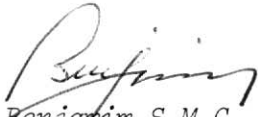

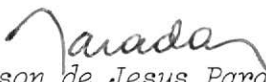




1. Publicação nº <i>INPE-2384-NTI/164</i>	2. Versão .	3. Data <i>Abril, 1982</i>	5. Distribuição <input checked="" type="checkbox"/> Interna <input type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>DEE/DTL</i>	Programa <i>ETCOMS</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>AMPLIFICADOR ALTA FREQUÊNCIA</i>			
7. C.D.U.: <i>621.375.9</i>			
8. Título <i>INPE-2384-NTI/164</i> <i>PROJETO DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS COM O USO DE COMPONENTES DISCRETOS</i>		10. Páginas: <i>34</i>	11. Última página: <i>27</i>
9. Autoria <i>Wilton José Fleming</i>		12. Revisada por  <i>Benjamin S.M.C. Galvão</i>	
Assinatura responsável 		13. Autorizada por  <i>Nelson de Jesus Parada</i> Diretor	
14. Resumo/Notas <p><i>Apresenta-se, neste trabalho, uma metodologia de projeto que permite o cálculo de amplificadores até a frequência de 4 GHz, usando-se bobinas e capacitores discretos nos circuitos de casamento. Mostra-se que com esse processo obtêm-se os ganhos máximos apresentados em manuais, pelos fabricantes de transistores. Três exemplos são apresentados, cobrindo a faixa de 1 a 4 GHz.</i></p>			
15. Observações			

ABSTRACT

This report presents a design methodology which permits the calculation of amplifiers up to the frequency of 4 GHz, using lumped inductors and capacitors in the matching circuits. It is shown that with this process the maximum gains given in transistor manufacturers manuals are obtained. Three examples are presented, covering the band from 1 to 4 GHz.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	v
<u>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</u>	1
<u>CAPÍTULO 2 - CIRCUITOS DE CASAMENTO EM MICROONDAS</u>	3
2.1 - Projeto de um amplificador em 1,2 GHz	3
2.2 - Projeto de um amplificador em 1,69 GHz, para mínima figura de ruído	12
2.3 - Projeto de um amplificador em 4 GHz	17
<u>CAPÍTULO 3 - RESULTADOS E CONCLUSÕES</u>	25
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	27

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 - Esquema final do amplificador em 1,2 GHz	5
2.2 - Circuito de casamento de entrada e de saída	5
2.3 - Cálculo dos circuitos de casamento da entrada e da saída do amplificador de 1,2 GHz	6
2.4 - Circuito de casamento de entrada	7
2.5 - Circuito de casamento de saída	7
2.6 - Montagem do amplificador de 1,2 GHz	9
2.7 - Amplificador de FI com dois estágios	10
2.8 - Curva de resposta de frequência do amplificador de FI	11
2.9 - Montagem mecânica do amplificador de FI de dois estágios ...	12
2.10 - Circuitos de casamento para o amplificador de baixo ruído..	13
2.11 - Circuito final do amplificador de baixo ruído em 1,69 GHz ..	14
2.12 - Cálculo dos circuitos de casamento de entrada e saída do amplificador em 1,7 GHz	15
2.13 - Resposta de frequência do amplificador em 1,7 GHz	16
2.14 - Circuito de casamento de saída para o amplificador de 4 GHz	17
2.15 - Casamento da entrada e da saída para o amplificador de 4 GHz	18
2.16 - Modificação do circuito de saída para o amplificador de 4 GHz	19
2.17 - Topologia do circuito de casamento de entrada	20
2.18 - Circuito final do amplificador de 4 GHz	21
2.19 - Resposta de frequência do amplificador de 4 GHz	22
2.20 - Perda de retorno para a entrada no amplificador de 4 GHz ..	23

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Apresenta-se, neste trabalho, a implementação de amplificadores em frequências de microondas, usando-se componentes discretos nos circuitos de casamento. Em relação às tradicionais montagens em linha de fita, este sistema apresenta vantagens, como o tamanho reduzido dos circuitos, a economia de material especial (dielétricos para as linhas de fita) e a facilidade de montagem e de ajuste. Mostra-se, também, como a escolha criteriosa dos circuitos de casamento ajuda a eliminar os efeitos parasíticos e oscilações espúrias na montagem final.

No Capítulo 2 desenvolvem-se três exemplos de projetos e no Capítulo 3 são apresentadas as conclusões e os comentários finais sobre os circuitos.

CAPÍTULO 2

CIRCUITOS DE CASAMENTO EM MICROONDAS

À medida que a frequência aumenta os circuitos de casamento que usam bobinas e capacitores se tornam cada vez mais críticos devido aos pequenos valores de componentes necessários à confecção do circuito. Sendo assim, o procedimento normal de projeto em microondas envolve o uso de linhas de fita que adquirem comprimentos bastante grandes, mesmo quando confeccionadas com dielétricos de alta constante dielétrica relativa ($\epsilon_r = 10$).

