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}
5,0	0,6 $\angle 178^\circ$	0,134 $\angle -9^\circ$	2,95 $\angle 31^\circ$	0,25 $\angle -110^\circ$
6,0	0,6 $\angle 145^\circ$	0,135 $\angle -22^\circ$	2,51 $\angle 7^\circ$	0,19 $\angle -142^\circ$
7,0	0,63 $\angle 119^\circ$	0,136 $\angle -33^\circ$	2,17 $\angle -15^\circ$	0,17 $\angle -179^\circ$

Os parâmetros de ruído disponíveis são mostrados na Tabela 3.5.



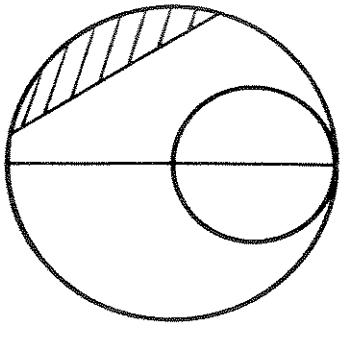
(a)



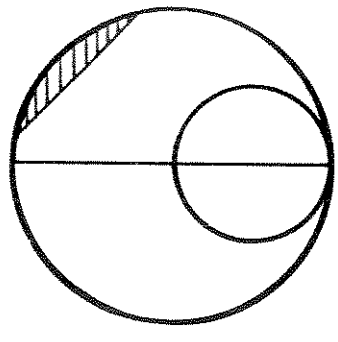
1 GHz

2 GHz

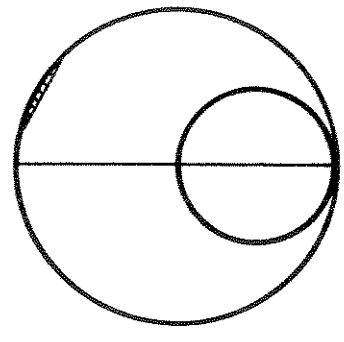
3 GHz



4 GHz



5 GHz



6 GHz

(b)

Fig. 3.1. - Regiões instáveis de entrada (a) e saída (b) (hachuradas) para o transistor AT-12535 da Tabela 3.3.

Tabela 3.5 - Parâmetros de ruído do transistor AT-12535
[V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 20 mA (25° C)]

f [GHz]	NF_o [dB]	Γ_o	R_n [Ω]
4,0	0,99	0,45 $\angle 93^o$	12,0
6,0	1,43	0,31 $\angle 174^o$	4,1
8,0	1,77	0,5 $\angle -150^o$	6,1

Como o transistor pode ser considerado como unilateral dentro da faixa de interesse, utilizou-se um programa apropriado (Apêndice 1) para calcular os ganhos de potência adicionais máximos devido aos casamentos da entrada e da saída, G_{1max} e G_{2max}, respectivamente.

Estes valores máximos são mostrados na Tabela 3.6, incluindo o ganho de potência transdutivo (G_T).

Tabela 3.6 - Valores máximos de G_1, G_2 e G_T do transistor AT-12535
[V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 20 mA (25° C)]

f [GHz]	G_{1max} [dB]	G_{2max} [dB]	G_T [dB] = $\|S_{21}\|^2$ [dB]
5,0	1,94	0,28	9,4
6,0	1,94	0,16	8,0
7,0	2,2	0,13	6,7

Desta tabela é possível observar que o casamento do dreno do transistor tem uma contribuição mínima ao ganho total; portanto, usando o critério de simplicidade do circuito requerido, pode-se não casar o dreno, ligando-o diretamente à carga de 50 Ω. Assim G_2 = 0 dB na faixa de frequência (Γ_L = 0).

O ganho de potência transdutivo, G_T, em função da frequência, é mostrado na Fig. 3.2; o ganho desejado G [dB] mostra-se, nesta figura, em linha tracejada. Como o ganho transdutivo total do amplificador simples é dado por :

$$G\,[dB] = G_T\,[dB] + G_1\,[dB] + G_2\,[dB] \quad , \qquad (3.1)$$

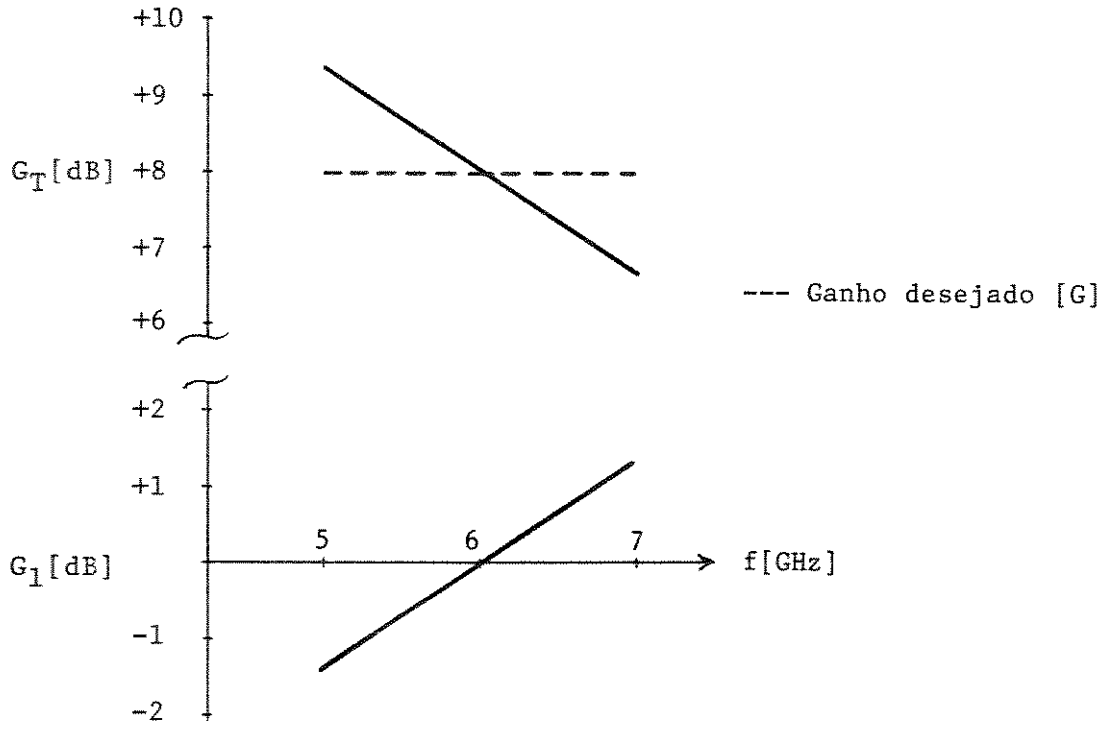


Fig. 3.2. - Ganho transdutivo e de entrada, em função da freqüência.

a Figura 3.2 também mostra o ganho G_1 [dB], necessário para obter o ganho total desejado na faixa de interesse.

Conclui-se, então, que G_1 deve ter valores de -1,4 dB, 0 dB e 1,3 dB nas freqüências 5 GHz, 6 GHz e 7 GHz, respectivamente.

Estes valores do ganho G_1 são introduzidos em um programa apropriado (Apêndice 1), para se obter o centro, γ_{1G}, e raio, ρ_{1G}, do círculo de ganho constante da entrada. Estes valores são apresentados na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 - Centro (γ_{1G}) e raio (ρ_{1G}) dos círculos de ganho constante de entrada do transistor AT-12535

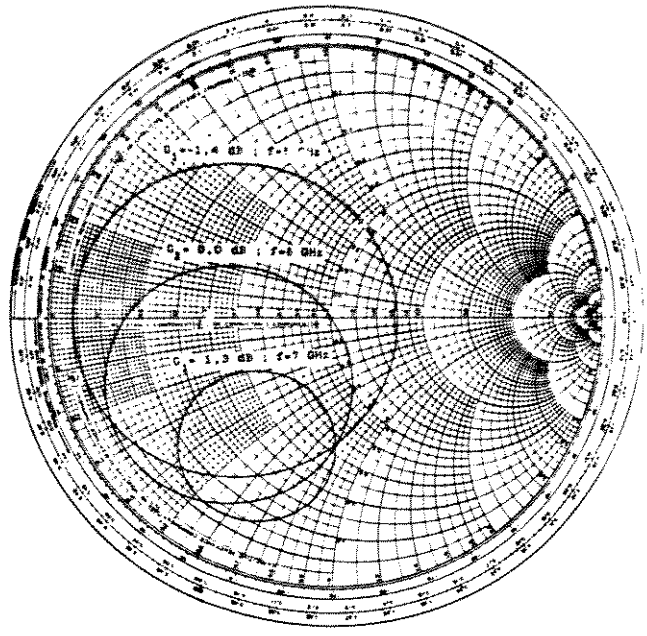
f [GHz]	G_1 [dB]	γ_{1G}	ρ_{1G}
5,0	-1,4	$0,34 \angle -178^o$	0,58
6,0	0,0	$0,44 \angle -145^o$	0,44
7,0	+1,3	$0,55 \angle -119^o$	0,28

Introduzindo os dados de ruído do transistor na freqüência de 6 GHz (único disponível na faixa) num programa adequado (Apêndice 1) podem-se obter os círculos de figura de ruído constante cujos parâmetros são mostrados na Tabela 3.8.

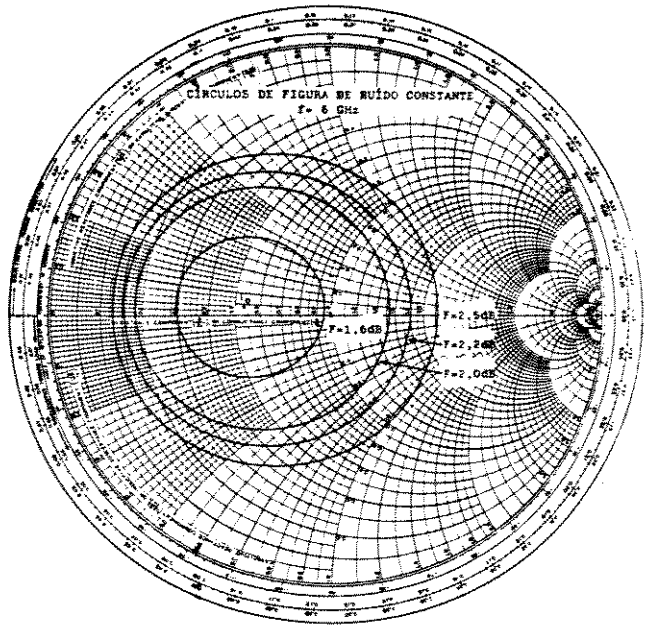
Estes valores permitem construir a Fig. 3.3, contendo os círculos de ganho de entrada constante e de figura de ruído constante em 6 GHz.

O circuito de adaptação de impedância de entrada deve transformar os 50 Ω do gerador em algum ponto no círculo de G_1 = -1,4 dB quando a freqüência for 5 GHz, em algum ponto no círculo de G_1 = 0 dB em 6 GHz e em algum ponto no círculo de G_1 = 1,3 dB em 7 GHz. Na freqüência de 6 GHz o ponto deve ficar, porém, dentro ou sobre o círculo de figura de ruído F ≤ 2,5 dB para assegurar a figura de ruído fixada nesta freqüência, como especificação para projeto.

Naturalmente existem muitos circuitos adaptadores de impedância que podem efetuar a transformação desejada. Neste caso se usará um circuito simples que permita obter as transformações nas freqüências consecutivas escolhidas, que possuem a seguinte proporção 5 GHz : 6 GHz : 7 GHz = 1 : 1,2 : 1,166.



(a)



(b)

Fig. 3.3. - Círculos de ganho de entrada constante (a) e de figura de ruído constante em 6 GHz (b) [Transistor AT-12535].

Tabela 3.8 - Círculos de figura de ruído constante para o transistor AT-12535 [f = 6 GHz]

F [dB]	ρ_N (raio)	Ω_N (centro)
1,5	0,17	0,3 $\angle 174^o$
1,6	0,26	0,287 $\angle 174^o$
1,7	0,325	0,274 $\angle 174^o$
1,8	0,375	0,263 $\angle 174^o$
2,0	0,453	0,24 $\angle 174^o$
2,1	0,485	0,23 $\angle 174^o$
2,2	0,513	0,222 $\angle 174^o$
2,5	0,583	0,198 $\angle 174^o$

3.2.1. - Circuito de Adaptação da Entrada

O circuito selecionado mostra-se na Fig. 3.4, sem incluir o circuito de polarização.

O trecho da linha de comprimento ℓ_1 tem uma impedância característica $Z_{01} > 50\ \Omega$ e o trecho de linha de comprimento ℓ_2 tem uma impedância característica $Z_{02} < Z_{01}$ de forma a permitir atingir os pontos desejados dos círculos de ganho constante de entrada. Num processo de tentativa usando a carta Smith, pode-se observar na Fig. 3.5 que se $Z_{01} = 110\ \Omega$, $\ell_1 = 0{,}05\ \lambda$ e $Z_{02} = 55\ \Omega$ e $\ell_2 = 0{,}18\ \lambda$ quando f = 5 GHz, o resultado obtido é adequado.

Usando um programa adequado (Apêndice 1) pode-se construir a Tabela 3.9 que mostra o desempenho do circuito adaptador de entrada.

Nesta tabela mostra-se também, os valores do ganho transdutivo total G [dB]. Estes valores permitem construir a Fig. 3.6 que mostra um gráfico de G[dB] em função da freqüência.

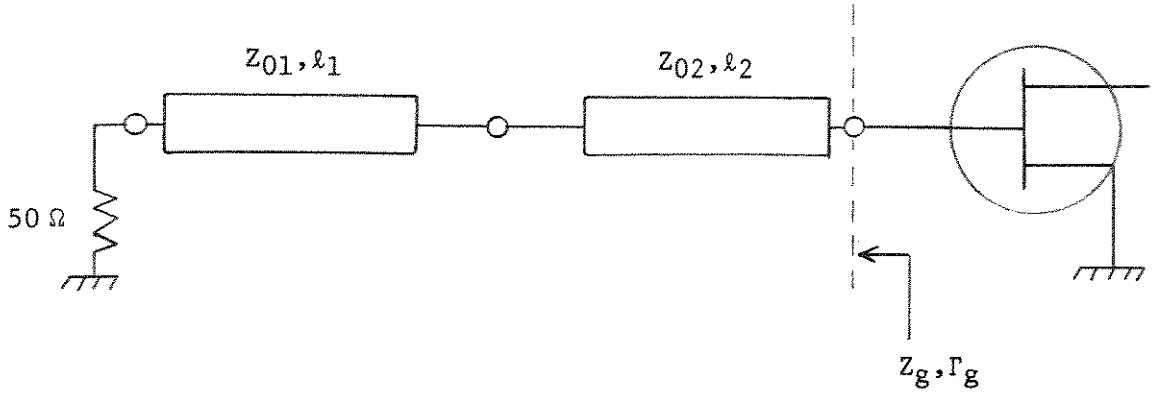


Fig. 3.4. - Circuito de adaptação de impedância de entrada.

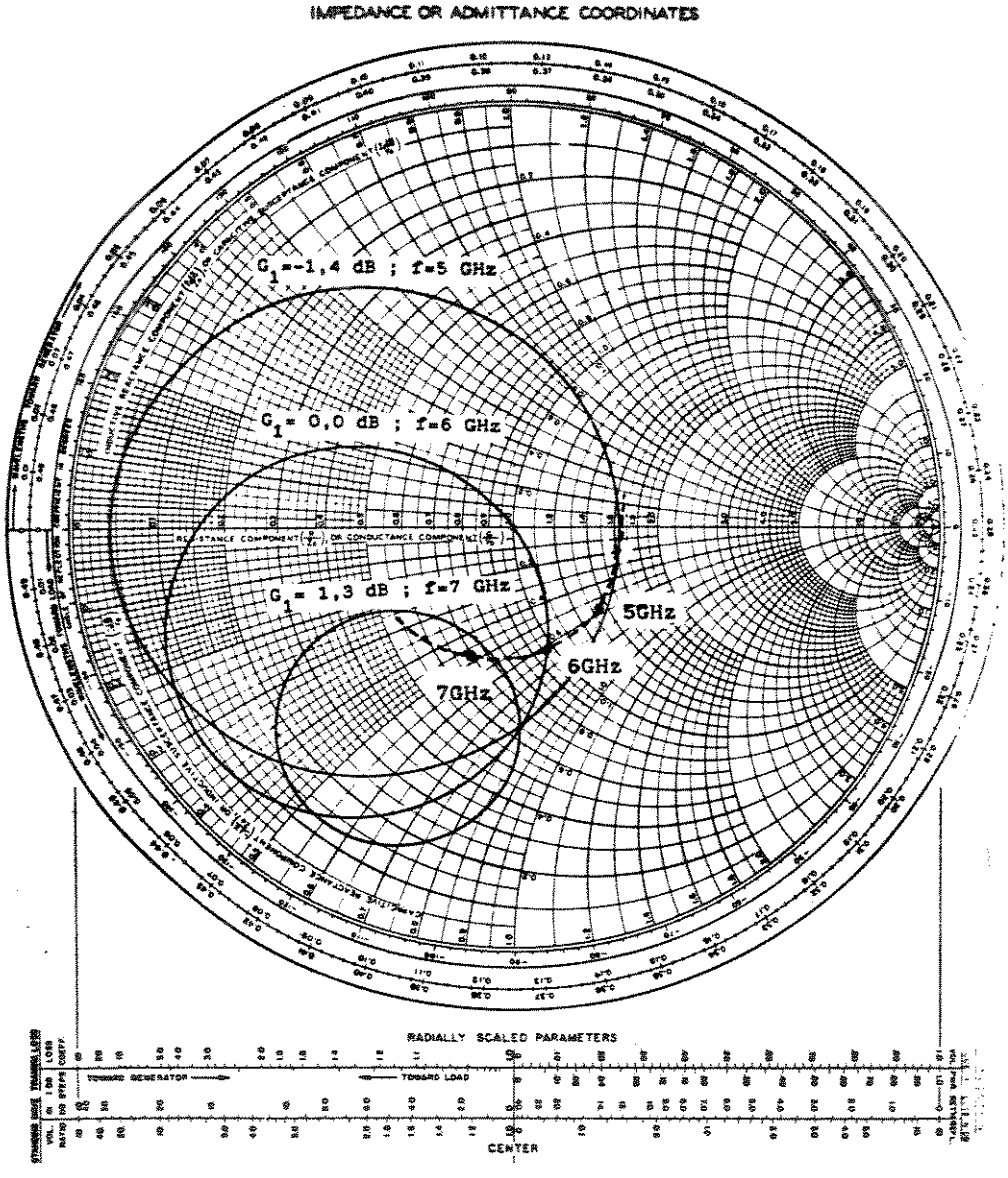


Fig. 3.5. - Desempenho do circuito de adaptação de entrada.

Tabela 3.9 - Desempenho do circuito de entrada em função da freqüência

f [GHz]	$z_g = \frac{Z_g}{50}$	Γ_g	G_1 [dB]	G [dB] = $\lvert S_{21}\rvert^2_{dB} + G_{1_{dB}}$
1,0	1,058 + j 0,1442	0,0753 $\angle 64,1^o$	0,536	13,34
2,0	1,233 + j 0,2246	0,1442 $\angle 38,2^o$	0,888	13,19
3,0	1,485 + j 0,128	0,202 $\angle 11,84^o$	-0,38	11,32
4,0	1,603 - j 0,22	0,246 $\angle -15,21^o$	-0,1498	9,0
5,0	1,364 - j 0,565	0,277 $\angle -43,8^o$	-1,35	8,05
6,0	0,985 - j 0,6174	0,297 $\angle -74,11^o$	-0,016	7,984
7,0	0,706 - j 0,469	0,313 $\angle -106,73^o$	+1,4	8,1
8,0	0,546 - j 0,255	0,3322 $\angle -141,36^o$	0,7733	6,7
9,0	0,472 - j 0,022	0,359 $\angle -176,8^o$	-1,16	3,74
10,0	0,459 + j 0,226	0,397 $\angle 148,5^o$	-2,714	1,4
12,0	0,66 + j 0,839	0,486 $\angle 85,25^o$	-2,55	-0,15

Este desempenho é obtido sem incluir o circuito de polarização que, por ser seletivo, introduz algumas variações no circuito projetado.

Se o circuito de polarização for formado só por linhas de um quarto de comprimento de onda em curto, uma na entrada e outra na saída, e supondo que estas linhas tenham impedância característica de 110 Ω, o uso do programa MECAP [11] pode simular a resposta do circuito completo, como mostrado esquematicamente na Fig. 3.7, e obter o desempenho do circuito através do ganho transdutivo total G [dB], mostrado na Fig. 3.8.

Logo, o circuito usado como primeira aproximação será modificado pela inclusão do circuito de polarização que, então, fará parte integrante do circuito de adaptação de impedância, principalmente na entrada do amplificador.

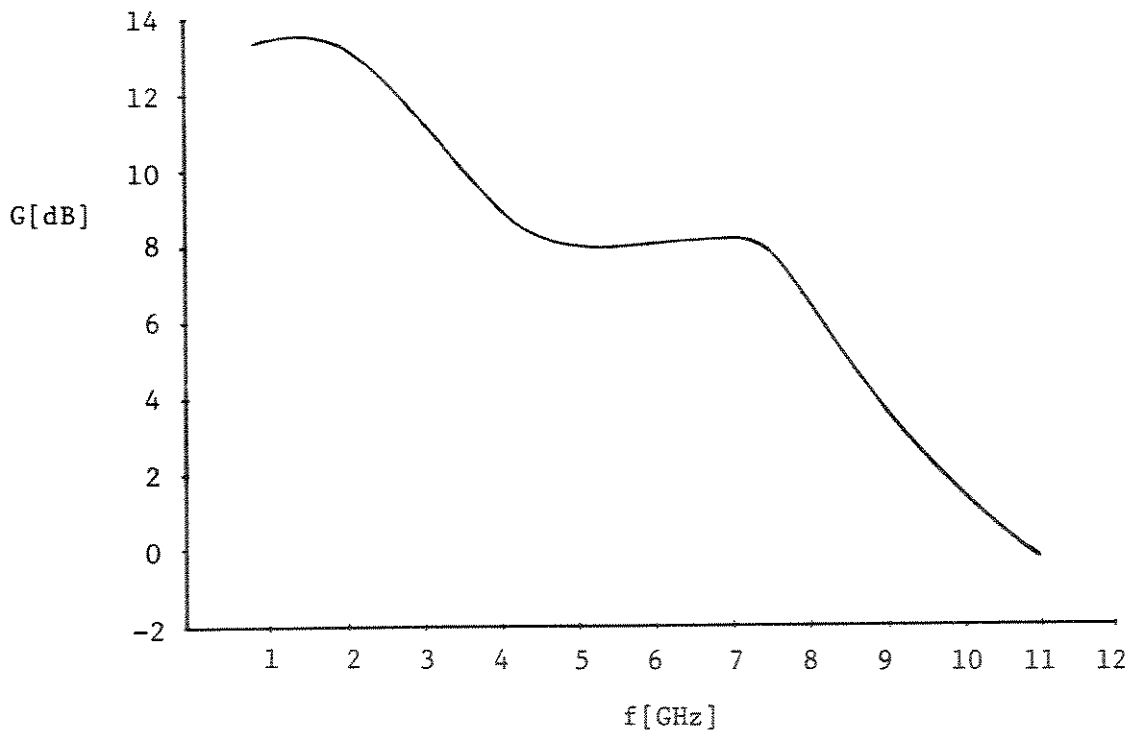


Fig. 3.6. - Ganho transdutivo total em função da freqüência.

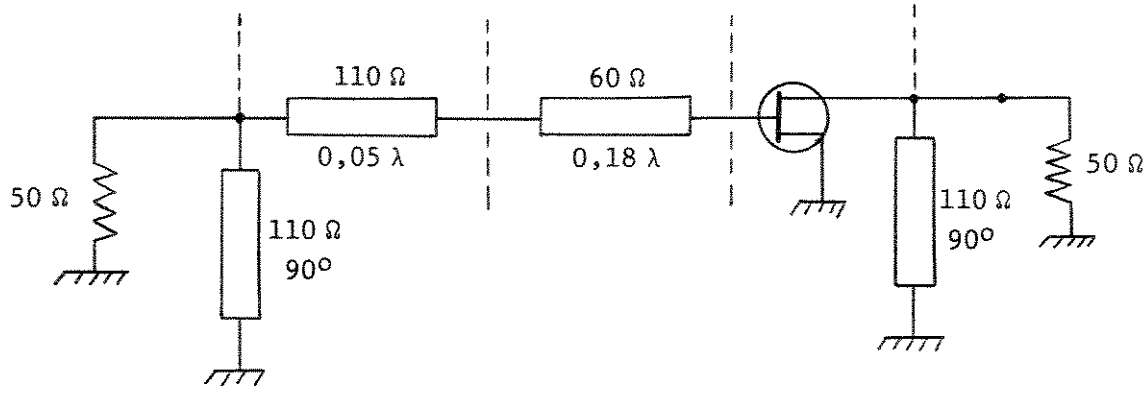


Fig. 3.7. - Amplificador simulado mediante o uso do programa MECAP.