Os circuitos fabricados para as frequências de 1 a 4 GHz ainda apresentam dificuldades de ajustes, devido à própria construção da linha de fita (processo de circuito impresso que envolve muito tempo e pessoal especializado). Para essa faixa de frequência é que se apresenta a opção alternativa que será descrita a seguir. O sucesso dos projetos depende, como será visto, do conhecimento detalhado dos componentes a serem utilizados.

2.1 - PROJETO DE UM AMPLIFICADOR EM 1,2 GHz

As características desejadas para o amplificador são:

GANHO = 18 dB mínimo

IMPEDÂNCIA DE ENTRADA = $Z_0 = 50\Omega$

IMPEDÂNCIA DE SAÍDA = $Z_0 = 50\Omega$

O amplificador será utilizado em níveis baixos de sinais.

Escolheu-se, para esse caso, o transistor HXTR 6103 da HP, cujos parâmetros S (HP, 1980) são:

$$S_{11} = 0,62 \quad \underline{- 97^\circ}$$

$$S_{12} = 0,04 \quad \underline{41^\circ}$$

$$VCE = 10V$$

$$IC = 3mA$$

$$S_{21} = 4,72 \quad \underline{106^\circ}$$

$$S_{22} = 0,81 \quad \underline{- 28^\circ}$$

Nota-se que $S_{12} \approx 0$, e o ganho transdutivo máximo será obtido quando (Carson, 1975; HP, s.d.):

$$\Gamma_S = S_{11}^* = 0,62 \quad \underline{+ 97^\circ} \rightarrow Z_S = (19,62 + j40)\Omega$$

$$\Gamma_L = S_{22}^* = 0,81 \quad \underline{+ 28^\circ} \rightarrow Z_L = (79,3 + j178,7)\Omega$$

Desse modo, o ganho transdutivo máximo será dado pela expressão (Carson, 1975):

$$GT_{\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.1)$$

o que resulta:

$$GT_{\max} = \frac{1}{1 - (0,62)^2} |4,72|^2 \frac{1}{1 - (0,81)^2} = 105,2$$

Em dB, ter-se-á $GT_{\max} = 20,22$ dB, o que satisfaz aos requisitos de ganho.

A Figura 2.1 mostra o esquema do amplificador com as configurações escolhidas dos circuitos de casamento. Mostrar-se-á, em seguida, o cálculo dos valores dos componentes e as vantagens desse tipo de configuração.

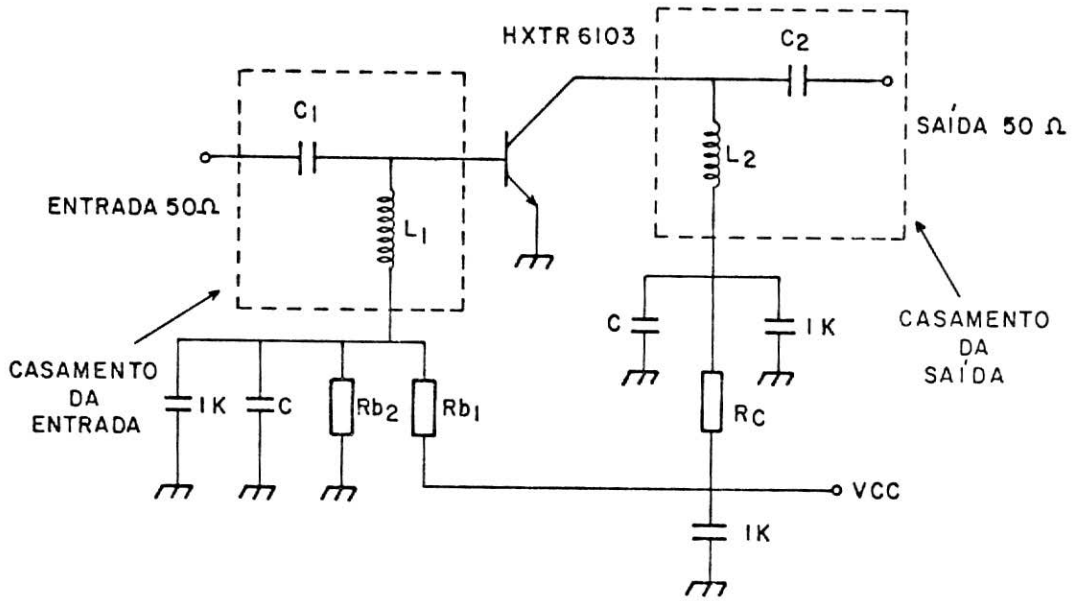


Fig. 2.1 - Esquema final do amplificador em 1,2 GHz.