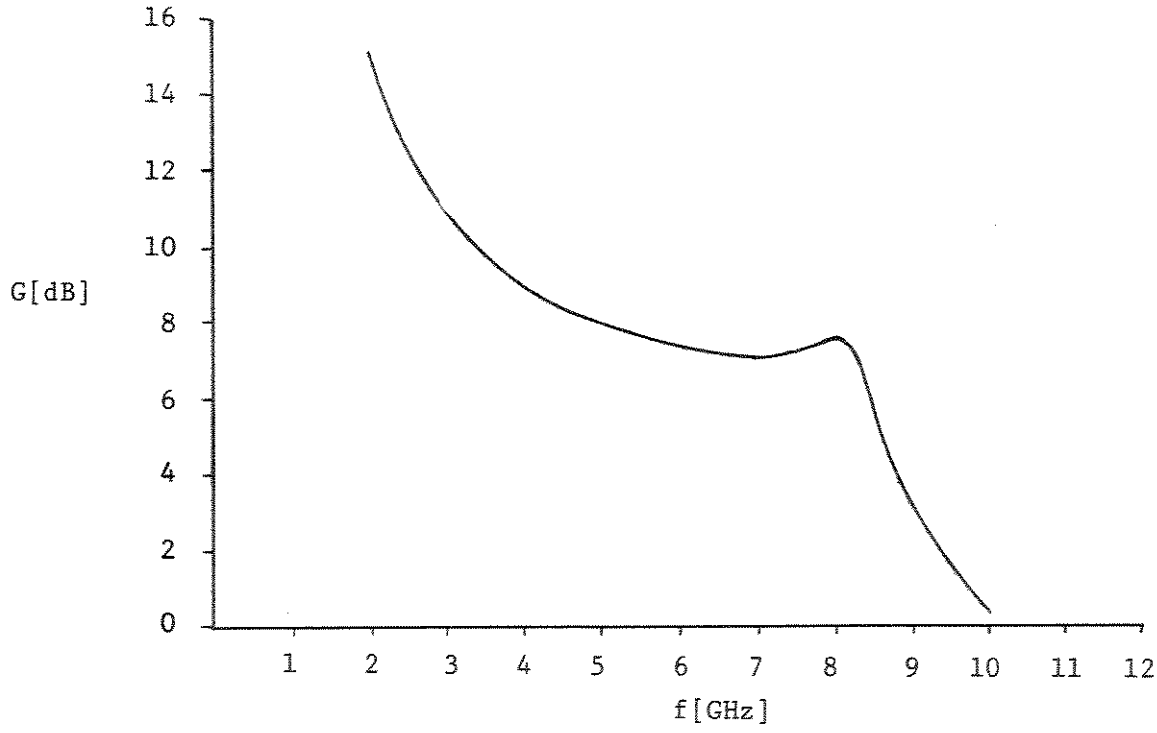


Fig. 3.8. - Desempenho do circuito amplificador completo incluindo circuito de polarização de alta freqüência.

3.2.2. - Otimização do Circuito de Adaptação

Como o programa MECAP não inclui nenhuma rotina de otimização usou-se um procedimento de tentativa, principalmente em relação ao comprimento dos tocos na entrada e na saída. Neste processo obteve-se, finalmente, o circuito da Fig. 3.9, na freqüência de 5 GHz.

Usando o programa MECAP pode-se obter o ganho transdutivo, em função da freqüência, como mostrado na Fig. 3.10.

Desta figura observa-se que o ganho está dentro da especificação de 8 dB ± 0,5 dB entre f = 3,6 GHz e f = 8,1 GHz.

3.2.3. - Estabilidade e Figura de Ruído

Usando o programa MECAP para os circuitos de entrada e de saída, de forma independente, pode-se estudar a estabilidade do amplificador usando a Fig. 3.1, que foi reproduzida na Fig. 3.11, onde também se inclui o percurso de Γ_g e Γ_L.

Desta figura vemos que a estabilidade de entrada e saída não foram comprometidas pelos circuitos de entrada e de saída completos e o circuito deverá ser estável entre 1 GHz e 12 GHz.

Na Fig. 3.12 mostra-se o desempenho de ruído na freqüência de 6 GHz. Desta figura conclui-se que a figura de ruído esperada será $F \leq 2{,}2$ dB.

Nas outras freqüências da faixa não estão disponíveis os parâmetros de ruído do FET; por isto, foi calculado o desempenho nas freqüências de 4 GHz e 8 GHz, sendo o resultado mostrado na Tabela 3.10.

Tabela 3.10 - Desempenho de ruído do amplificador

f [GHz]	F [dB]*
4	2,58
6	2,084
8	2,1

$$* \; F[dB] = 10 \log \left[NF_o + \frac{4r_n \, |\Gamma_g - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2) \, |1 + \Gamma_o|^2} \right] \qquad [2]$$

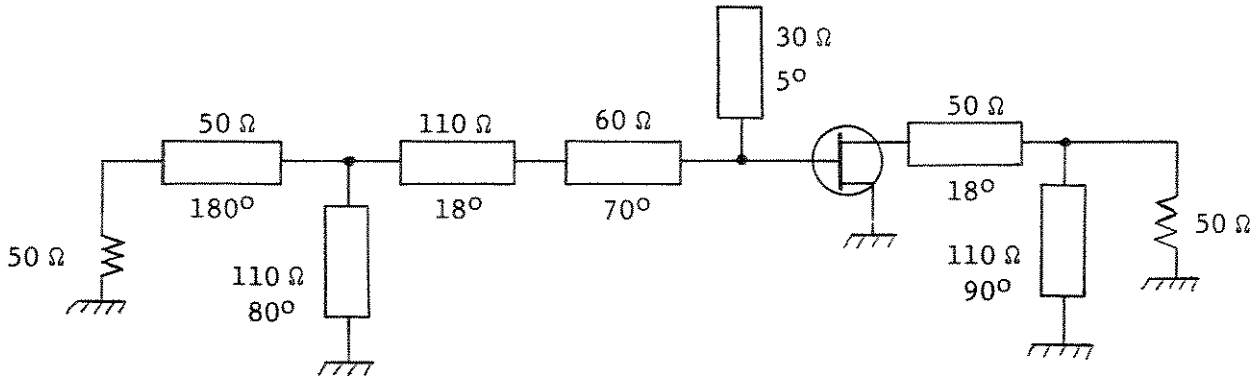


Fig. 3.9. - Circuito final do amplificador simples (alta freqüência).

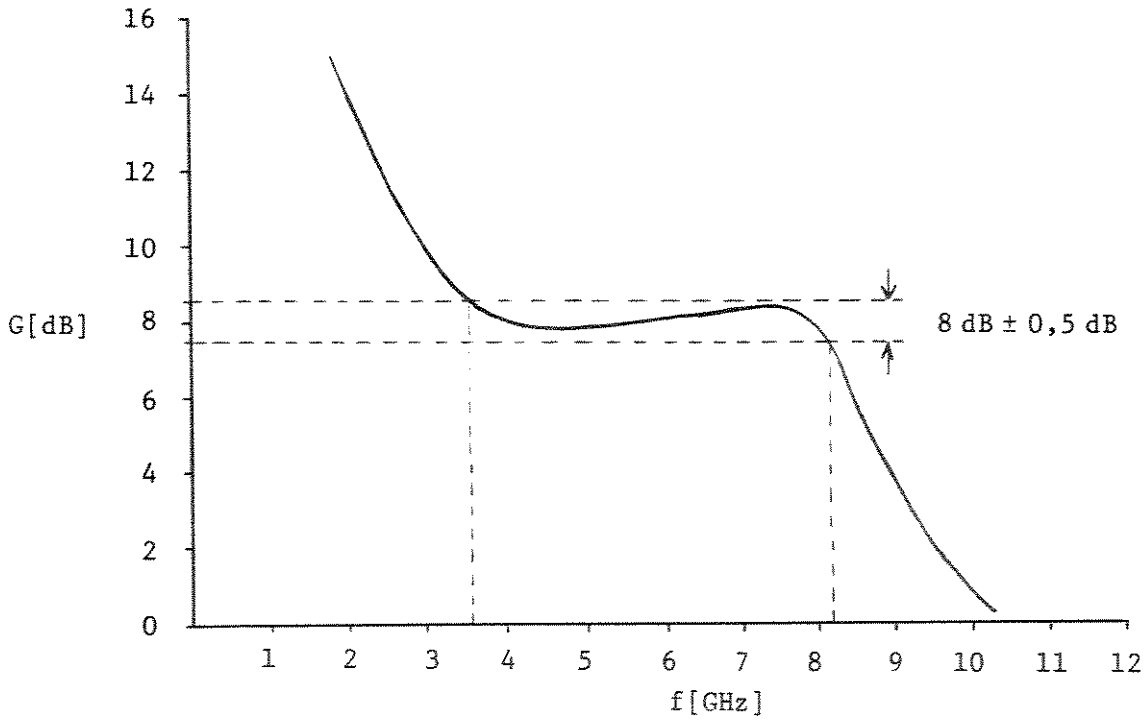


Fig. 3.10. - Ganho transdutivo do circuito final, em função da freqüência.

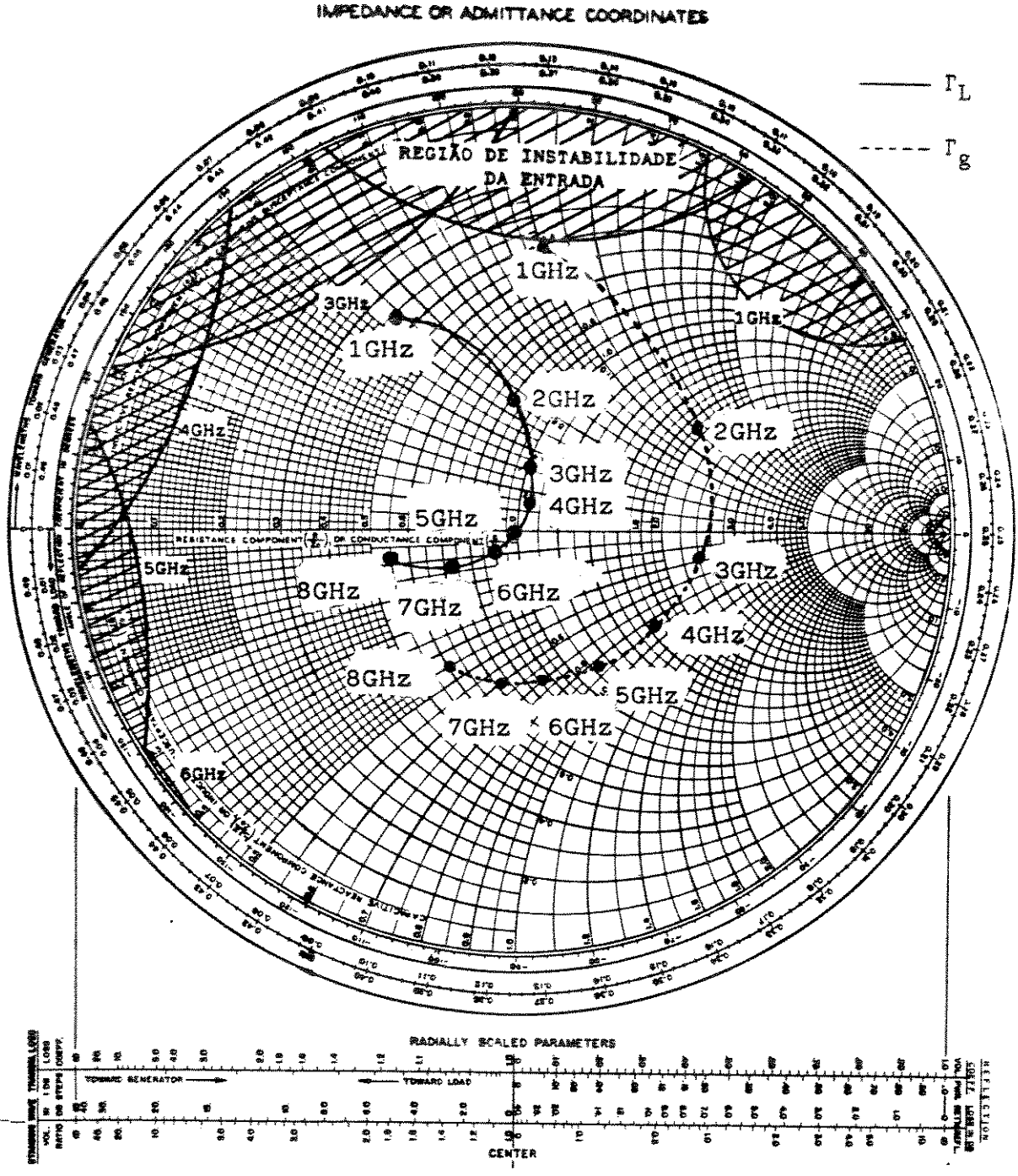


Fig. 3.11. - Percurso de Γ_g e Γ_L, em função da frequência (regiões de instabilidade de entrada encontram-se hachuradas).

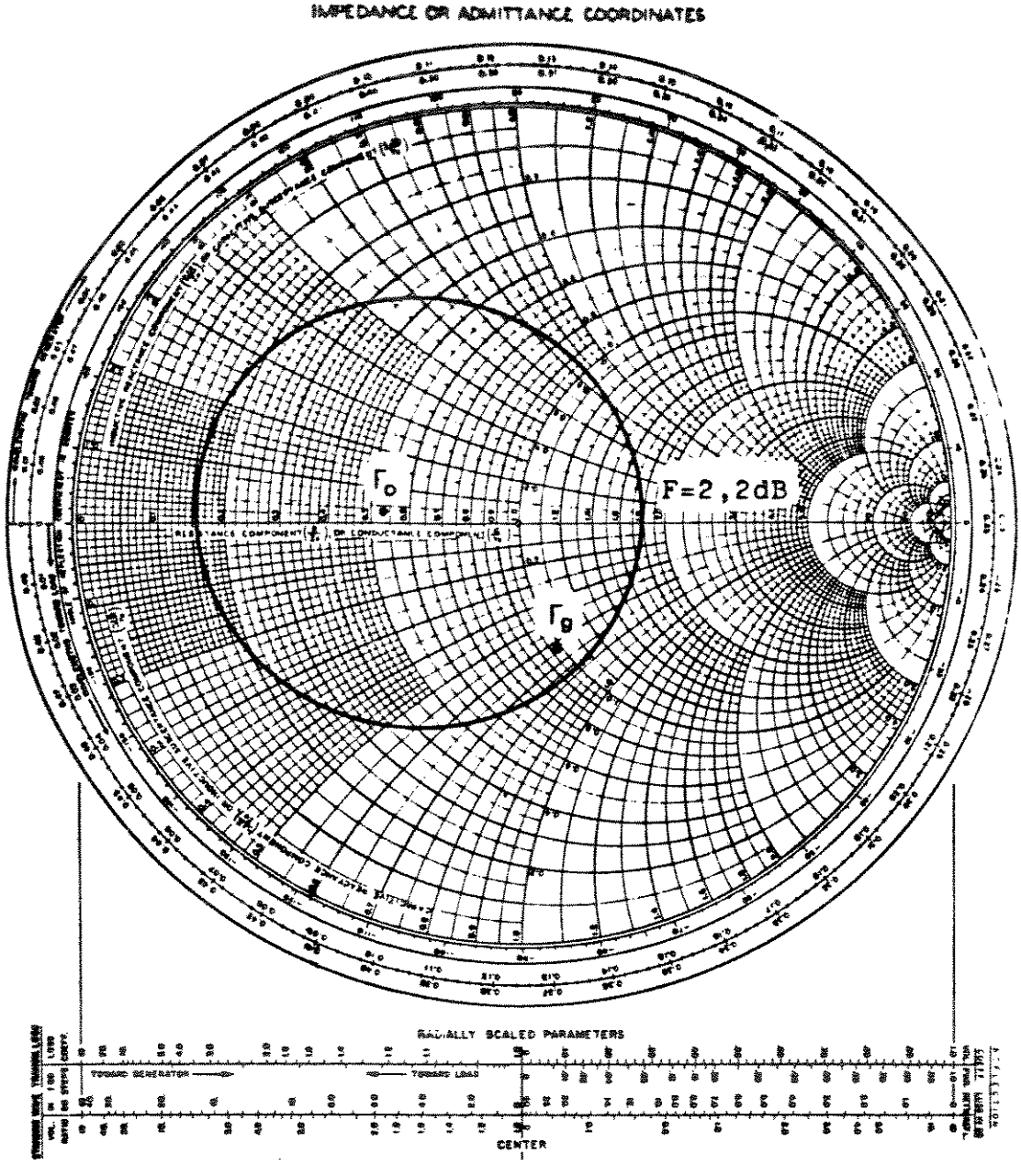


Fig. 3.12. - Desempenho de ruído do amplificador em 6 GHz.

Como podemos observar da Tabela 3.10, a figura de ruído obtida está dentro das especificações impostas, sem considerar as perdas ôhmicas no circuito.

3.3. - Circuito Final Usando Microfita

Devido às restrições impostas no Capítulo IV, Seção 4.2, o amplificador simples será construído num substrato KEENE tipo GX-527 cuja constante dielétrica é $\varepsilon_r = 2,5 \pm 0,04$ e espessura $H = 0,762$ mm.

Nesta seção calculam-se as dimensões físicas das linhas de transmissão, em microfita, dos circuitos de entrada e de saída, incluindo a polarização do amplificador simples.

Usando um programa adequado [6] pode-se construir a Tabela 3.11 que mostra as diferentes dimensões para as microfitas necessárias no substrato selecionado.

Tabela 3.11 - Microfitas no substrato KEENE tipo GX-527
[$\varepsilon_r = 2,5$; $H = 0,762$ mm]

Z_o [Ω]	$\left(\frac{W}{H}\right)$	W [mm]	ε_{reff}	Fator de Velocidade
30	5,77428	4,4	2,191	0,6756
50	2,826443	2,154	2,08737	0,6922
60	2,1161193	1,612	2,04847	0,6987
110	0,627813	0,478	1,92524	0,7207

Calculando-se as dimensões físicas de cada trecho de linha de transmissão em microfita, de acordo com a Fig. 3.9, pode-se construir a Tabela 3.12.

Tabela 3.12 - Comprimento das linhas de transmissão do amplificador, na tecnologia de microfitas

Z_o [Ω]	Comprimento elétrico [°] para 5 GHz	Comprimento físico [mm]
30	5	0,563
50	18	2,077
60	70	8,156
110	18	2,16
110	80	9,61
110	90	10,81

Analisando a Tabela 3.12 pode-se concluir que o toco em aberto, de impedância característica $Z_o = 30\ \Omega$ e comprimento 0,563 mm, pode ser substituído, como elemento de sintonia, pela inclusão neste local de pequenas ilhas de cobre que poderão ser interligadas ao circuito até atingir o desempenho desejado.

O circuito apresentará uma configuração geométrica como mostrada na Fig. 3.13.

Como a freqüência de operação é relativamente baixa, não é necessário fazer correções nos comprimentos das linhas, nem devido à espessura finita do cobre, nem devido à dispersão, pois ambos os casos produzem uma quantidade de correção muito reduzida que não poderá ser implementada fisicamente. Pela mesma razão não é necessária a compensação das descontinuidades tipo degrau [13].

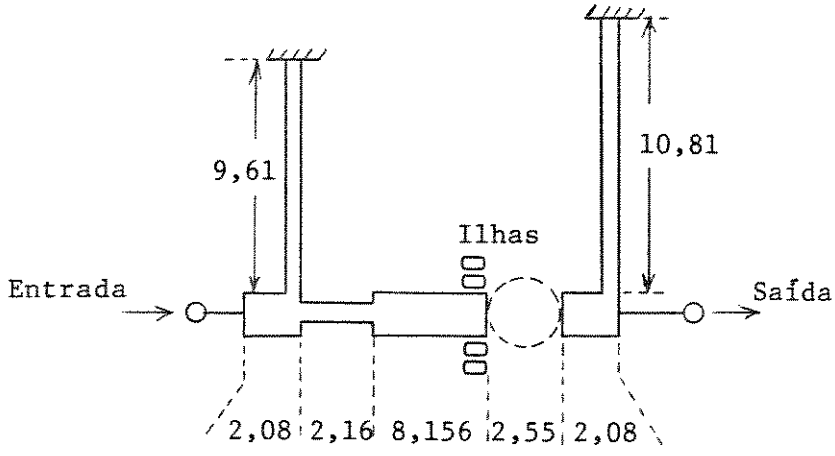


Fig. 3.13. - Configuração final do amplificador simples (dimensões em mm).

CAPÍTULO IV

PROJETO DO AMPLIFICADOR BALANCEADO

4.1. - Introdução

Devido ao fato que o comportamento de um amplificador balanceado depende fundamentalmente do acoplador direcional de 3 dB, este será analisado em primeiro lugar. Em segundo lugar descreve-se a etapa de projeto da configuração balanceada e, finalmente, apresentam-se os circuitos de polarização de baixa e alta freqüência, que fazem uso de elementos reativos de banda larga.

4.2. - Acopladores Direcionais de 3dB

Com relação à Fig. 4.1, um acoplador direcional ideal é um dispositivo de quatro portas, sem acoplamento entre portas diagonalmente opostas, no qual uma onda incidente na porta 1 é acoplada à porta 2 e transfere potência para a porta 4 mas não transfere potência alguma para a porta 3, resultando num desacoplamento total entre as portas 1 e 3.

Os parâmetros que determinam o comportamento do acoplador são o Acoplamento C, a Isolação I e a Diretividade D [6].

Como foi descrito no Capítulo II o acoplador direcional mais adequado para a presente aplicação é o do tipo interdigital ou Lange [12].

Este tipo de acoplador consiste de várias fitas paralelas ligadas alternadamente, vide Fig. 4.2, para evitar o decremento do acoplamento quando a freqüência é incrementada, devido à existência de modos espúrios [6]; suas boas características de balanceamento de amplitude e de fase residem na sua simetria estrutural [12].

Como o acoplamento deve ser elevado, aliás 3 dB, a separação física entre as fitas acopladas que formam o acoplador resultam, em geral, muito reduzida, a limites tais que a sua implementação define a viabilidade de realização dos amplificadores balanceados de banda larga.

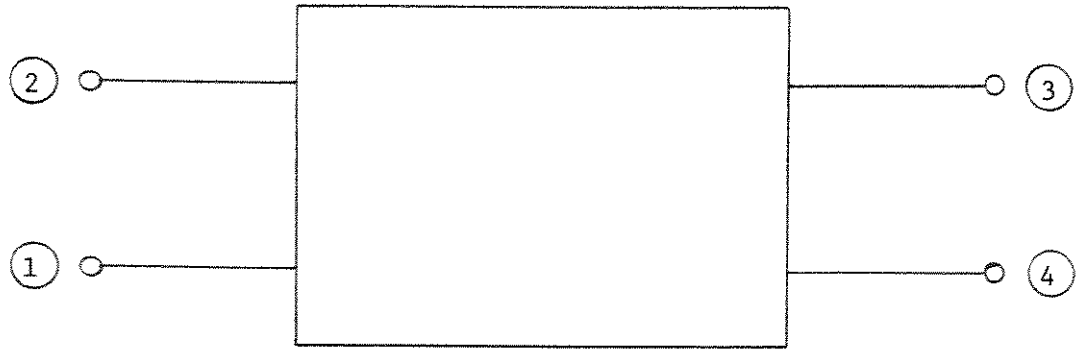


Fig. 4.1. - Acoplador direcional de quatro portas.

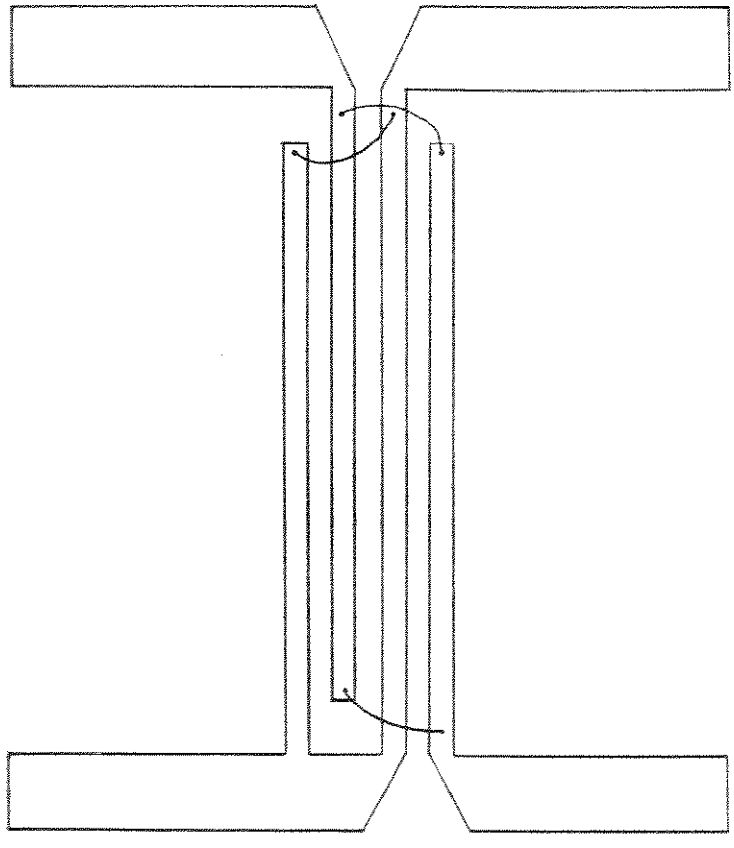


Fig. 4.2. - Acoplador direcional interdigital de 4 dedos.

Em geral demonstra-se [6] que para uma quantidade maior de dedos no acoplador, a separação física entre fitas acopladas resulta também maior, porém a largura destas vem a ser correspondentemente menor, o que também gera um problema de implementação.

Fazendo um estudo das dimensões físicas dos acopladores interdigitais em função da constante dielétrica do substrato mediante um programa computacional [6], pode-se concluir, da Fig. 4.3, que para um acoplador interdigital de 3 dB e seis dedos, uma constante dielétrica relativa em torno de 2,5 produz uma separação entre dedos máxima, e uma largura de fita adequada para a implementação mediante as técnicas ordinárias.

O projeto do acoplador define, então, o uso de um substrato cuja constante dielétrica relativa seja aproximadamente 2,5. Assim sendo se usará o produto da KEENE Laminates tipo GX-527, código 527B0301150 ± .002, útil até 10 GHz com uma constante dielétrica relativa de 2,5 ± 0,04 com cobreado de 1 oz (espessura da camada de cobre de 0,03556 mm) em ambas as faces do substrato. Vide características do substrato cobreado no Apêndice 3.

Usando o procedimento da Ref. [6], calculam-se os parâmetros físicos do acoplador direcional a ser usado na freqüência central de 6 GHz. Vide Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Parâmetros do acoplador direcional de 3 dB e 6 dedos, tipo interdigital (Lange) [Z_o = 50 Ω, f_o = 6 GHz]

ε_r	$\frac{S}{H}$	$\frac{W}{H}$	ε_{effe}	ε_{effo}	L [mm]
2,5	0,1309	0,18633	1,909	1,752	9,24

Sendo a espessura do substrato H = 0,762 mm, as dimensões físicas desnormalizadas, sem correção, são:

Largura da fita acoplada : W_o = 0,142 mm

Separação entre fitas : S_o = 0,0998 mm

Devido ao fato que o acoplador direcional é projetado para terminações casadas de 50 Ω, as microfitas que entram e saem do acoplador devem ter

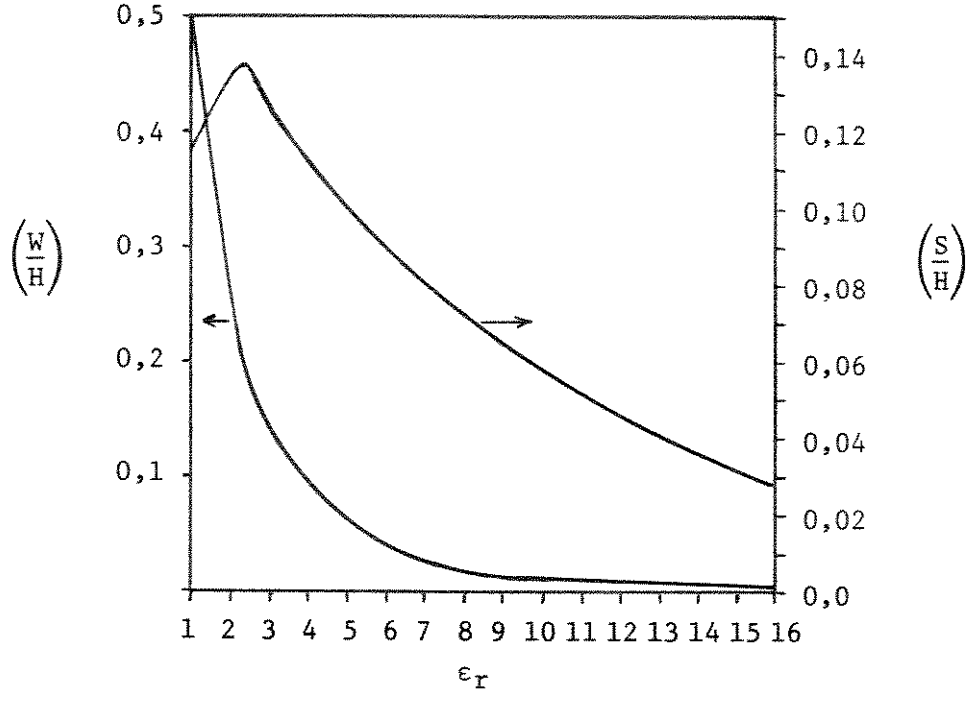


Fig. 4.3. - Dimensões normalizadas de um acoplador interdigital de 3 dB e 6 dedos em função da constante dielétrica do substrato [6].

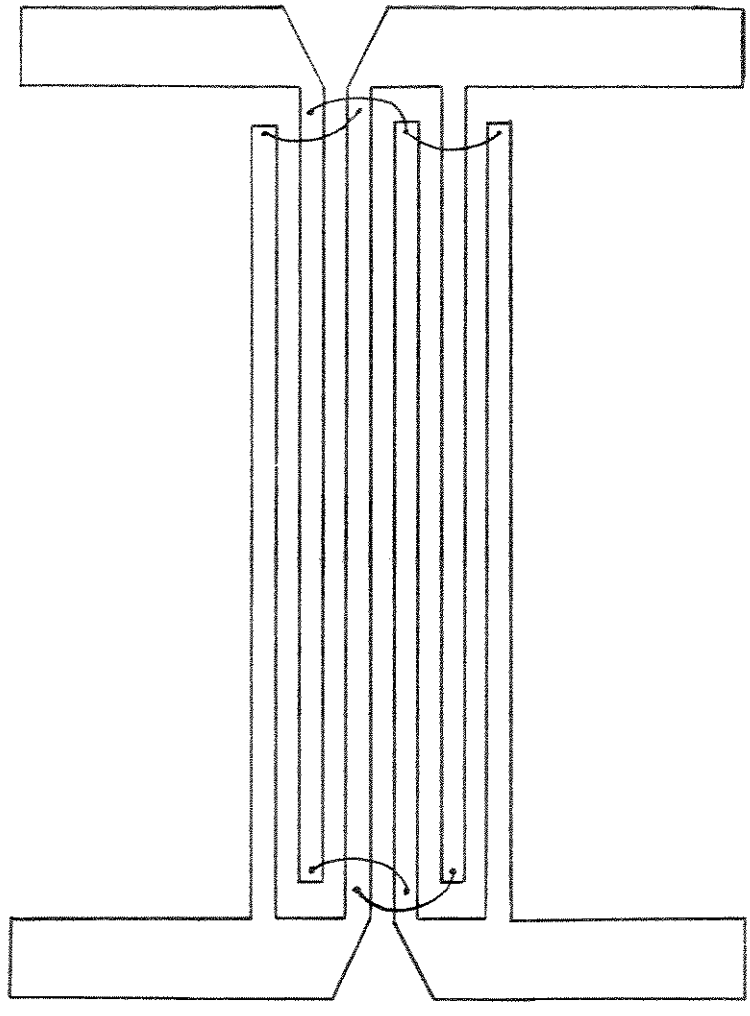


Fig. 4.4. - Acoplador direcional interdigital de 6 dedos.

uma impedância característica de 50 Ω no substrato de $\varepsilon_r = 2,5$. Usando o programa da Ref. [6], tem-se os dados da Tabela 4.2 para uma microfita de $Z_o = 50\ \Omega$.

Tabela 4.2 - Parâmetros de microfita de $Z_o = 50\ \Omega$ em substrato de $\varepsilon_r = 2,5$ [H = 0,762 mm]

ε_r	$\frac{W}{H}$	ε_{eff}	W [mm]
2,5	2,82644	2,0874	2,154

Introduzindo, agora, as correções no acoplador, devido à espessura da camada de cobre, t, tem-se que, segundo Presser [14], o fator de correção normalizado para a separação entre fitas acopladas é dado por:

$$\left(\frac{\Delta S}{H}\right) = \frac{\left(\frac{t}{H}\right)}{\pi\sqrt{\varepsilon_{effo}}}\left\{1 + \ln\left[\frac{4\pi\left(\frac{W}{H}\right)}{\left(\frac{t}{H}\right)}\right]\right\} \tag{4.1}$$

onde:

ε_{effo} = constante dielétrica efetiva de modo ímpar

t = espessura da camada de cobre [mm]

H = espessura do substrato [mm]

$\left(\frac{W}{H}\right)$ = largura normalizada das fitas acopladas.

O maior efeito de t é reduzir efetivamente a separação sem correção (S_o) em ΔS e ao mesmo tempo acrescentar à largura sem correção (W_o) a mesma quantidade. Usando os dados do substrato e do acoplador sem correção tem-se

$$\left(\frac{\Delta S}{H}\right) = 0,0552$$

ou seja

$$\Delta S = 0,04204 \text{ mm}$$

Portanto, a separação corrigida S, que deve ser implementada, será:

$$S = S_o + \Delta S \tag{4.2}$$

Em valores numéricos tem-se:

$$S = 0{,}142 \text{ mm}$$

E para W : $W \cong 0{,}1$ mm

Em relação à dispersão, devido ao fato da freqüência de operação ser relativamente baixa (< 10 GHz), as expressões de correção devida à dispersão [15] não produzem variação significativa nas dimensões físicas já estabelecidas.

Para a separação S, caso não seja feita a correção da Eq. (4.2), pode-se esperar um sobre-acoplamento (além de 3 dB) que, para o caso de um amplificador balanceado de faixa larga em freqüência, é até recomendável [16].

Para ligar o acoplador propriamente dito com as microfitas associadas de 50 Ω, se usará uma compensação do degrau em chanfro de 60°, segundo as recomendações de R. Chadha et al. [13].

4.3. - Circuito de Polarização

O circuito de polarização será um circuito composto de uma parte de alta freqüência, ou passiva, que permite ligar as fontes de energia ao circuito de microondas (sem interferir no seu comportamento dentro da faixa de operação) e de uma parte de baixa freqüência, ou ativa, que permite fornecer energia ao amplificador e realizar as funções de segurança para proteger os transistores de efeito de campo. O circuito eletrônico associado deve permitir obter as tensões de polarização adequadas na ordem de tempo requerida [17]. O circuito equivalente do amplificador simples, em termos da polarização, é mostrado na Fig. 4.5.

Esta forma de polarização é selecionada basicamente devido à sua fácil implementação, não envolvendo resistores de alta freqüência na polarização selecionada.

Nesta forma de polarização, a tensão $-V_G$ deve ser aplicada antes de se aplicar V_D para evitar possíveis danos devido à condição de polariza-

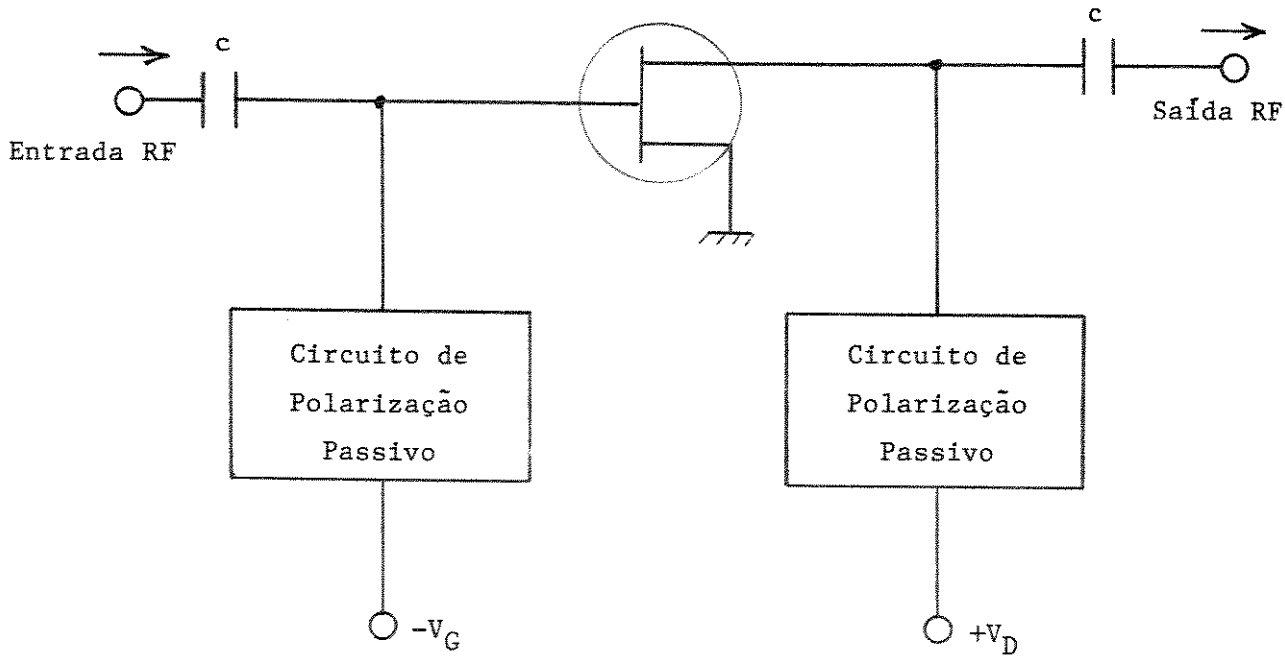


Fig. 4.5. - Polarização do FET.

ção inversa. Deve-se, também, evitar a aplicação das tensões de polarização de forma instantânea e, por isso, se aplicará as tensões através de constantes de tempo, maior na tensão de dreno e menor na tensão de porta.

4.3.1. - Circuito Passivo de Polarização

Na parte de alta freqüência do circuito de polarização se utilizará uma configuração de polarização do tipo padrão, usando trechos de linha de transmissão de alta impedância característica e de comprimento adequado, terminadas em curto-circuito. Este curto-circuito será implementado mediante uma linha de transmissão em meia-lua [18], que permite obter uma reatância nula claramente definida numa região de referência. A configuração é mostrada na Fig. 4.6.

Com referência ao Capítulo III, Seção 3.3, os trechos de linha de alta impedância serão de 110 Ω de impedância característica cuja largura, no substrato selecionado, é de 0,48 mm.

A linha de transmissão ligando a meia-lua com o ponto de polarização é feita de impedância ainda maior e se usará uma largura de microfita de 0,25 mm que tem uma impedância característica de 150 Ω.

Esta estrutura será usada na entrada e na saída do amplificador simples, de acordo com o Capítulo III, Seção 3.3.

4.3.1.1. - Toco em meia-lua

Demonstra-se que os tocos do tipo linha radial ou triangulares tem um melhor desempenho que os tocos retangulares que utilizam linha de baixa impedância, especialmente quando se requer alta precisão na localização do ponto de inserção da impedância desejada [18], [19] e [20].

A configuração é mostrada na Fig. 4.7. Segundo Atwater [21], a reatância apresentada no raio interno r_1 é dada por:

$$X_1 = \frac{h}{2\pi r_1} Z_o(r_1) \frac{360}{\alpha} \cdot \frac{\cos\left[\theta_1 - \psi_2\right]}{\operatorname{sen}\left[\psi_1 - \psi_2\right]} \tag{4.3}$$

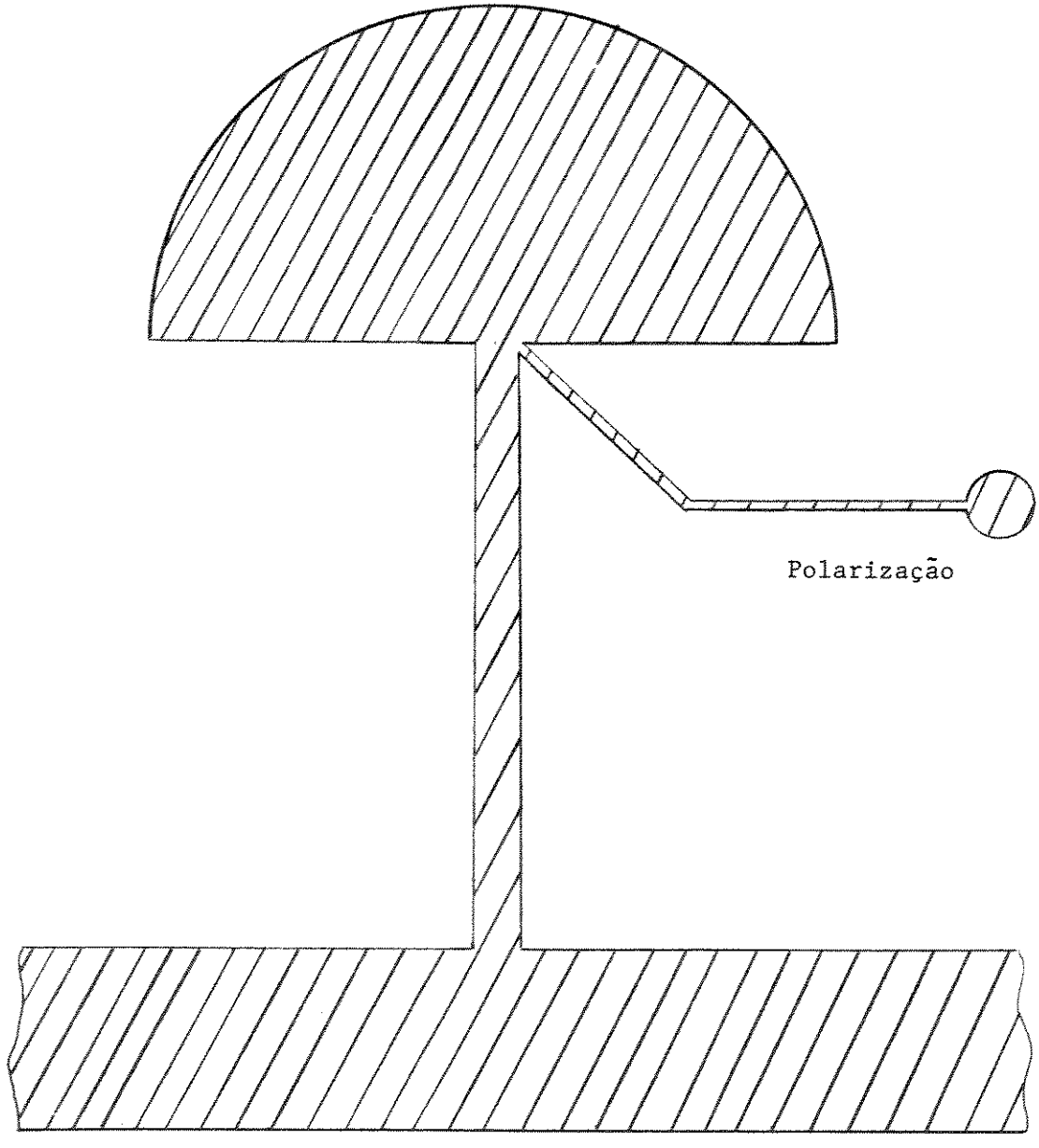


Fig. 4.6. - Circuito passivo de polarização.

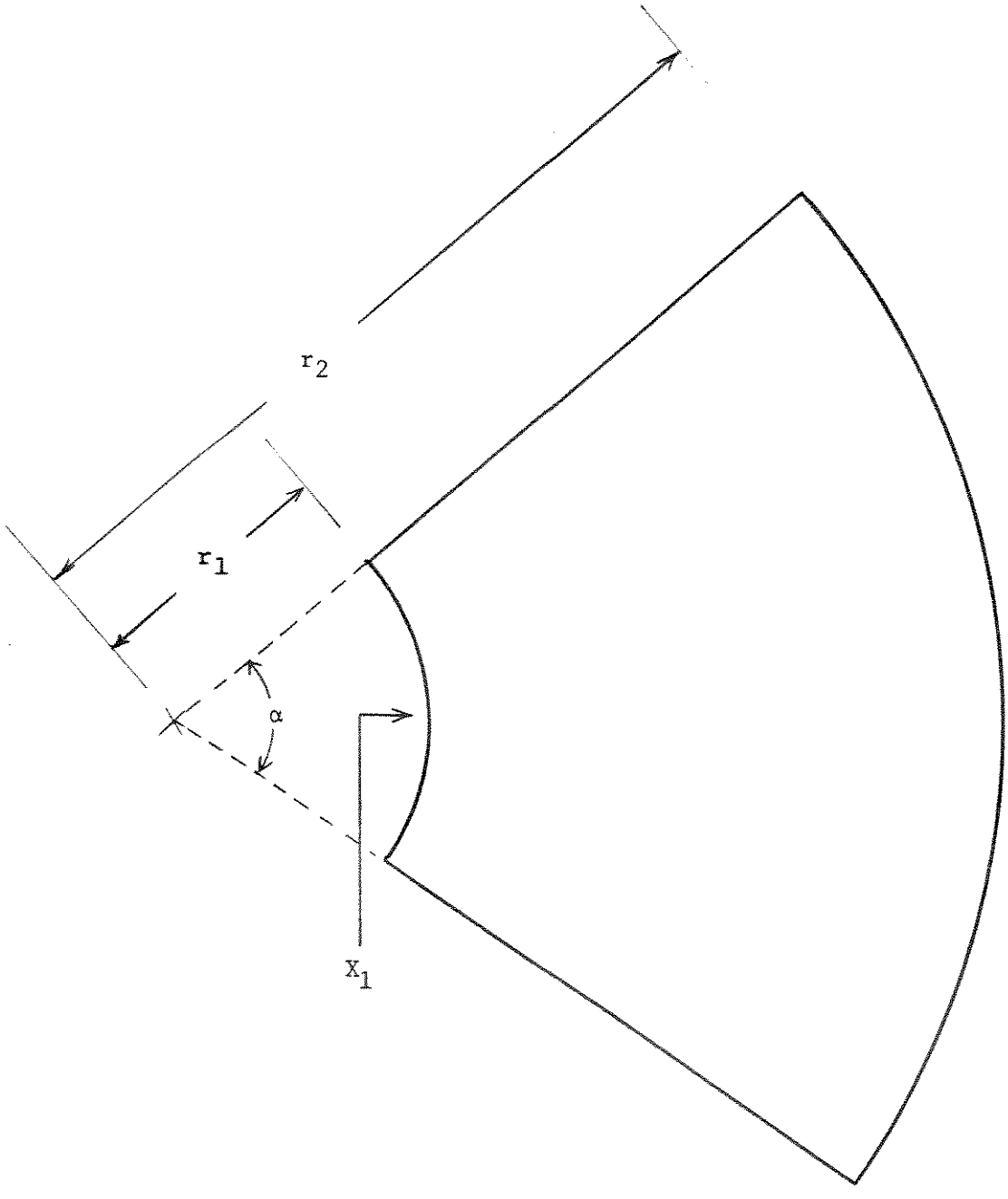


Fig. 4.7. - Toco radial.

onde:

$$\tan \theta_1 = \frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)} \tag{4.4}$$

$$\tan \psi_i = -\frac{J_1(kr_i)}{N_i(kr_i)} \qquad (i = 1,2) \tag{4.5}$$

$$Z_o(r_1) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{J_o^2(kr_1) + N_o^2(kr_1)}{J_1(kr_1) + N_1(kr_1)}} \tag{4.6}$$

$$k = 2\pi \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{\lambda_o} \tag{4.7}$$

onde ε_{re} é a constante dielétrica relativa efetiva da configuração, $J_i(x)$ e $N_i(x)$ são as funções de Bessel de primeira e segunda espécie de ordem i, respectivamente, e α é o ângulo de abertura da linha, em graus.

Para os requerimentos do projeto, deve-se ter $X_1 = 0$; assim da Eq. (4.3), tem-se:

$$\theta_1 - \psi_2 = \pm (2n - 1) \frac{\pi}{2} \qquad (n = 0,1,2...) \tag{4.8}$$

Considerando uma das soluções possíveis, pode-se impor:

$$\text{arctg} \left\{ \frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)} \right\} - \text{arctg} \left\{ -\frac{J_1(kr_2)}{N_1(kr_2)} \right\} = \frac{\pi}{2} \tag{4.9}$$

ou seja:

$$\text{arctg} \left\{ \frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)} \right\} - \frac{\pi}{2} = \text{arctg} \left\{ -\frac{J_1(kr_2)}{N_1(kr_2)} \right\}$$

e usando a função tangente:

$$\text{tg} \left[\text{arctg} \left\{ \frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)} \right\} - \frac{\pi}{2} \right] = -\frac{J_1(kr_2)}{N_1(kr_2)}$$

Mas:

$$tg\{x - \frac{\pi}{2}\} = -\cot x$$

então:

$$\frac{J_o(kr_1)}{N_o(kr_1)} = \frac{J_1(kr_2)}{N_1(kr_2)} \tag{4.10}$$

ou

$$\frac{N_1(kr_2)}{J_1(kr_2)} = \frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)} \tag{4.11}$$

Fazendo um gráfico das relações $\frac{N_1(kr_2)}{J_1(kr_2)}$ e $\frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)}$, em função de kr_i ($i = 1$ ou 2), obtém-se a Fig. 4.8 [21]. Desta figura pode-se apreciar que se $0{,}1 < kr_1 < 0{,}5$ pode-se aproximar:

$$|kr_1 - kr_2| \cong 1 \tag{4.12}$$

e usando-se a Eq. (4.12) em (4.7) obtém-se:

$$(r_2 - r_1) \cong \frac{\lambda_o}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \tag{4.13}$$

Para ângulos α (vide Fig. 4.7) maiores que 90° a constante dielétrica relativa efetiva, ε_{re}, é aproximadamente a constante dielétrica do substrato, ε_r [21]. Então, da Eq. (4.13) conclui-se que:

$$(r_2 - r_1) \cong \frac{\lambda_o}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.14}$$

O raio r_1 corresponde, no caso de geometria série, à metade da largura da microfita ligada ao toco, como mostrado na Fig. 4.9. Na freqüência central de 6 GHz, o comprimento de onda no vácuo é $\lambda_o = 50$ mm, e usando um substrato de $\varepsilon_r = 2{,}5$ com $\alpha = 90^o$, a meia-lua resultante ligada a uma linha de transmissão de $Z_o = 110\ \Omega$ com largura de $W = 0{,}4784$ mm, requer:

$$\left[\frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)}\right]$$

ou

$$\left[\frac{N_1(kr_2)}{J_1(kr_2)}\right]$$

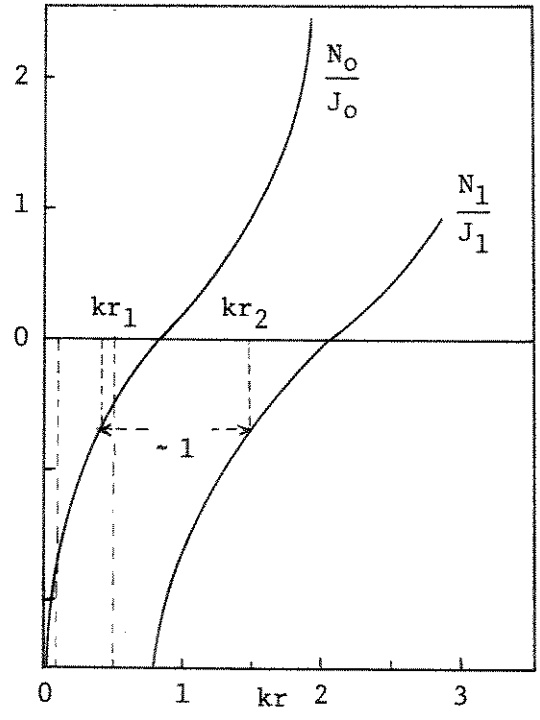


Fig. 4.8. - $\frac{N_1(kr_2)}{J_1(kr_2)}$ e $\frac{N_o(kr_1)}{J_o(kr_1)}$ em função de kr_i, $i = 1$ ou 2.