O circuito de casamento da entrada tem topologia igual ao casamento da saída (Figura 2.2). Os valores dos capacitores podem ser obtidos diretamente da carta de Smith, como mostra a Figura 2.3 ou usando-se as expressões a seguir (Fleming, 1981):

$$\frac{-1}{\omega C} = X_C = - \sqrt{\frac{R_0 - cR_0^2}{c}} \quad (2.2)$$

$$\frac{-1}{\omega L} = BL = d + \frac{X_C}{(R_0)^2 + (X_C)^2}$$

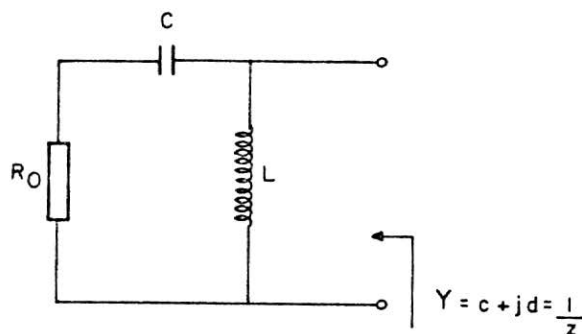
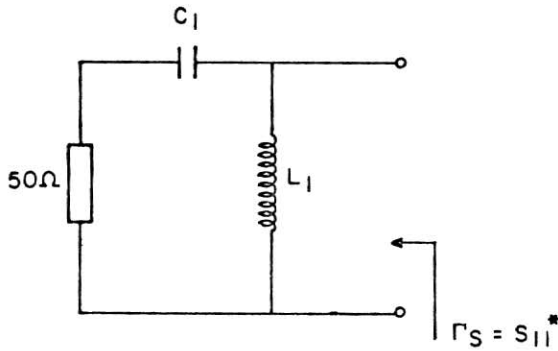


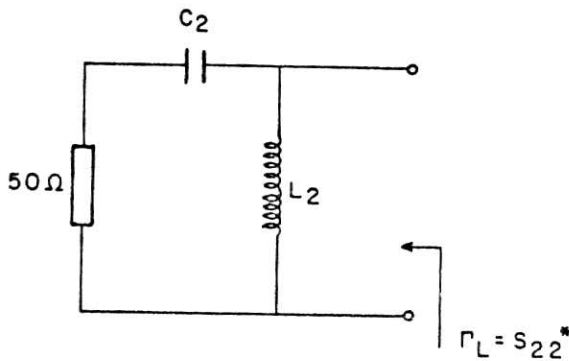
Fig. 2.2 - Circuito de casamento de entrada e de saída.



$$\frac{1}{\omega C_1} = 50,5 \Omega \Rightarrow C_1 = 2,6 \text{ pF}$$

$$\frac{1}{\omega L_1} = 0,03 \text{ mhos} \Rightarrow L_1 = 5 \text{ nH}$$

Fig. 2.4 - Circuito de casamento de entrada.



$$\frac{1}{\omega C_2} = 147 \Omega \Rightarrow C_2 = 0,9 \text{ pF}$$

$$\frac{1}{\omega L_2} = 0,107 \text{ mhos} \Rightarrow L_2 = 12 \text{ nH}$$

Fig. 2.5 - Circuito de casamento de saída.

Note-se que os valores dos componentes são pequenos, o que exige cuidado especial na montagem. Mostrar-se-ão agora as vantagens da topologia escolhida:

- Os capacitores C são auto-ressonantes na frequência de 1,2 GHz, fornecendo um ótimo caminho de terra para o sinal de RF. Desse modo, o circuito de polarização fornecido por RB1, RB2 e RC está completamente desacoplado do sinal. As bobinas L₁ e L₂ dos circuitos de casamento, devido à sua posição em paralelo com a entrada e a saída do transistor, completam o caminho de polarização. Entrada e saída do amplificador estão isoladas para DC, através dos capacitores C₁ e C₂, que também são partes dos

circuitos de casamento. Note-se portanto que a topologia dos circuitos de casamento permitiu a inserção da polarização sem necessidade de outros componentes, tais como choques de RF, capacitores de bloqueio, etc.

- O transistor HXTR 6103 tem comprimentos de "leads" no coletor e na base que não podem ser desprezados na frequência de 1,2 GHz. Adotando-se a configuração de capacitor série no circuito de casamento (C_1 , C_2), a indutância dos "leads" pode ser compensada, diminuindo-se ligeiramente o valor do capacitor. Isso é facilmente feito com a ajuda de um "trimmer" (Figura 2.6).
- A configuração paralela das bobinas L_1 e L_2 tem ainda a vantagem de apresentar reatâncias desprezíveis para as frequências baixas (< 100 MHz), onde o transistor possui ganho alto e tende a oscilar (o capacitor de 1 KpF desacopla o sinal nessa faixa de frequência).
- No caso de necessitar-se de amplificadores de múltiplos estágios, a junção é facilmente feita considerando o capacitor C_1 do segundo estágio em série com o capacitor C_2 do primeiro estágio (Figura 2.7).
- Os circuitos de casamento são do tipo passa-altas, produzindo um efeito de filtragem em baixa frequência. Desse modo, amplificadores passa-faixas podem ser mais facilmente obtidos por ajuste dos componentes dos circuitos de casamento.

O circuito foi montado como mostra a Figura 2.6. O espaço total ocupado pelo amplificador foi inferior a $1,5 \times 1,5$ cm².

O ganho na frequência de 1,2 GHz foi facilmente ajustado com os "trimmers" C_1 e C_2 , resultando no valor de 19 dB. As bobinas L_1 e L_2 foram confeccionadas com fio nu nº 18 de 1 cm de comprimento, sendo ajustadas no circuito para máximo ganho. Para os capacitores de desacoplamento C, usou-se o VITRAMON 7802P7602F que ressoa em $1,2 \text{ GHz} \pm 100$ MHz.

A faixa de 3 dB, nas condições de ajustes anteriores, foi maior que 150 MHz, o que indica uma grande capacidade do circuito para a construção de amplificadores de faixa larga. Esses resultados foram usados no projeto de um amplificador de FI em 1,2 GHz, onde se desejava ganho de 40 dB, faixa de 200 MHz (1,1 a 1,3 GHz) e cujas impedâncias de entrada e saída deveriam ser também de 50 Ω .