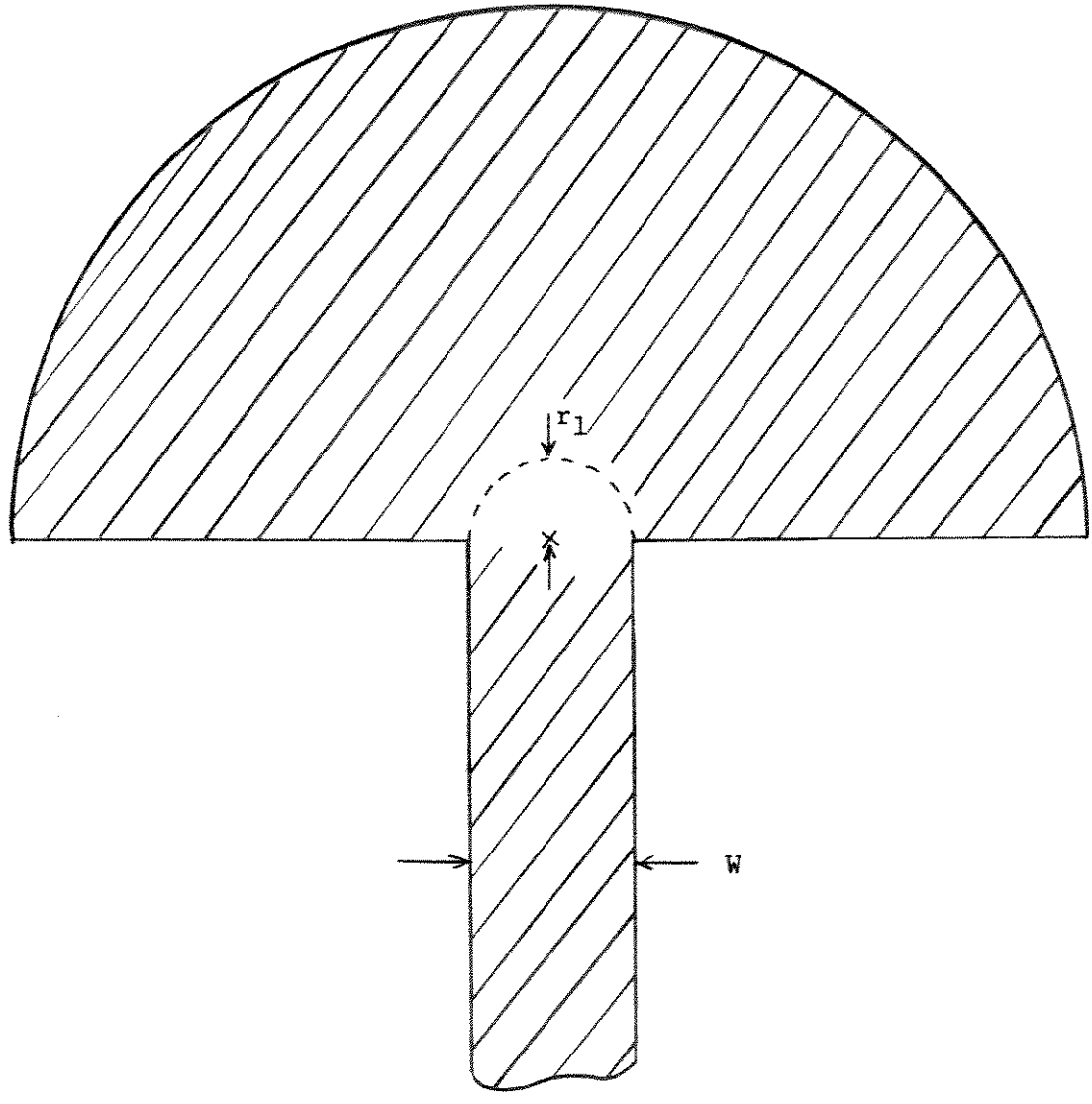


Fig. 4.9. - Toco radial na configuração geométrica série.

$$r_1 = \frac{W}{2} \cong 0{,}24 \text{ mm}$$

Neste caso $kr_1 = 0{,}05$ e, portanto, a aproximação (4.12) não é válida para este valor. Deve-se usar, então, a solução exata usando os valores das funções de Bessel correspondentes.

Então, usando a Eq. (4.11) e $kr_1 = 0{,}05$, obtém-se:

$$\frac{N_o(0{,}05)}{J_o(0{,}05)} = -1{,}9856886 = \frac{N_1(kr_2)}{J_1(kr_2)}$$

Usando interpolação em tabelas de Funções de Bessel, resulta que:

$$kr_2 \cong 0{,}952$$

Usando, agora, a Eq. (4.7) fica-se com:

$$r_2 \cong \frac{\lambda_o}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} = 4{,}79 \text{ mm}$$

O circuito de polarização correspondente de alta freqüência fica, finalmente, como mostrado na Fig. 4.10.

4.3.2. - Circuito Ativo de Polarização

O circuito de polarização de baixa freqüência deve possuir as seguintes características básicas:

1. Ao ser ligado nas fontes de tensão (± 12 V) deve fornecer $-V_G$ depois de um curto tempo e, em seguida, fornecer V_D, com ambas as tensões aplicadas de forma crescente, e não instantaneamente.

2. Deve desligar V_D caso haja falha na tensão de porta ($-V_G$).

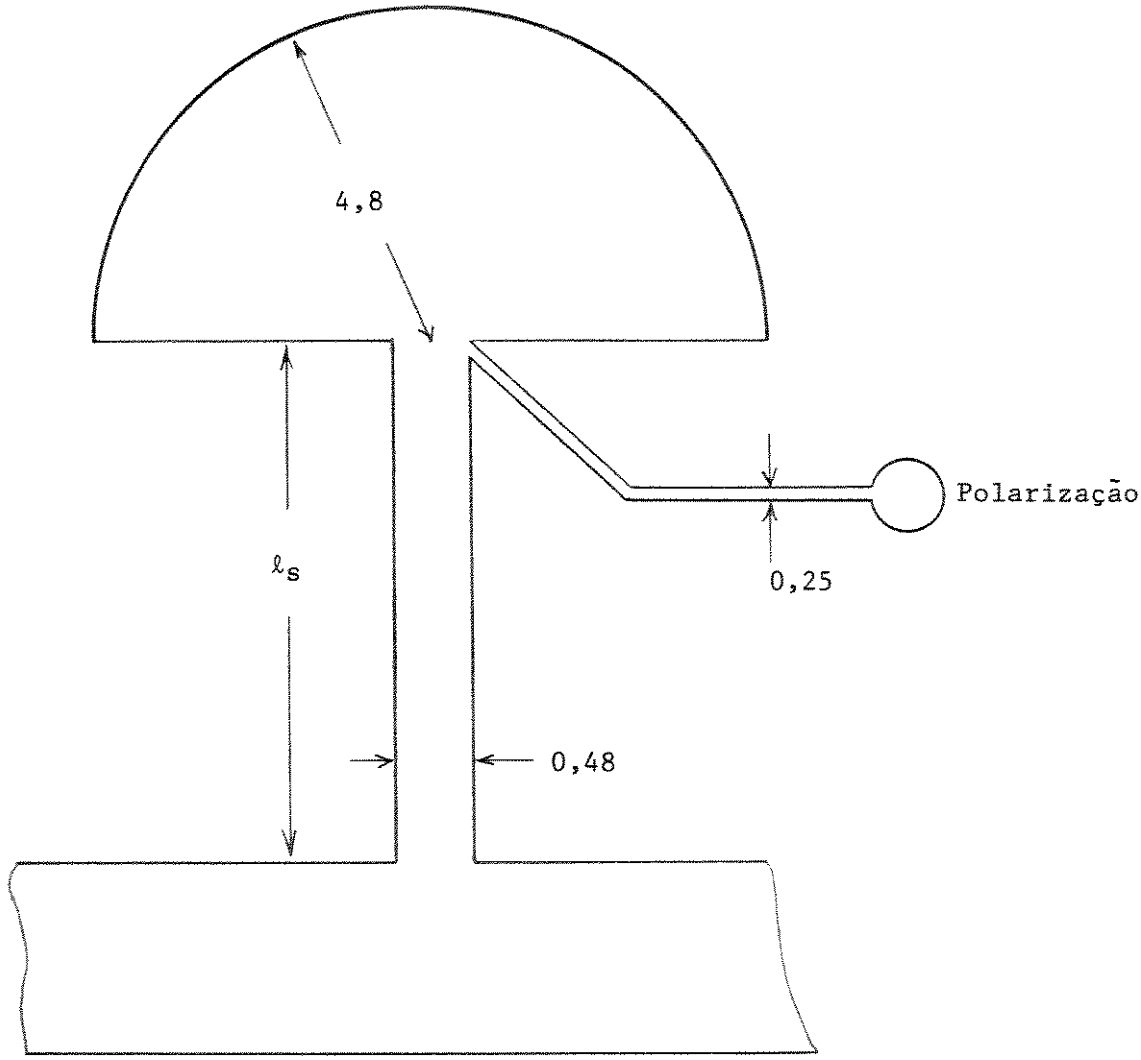


Fig. 4.10 - Circuito de Polarização de alta freqüência (medidas em mm).

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

3. Ter capacidade de corrente contínua suficiente para os dois amplificadores simples (40 mA).

4. Ter possibilidade de variar as tensões V_D e $-V_G$ em certa faixa de valores, que permita controlar o ganho dos amplificadores simples individualmente.

5. Operar a partir de uma fonte regulada de corrente contínua de ± 12 V.

Um circuito que permite cumprir com as características acima é mostrado na Fig. 4.11. O circuito pode ser implementado com amplificadores operacionais LM 741 ou um circuito integrado duplo que tenha alimentação separada para cada amplificador operacional. O transistor PNP é do tipo BC 177 e atua como interruptor na linha de $+V_{cc}$ e o transistor NPN é do tipo BC 107, atuando como amplificador de corrente para obter 40 mA para os drenos dos FET.

O comportamento de estado do circuito em relação as tensões $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ é mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Comportamento do circuito ativo de polarização em relação à $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$

$+V_{cc}$	$-V_{cc}$	Estado de Q_1	V_D	$-V_G$
Não	Não	Inativo	Não	Não
Não	Sim	Saturado	Não	Sim
Sim	Não	Cortado	Não	Não
Sim	Sim	Saturado	Sim	Sim

Ao ligar as tensões $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ o circuito CI_2 fornece a tensão $-V_G'$, dada pelo divisor de tensão R_6, R_7; esta tensão vai desde 0 volt até $-V_G$, de forma lenta, com uma constante de tempo dada por C_2 e o paralelo dos resistores R_6 e R_7.

A tensão $-V_G'$ fica aplicada à base do transistor Q_1 através de R_2 e,

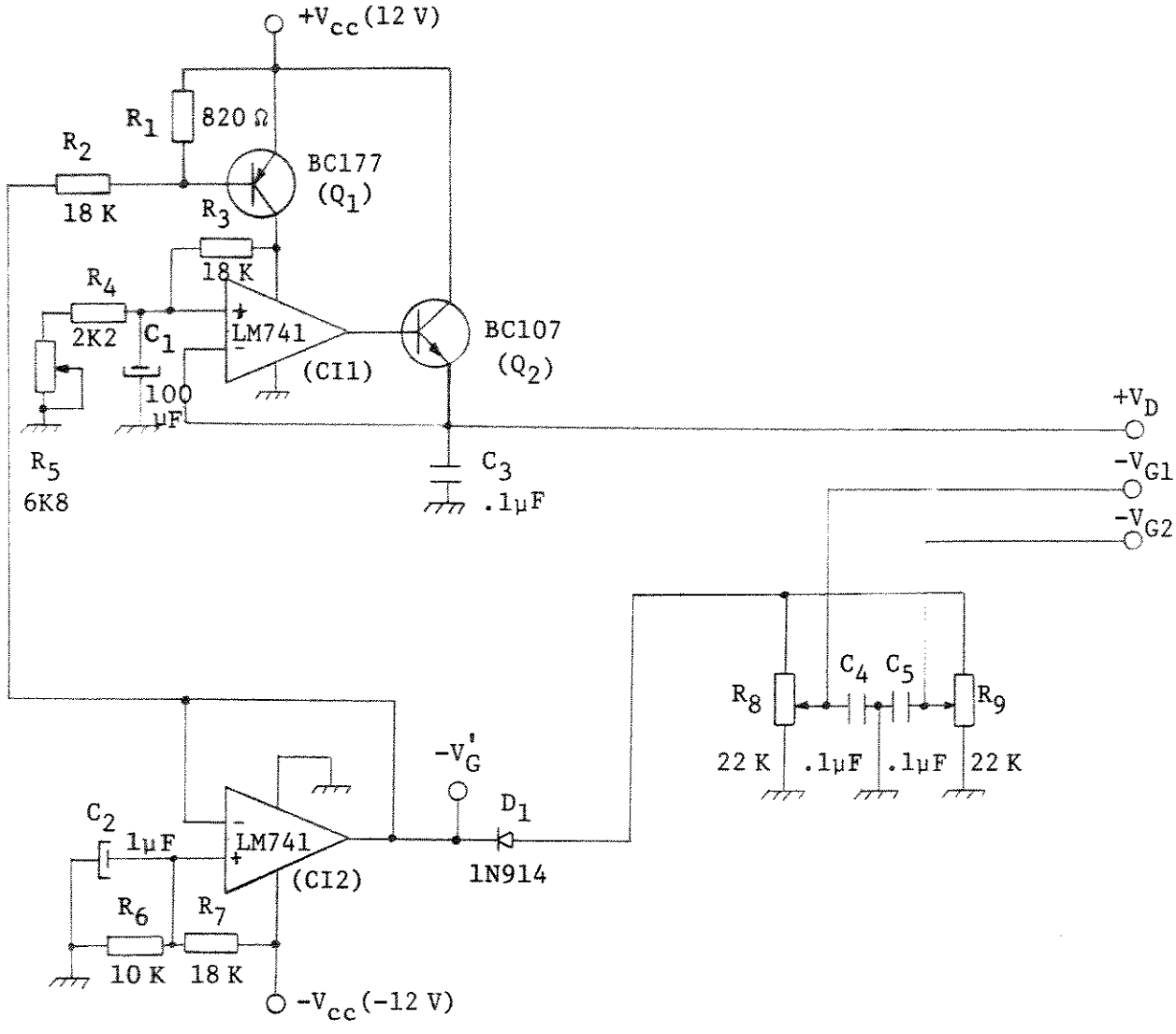


Fig. 4.11. - Circuito ativo de polarização.

sendo Q_1 de tipo PNP, este satura permitindo fornecer energia a CI_1.

O CI_1, por sua vez, em conjunto com Q_2, que atua como amplificador de corrente dentro do elo de realimentação, fornece a tensão V_D, dada pelo divisor de tensão R_3 e $(R_4 + R_5)$. Esta tensão é atingida depois de um tempo dado pela constante de tempo C_2 com R_3 e $(R_4 + R_5)$ em paralelo.

No caso de não existir a tensão $-V_G'$ ou $-V_{cc}$, Q_1 fica cortado e a tensão V_D é retirada do circuito.

O potenciômetro R_5 permite variar a tensão V_D entre 1,3 V e 4,0 V. Os potenciômetros R_8 e R_9 permitem variar independentemente as tensões da porta dos FET de modo a poder balancear o desempenho dos amplificadores simples.

Os capacitores C_3, C_4 e C_5 atuam como filtros passa-baixa para evitar encaminhamento adicional de ruído para o amplificador. Quando a tensão $-V_{cc}$ e $-V_G'$ deixam de atuar, a tensão $-V_G$ pode atingir valores positivos; isto é evitado incluindo o diodo D_1, que bloqueia esta situação.

4.4. - Configuração Balanceada

O projeto do amplificador balanceado consiste em arranjar os circuitos de adaptação de impedância da entrada e da saída dos amplificadores simples de modo a se ligar com o acoplador direcional, como descrito na Seção 4.2.

No presente trabalho a configuração balanceada será implementada em apenas uma placa de substrato sobre o qual se construíram dois amplificadores idênticos, incluindo os circuitos de adaptação de impedância conectados aos dois acopladores direcionais interdigitais de 3 dB. Esta conexão deve ser feita adequadamente como mostrado na Figura 4.12, num esquema em bloco.

Devido à conexão de corrente contínua entre as portas 1 e 3 e as portas 2 e 4 dos acopladores, é preciso inserir condensadores de bloqueio da componente de corrente contínua no circuito da porta e de dreno dos FET. Estes capacitores foram colocados nas portas 2 e 3 dos acopladores de entrada e saída, possuindo um valor de 47 pF, adequado para a faixa de trabalho.

Considerando o Capítulo III, e incluíndo o circuito de polarização de alta freqüência apresentado na Seção 4.3, a configuração geométrica final do

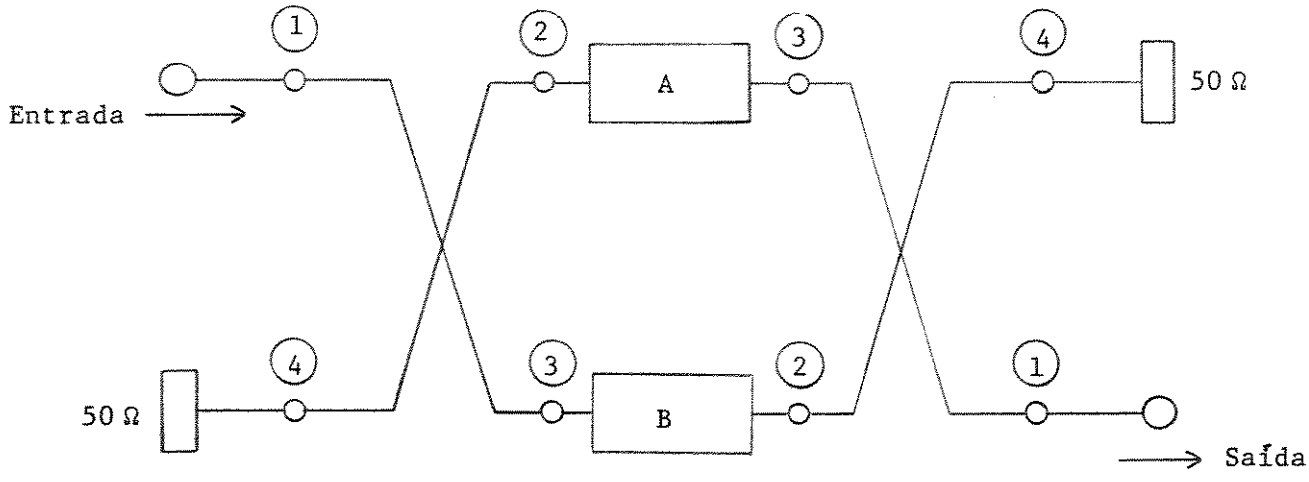


Fig. 4.12. - Conexão correta dos acopladores direcionais aos amplificadores simples A e B.

amplificador balanceado fica como mostrado na Fig. 4.13.

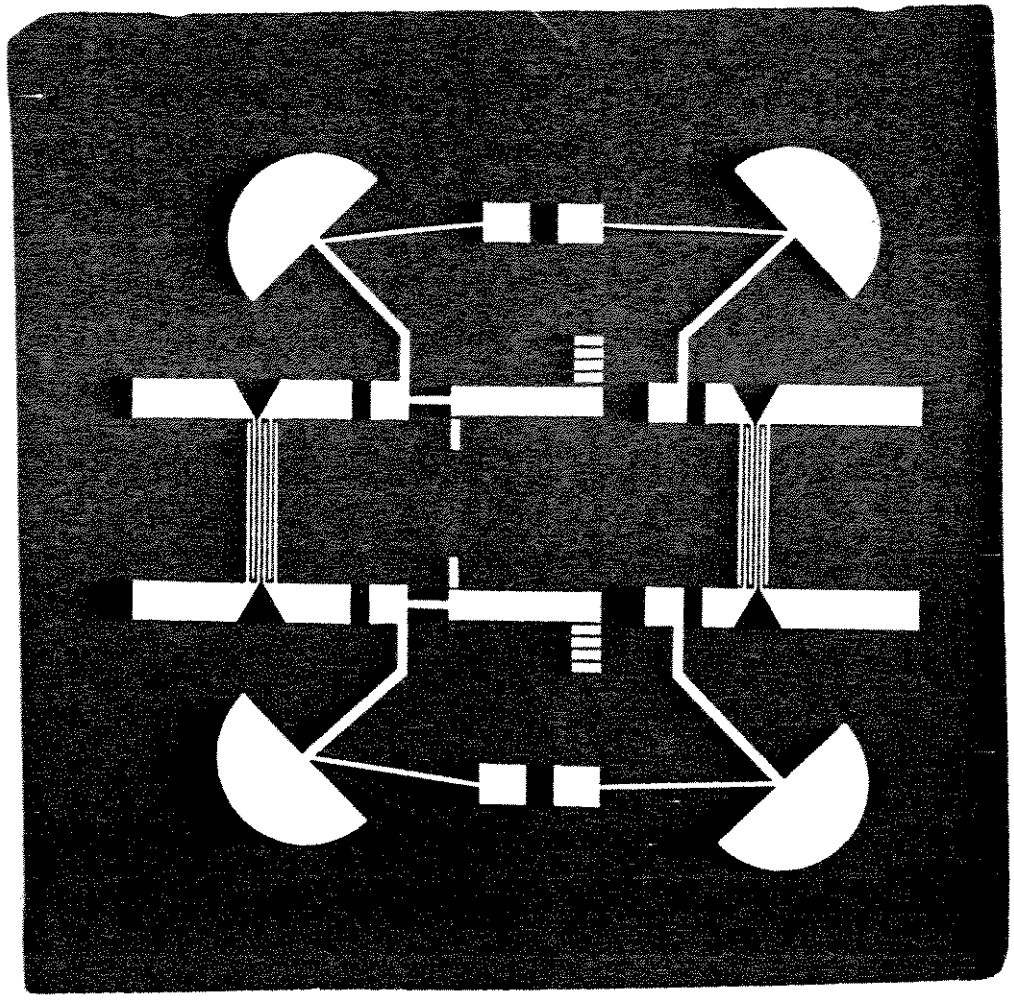


Fig. 4.13. - Configuração final do amplificador balanceado.

Folha em branco

CAPÍTULO V

CONSTRUÇÃO E RESULTADOS

5.1. - Introdução

Neste capítulo apresenta-se o método usado para a implementação do circuito final, a tecnologia utilizada e os resultados obtidos após os processos de foto-redução e corrosão.

Também são apresentados os resultados das medidas de desempenho do amplificador balanceado, e as configurações de medição usados, bem como a listagem da aparelhagem utilizada.

5.2. - Construção do Circuito

Devido às suas reduzidas dimensões, a confecção dos dedos dos acopladores direcionais torna-se uma das etapas mais críticas durante o processo de implementação do circuito. Deve-se trabalhar com microscópios em escalas de amplificação de dimensões que permitam obter uma adequada visualização das larguras e comprimentos envolvidos, e que, ao mesmo tempo, permitam o processamento no laboratório de circuitos integrados.

De acordo com este último critério, e considerando as dimensões do circuito, foi selecionado um fator de escalas de 20 na construção da máscara do circuito.

Visando obter um método de custo reduzido na confecção da máscara do amplificador, construiu-se, primeiro, um conjunto de peças padronizadas, correspondentes à escala usada (20), de linhas de transmissão para microfita de 50 Ω, 60 Ω, 110 Ω, 150 Ω e radial; também construiram-se os acopladores direcionais interdigitais da mesma forma. Este conjunto é construído, usando como material base, uma cartolina vermelha.

Usando este conjunto de peças se implementou o circuito requerido colando as peças sobre uma folha de polietileno transparente mediante o uso de fita adesiva de dupla face. Aliás, esta técnica pode ser usada para a imple-

mentação de qualquer outro tipo de circuito, sempre que se tenham as linhas correspondentes às impedâncias características necessárias.

A confecção das peças é simples; utilizando um estilete fino obtém-se um corte de aproximadamente 0,1 mm de largura na cartolina e, usando uma régua milimétrica precisa, pode-se cortar o material necessário para formar o conjunto desejado. O trabalho resultante é de excelente precisão e pode ser, em seguida, levado à câmara fotográfica de redução.

Para a foto-redução utilizaram-se as instalações do LED da Faculdade de Engenharia Elétrica na UNICAMP onde, usando uma placa de alta resolução KODAK A-1, obteve-se a máscara em escala 1 : 1 pronta para o processo de construção do circuito em verdadeira grandeza. A placa resultante é mostrada na Fig. 5.1.