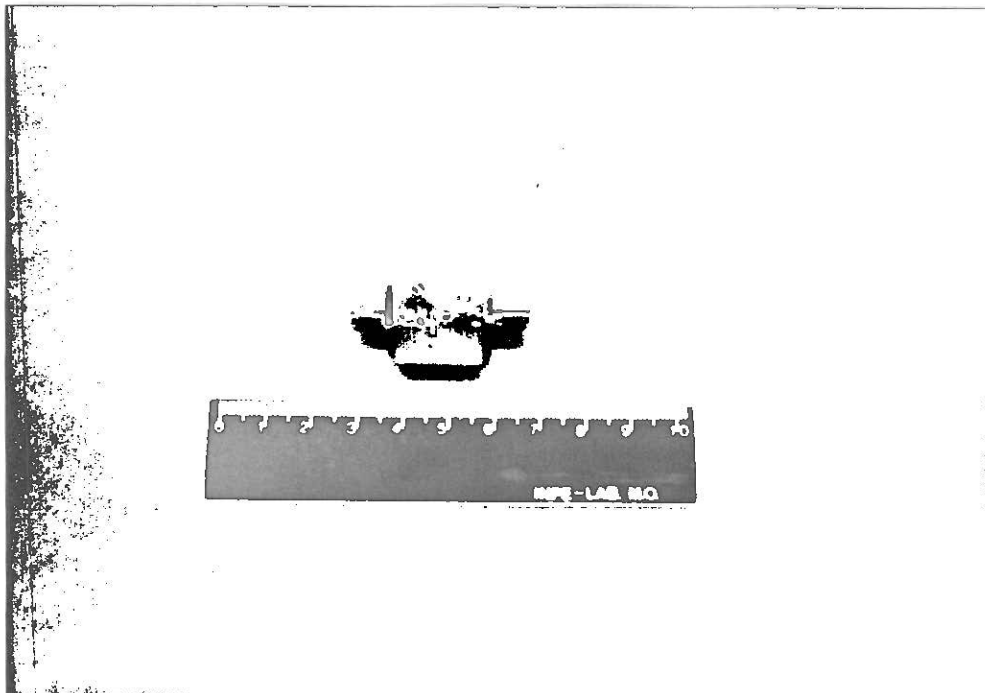


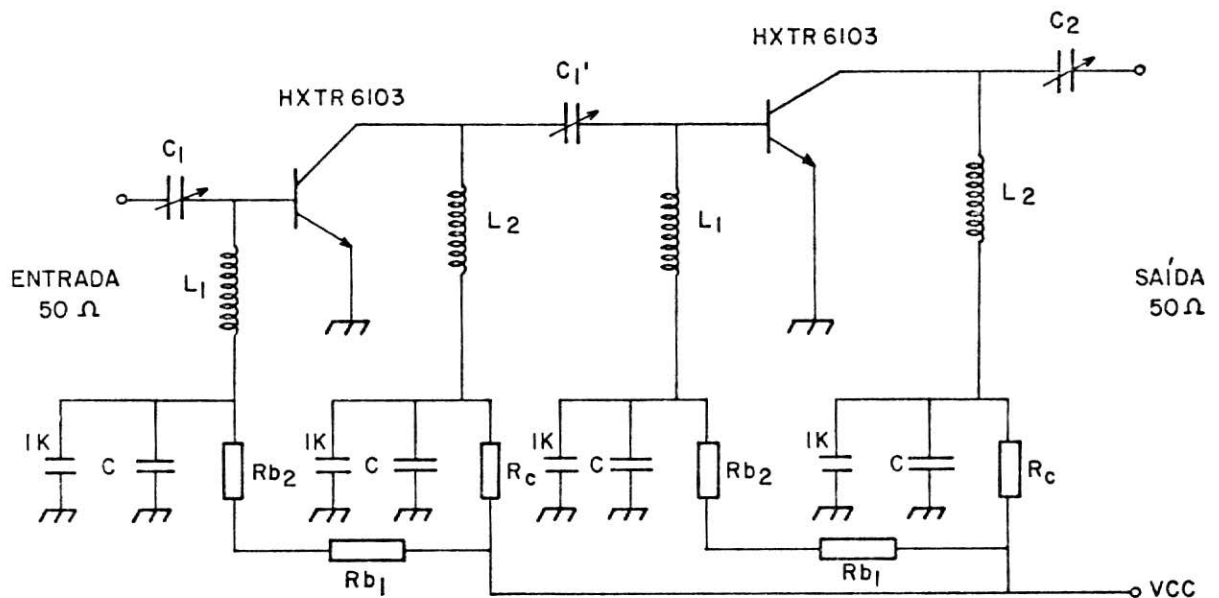
Fig. 2.6 - Montagem do amplificador de 1,2 GHz.

O circuito foi realizado, juntando-se dois estágios iguais ao da Figura 2.1, resultando no esquema final da Figura 2.7. A corrente dos estágios foi ligeiramente aumentada para que o S_{21} dos transistores aumentasse a fim de que se obtivessem 20 dB de ganho em cada estágio (esse procedimento não altera muito o valor de S_{11} e S_{22} , mantendo a condição de casamento para GT_{max}). O ajuste da faixa foi feita no NETWORK ANALYSER 8410A da HP, resultando na curva mostrada na Figura 2.8. A mon

tagem mecânica do amplificador é mostrado na Figura 2.9. O circuito foi acondicionado em uma caixa de alumínio fresada, cujas dimensões são: 5 x 2 x 3 cm³.

A perda de retorno para os amplificadores de um e dois estágios apresentaram valores de -10 dB mínimo em toda a faixa de operação.

Note-se, na Curva de resposta, a queda rápida do ganho em baixa frequência, devido à ação das bobinas paralelas e da configuração passa-altas dos circuitos de casamento.



$$C_1' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Fig. 2.7 - Amplificador de FI com dois estágios.