Para proteger a placa de possíveis danos durante o processo de cópia ao substrato, foi feita uma cópia da placa de alta resolução em fotolitos, tanto positivo quanto negativo, de modo a se ter qualquer alternativa para a construção do circuito impresso final.

Finalmente, utilizando as facilidades do Laboratório Microeletrônica (LME) da USP, foi feito o circuito impresso no substrato já indicado.

Para a entrada e saída do sinal são usados conectores SMA do tipo COAXICOM 3115-1 que, devido à sua construção, podem ser soldados diretamente no substrato. Nas portas correspondentes às cargas casadas (50 Ω) do amplificador balanceado também são usados os mesmos tipos de conectores, pois estes permitem a ligação de medidores de potência nestas portas que são de grande utilidade no processo de medidas do protótipo.

Os capacitores de desacoplamento de corrente contínua nas entradas e saídas dos amplificadores singelos, são do tipo "chip" de cerâmica que estão soldados diretamente nas microfitas do circuito.

A ligação entre dedos alternados do acoplador direcional interdigital, e feita usando solda ultrassônica e fio de alumínio com 20 μm de diâmetro. Para evitar curto-circuito entre os fios e as fitas do acoplador pode-se usar uma gota de cola isolante colocada em cada região a proteger, como mostrado na Fig. 5.2.

O processo de solda nos dedos do acoplador é crítico pois a máquina de solda é adaptado ao uso padronizado de outras estruturas, tais como circuitos integrados ou transistores. Portanto, neste caso, foi feita uma adap-

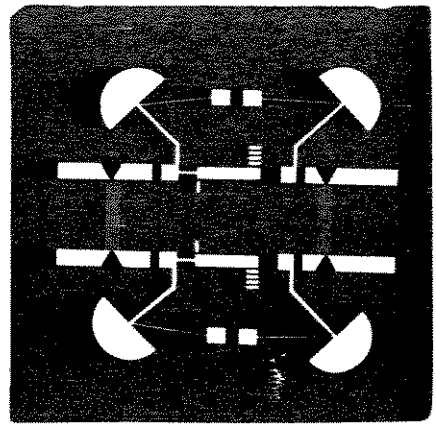


Fig. 5.1. - Placa resultante do processo fotográfico.

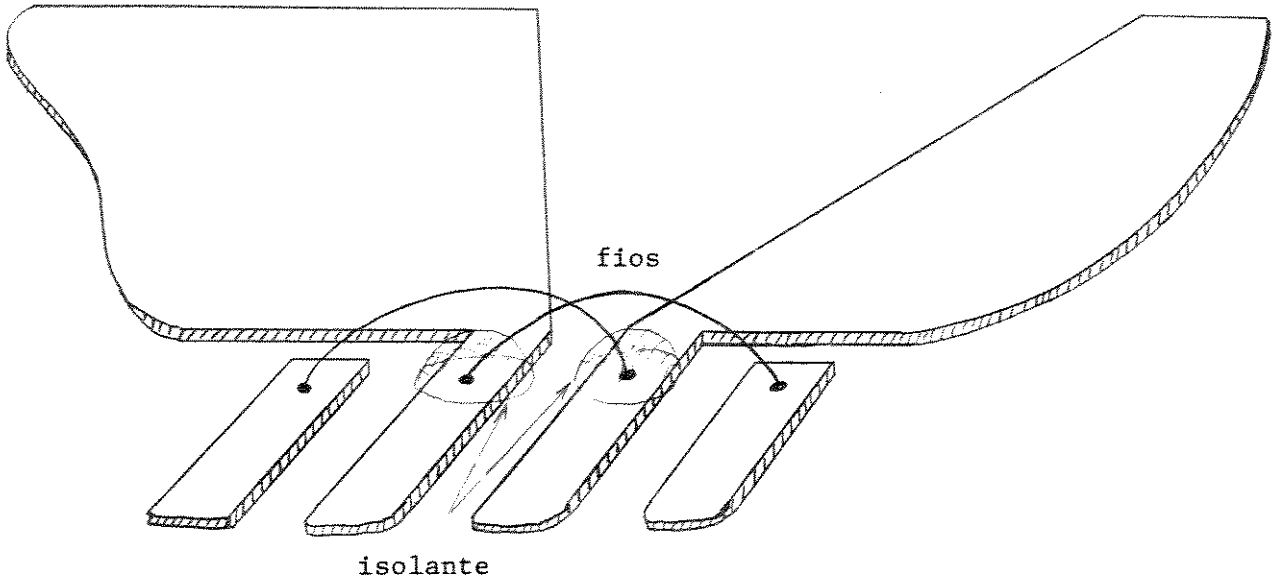


Fig. 5.2. - Detalhe da ligação entre dedos do acoplador direcional interdigital.

tação que, depois de muitas dificuldades, permitiu obter soldas confiáveis. Para realizar uma melhor solda, o circuito foi coberto por uma camada de ouro, metal que permite uma boa solda com o fio de alumínio.

Esta solda deve ser feita antes de montar os transistores, devido ao fato da onda de choque de ultra-som usada no processo de solda poder produzir fissuras no corpo do FET, devido à alta potência utilizada na onda de ultra-som.

A montagem dos transistores requer, também, cuidados especiais, pois estes são muito susceptíveis à eletricidade estática. Os transistores são vendidos dentro de um envelope metálico, para sua proteção, e para manipulá-los é melhor fazer um curto-circuito entre porta e fonte usando um fio condutor fino. No caso foi usado um fio de alumínio de 20 μm de diâmetro; a colocação deste pode ser feito dentro do envelope metálico, para evitar riscos. Instalado o curto-circuito, os transistores podem ser manipulados com facilidade. Uma vez soldados os transistores em seus respectivos lugares, os fios podem ser retirados com uma pinça fina.

Para determinar se o circuito de corrente contínua está funcionando corretamente, pode-se ligar o circuito a uma fonte DC adequada, sempre que as terminações de 50 Ω (4) estiverem presentes. Esta providência evita oscilações, que podem atingir amplitudes elevadas e danificar os transistores. Após estas providências o circuito fica pronto para as medições em microondas.

O ajuste da corrente em cada transistor foi feito usando os potenciômetros de controle da tensão de porta e dreno, segundo o circuito da Fig. 4.11. Primeiro, com os potenciômetros R_8 e R_9 previamente ajustados para $-V_G$ máximo, ajusta-se o potenciômetro R_S para obter $V_D = 3$ V, e, em seguida, ajusta-se cada potenciômetro R_8 e R_9 para obter 20 mA de corrente de dreno em cada transistor.

5.3. - Medidas de Desempenho

Nesta seção apresentam-se as medidas de desempenho do amplificador balanceado.

A caracterização do amplificador balanceado consiste basicamente na determinação de parâmetros que descrevem:

a) o ganho em função da freqüência;

b) a perda de retorno de entrada;

c) as potências de saída nas cargas casadas dos acopladores de entrada e saída;

d) a linearidade;

e) o ruído.

Para a medida do ganho foi usada uma montagem como mostrada na Fig. 5.3.

Nesta montagem pode-se medir a potência de entrada P_{in}, que é obtida com o amplificador sob teste substituído por um curto-circuito. Devido à falta de equipamento único, foram utilizados os módulos HP-86230B e HP-86242 na unidade principal HP-8620 C; as potências de entrada foram mantidas em -20 dBm.

Os resultados que mostram o ganho em função da freqüência são apresentados na Tabela 5.1. O gráfico correspondente é mostrado na Fig. 5.4.

Tabela 5.1 - Ganho do amplificador balanceado em função da freqüência [V_{DS} = 3 V, I_D = 20 mA]

f [GHz]	Ganho, G [dB]
3,0	5,9
4,0	5,7
4,9	5,4
6,0	5,9
7,0	5,9
8,0	5,8

Observando a Fig. 5.4, a variação sensível do ganho em torno de 5 GHz, pode ser atribuída a condições de desadaptação de impedância provavelmente causada por ressonância parasita entre o circuito externo e o transistor. Isto pode ser modificado mudando ligeiramente os parâmetros do transistor, através de uma variação da corrente de polarização do dreno.

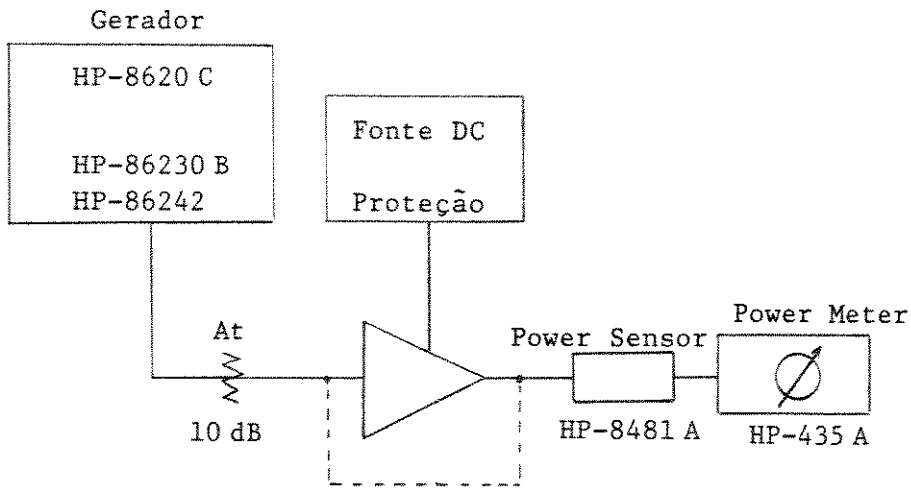


Fig. 5.3. - Montagem para a medida de potência de entrada e saída.

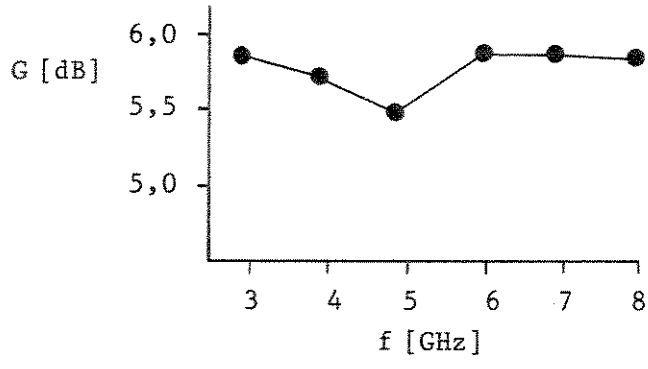


Fig. 5.4. - Ganho de potência em função da freqüência.
[V_{DS} = 3 V, I_D = 20 mA]

Visando modificar a situação descrita acima e obter um ganho de potência maior, a corrente de dreno de cada amplificador singelo foi elevada para I_D = 30 mA e V_{DS} foi mantido em 3 V. Os resultados que mostram a variação de ganho com a freqüência, nestas condições, são apresentados na Tabela 5.2. O gráfico correspondente é mostrado na Fig. 5.5.

Tabela 5.2 - Ganho do amplificador balanceado em função da freqüência [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

f [GHz]	Ganho, G [dB]
3,0	7,0
4,0	6,8
4,0	6,8
6,0	7,0
7,0	6,9
8,0	6,7

Este resultado é muito próximo ao previsto, pois no cálculo teórico não foi considerado a atenuação dos elementos que compõem o circuito amplificador. Vide Seção 3.2.2. Também pode-se observar que a queda do ganho em torno de 5 GHz foi eliminada e que o ganho obtido é bem plano, como desejado.

Nestas condições, foi medida a perda por retorno, PR, da entrada, usando a montagem mostrada na Fig. 5.6.

Usando uma potência de entrada Pin = -10 dBm, os resultados que mostram a perda de retorno em função da freqüência são apresentados na Tabela 5.3. O gráfico correspondente é mostrado na Fig. 5.7.

Visando pesquisar as potências de saída nas portas casadas dos acopladores direcionais de entrada, Pi_{iso}, e saída, Po_{iso}, foi usada a montagem na Fig. 5.8.

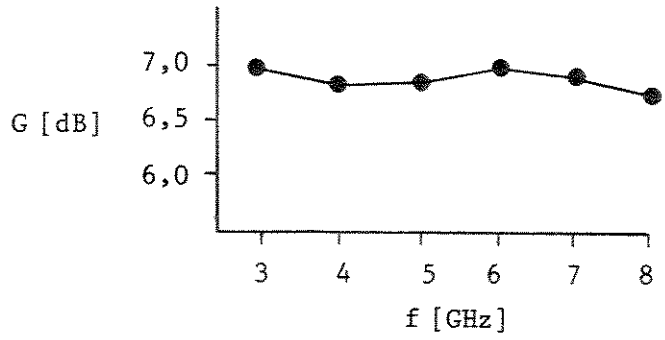


Fig. 5.5. - Ganho de potência em função da freqüência [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA].

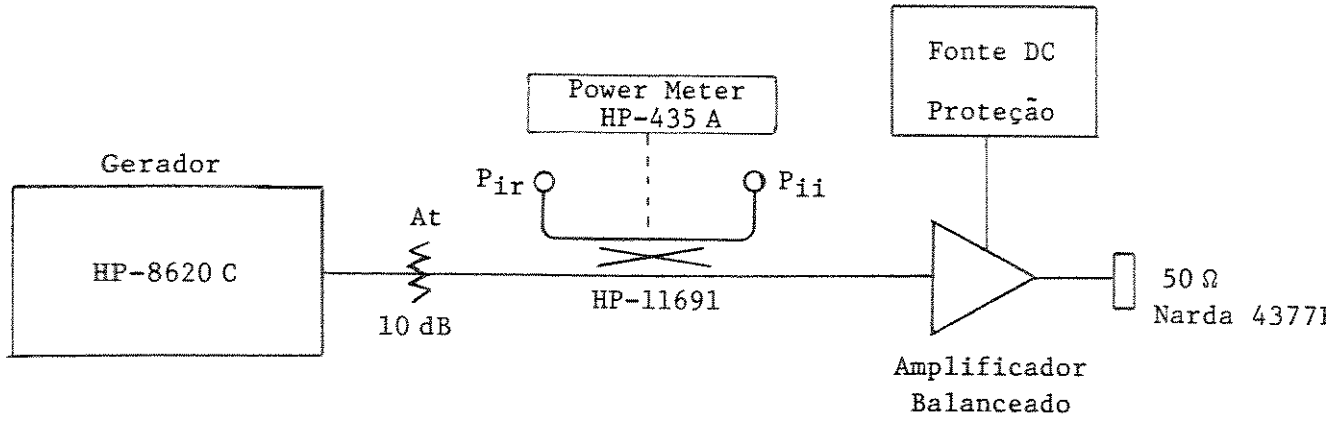


Fig. 5.6. - Montagem para a medida da perda por retorno da entrada. [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

Tabela 5.3 - Perda de retorno em função da freqüência
[V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

f [GHz]	PR [dB]
3,0	-15,0
4,0	-11,1
4,9	-13,0
6,0	-14,5
7,0	-14,0
7,5	-12,5
8,0	-17,9
9,0	-14,0

Os resultados que mostram estas potências, em função da freqüência, são apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 - Potência de saída nas portas isolados · P_{in} = -6 dBm
[V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

f [GHz]	Pi_{iso} [dBm]	Po_{iso} [dBm]
3,0	*	*
4,0	-30,0	-25,2
4,9	*	*
6,0	*	*
7,0	*	*
8,0	-26,9	-23,1

Os valores indicados com * na Tabela 5.4 não puderam ser medidos por serem muito pequenos em relação ao ruído próprio do medidor de potência usa-

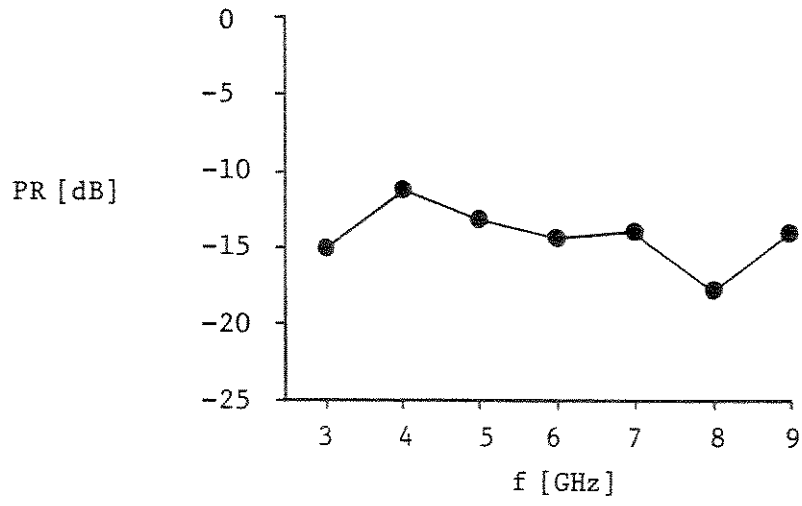


Fig. 5.7. - Perda de retorno em função da freqüência.
[V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

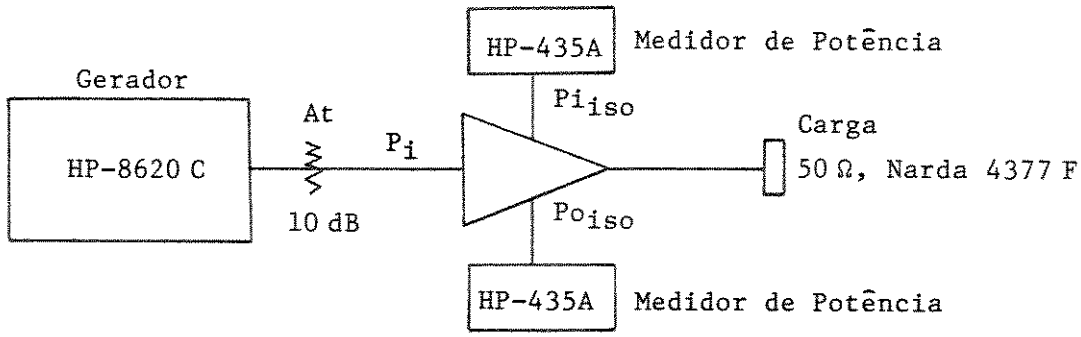


Fig. 5.8. - Montagem para medir a potência de saída nas portas isoladas dos acopladores de entrada e de saída. [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

do (valores menores que -30,0 dBm).

Uma importante observação foi realizada tirando a alimentação DC de um dos amplificadores singelos e medindo a potência de saída útil para uma entrada de P_{in} = -10 dBm. Chamando um dos amplificadores de A e ou outro de B, a Tabela 5.5 apresenta as potências de saída quando funciona apenas o amplificador A, Po_A, e quando funciona apenas o amplificador B, Po_B.

Tabela 5.5 - Potências de saída do amplificador balanceado em condição de não-funcionamento de um dos amplificadores singelos [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

f [GHz]	Po_A [dBm]	Po_B [dBm]
3,0	-9	-9,5
4,0	-9	-9,6
4,9	-8,9	-9,8
6,0	-9	-9,4
7,0	-9,3	-9,4
8,0	-9,4	-9,4

Esta tabela permite observar que o grau de balanceamento é bom, e que a queda no ganho de potência em relação ao ganho total é, em média, de aproximadamente 6 dB, como previsto.

Isto pode ser demonstrado facilmente a partir das equações gerais do Capítulo II, fazendo $S_{21}(a) = 0$ ou $S_{21}(b) = 0$ na expressão para $|S_{31}|$ (Eq. 2.25), que conduz a um ganho de potência, para o caso de um acoplador de 3 dB, expresso por:

$$G = |S_{31}|^2 = \frac{1}{4} |S_{21}(b)|^2$$

ou em dB:

$$G[dB] = |S_{21}(b)|^2 \ (dB) - 6 \ dB$$

e, se $S_{21}(b) = 0$:

$$G = |S_{31}|^2 = \frac{1}{4} |S_{21}(a)|^2$$

ou seja em dB:

$$G\,[dB] = |S_{21}(a)|^2\,(dB) - 6\,dB$$

Isto é, 6 dB a menos que o caso ideal.

A linearidade do amplificador foi determinada, em primeira aproximação, usando-se a montagem da Fig. 5.3, na frequência central da faixa de interesse f = 6 GHz, pois não estava disponível o analisador de espectro. O resultado é mostrado na Tabela 5.6. O gráfico correspondente é mostrado na Fig. 5.9.

Tabela 5.6 - Potência de saída em função da potência de entrada [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA, f = 6 GHz]

P_{in} [dBm]	Po [dBm]
$-\infty$	$-\infty$
-25,0	-18,2
-20,0	-13,0
-13,0	-6,0
-10,0	-3,0
-7,0	0
-5,7	+1,3
-4,6	+2,3

Analisando os dados obtidos em relação ao ganho de potência, o resultado é muito bom pois, retirando-se os transistores do circuito e substituindo-se por um curto-circuito, a perda de transmissão medida através do circuito passivo resultante foi de 2,6 dB em f = 6 GHz. Este resultado permite concluir que o ganho, nas condições estabelecidas na Tabela 5.1, é perto daque-

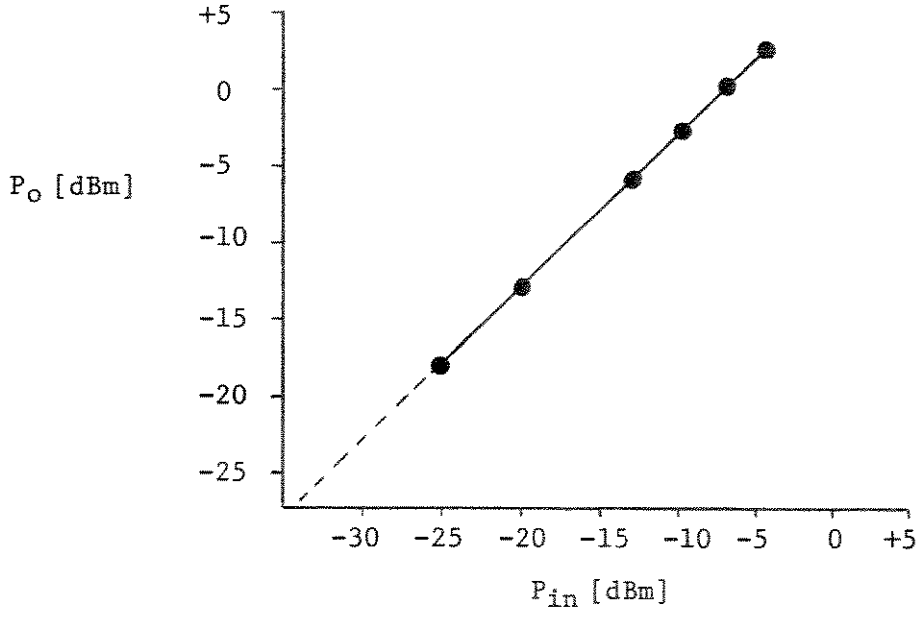


Fig. 5.9. - Linearidade do amplificador balanceado na freqüência central da faixa, 6 GHz. [V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA]

le calculado teoricamente, sem considerar as perdas do circuito. Também demonstra-se que o controle de ganho através do controle da corrente de dreno é bom e permite balancear a configuração com respeito ao ganho.

Em relação à perda por retorno, PR, o resultado é também bom. A variação forte em torno de 8 GHz pode-se atribuir à condições de casamento parasita nos circuitos formados pelos fios que ligam os dedos dos acopladores direcionais e o resto do circuito.

A potência perdida nas cargas casadas de entrada e saída é muito baixa demonstrando que o balanceamento é bom e que os dispositivos ativos têm características muito similares. Isto confirma a informação do fabricante, que indica que ambos os transistores foram fabricados na mesma pastilha de 6a As. Esta informação é mostrada na Fig. 5.10 que contém uma cópia dos envelopes de embalagem de cada transistor.

Para determinar o ponto de compressão de ganho de 1 dB e os produtos de intermodulação é usada a montagem da Fig. 5.11.

Para a medição da figura de ruído é melhor usar um procedimento automático que é mais rápido e mais exato que o método chamado de manual [25].

A montagem da Fig. 5.12 permite a medição da figura de ruído na faixa de freqüências desejada, de forma automática, usando o medidor de figura de ruído HP-8979 A disponível na USP ou nos Laboratórios do CPqD.

Devido a problemas tidos com os transistores do amplificador balanceado, os quais foram danificados durante os testes e, tendo em vista que a reposição desses transistores somente pode ser feita a longo prazo, a caracterização de compressão e ruído serão objetos de futuro trabalho. Estas medições poderão ser feitas com a cooperação do CPqD ou da USP, instituições que têm o equipamento adequado para este efeito.

5.3.1. - Listagem de Aparelhos Utilizados

Nas medições realizadas foram utilizados os seguintes equipamentos:

Gerador de Microondas

HP-8620 C	Sweep Oscillator
HP-86230 B	Plug-in Unit
HP-86242	Plug-in Unit

AVANTEK

LOT NO:F3725

SANTA CLARA, CA 95051

AVANTEK

WAFER:F17-1178

LOT NO:F3725

SANTA CLARA, CA 95051

Fig. 5.10. - Informação dada pelo fabricante em relação à fabricação dos transistores.