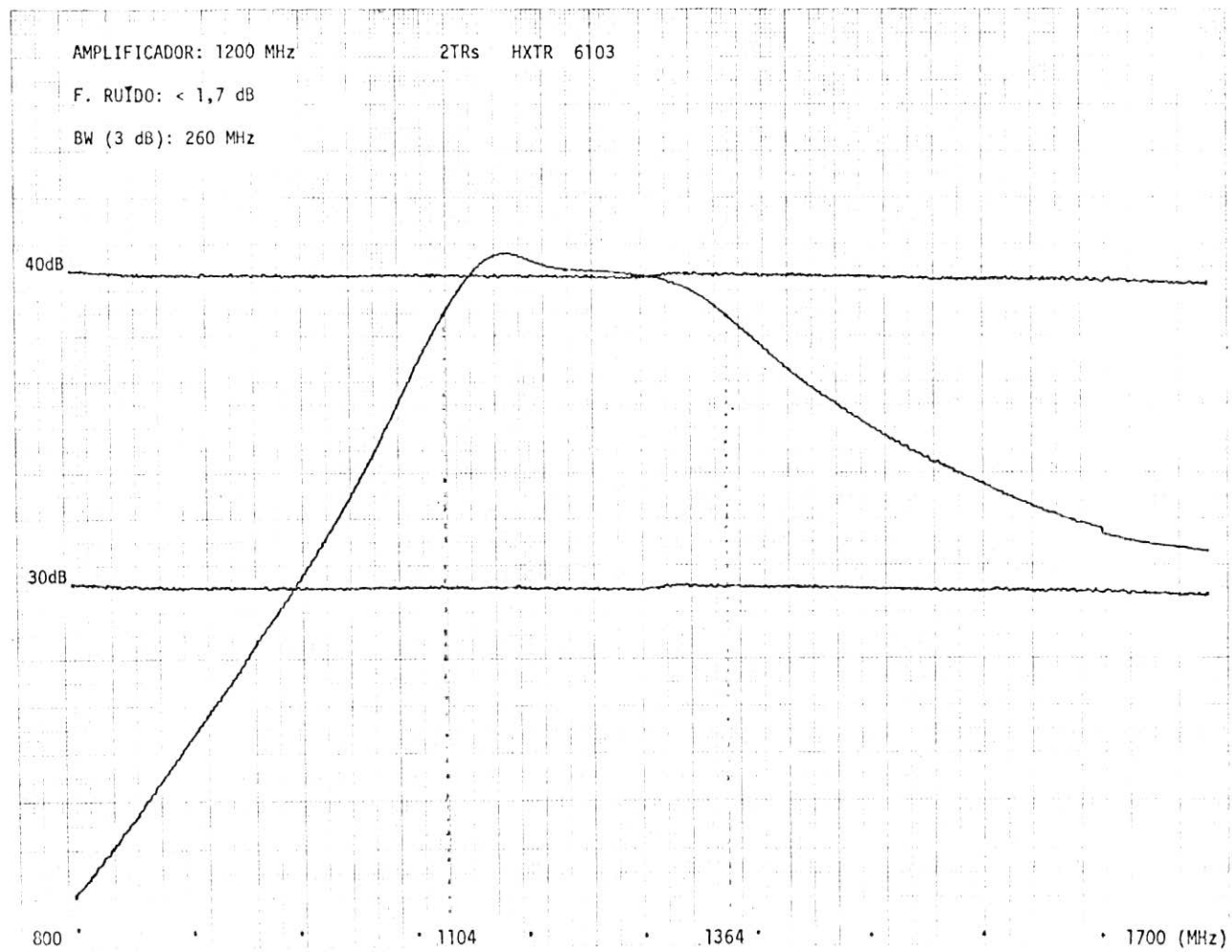


Fig. 2.8 - Curva de resposta de frequência do amplificador de FI.

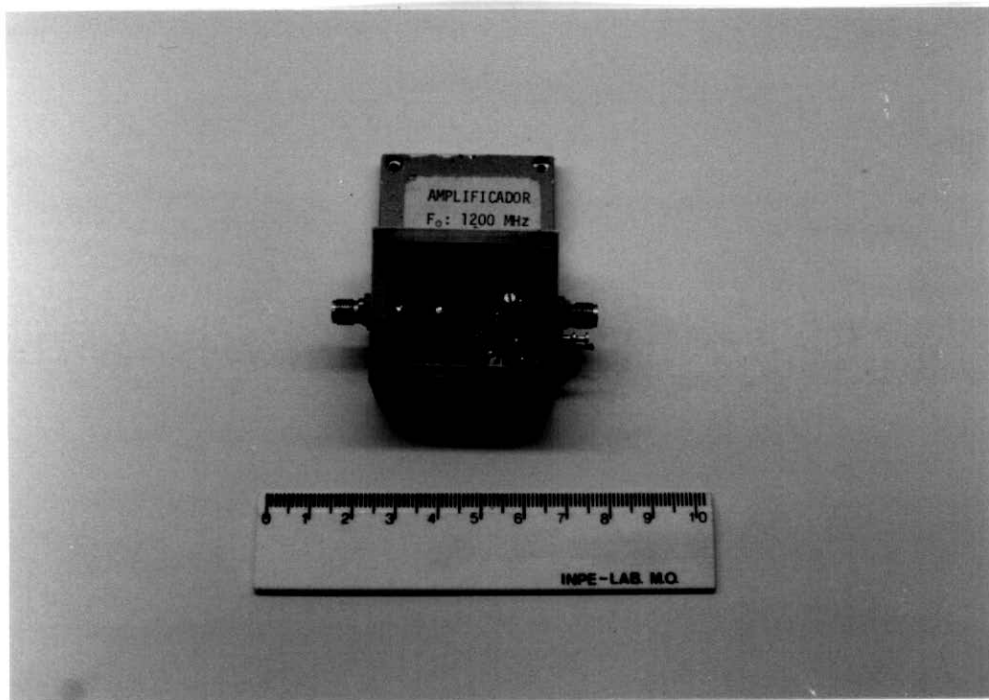


Fig. 2.9 - Montagem mecânica do amplificador de FI de dois estágios

2.2 - PROJETO DE UM AMPLIFICADOR EM 1,69 GHz, PARA MÍNIMA FIGURA DE RUÍDO

Esse amplificador deverá ser usado em sistemas de recepção de satélites meteorológicos, substituindo os atuais circuitos em linhas de fita (Fleming, 1978). As especificações atuais requerem, uma figura de ruído menor ou igual a 2 dB. Desse modo, escolheu-se o transistor HP-HXTR 6103, que possui as seguintes características:

$$VCE = 10V, \quad IC = 5mA, \quad F = 1,69 \text{ GHz}$$

$$\text{Figura de Ruído (NF)} = 1,7 \text{ dB}$$

$$\text{Coeficiente de reflexão para mínima NF } (\Gamma_0) = 0,35 \quad \underline{68^\circ}$$

$$S_{11} = 0,52 \quad \underline{-129^\circ}$$

$$S_{12} = 0,05 \quad \underline{32^\circ}$$

$$S_{21} = 3,71 \quad \underline{84^\circ}$$

$$S_{22} = 0,74 \quad \underline{-35^\circ}$$

O sistema requer ainda que o ganho transdutivo seja maior que 10 dB.