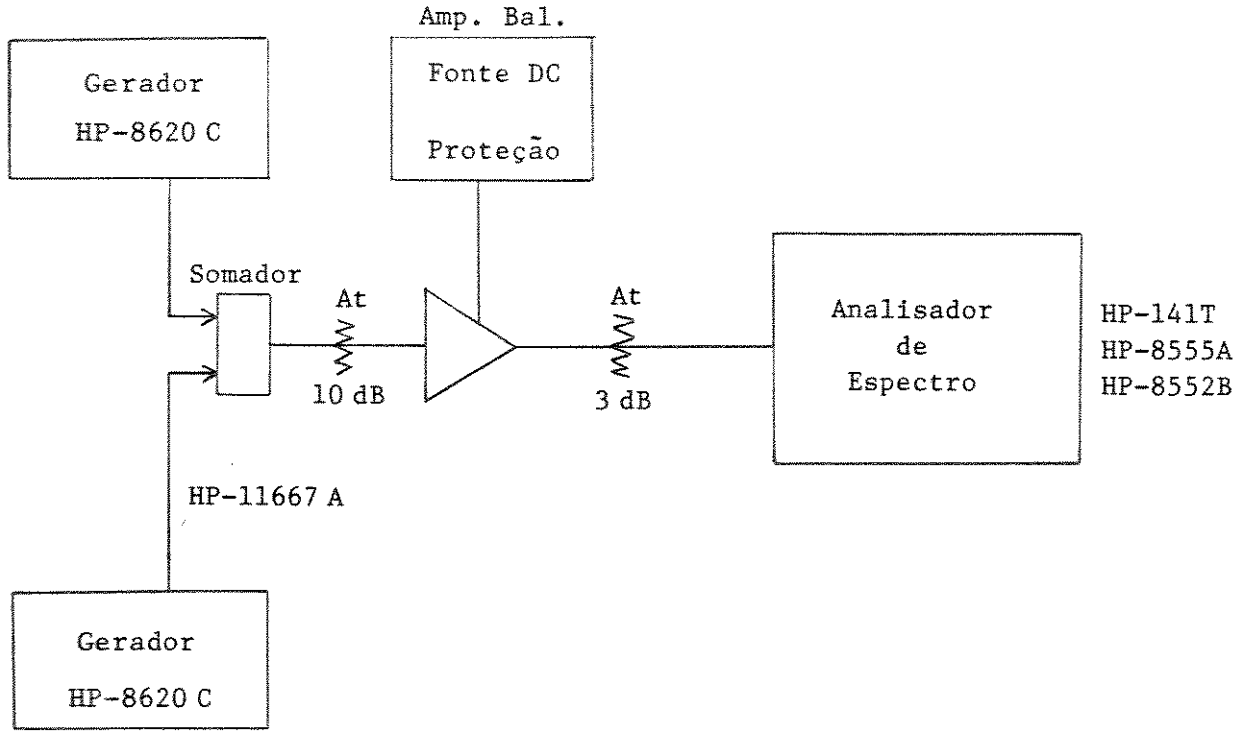


Fig. 5.11. - Montagem para medir o ponto de compressão de ganho de 1 dB e produtos de intermodulação.

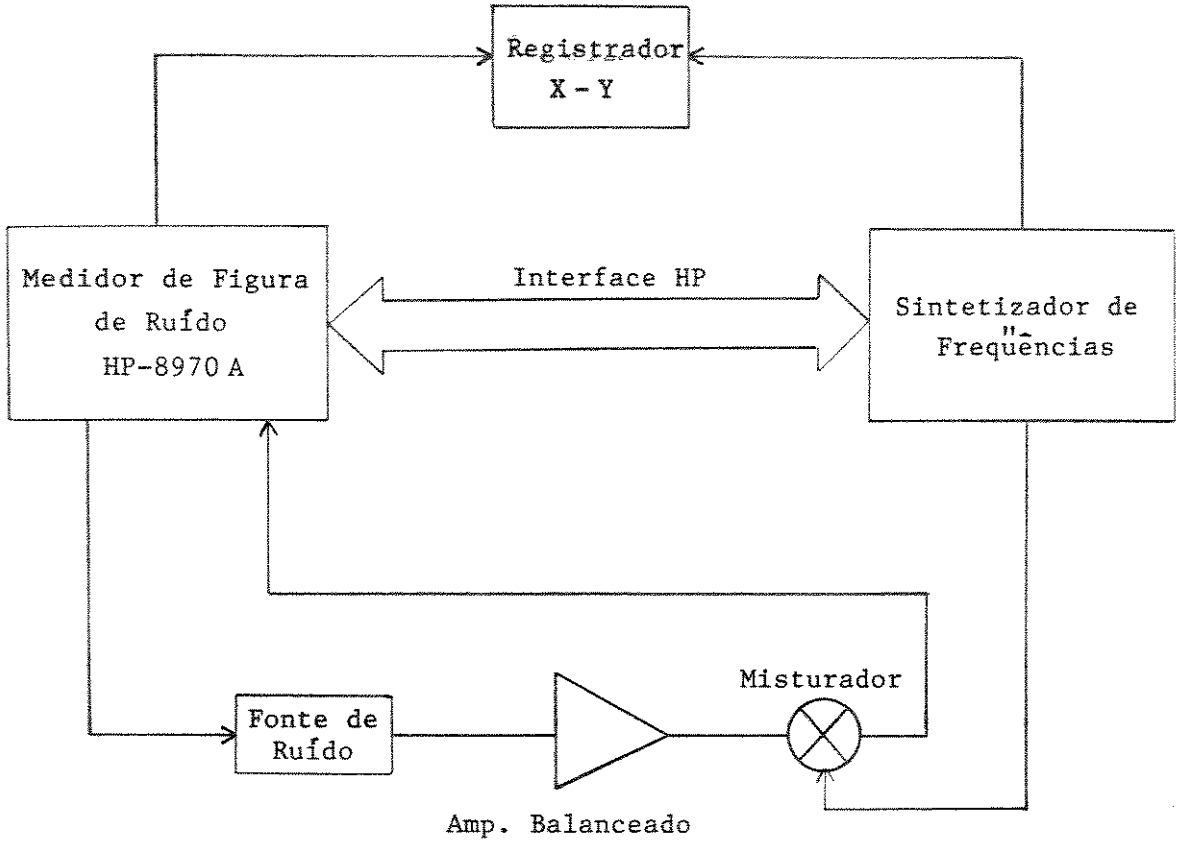


Fig. 5.12. - Montagem para medição automática da figura de ruído.

Medidor de Potência

HP-435 A	Power Meter
HP-8481 A	Power Sensor

Acoplador Direcional

HP-11691 D	Directional Coupler (22 dB)

Divisor de Potência

HP-11667 A	Power Splitter

Cargas de 50 Ω

Narda, tipo 4377 F

Fonte de Tensão Bipolar

TECTROL Modelo TC 20005B5.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Apresentou-se um método de projeto de amplificadores balanceados a partir dos parâmetros de espalhamento para pequenos sinais; bem como sua aplicação prática através de um amplificador balanceado na faixa de 5,0 a 7,0 GHz.

Apresentou-se, também, um método prático para a realização da máscara a ser usada na foto-redução para a obtenção da placa impressa do amplificador.

Os resultados obtidos demonstram que o método é prático e rápido, permitindo obter os resultados reais com boa precisão.

Os programas de computador desenvolvidos e utilizados permitem projetar o circuito do amplificador singelo, assim como a otimização do circuito total, incluindo os circuitos de polarização de alta freqüência.

Como pode ser verificado, a partir dos resultados experimentais, o amplificador balanceado é completamente estável, o ganho de potência e a faixa de freqüência obtidos cumprem com os objetivos inicialmente propostos neste trabalho, tendo faltado a caracterização de ruído que não foi possível realizar devido à falta de outro par de dispositivos ativos.

Verificou-se que, quando um dos amplificadores singelos falha, o ganho têm uma queda de 6 dB; bem como a potência presente nas cargas casados do amplificador balanceado é muito pequena. Isto indica que o grau de balanceamento é muito bom, bem como a similaridade dos transistores usados é grande.

Para otimização do método de projeto aqui apresentado sugere-se como desenvolvimentos futuros:

a) Desenvolver programa de computador para otimização de circuitos de microondas que utilize o programa MECAP como subrotina.

b) Sugere-se utilizar o método de Powell [24] na minimização da função objetiva, no programa de otimização.

c) Desenvolver rotinas gráficas interativas que permitam ao usuário obter o desempenho do circuito simulado em forma gráfica na tela e/ou impressora. Estas rotinas poderiam gerar a Carta de Smith; Resposta de Amplitude e Fase; Impedância de entrada e saída; ROE de entrada e saída; Ganhos de potência; tudo em função da freqüência.

Pela experiência obtida na implementação do amplificador balanceado construído, e com o fim de permitir melhores projetos futuros, apresentam-se algumas sugestões:

d) Usar o método aqui apresentado para a fabricação da máscara, e usar foto-redução em filme de alta resolução.

e) Deve-se implementar um laboratório de corrosão controlada que permita a fabricação de circuitos de microonda impressos e que requerem fitas muito finas e de grande uniformidade, como no caso dos acopladores direcionais interdigitais.

f) Deve-se ter acesso e disponibilidade adequada aos equipamentos e facilidades do laboratório de circuitos integrados no LED.

g) Usar fio de ouro nas ligações do circuito impresso, em lugar de alumínio.

h) Usar uma camada de ouro nas partes metálicas do circuito, com o objetivo de diminuir as perdas dissipativas e evitar a oxidação do circuito.

i) Manter um estoque adequado de componentes tais como:
- conectores tipo COAXICOM Mod. 3115-1 ou equivalente,
- capacitores tipo "chip" em valores padrões,
- capacitores tipo passa-muro,
- caixas padrões tipo semelhante às fabricadas por Adams Russel Comp. para protótipos,
- terminações de 50 Ω com conectores SMA,
- dispositivos ativos para microondas.

j) Manter os equipamentos de microndas num lugar físico fixo que permita medições rápidas e confiáveis.

Finalmente pode-se concluir que o amplificador balanceado projetado neste trabalho proporciona um bom comportamento elétrico numa faixa de freqüências de mais de uma oitava. Sem necessidade de um processo de sintonia complicado, obtiveram-se os resultados previstos. O elemento mais crítico na implementação é, sem dúvida, o acoplador direcional interdigital. O resto não é crítico e de fácil produção, mediante técnicas padrões de circuitos integrados de microondas.

APÊNDICE 1

Programas Computacionais

APÊNDICE 1

PROGRAMAS COMPUTACIONAIS

O Apêndice 1 compreende dois programas computacionais, o primeiro chamado PROJET · BAS permite projetar amplificadores de alta freqüência utilizando os parâmetros S do dispositivo ativo utilizado, permite o cálculo de ruído no amplificador e contém uma rotina para o cálculo do ganho adicional devido aos circuitos de entrada e saída (unilateral) do dispositivo.

O segundo programa é o MECAP [11], que permite a análise de estruturas de microonda, usado neste trabalho para otimizar o circuito do amplificador simples.

A.1. - Programa PROJET · BAS

O programa apresenta um menu:

- Amplificador (= 1)
- Ruído (= 2)
- Ganho adicional (= 3)

Selecionando a primeira opção, o programa determina, dados os parâmetros S do dispositivo, qual o Fator de Estabilidade K, a Figura de Mérito Unilateral U, os Círculos de Estabilidade (caso $|K| < 1$) e os Círculos de Ganho Constante Unilateral.

A segunda opção permite determinar Círculos de Figura de Ruído constante e calcular a Figura de Ruído, dado o coeficiente de reflexão na entrada do dispositivo ativo.

A opção número três permite calcular os ganhos adicionais devido aos circuitos de entrada e de saída do dispositivo, considerado como unilateral.

Cada uma destas opções do menu, baseia-se na Ref. [2] e em continua-

ção apresenta-se uma coletânia das equações utilizadas e que fazem referência à Fig. A.1.

- Ganho de Potência Transdutivo : G_T

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

- Fator de Estabilidade de Rollett : K

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

onde

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} \tag{A-3}$$

Se $|K| > 1$ o amplificador é incondicionalmente estável, e o ganho transdutivo é dado por:

$$G_T = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1}\right) \tag{A-4}$$

O sinal + é para $B_1 < 0$

O sinal − é para $B_1 > 0$

onde

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \tag{A-5}$$

Se $|K| = 1$ tem-se que $|\Gamma_1| = |\Gamma_2| = 1$ e, na prática, o amplificador não pode ser adaptado (casado).

Se $|K| < 1$ não se pode casar diretamente, pois o amplificador é condicionalmente estável. Neste caso, é necessário traçar os círculos de estabilidade.

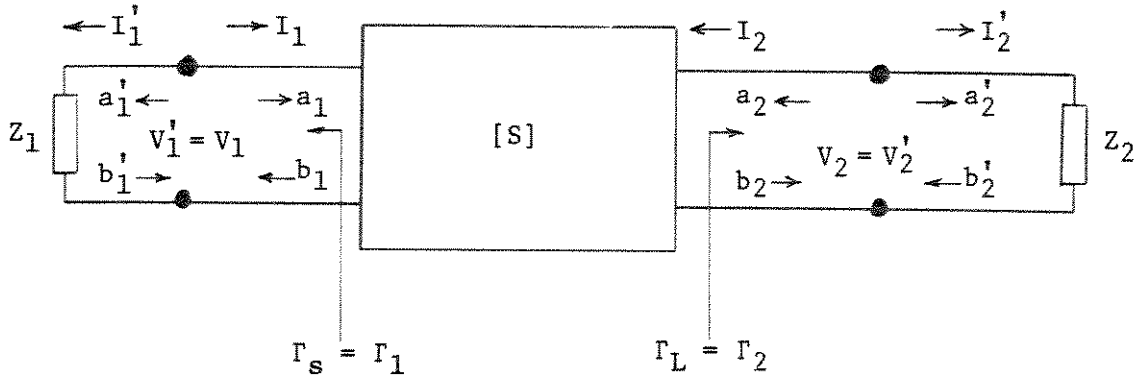


Fig. A.1. - Quadripolo caracterizado pelos parâmetros S, ligado a um gerador e a uma carga.

- Círculos de Estabilidade

Raio : $$\rho_i = \frac{|S_{12}S_{21}|}{(|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2)^2} \qquad \text{(A-6)}$$

Centro : $$\Omega_i = \frac{(S_{ii} - \Delta\, S_{aa}^*)^*}{|S_{ii}|^2 - |\Delta|^2} \qquad \text{(A-7)}$$

onde:

$i = 1$ e $a = 2$ para o plano de entrada

$i = 2$ e $a = 1$ para o plano de saída.

- Figura de Mérito Unilateral : U

Em geral:

$$U = \frac{|\Gamma_1\Gamma_2\, S_{11}S_{22}|}{|(1 - \Gamma_1\, S_{11})(1 - \Gamma_2\, S_{22})|} \qquad \text{(A-8)}$$

e para $\Gamma_1 = S_{11}^*$, $\Gamma_2 = S_{22}^*$ e $|S_{11}| < 1$, $|S_{22}| < 2$ fica :

$$U = \frac{|S_{11}S_{22}S_{21}S_{12}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \qquad \text{(A-9)}$$

Se U < 0,09 pode-se considerar o dispositivo como unilateral.

- Círculos de Ganho Constante Unilateral

Raio : $$R_i = \frac{\sqrt{1 - g_i}\,(1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2\,(1 - g_i)} \qquad \text{(A-10)}$$

Centro : $$C_i = \frac{g_i (S_{ii})^*}{1 - |S_{ii}|^2 (1 - g_i)} \qquad \text{(A-11)}$$

onde:

$$g_i = G_i (1 - |S_{ii}|^2) = \frac{G_i}{G_{i,MAX}} \qquad \text{(A-12)}$$

G_i = Ganho representado pelo círculo

$i = 1, 2.$

- <u>Coeficiente de Reflexão para Casamento Simultâneo</u> (Projetos para ganho máximo)

$$\Gamma_{im} = \frac{C_i^*}{|C_i|} \left\{ \frac{B_i}{2|C_i|} \pm \sqrt{\left|\frac{B_i}{2C_i}\right|^2 - 1} \right\}, \qquad i = 1,2 \qquad \text{(A-13)}$$

<u>Casos</u>:

1. - Se $\left|\frac{B_i}{2C_i}\right| < 1$, tem-se $|\Gamma_{im}| = 1$ significando que $Z_1 = Z_2 = \infty$ ou $Z_1 = Z_2 = 0$ (vide Fig. A.1)

2. - Se $\left|\frac{B_i}{2C_i}\right| > 1$, a solução é $|\Gamma_{im}| < 1$, com a outra solução representando uma resistência negativa.

<u>Sinal</u> : + se $B_i < 0$
- se $B_i > 0$

- <u>Ganho Máximo Obtido pelo Casamento da Entrada e da Saída</u> : G_{iMAX}

$$G_{iMAX} = \frac{1}{1 - |S_{ii}|^2}, \qquad i = 1,2 \qquad \text{(A-14)}$$

- Círculos de Figura de Ruído Constante

Raio : $$\rho_{Ni} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_o|^2)} \qquad \text{(A-15)}$$

Centro : $$\Omega_{Ni} = \frac{\Gamma_o}{1 + N_i} \qquad \text{(A-16)}$$

onde:

$$N_i = \frac{F_i - F_{min}}{4\, r_n} \left|1 + \Gamma_o\right|^2 \qquad \text{(A-17)}$$

r_n = Resistência normalizada de ruído $\left(= \frac{R_n}{50}\right)$

F_i = Figura de Ruído representada pelo círculo

F_{min} = Figura de Ruído mínimo do dispositivo

Γ_o = Coef. de reflexão do gerador que produz F_{min}.

- Figura de Ruído : F

$$F = F_{min} + 4\, r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)\,|(1 + \Gamma_o)|^2} \qquad \text{(A-18)}$$

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

Opção 1 :

S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22} em forma polar (fase em grau)

Ganho de potência desejado, em dB.

Opção 2 :

2.1. - F_{min}, R_n, Γ_o, F

onde: F_{min} em dB

R_n em ohms

Γ_o em forma polar (fase em grau)

F freqüência, em GHz

2.2. - Γ_s em forma polar (fase em grau)

Opção 3 :

Γ_s, Γ_L, F em forma polar e F em GHz (fase em grau)

Os resultados obtidos do programa são:

Opção 1:

Figura de Mérito unilateral, U. (Eq. A.9, linha 680 do programa)
Fator de Estabilidade, K. (Eq. A.2, linha 670 do programa)
Ganho máximo pelo casamento da entrada, $G_{1,max}$ (dB). (Eq. A.14, linha 700)
Ganho máximo pelo casamento da saída, $G_{2,max}$ (dB). (Eq. A.14, linha 710)
Raio do círculo de instabilidade de entrada, ρ_1. (Eq. A.6, linha 850)
Centro do círculo de instabilidade de entrada, Ω_1. (Eq. A.7, linha 840)
Raio do círculo de instabilidade de saída, ρ_2. (Eq. A.6, linha 940)
Centro do círculo de instabilidade de saída, Ω_2. (Eq. A.7, linha 930)
Raio do círculo de ganho constante, R_i. (Eq. A.10, linha 1040)
Centro do círculo de ganho constante, C_i. (Eq. A.11, linha 1030)
Coeficiente de reflexão de entrada, Γ_{1m}. (Eq. A.13, linhas 1870 até 1900)
Coeficiente de reflexão de saída, Γ_{2m}. (Eq. A.13, linhas 1870 até 1900)

Opção 2:

2.1. - Raio do círculo de Figura de ruído constante, ρ_{Ni}. (Eq. A.15, linhas 2250 até 2270)

Centro do círculo de Figura de ruído constante, Ω_{Ni}. (Eq. A.16, linha 2290)

2.2. - Figura de ruído, em dB, na freqüência dada, F (dB). (Eq. A.18, linhas 2600 até 2610).

A.2. - Variáveis do programa "PROJET . BAS"

Variáveis de entrada:

Definição	Símbolo
Parâmetro S_{11} do dispositivo (Polar) [fases, P_i, em grau]	M1, P1
Parâmetro S_{21} do dispositivo (Polar)	M2, P2
Parâmetro S_{12} do dispositivo (Polar)	M3, P3
Parâmetro S_{22} do dispositivo (Polar)	M4, P4
Ganho de potência desejado, G	G1
Freqüência, em GHz, f	F
Figura de ruído mínima, F_{min}, em dB	FM
Resistência equivalente de ruído, R_n, em ohm	RN
Coeficiente de reflexão ótimo de ruído, Γ_o (Polar, fase em grau)	M5, P5
Figura de ruído desejado, F, em dB	F1
Coeficiente de reflexão da fonte, Γ_s (Polar, fase em grau)	R6, P6
Coeficiente de reflexão da carga, Γ_L (Polar, fase em grau)	M6, P6

Variáveis de saída:

Definição	Símbolo
Figura de mérito unilateral, U	U
Ganho adicional máximo de entrada, G_{1max} (dB)	G1M
Ganho adicional máximo de saída, G_{2max} (dB)	G2M
Fator de Estabilidade, K	K
Raio do círculo de estabilidade na entrada, ρ_1	R3

Centro do círculo de estabilidade na entrada, Ω_1 (Polar)	X1, X2
Raio do círculo de estabilidade na saída, ρ_2	R4
Centro do círculo de estabilidade na saída, Ω_2 (Polar)	X1, X2
Ganho constante representado pelo círculo, G_i	G1
Raio do círculo de ganho constante G_i, R_i	R9
Centro do círculo de ganho constante G_i, C_i (Polar)	Y2, Y3
Ganho máximo unilateral, GMU (dB)	T1
Coeficiente de reflexão na entrada, Γ_s (Polar)	T2, T3
Coeficiente de reflexão na saída, Γ_L (Polar)	T2, T3
Figura de ruído representada pelo círculo F_i, em dB	F1
Raio do círculo de figura de ruído constante F_i, ρ_{Ni}	RM
Centro do círculo de figura de ruído constante F_i, Ω_{Ni} (Polar)	CN, P5
Figura de ruído, F (dB)	FR
Ganho adicional de entrada, G_1 (dB)	G1
Ganho adicional de saída, G_2 (dB)	G2

```
100 CLS
110 PRINT "                    CALCULO EM AMPLIFICADORES PARA MICROONDAS"
111 PRINT
112 PRINT
120 PRINT "        A PRIMEIRA PARTE PERMITE DETERMINAR O FATOR DE ESTABILIDADE,OS
CIRCULOS DE ESTABILIDADE E DE GANHO CONSTANTE PARA CADA GRUPO DE PARAMETROS S DO
 DISPOSITI_ VO ATIVO."
130 PRINT"        A SEGUNDA PARTE PERMITE FAZER CALCULOS DE RUIDO E A ULTIMA PERM
ITE CALCU_ LAR OS GANHOS ADICIONAIS DEVIDO OS CIRCUITOS DE ENTRADA E SAIDA."
140 PRINT
150 PRINT "                MENU:      -AMPLIFICADORES (=1)"
160 PRINT "                           -RUIDO (=2)"
170 PRINT "                           -GANHO ADICIONAL (=3)"
175 PRINT"                           -FIM (4)"
180 INPUT O
190 IF O=2 THEN 1980
200 IF O=3 THEN 2690
201 IF O=4 THEN 3110
210 CLS
220 PRINT "                    CALCULO EM AMPLIFICADORES PARA MICROONDAS"
230 PRINT
240 PRINT
250 PRINT
260 PRINT
270 PRINT "ENTRE MAGNITUDE E FASE DE S11;S21;S12;S22"
280 INPUT M1,P1,M2,P2,M3,P3,M4,P4
290 PRINT
300 PRINT "PARAMETROS:S11=";M1,P1
310 PRINT "            S21=";M2,P2
320 PRINT "            S12=";M3,P3
330 PRINT "            S22=";M4,P4
340 F=3.1415926#/180
350 V1=P1*F
360 V2=P2*F
370 V3=P3*F
380 V4=P4*F
390 A1=M1*COS(V1)
400 A2=M2*COS(V2)
410 A3=M3*COS(V3)
420 A4=M4*COS(V4)
430 D1=M1*SIN(V1)
440 D2=M2*SIN(V2)
450 D3=M3*SIN(V3)
460 D4=M4*SIN(V4)
470 L1=A1*A4+D2*D3-(D1*D4+A2*A3)
480 L2=A1*D4+D1*A4-(A3*D2+A2*D3)
490 L3=SQR(L1*L1+L2*L2)
500 L4=ABS(L3)*ABS(L3)
510 B3=ABS(M1)*ABS(M1)
520 B4=ABS(M4)*ABS(M4)
530 B1=1+B3-B4-L4
540 B2=1+B4-B3-L4
550 C3=A1-(L1*A4+L2*D4)
560 C4=D1+L1*D4-L2*A4
570 C1=SQR(C3*C3+C4*C4)
580 C7=ABS(C1)*ABS(C1)
590 C5=A4-(L1*A1+L2*D1)
600 C6=D4+L1*D1-L2*A1
610 C2=SQR(C5*C5+C6*C6)
620 C8=ABS(C2)*ABS(C2)
630 D=B4-L4
640 S1=A3*A2-D2*D3
```

```
650 S2=A2*D3+D2*A3
660 S3=SQR(S1*S1+S2*S2)
670 K=(1+L4-B3-B4)/(2*ABS(S3))
680 U=M1*M2*M3*M4/((1-M1*M1)*(1-M4*M4))
690 PRINT "FIGURA DE MERITO UNILATERAL U=";U
695 PRINT
700 PRINT "GANHO MAX.PELO CASAMENTO DA ENTRADA G1m=";10*LOG(1/(1-M1*M1))/LOG(10)
;" dB"
705 PRINT
710 PRINT "GANHO MAX.PELO CASAMENTO DA SAIDA G2m=";10*LOG(1/(1-M4*M4))/LOG(10);"
 dB"
720 IF M1>1 THEN 760
730 IF M4>1 THEN 760
740 IF K<1 THEN 760
750 GOTO 1100
760 PRINT
770 PRINT "EXISTE ESTABILIDADE CONDICIONAL K=";K
771 PRINT
775 PRINT "TECLE 1 PARA CONTINUAR"
776 INPUT O
777 IF O><1 THEN 776
778 CLS
780 R1=C3/(B3-L4)
790 R2=-C4/(B3-L4)
800 R3=ABS(S3)/ABS(B3-L4)
810 GOSUB 1620
820 PRINT "CIRCULO DE INSTABILIDADE NO PLANO DE ENTRADA"
830 PRINT "----------------------------------------------"
840 PRINT "     CENTRO (forma polar) :";X1,X2
850 PRINT "     RAIO                 :";R3
855 PRINT
856 IF M1<1 AND X1>R3 THEN 860
857 PRINT "                A REGIAO ESTAVEL FICA DENTRO DO CIRCULO !"
858 PRINT "                ----------------------------------------"
860 R1=C5/(B4-L4)
870 R2=-C6/(B4-L4)
880 R4=ABS(S3)/ABS(B4-L4)
890 GOSUB 1620
900 PRINT
910 PRINT "CIRCULO DE INSTABILIDADE NO PLANO DE SAIDA"
920 PRINT "----------------------------------------------"
930 PRINT "     CENTRO (forma polar) :";X1,X2
940 PRINT "     RAIO                 :";R4
941 PRINT
945 IF M4<1 AND R4<X1 THEN 950
946 PRINT "                A REGIAO ESTAVEL FICA DENTRO DO CIRCULO !"
947 PRINT "                ----------------------------------------"
950 PRINT
960 PRINT
970 PRINT "ENTRE O GANHO DE POTENCIA DESEJADO EM dB"
980 INPUT G1
990 GOSUB 1720
1000 PRINT
1010 PRINT "CIRCULO DE GANHO CONSTANTE G=";G1;" dB"
1020 PRINT "----------------------------------------"
1030 PRINT "      CENTRO (forma polar) :";Y2,Y3
1040 PRINT "     RAIO                  :";R9
1050 PRINT
1060 PRINT "OUTRO GANHO ? (Sim=1;Nao=MENU PRINCIPAL=2)"
1070 INPUT O
1080 IF O=2 THEN 140
1090 GOTO 950
```

```
1100 PRINT
1110 PRINT "EXISTE ESTABILIDADE INCONDICIONAL K=";K
1120 Q1=SQR(B1*B1-4*C7)
1130 Q2=SQR(B2*B2-4*C8)
1140 Q3=2*C7
1150 Q4=2*C8
1160 Q5=SQR(K*K-1)
1170 Q6=ABS(M2)/ABS(M3)
1180 IF B1<0 THEN 1230
1190 G9=Q6*ABS(K-Q5)
1200 S5=C3*(B1-Q1)/Q3
1210 S6=-C4*(B1-Q1)/Q3
1220 GOTO 1260
1230 G9=Q6*ABS(K+Q5)
1240 S5=C3*(B1+Q1)/Q3
1250 S6=-C4*(B1+Q1)/Q3
1260 T1=10*LOG(G9)/LOG(10)
1270 PRINT
1280 PRINT "GMAX unilateral =";T1;" dB"
1290 PRINT
1300 PRINT "ENTRE GANHO DESEJADO DE POTENCIA EM dB"
1310 INPUT G1
1320 IF G1>T1+.005 THEN 230
1330 IF G1>T1-.005 THEN 1450
1340 GOSUB 1720
1350 PRINT
1360 PRINT "CIRCULO DE GANHO CONSTANTE G=";G1;" dB"
1370 PRINT "_____________________________________"
1380 PRINT "        CENTRO (forma polar)  :";Y2,Y3
1390 PRINT "        RAIO                  :";R9
1400 PRINT
1410 PRINT "OUTRO GANHO? (Sim=1;Nao=MENU PRINCIPAL=2)"
1420 INPUT O
1430 IF O=2 THEN 140
1440 GOTO 1290
1450 GOSUB 1870
1460 PRINT
1470 PRINT "COEF.DE REFLEXAO NA ENTRADA (forma polar):";T2,T3
1480 IF B2<0 THEN 1520
1490 S5=C5*(B2-Q2)/Q4
1500 S6=-C6*(B2-Q2)/Q4
1510 GOTO 1540
1520 S5=C5*(B2+Q2)/Q4
1530 S6=-C6*(B2+Q2)/Q4
1540 GOSUB 1870
1550 PRINT
1560 PRINT "COEF.DE REFLEXAO DA CARGA DO DISPOSITIVO (polar):";T2,T3
1570 PRINT
1580 PRINT "OUTRO GANHO ? (Sim=1;Nao=MANU PRINCIPAL=2)"
1590 INPUT O
1600 IF O=2 THEN 140
1610 GOTO 1290
1620 PRINT
1630 X1=SQR(R1*R1+R2*R2)
1640 IF R1>0 THEN 1680
1650 IF R2>0 THEN 1700
1660 X2=-180+ATN(R2/R1)/F
1670 GOTO 1710
1680 X2=ATN(R2/R1)/F
1690 GOTO 1710
1700 X2=180+ATN(R2/R1)/F
1710 RETURN
```

```
1720 G2=ABS(M2*M2)
1730 G3=EXP(2.30259*G1/10)
1740 G=G3/G2
1750 R7=C5*G/(1+D*G)
1760 R8=-C6*G/(1+D*G)
1770 R9=SQR(1-2*K*ABS(S3)*G+ABS(S3)*ABS(S3)*G*G)/(1+D*G)
1780 Y2=SQR(R7*R7+R8*R8)
1790 IF R7>0 THEN 1830
1800 IF R8>0 THEN 1850
1810 Y3=-180+ATN(R8/R7)/F
1820 GOTO 1860
1830 Y3=ATN(R8/R7)/F
1840 GOTO 1860
1850 Y3=180+ATN(R8/R7)/F
1860 RETURN
1870 T2=SQR(S5*S5+S6*S6)
1880 IF S5>0 THEN 1920
1890 IF S6>0 THEN 1940
1900 T3=-180+ATN(S6/S5)/F
1910 GOTO 1950
1920 T3=ATN(S6/S5)/F
1930 GOTO 1950
1940 T3=180+ATN(S6/S5)/F
1950 RETURN
1960 END
1970 =C5*G/(1+D*G)
1980 REM CALCULOS DE RUIDO EM QUADRIPOLOS ATIVOS
1990 CLS
2000 PRINT
2010 PRINT
2020 PRINT "ENTRE FREQUENCIA EM GHz"
2030 INPUT F
2040 F10=F
2050 PRINT "ENTRE PARAMETROS DE RUIDO Fmin dB, Rn ohms e COEF.DE REFLEXAO OTIMO
DE RUIDO Ro em magnitude e fase em grau"
2060 INPUT FM,RN,M5,P5
2070 PRINT
2080 PRINT
2090 PRINT "MENU:"
2100 PRINT "      -CIRCULOS DE FIG.DE RUIDO CONSTANTE (=1)"
2110 PRINT "      -FIG.DE RUIDO DADO COEF.DE REFLEXAO DA FONTE (=2)"
2120 INPUT O
2130 IF O=1 THEN 2150
2140 GOTO 2460
2150 PRINT "ENTRE FIGURA DE RUIDO DESEJADA F EM dB"
2160 INPUT F1
2161 IF F1=0 THEN 2150
2170 F=3.1415926#/180
2180 V5=P5*F
2190 A5=M5*COS(V5)
2200 D5=M5*SIN(V5)
2210 FI=EXP(2.302585093#*F1/10)
2220 NI=(1+A5)*(1+A5)+D5*D5
2230 FV=EXP(2.302585093#*FM/10)
2240 NI=NI*(FI-FV)/(4*RN/50)
2250 REM CALCULO DO RAIO
2260 RM=SQR(NI*NI+NI*(1-M5*M5))
2270 RM=RM/(1+NI)
2280 REM CALCULO DO CENTRO
2290 CN=M5/(1+NI)
2300 PRINT
2310 PRINT "CIRCULO DE F=";F1;" dB NA FREQUENCIA f=";F10;" GHz"
```

```
2320 PRINT "_____________________________________________________"
2330 PRINT "          CENTRO (forma polar)  :";CN,P5
2340 PRINT "          RAIO                  :";RM
2350 PRINT
2360 PRINT
2370 PRINT "OUTRO CIRCULO ? (Sim=1 ; Nao=2)"
2380 INPUT O
2390 IF O>=2 THEN 2410
2400 GOTO 2150
2410 PRINT "DESEJA VARIAR PARAMATROS DE RUIDO (=1) OU MENU PRINCIPAL (=2)"
2420 INPUT O
2430 IF O>=2 THEN 140
2440 GOTO 1990
2450 END
2460 REM CALCULO DE FIG.DE RUIDO DADO O COEF.DE REFLEXAO DA FONTE
2470 PRINT
2480 PRINT "ENTRE COEF.DE REFLEXAO DA FONTE (forma polar) MOD,ANG "
2490 INPUT R6,P6
2500 F=3.1415926#/180
2510 V5=P5*F
2520 A5=M5*COS(V5)
2530 D5=M5*SIN(V5)
2540 D=(1-R6*R6)*((1+A5)*(1+A5)+D5*D5)
2550 N=4*RN/(50*D)
2560 V6=F*P6
2570 A6=R6*COS(V6)
2580 D6=R6*SIN(V6)
2590 N=N*((A6-A5)*(A6-A5)+(D6-D5)*(D6-D5))
2595 FV=EXP(2.302585093#*FM/10)
2600 FR=FV+N
2610 FR=10*LOG(FR)/LOG(10)
2620 PRINT
2630 PRINT "FIG.DE RUIDO F=";FR;" dB PARA Rs=";R6;" ang:";P6;" NA FREQ.f=";F10;"
 GHz"
2640 PRINT
2650 PRINT "OUTRA FIG.DE RUIDO ?(=1) OU DESEJA VARIAR PARAMETROS (=2)"
2655 PRINT "OU MENU PRINCIPAL (=3)"
2660 INPUT O
2670 IF O=2 THEN 2010
2675 IF O=3 THEN 140
2680 GOTO 2470
2690 CLS
2700 PRINT
2710 PRINT "ENTRE OS PARAMETROS S11 E S22 EM FORMA POLAR E FREQUENCIA EM GHz"
2720 INPUT M1,P1,M4,P4,F
2721 ON ERROR GOTO 2710
2730 PRINT
2740 PRINT "ENTRE OS COEFICIENTES DE REFLEXÃO NA ENTRADA Rs E SAIDA RL EM FORMA
POLAR"
2750 INPUT M5,P5,M6,P6
2760 MO=M1
2770 R=M5
2780 PO=P1
2790 AO=P5
2800 GOSUB 3000
2810 G1=G
2820 MO=M4
2830 R=M6
2840 PO=P4
2850 AO=P6
2860 GOSUB 3000
2870 G2=G
```

```
2880 PRINT "PARA Rs=";M5;" ANG(";P5;")   E RL=";M6;" ANG(";P6;")"
2890 PRINT "GANHO G1=";10*LOG(G1)/LOG(10);" dB a f=";F;" GHz"
2900 PRINT "GANHO G2=";10*LOG(G2)/LOG(10);" dB a f=";F;" GHz"
2910 PRINT
2920 PRINT "OUTROS COEF.DE REFLEXAO ? Sim=1 , Nao=2"
2930 INPUT O
2940 IF O>=2 THEN 2960
2950 GOTO 2740
2960 PRINT "DESEJA MUDAR PARAM. DO DISPOSITIVO (=1) OU MENU PRINCIPAL (=2)"
2970 INPUT O
2980 IF O>=2 THEN 140
2990 GOTO 2690
3000 G=(1-R*R)
3010 F1=3.1415926#/180
3020 M=MO*R
3030 P=PO+AO
3040 V1=P*F1
3050 A=M*COS(V1)
3060 D=M*SIN(V1)
3070 DE=1-A
3080 DE=DE*DE+D*D
3090 G=G/DE
3100 RETURN
3110 END
```

APÊNDICE 2

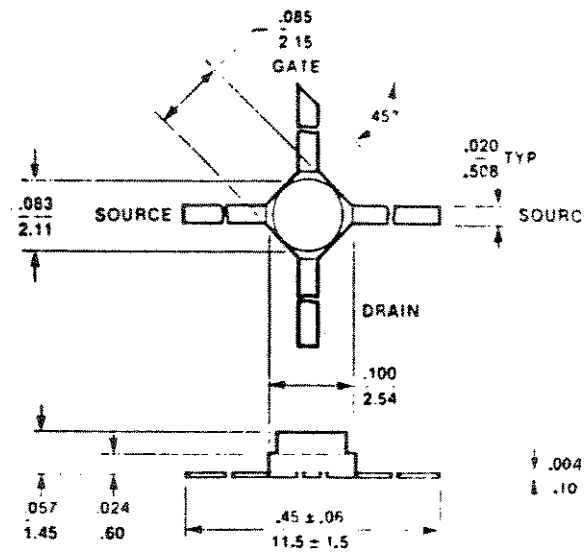
Dados do Transistor

AT-12535
2-12 GHz Low Noise
Gallium Arsenide FET

FEATURES

- Low Cost
- Low Noise Figure
  1.0 dB Typical @ 2 GHz
  1.2 dB Typical @ 4 GHz
- High Associated Gain
  15.5 dB Typical @ 2 GHz
  12.5 dB Typical @ 4 GHz
- +20 dBm $P_{1\,dB}$ @ 4 GHz
- High Volume micro-X Package

AVANTEK micro-X FET PACKAGE



NOTES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

1. DIMENSIONS ARE IN IN/MM
2. TOLERANCES XXX/XX ± .010/.25

DESCRIPTION

The AT-12535 is a packaged gallium arsenide Schottky-gate field effect transistor. This part is designed for low noise and linear gain amplification in the 2 to 12 GHz frequency range. This rugged, reliable device is suitable for a wide variety of high volume applications such as consumer and communications equipment, operating in airborne and commercial environments.

This GaAs FET chip has a 0.5 μm gate length by 500 μm gate width structure with airbridge interconnects between drain pads. Further, this chip uses proven gold-based metal systems for enhanced performance and reliability.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS, $T_A = 25°C$

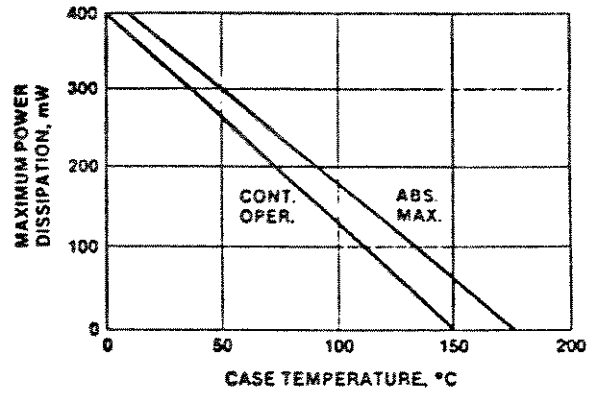
Symbol	Parameters: Test Conditions	Freq.	Units	Min.	Typ.	Max.
NF_O	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20$ mA	2 GHz 4	dB		1.0 1.2	 1.5
G_A	Gain @ NF_O: $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20$ mA	2 GHz 4	dB		15.5 12.5	
$P_{1\,dB}$	Power Output @ 1 dB Gain Compression $V_{DS} = 5V$, $I_{DS} = 50$ mA	4 GHz	dBm		20.0	
g_m	Transconductance: $V_{DS} = 3V$, $V_{GS} = 0V$		mmho		60	
I_{DSS}	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 3V$, $V_{GS} = 0V$		mA	35	100	
V_P	Pinchoff Voltage: $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 1$ mA		V	−0.8	−2.0	−4
BV_{GD}	Breakdown Voltage, Gate-to-Drain: $I_{GD} = 100$ μA		V	−4.0		

RECOMMENDED MAXIMUM RATINGS, $T_A = 25°C$

Parameter	Symbol	Cont. Oper.	Abs. Max.
Drain-Source Voltage	V_{DS}	+5V	+7V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	−4V	−5V
Drain Current	I_{DS}	I_{DSS}	I_{DSS}
Channel Temperature	T_{CH}	150°C	175°C
Storage Temperature	T_{STG}	−65°C to 150°C	175°C

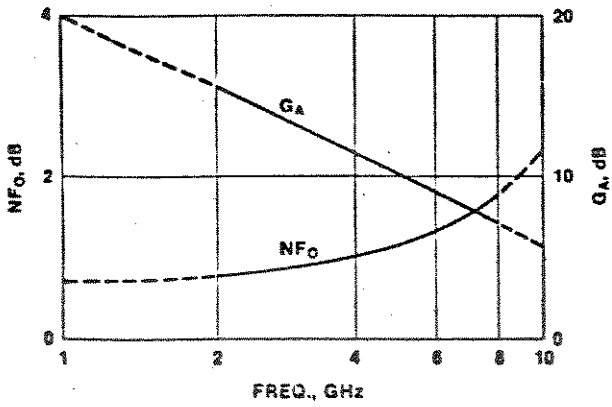
Thermal Resistance, θ_{jc}: 300°C/W (T_{CH} = 60°C)

MAXIMUM POWER DISSIPATION vs. CASE TEMPERATURE



TYPICAL PERFORMANCE CURVES, $T_A = 25°C$

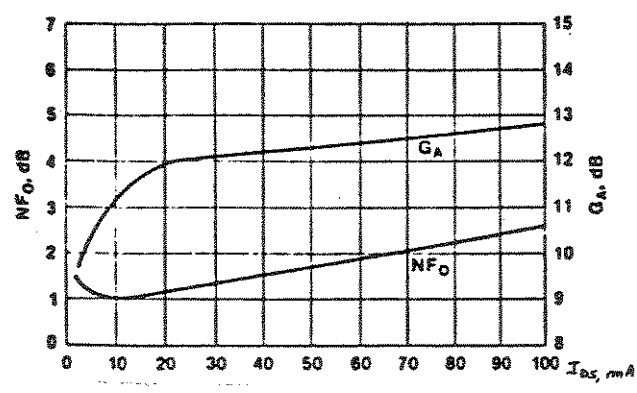
OPTIMUM NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20$ mA



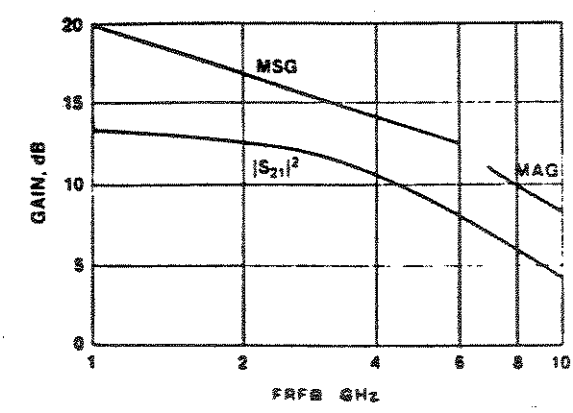
NOISE PARAMETERS vs. FREQUENCY $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20$ mA

Freq. GHz	NF_O dB	G_A dB	F_{50} dB	Γ_O Mag	Γ_O Ang	R_N Ω
2	0.91	16.0	1.90	.70	50	19.2
4	0.99	12.0	1.54	.45	93	12.0
6	1.43	9.8	1.63	.31	174	4.1
8	1.77	7.5	2.60	.50	−150	6.1

OPTIMUM NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN vs. I_{DS} $V_{DS} = 3V$, FREQUENCY = 4 GHz



INSERTION POWER GAIN, MAXIMUM STABLE GAIN AND MAXIMUM AVAILABLE GAIN vs. FREQUENCY $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20$ mA



TYPICAL SCATTERING PARAMETERS, COMMON SOURCE*

$V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20$ mA

Freq. GHz	S_{11} Mag	S_{11} Ang	S_{21} dB	S_{21} Mag	S_{21} Ang	S_{12} dB	S_{12} Mag	S_{12} Ang	S_{22} Mag	S_{22} Ang
1.0	.97	– 34	12.8	4.37	148	– 27.3	.043	67	.64	– 21
2.0	.88	– 69	12.3	4.11	117	– 21.8	.081	47	.57	– 41
3.0	.77	– 106	11.7	3.86	87	– 19.1	.110	26	.48	– 63
4.0	.65	– 145	10.5	3.34	58	– 18.1	.125	7	.37	– 84
5.0	.60	178	9.4	2.95	31	– 17.5	.134	– 9	.25	– 110
6.0	.60	145	8.0	2.51	7	– 17.4	.135	– 22	.19	– 142
7.0	.63	119	6.7	2.17	– 15	– 17.4	.136	– 33	.17	– 179
8.0	.63	97	5.9	1.97	– 34	– 17.2	.138	– 41	.18	153
9.0	.66	77	4.9	1.76	– 55	– 17.0	.142	– 52	.21	125
10.0	.69	56	4.1	1.61	– 75	– 16.5	.159	– 62	.24	99
12.0	.75	24	2.4	1.32	– 112	– 16.0	.158	– 82	.33	57

$V_{DS} = 5V$, $I_{DS} = 50$mA

Freq. GHz	S_{11} Mag	S_{11} Ang	S_{21} dB	S_{21} Mag	S_{21} Ang	S_{12} dB	S_{12} Mag	S_{12} Ang	S_{22} Mag	S_{22} Ang
1.0	.95	– 38	14.3	5.19	145	– 29.5	.033	66	.71	– 19
2.0	.84	– 76	13.5	4.72	113	– 24.4	.060	47	.64	– 37
3.0	.72	– 114	12.6	4.26	82	– 22.2	.078	29	.56	– 54
4.0	.61	– 155	11.1	3.61	55	– 21.3	.086	14	.48	– 71
5.0	.58	169	10.0	3.18	29	– 20.7	.093	4	.39	– 88
6.0	.60	138	8.7	2.71	6	– 20.2	.098	– 3	.35	– 109
7.0	.63	114	7.5	2.36	– 17	– 19.6	.105	– 11	.32	– 133
8.0	.64	93	6.7	2.16	– 35	– 18.6	.117	– 15	.31	– 158
9.0	.67	74	5.6	1.89	– 56	– 17.6	.132	– 26	.32	179
10.0	.71	54	4.9	1.76	– 76	– 16.5	.150	– 36	.33	153
12.0	.78	23	3.4	1.48	– 113	– 14.9	.181	– 58	.39	103

*S-parameters are as measured in the Avantek TF-035 test fixture. Test fixtures are available (see page 176).

APÊNDICE 3

Dados do Substrato

TYPICAL PRODUCTS AND NOMENCLATURE

Di-Clad® Grade	Thickness Designation	Thickness[1]	Cladding[2]	Dielectric[3] Constant	Thickness Tolerance
522	T (total, including foil) B (base substrate, not including foil)	.004" to .125"	0 = unclad 1 = 1 oz. ED copper 2 = 2 oz. ED copper 3 = 0.5 oz. Rolled copper 4 = 1 oz. Rolled copper 5 = 0.5 oz. ED copper A = 0.250" aluminum E = 0.125" aluminum F = 0.187" aluminum K = 0.062" aluminum R = 0.090" aluminum Other claddings available	2.4 to 2.6 ± .05	Expressed in Decimals
527	B	.0045" to .120"		2.4 to 2.6 ± .04	
870	B	.005" to .060"		2.33 ± .04 2.33 ± .02	
880	B	.007" to .060"		2.17 ± .04 2.17 ± .02	
810	B	.025" .050"		10.2, 10.5 ± .25 10.5 ± .25	

1. Expressed in mils (e.g., 031 = 0.031 inch)
2. One digit for each side of laminate
3. For Di-Clad® 522, 527, 870, 880, dielectric constant is expressed as the decimal fraction beyond 2.00 (e.g., 48 = DK of 2.48; 50 = DK of 2.50)
   For Di-Clad® 810, dielectric constant is expressed as 10 (DK = 10.2 for .025" laminate; DK = 10.5 for .050" laminate)

EXAMPLE 522T0311150

Laminate Grade (522) = Di-Clad 522
Laminate Thickness (T031) = Total .031"
Cladding (11) = 1 oz. ED copper, both sides
Dielectric Constant (50) = DK of 2.50 ± .05
Tolerance (.003) = ± .003"

KEENE
CORPORATION

LAMINATES DIVISION

FLOWTEC EQUIPAMENTOS INDUSTRIAIS LTDA
Sede Rua Augusta 899-Cj 05-01305 - Tel (011) 231-4333
TLX (011) 30288 POST BR-SP
Fabrica Rua Silvestre Vasconcelos Calmon, 300
CEP 07020 - Guarulhos-SP
Filial Rua Cardoso de Moraes, 61-Cj 906-21 031
Tels (021) 260-7797/590-2045-RJ
C.G.C. 50 639 228/0001-02 — INSCR 110 120 844

KEENE
LAMINATES

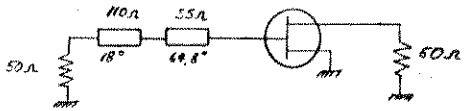
DI-CLAD LAMINATE SELECTOR CHART

APÊNDICE 4

Arquivos de Simulação MECAP

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MECAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OMHS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OMHS

ELEMENT NO. 1 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 110.0000 OMHS, THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 55.0000 OMHS, THETA= 64.8000 DEGREES
ELEMENT NO. 3 TYPE 6 ***** TRANSISTOR *****

TRANSISTOR NO. 1

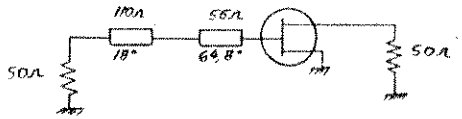
S PARAMETERS	S11		S12		S21		S22	
1.0000GIGAHERTZ	0.9700	-34.000	0.0000	67.000	4.3700	149.000	0.6400	-21.000
2.0000GIGAHERTZ	0.8800	-69.000	0.0000	47.000	4.1100	117.000	0.5700	-41.000
3.0000GIGAHERTZ	0.7700	-106.000	0.0000	26.000	3.8600	87.000	0.4800	-63.000
4.0000GIGAHERTZ	0.6500	-145.000	0.0000	7.000	3.3400	58.000	0.3700	-84.000
5.0000GIGAHERTZ	0.6000	179.000	0.0000	-9.000	2.9500	31.000	0.2500	-110.000
6.0000GIGAHERTZ	0.6000	145.000	0.0000	-22.000	2.5100	7.000	0.1900	-142.000
7.0000GIGAHERTZ	0.6300	119.000	0.0000	-33.000	2.1700	-15.000	0.1700	-179.000
8.0000GIGAHERTZ	0.6300	97.000	0.0000	-41.000	1.9700	-34.000	0.1800	153.000
9.0000GIGAHERTZ	0.6600	77.000	0.0000	-52.000	1.7600	-55.000	0.2100	125.000

LINE ATENUATION= 0.1000 DB PER WAVELENGTH
ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDOR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	3.096 J	-78.552	137.547 J	-106.867	56.051	4.556	15.6285	13.3399	24.9588
2.0000	4.420 J	-13.524	72.665 J	-80.501	12.146	3.651	14.8589	13.1526	18.6634
3.0000	7.448 J	25.389	48.429 J	-53.826	8.475	2.846	12.4757	11.3384	15.5679
4.0000	20.846 J	71.287	40.730 J	-34.729	7.559	2.175	9.6023	9.9629	12.8060
5.0000	116.551 J	145.786	38.001 J	-19.045	6.299	1.667	8.3125	8.0322	11.2839
6.0000	123.235 J	-91.613	36.066 J	-8.759	3.981	1.469	8.1084	7.9487	9.8747
7.0000	29.557 J	-25.976	35.471 J	-0.217	2.350	1.410	8.2079	8.0805	8.8498
8.0000	17.594 J	15.317	35.753 J	6.039	3.182	1.439	6.7547	6.6117	7.9919
9.0000	15.018 J	50.847	37.194 J	13.387	4.929	1.532	3.9122	3.7163	7.2731

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MECAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OMHS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OMHS

ELEMENT NO. 1 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 110.0000 OMHS, THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 55.0000 OMHS, THETA= 64.8000 DEGREES
ELEMENT NO. 3 TYPE 6 ***** TRANSISTOR *****

TRANSISTOR NO. 1

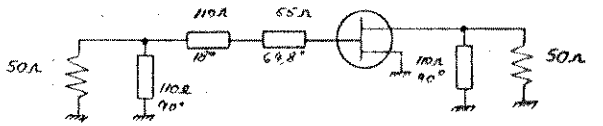
S PARAMETERS	S11		S12		S21		S22	
1.0000GIGAHERTZ	0.9700	-34.000	0.0430	57.000	4.3700	148.000	0.6400	-21.000
2.0000GIGAHERTZ	0.8800	-69.000	0.0910	47.000	4.1100	117.000	0.5700	-41.000
3.0000GIGAHERTZ	0.7700	-106.000	0.1100	26.000	3.8600	87.000	0.4800	-63.000
4.0000GIGAHERTZ	0.6500	-145.000	0.1250	7.000	3.3400	58.000	0.3700	-84.000
5.0000GIGAHERTZ	0.6000	179.000	0.1340	-9.000	2.9500	31.000	0.2500	-110.000
6.0000GIGAHERTZ	0.6000	145.000	0.1350	-22.000	2.5100	7.000	0.1900	-142.000
7.0000GIGAHERTZ	0.6300	119.000	0.1360	-33.000	2.1700	-15.000	0.1700	-179.000
8.0000GIGAHERTZ	0.6300	97.000	0.1380	-41.000	1.9700	-34.000	0.1800	153.000
9.0000GIGAHERTZ	0.6600	77.000	0.1420	-52.000	1.7600	-55.000	0.2100	125.000

LINE ATENUATION= 0.1000 DB PER WAVELENGTH
ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TOOP. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	3.096 J	-78.552	132.240 J	-111.356	56.051	4.685	15.7068	13.3399	24.9588
2.0000	4.420 J	-13.524	65.415 J	-72.596	12.146	3.389	14.6785	13.1526	18.6634
3.0000	7.448 J	25.389	53.014 J	-44.370	8.475	2.314	12.0812	11.3384	15.5679
4.0000	20.646 J	71.287	49.732 J	-33.551	7.559	1.936	9.4286	8.9629	12.8060
5.0000	116.551 J	145.786	44.259 J	-24.818	6.299	1.708	8.3395	8.0322	11.2839
6.0000	123.235 J	-91.613	35.261 J	-16.579	3.981	1.685	8.2411	7.9487	9.8747
7.0000	29.557 J	-25.976	28.599 J	-3.492	2.350	1.761	8.4236	8.0805	8.8498
8.0000	17.594 J	16.317	29.977 J	10.122	3.182	1.777	6.9657	6.6117	7.9919
9.0000	15.018 J	50.847	37.751 J	19.992	6.928	1.704	4.0213	3.7163	7.2731

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MECAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OHMS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OHMS

ELEMENT NO. 1 TYPE 2 ---SHUNT STUB---SHORTED--- ZO= 110.0000 OHMS, THETA= 90.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 110.0000 OHMS, THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 3 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 55.0000 OHMS, THETA= 64.8000 DEGREES
ELEMENT NO. 4 TYPE 6 ***** TRANSISTOR *****
ELEMENT NO. 5 TYPE 2 ---SHUNT STUB---SHORTED--- ZO= 110.0000 OHMS, THETA= 90.0000 DEGREES

TRANSISTOR NO. 1

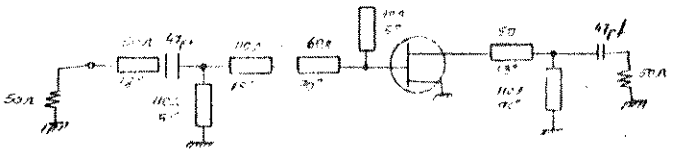
S PARAMETERS	S11		S12		S21		S22	
1.0000GIGAHERTZ	0.9700	-34.000	0.0430	67.000	4.3700	148.000	0.6400	-21.000
2.0000GIGAHERTZ	0.8800	-69.000	0.0810	47.000	4.1100	117.000	0.5700	-41.000
3.0000GIGAHERTZ	0.7700	-106.000	0.1100	26.000	3.8600	87.000	0.4800	-63.000
4.0000GIGAHERTZ	0.6500	-145.000	0.1250	7.000	3.3400	58.000	0.3700	-84.000
5.0000GIGAHERTZ	0.6000	178.000	0.1340	-9.000	2.9500	31.000	0.2500	-110.000
6.0000GIGAHERTZ	0.6000	145.000	0.1350	-22.000	2.5100	7.000	0.1900	-142.000
7.0000GIGAHERTZ	0.6300	119.000	0.1360	-33.000	2.1700	-15.000	0.1700	-179.000
8.0000GIGAHERTZ	0.6300	97.000	0.1380	-41.000	1.9700	-34.000	0.1800	153.000
9.0000GIGAHERTZ	0.6600	77.000	0.1420	-52.000	1.7600	-55.000	0.2100	125.000

LINE ATENUATION= 0.1000 DB PER WAVELENGTH
ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDOR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	-2.686 J	62.307	4.220 J	40.766	-47.563	19.757	16.9335	********	********
2.0000	0.315 J	-15.579	94.902 J	31.380	59.981	2.172	15.3623	14.7248	26.6280
3.0000	3.916 J	23.015	83.900 J	-9.241	15.487	1.709	10.9859	10.6775	17.1002
4.0000	13.690 J	60.990	62.413 J	-27.570	9.252	1.707	8.9430	8.6361	13.1693
5.0000	116.706 J	145.970	44.241 J	-24.757	6.254	1.706	8.3231	8.0171	11.2465
6.0000	75.702 J	-94.100	33.203 J	-18.148	4.280	1.818	7.9631	7.5805	9.6984
7.0000	21.293 J	-29.506	28.687 J	-11.081	3.288	1.867	7.6826	7.2664	8.7213
8.0000	22.204 J	7.696	27.026 J	-6.398	2.318	1.892	7.7166	7.2822	8.0279
9.0000	68.121 J	-97.207	38.575 J	-18.230	4.656	1.624	5.4157	5.1626	7.5120

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MICAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OMHS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OMHS

ELEMENT NO. 1	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO= 50.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2	TYPE, 5	--- SERIES L SHUNT-C ---	T = 0.000 INVERSE NANOHENRIES IN SHUNT WITH 47.0000PICOFARADS	
ELEMENT NO. 3	TYPE 2	---SHUNT STUB---SHORTED---	ZO= 110.0000 OMHS,	THETA= 80.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 4	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO= 110.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 5	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO= 60.0000 OMHS,	THETA= 70.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 6	TYPE 3	---SHUNT STUB---OPEN---	ZO= 30.0000 OMHS,	THETA= 5.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 7	TYPE 6	***** TRANSISTOR *****		
ELEMENT NO. 8	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO= 50.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 9	TYPE 2	---SHUNT STUB---SHORTED---	ZO= 110.0000 OMHS,	THETA= 90.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 10	TYPE, 5	--- SERIES L SHUNT-C ---	T = 0.000 INVERSE NANOHENRIES IN SHUNT WITH 47.0000PICOFARADS	

TRANSISTOR NO. 1

S PARAMETERS	S11		S12		S21		S22	
1.0000GIGAHERTZ	0.9700	-34.000	0.0000	67.000	4.3700	149.000	0.6400	-21.000
2.0000GIGAHERTZ	0.8800	-69.000	0.0000	47.000	4.1100	117.000	0.5700	-41.000
3.0000GIGAHERTZ	0.7700	-106.000	0.0000	26.000	3.8600	87.000	0.4800	-63.000
4.0000GIGAHERTZ	0.6500	-145.000	0.0000	7.000	3.3400	58.000	0.3700	-84.000
5.0000GIGAHERTZ	0.6000	178.000	0.0000	-9.000	2.9500	31.000	0.2500	-110.000
6.0000GIGAHERTZ	0.6000	145.000	0.0000	-22.000	2.5100	7.000	0.1900	-142.000
7.0000GIGAHERTZ	0.6300	119.000	0.0000	-33.000	2.1700	-15.000	0.1700	-179.000
8.0000GIGAHERTZ	0.6300	97.000	0.0000	-41.000	1.9700	-34.000	0.1800	153.000
9.0000GIGAHERTZ	0.6600	77.000	0.0000	-52.000	1.7600	-55.000	0.2100	125.000

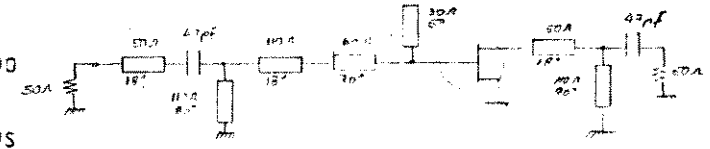
LINE ATENUATION= 0.1000 DB PER WAVELENGTH

ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDOR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	2.654 J	59.435	8.921 J	38.045	45.485	9.016	14.8386	10.3954	21.1424
2.0000	5.267 J	-3.811	122.242 J	51.527	9.548	2.949	15.5871	14.3746	19.0183
3.0000	6.053 J	38.743	58.956 J	-40.758	13.266	2.119	10.7567	10.1594	15.9966
4.0000	30.074 J	110.601	34.813 J	-23.222	10.311	1.922	8.4424	7.9869	12.9034
5.0000	231.418 J	-158.924	31.748 J	-10.119	6.882	1.679	7.9574	7.6692	11.2042
6.0000	27.324 J	-49.750	33.961 J	-2.773	3.934	1.481	8.0874	7.9212	9.8162
7.0000	21.077 J	0.129	41.502 J	-0.870	2.372	1.206	8.1558	8.1178	8.9040
8.0000	70.528 J	45.038	47.693 J	-13.493	2.250	1.322	7.3849	7.3004	7.9959
9.0000	34.568 J	-65.868	21.319 J	-30.339	4.423	3.336	4.9930	3.5043	5.7115

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MECAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OMHS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OMHS

ELEMENT NO. 1	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	50.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2	TYPE, 5	--- SERIES L SHUNT-C ---	T =	0.000 INVERSE NANOHENRIES IN SHUNT WITH 47.0000PICOFARADS	
ELEMENT NO. 3	TYPE 2	---SHUNT STUB---SHORTED---	ZO=	110.0000 OMHS,	THETA= 80.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 4	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	110.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 5	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	60.0000 OMHS,	THETA= 70.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 6	TYPE 3	---SHUNT STUB---OPEN---	ZO=	30.0000 OMHS,	THETA= 5.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 7	TYPE 6	***** TRANSISTOR *****			
ELEMENT NO. 8	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	50.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 9	TYPE 2	---SHUNT STUB---SHORTED---	ZO=	110.0000 OMHS,	THETA= 90.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 10	TYPE, 5	--- SERIES L SHUNT-C ---	T =	0.000 INVERSE NANOHENRIES IN SHUNT WITH 47.0000PICOFARADS	

TRANSISTOR NO. 1

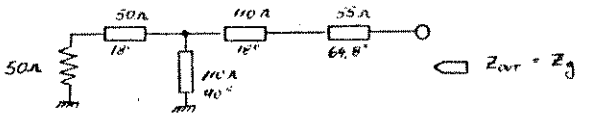
S PARAMETERS	S11		S12		S21		S22	
1.0000GIGAHERTZ	0.9700	-34.000	0.0430	67.000	4.3700	148.000	0.6400	-21.000
2.0000GIGAHERTZ	0.8600	-69.000	0.0810	47.000	4.1100	117.000	0.5700	-41.000
3.0000GIGAHERTZ	0.7700	-106.000	0.1100	26.000	3.8600	87.000	0.4800	-63.000
4.0000GIGAHERTZ	0.6500	-145.000	0.1250	7.000	3.3400	58.000	0.3700	-84.000
5.0000GIGAHERTZ	0.6000	178.000	0.1340	-9.000	2.9500	31.000	0.2500	-110.000
6.0000GIGAHERTZ	0.6000	145.000	0.1350	-22.000	2.5100	7.000	0.1900	-142.000
7.0000GIGAHERTZ	0.6300	119.000	0.1360	-33.000	2.1700	-15.000	0.1700	-179.000
8.0000GIGAHERTZ	0.6300	97.000	0.1380	-41.000	1.9700	-34.000	0.1800	153.000
9.0000GIGAHERTZ	0.6600	77.000	0.1420	-52.000	1.7600	-55.000	0.2100	125.000

LINE ATENUATION= 0.1000 DB PER WAVELENGTH

ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDOR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	-2.344 J	57.175	4.905 J	39.792	-49.243	16.688	16.8130	********	********
2.0000	1.206 J	-2.358	83.751 J	9.023	41.550	1.705	14.6875	14.3821	24.7538
3.0000	5.077 J	40.430	69.613 J	-20.119	16.327	1.603	10.1912	9.9517	16.5764
4.0000	31.067 J	113.356	45.681 J	-27.416	10.407	1.773	8.3322	7.9806	12.9302
5.0000	233.288 J	-159.213	33.051 J	-19.076	6.909	1.855	8.0703	7.6623	11.2097
6.0000	26.576 J	-51.861	27.643 J	-8.332	4.199	1.880	8.2775	7.8519	9.9181
7.0000	18.069 J	-1.314	32.329 J	3.080	2.769	1.557	8.3892	8.1783	9.2593
8.0000	57.393 J	59.510	53.735 J	-1.811	2.909	1.083	7.6530	7.6461	8.8297
9.0000	20.354 J	-73.684	20.503 J	-35.143	8.075	3.790	5.2158	3.4164	7.4812

CALCULO PERTAS PELO MODELO INTERCAMBIO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OHMS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000 OHMS

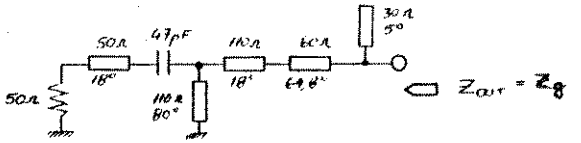
ELEMENT NO. 1 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 50.0000 OHMS, THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2 TYPE 2 ---SHUNT STUB---SHORTED--- ZO= 110.0000 OHMS, THETA= 90.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 3 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 110.0000 OHMS, THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 4 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 55.0000 OHMS, THETA= 64.8000 DEGREES

LINE ATTENUATION= 0.0000 DB PER WAVELENGTH
ALL LINE LENGTHS W GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDCR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	15.514 J	26.955	24.040 J	47.304	4.324	4.324	0.0000	-2.0994	0.0000
2.0000	33.676 J	34.834	61.243 J	50.909	2.475	2.475	0.0000	-0.8625	0.0000
3.0000	50.793 J	37.363	102.189 J	6.274	2.074	2.074	0.0000	-0.5651	0.0000
4.0000	70.625 J	22.271	85.474 J	-21.575	1.885	1.885	0.0000	-0.4291	0.0000
5.0000	85.587 J	12.255	69.216 J	-28.239	1.764	1.764	0.0000	-0.3454	0.0000
6.0000	90.638 J	-14.279	54.299 J	-27.563	1.694	1.694	0.0000	-0.2990	0.0000
7.0000	58.599 J	-23.344	45.502 J	-26.909	1.717	1.717	0.0000	-0.3136	0.0000
8.0000	33.514 J	-25.014	39.242 J	-29.764	2.047	2.047	0.0000	-0.5458	0.0000
9.0000	11.496 J	-5.439	14.462 J	-25.272	4.403	4.403	0.0000	-2.1945	0.0000

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MECAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OMHS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OMHS

ELEMENT NO. 1	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	50.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 2	TYPE 5	--- SERIES L SHUNT-C ---	T =	0.000 INVERSE NANOHENRIES IN SHUNT WITH 47.0000PICOFARADS	
ELEMENT NO. 3	TYPE 2	---SHUNT STUB---SHORTED---	ZO=	110.0000 OMHS,	THETA= 80.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 4	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	110.0000 OMHS,	THETA= 18.0000 DEGREES
ELEMENT NO. 5	TYPE 1	--- CASCADE LINE ---	,ZO=	60.0000 OMHS,	THETA= 64.8000 DEGREES
ELEMENT NO. 6	TYPE 3	---SHUNT STUB---OPEN---	ZO=	30.0000 OMHS,	THETA= 5.0000 DEGREES

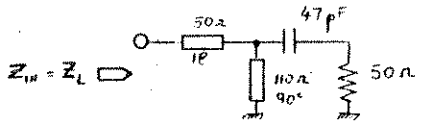
LINE ATENUATION= 0.0000 DB PER WAVELENGTH

ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDGR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	13.250 J	22.092	22.019 J	49.678	4.556	4.742	-0.0367	-2.4377	-0.1489
2.0000	28.822 J	33.521	69.364 J	58.095	2.724	2.737	-0.0093	-1.0662	-0.0189
3.0000	44.209 J	41.156	117.837 J	-3.961	2.357	2.360	-0.0042	-0.7812	-0.0062
4.0000	67.164 J	44.848	69.178 J	-39.094	2.240	2.241	-0.0023	-0.6907	-0.0027
5.0000	99.047 J	28.440	63.635 J	-43.340	2.193	2.193	-0.0015	-0.6543	-0.0012
6.0000	104.047 J	-19.092	48.282 J	-39.039	2.171	2.170	-0.0010	-0.6373	-0.0006
7.0000	57.794 J	-42.907	39.080 J	-33.521	2.177	2.177	-0.0008	-0.6417	-0.0004
8.0000	38.577 J	-35.153	32.020 J	-28.465	2.267	2.267	-0.0006	-0.7084	-0.0003
9.0000	22.597 J	-19.783	23.845 J	-22.833	2.631	2.631	-0.0005	-0.9792	-0.0005

UNICAMP

CALCULOS FEITOS PELO MECAP MODIFICADO



BOUNDARY CONDITIONS: SOURCE IMPEDANCE = 50.0000 OHMS

LOAD IMPEDANCE= 50.0000OHMS

ELEMENT NO. 1 TYPE 1 --- CASCADE LINE --- ,ZO= 50.0000 OHMS, THETA= 18.0000 DEGREES

ELEMENT NO. 2 TYPE 2 ---SHUNT STUS---SHORTED--- ZO= 110.0000 OHMS, THETA= 90.0000 DEGREES

ELEMENT NO. 3 TYPE, 5 --- SERIES L SHUNT-C --- T = 0.000 INVERSE NANOHENRIES IN SHUNT WITH 47.0000PICOFARADS

LINE ATENUATION= 0.0000 Db PER WAVELENGTH

ALL LINE LENGTHS A GIVING AT THE CENTER FREQUENCY OF 5.0000 GHZ

FREQ GHERTZ	ZIN		ZOUT		VSWR IN	VSWR OUT	AVAIL. GAIN	TDOR. GAIN	PWR. GAIN
1.0000	19.138 J	27.779	17.333 J	20.322	3.518	3.415	-0.1076	-1.6518	-0.0367
2.0000	41.831 J	25.863	36.042 J	20.795	1.794	1.789	-0.0130	-0.3753	-0.0093
3.0000	51.192 J	15.537	45.131 J	13.762	1.359	1.358	-0.0046	-0.1059	-0.0042
4.0000	52.506 J	5.219	48.960 J	6.381	1.140	1.139	-0.0024	-0.0209	-0.0023
5.0000	49.618 J	-0.556	50.017 J	-0.677	1.014	1.014	-0.0015	-0.0017	-0.0015
6.0000	44.230 J	-4.756	48.945 J	-7.791	1.172	1.172	-0.0011	-0.0284	-0.0010
7.0000	36.862 J	-5.355	45.092 J	-15.372	1.403	1.402	-0.0008	-0.1245	-0.0008
8.0000	27.112 J	-4.615	35.941 J	-22.905	1.866	1.866	-0.0008	-0.4166	-0.0006
9.0000	13.575 J	4.018	16.914 J	-24.031	3.709	3.708	-0.0014	-1.7458	-0.0005

BIBLIOGRAFIA

[1] - Charles J. Abronson e William H. Childs, "Workstation Provide an End-to-End Solution for Microwave Engineers", Microwave Systems News, Vol. 17, Nº 9, pp. 8-19, agosto 1987.

[2] - Ch. Gentili, Microwave Amplifiers and Oscillators, McGraw-Hill Book Co., 1987.

[3] - Jaspal S. Bharj, "Low Noise Amplifier for Military and Space Communications", Microwave Systems News, Vol. 17, Nº 10, pp. 134-136, setembro 1987.

[4] - Engelbrecht, R.S. e Kurokawa, K., "A Wideband Low Noise L-Band Balanced Transistor Amplifier", Proc. IEEE, 53, Nº 3, pp. 237-248, março 1965.

[5] - R.G. Brown, R.A. Sharpe, W.L. Hughes e R.E. Post, Lines, Waves and Antennas, The Ronald Press Co., 1973.

[6] - C. Caballero e R.F. Souza, Estudo de Acopladores Interdigitais, Publ. FEE 09/87, Relatório Técnico RT-152, Convênio UNICAMP/TELEBRÁS 208/87, FEE/UNICAMP, abril 1987.

[7] - Chen Y. Ho e John H. Weidman, "A Broadband Quadrature Coupler", Microwave Journal, pp. 216-219, maio 1983.

[8] - R.S. Pengelly, Microwave Field-Effect Transistors - Theory, Design and Applications, Research Studies Press, 1982.

[9] - K. Kurokawa, "Design Theory of Balanced Transistor Amplifiers", The Bell System Technical Journal, pp. 1675-1699, outubro 1965.

[10] - R.S. Carson; High-Frequency Amplifiers, Wiley Interscience, New York, 1975.

[11] - V.B. Andrade, R.F. Souza e D.A. Rogers, Análise e Otimização de Circuitos de Microonda Auxiliadas por Computador, Relatório Técnico RT-79, Contrato Telebrás 033/80, dezembro 1980.

[12] - J. Lange, "Interdigital Stripline Quadrature Hybrid", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-17, pp. 1150-1151, dezembro 1969.

[13] - R. Chadha e K.C. Gupta, "Compensation of Discontinuities in Plannar Transmission Lines", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-30, Nº 12, pp. 2151-2155, dezembro 1982.

[14] - A. Presser, "Interdigitated Microstrip Coupler Design", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-26, Nº 10, pp. 801-805, outubro 1978.

[15] - W.J. Getsinger, "Dispersion of Parallel-Coupled Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-21, Nº 3, pp. 144-145, março 1973.

[16] - George D. Vendelin, Design of Amplifiers and Oscillators by the S Parameters Method, John Wiley & Sons, N. York, 1982.

[17] - G.D. Vendelin, "Five Basic Bias Designs for GaAs FET Amplifiers", Microwaves, Nº 2, pp. 40-42, fevereiro 1978.

[18] - B.A. Syrett, "A Broadband Element for Microstrip Bias or Tuning Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-28, Nº 8, pp. 925-927, agosto 1980.

[19] - F. Giannini, R. Sorrentino e J. Vrba, "Plannar Circuit Analysis of Microstrip Radial Stub", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-32, Nº 12, pp. 1652-1655, dezembro 1984.

[20] - M.L. Coimbra, "A new kind of radial stub and some applications", Proc. XIV European Microwave Conference, pp. 516-521, 1984.

[21] H.A. Atwater, "Microstrip Reactive Circuit Elements", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-31, Nº 6, pp. 488-491, ju-

nho 1983.

[22] - R. Pettai, Noise in Receiving Systems, John Wiley and Sons, New York, 1984.

[23] - Hewlett-Packard, S-Parameter Design, Application Note 154, abril 1972.

[24] - M.J.D. Powell, "A method for minimizing a sum of squares of nonlinear functions without calculating derivatives", Computer Journal, Vol. 7, pp. 303-307, 1965.

[25] - Thomas S. Laverghetta, Practical Microwaves, Howard W. Sams and Co., Inc., 1984.