Nesse projeto, o amplificador não será casado para as condições de máxima transferência de potência, como nos casos anteriores, devido aos requisitos de mínimo ruído. Considerando-se $S_{12} \cong 0$, somente a saída será otimizada ($\Gamma_L = S_{22}^*$), sendo que para a entrada deve-se ter $\Gamma_S = \Gamma_0$ (condição de mínima figura de ruído).

A Figura 2.10 apresenta as transformações que devem ser produzidas pelos circuitos de casamento. O amplificador deve ser calculado para funcionar com impedâncias de 50Ω na entrada e na saída.

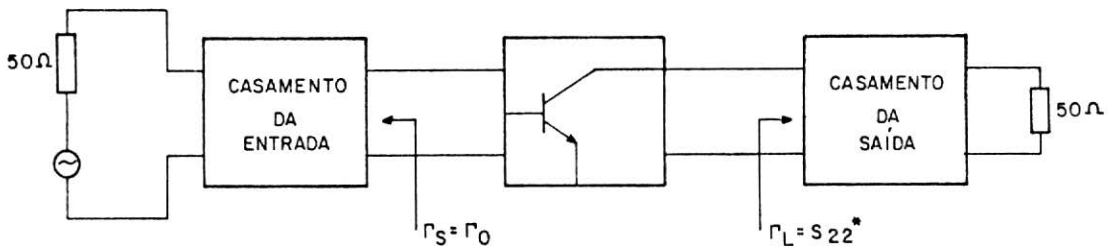


Fig. 2.10 - Circuitos de casamento para o amplificador de baixo ruído

O ganho transdutivo esperado, para as condições acima, com $S_{12} = 0$ e $\Gamma_L = S_{22}^*$ é

$$GT \cong 15 \text{ dB}$$

A Figura 2.11 apresenta o circuito final do amplificador, sendo que os circuitos de casamento foram calculados de modo idêntico aos casos anteriores (Figura 2.12).

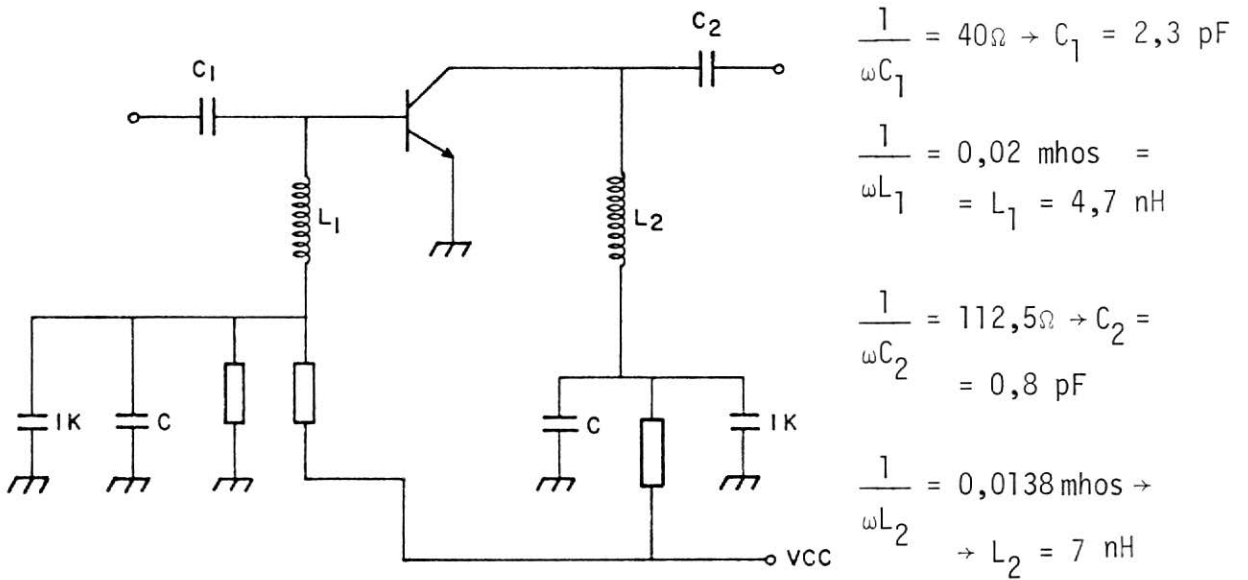


Fig. 2.11 - Circuito final do amplificador de baixo ruído em 1,69 GHz

Os capacitores C são auto-ressonantes em 1,69 GHz (VITRAMON 7820P7601F). A montagem mecânica foi realizada de maneira idêntica a do amplificador de 1,2 GHz (Figura 2.6). Os resultados obtidos nos testes foram os seguintes:

NF = 1,9 dB

GT = 16 dB

$B\omega_{3dB} = 360 \text{ MHz}$

Perda de retorno = < -10dB

A Figura 2.13 mostra a curva de resposta do amplificador. Note-se a característica de resposta de faixa larga e a queda de ganho em baixa frequência, devido à ação das bobinas paralelas do circuito de casamento.

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART Form 750-N	GENERAL RADIO COMPANY CAMBRIDGE MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

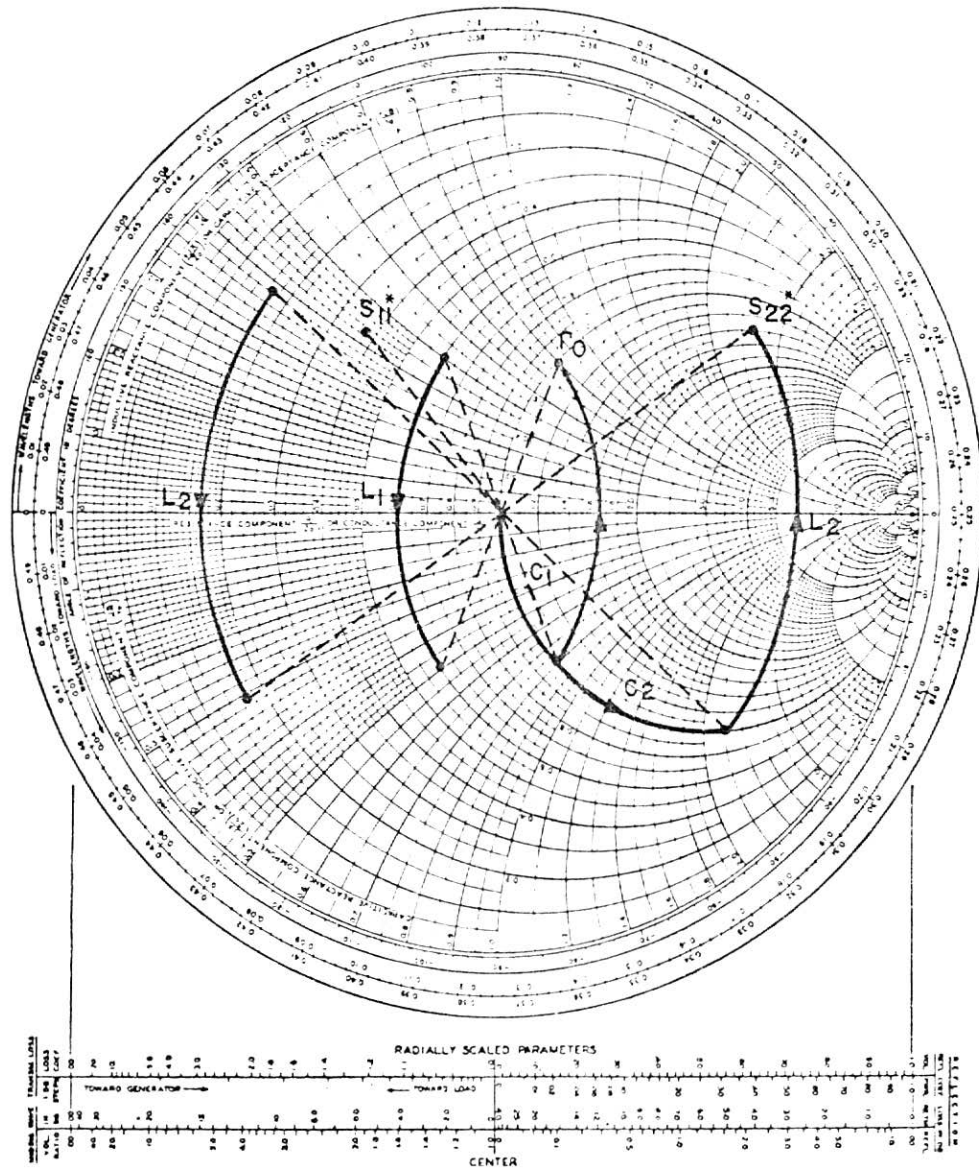


Fig. 2.12 - Cálculo dos circuitos de casamento de entrada e saída do amplificador em 1,7 GHz.

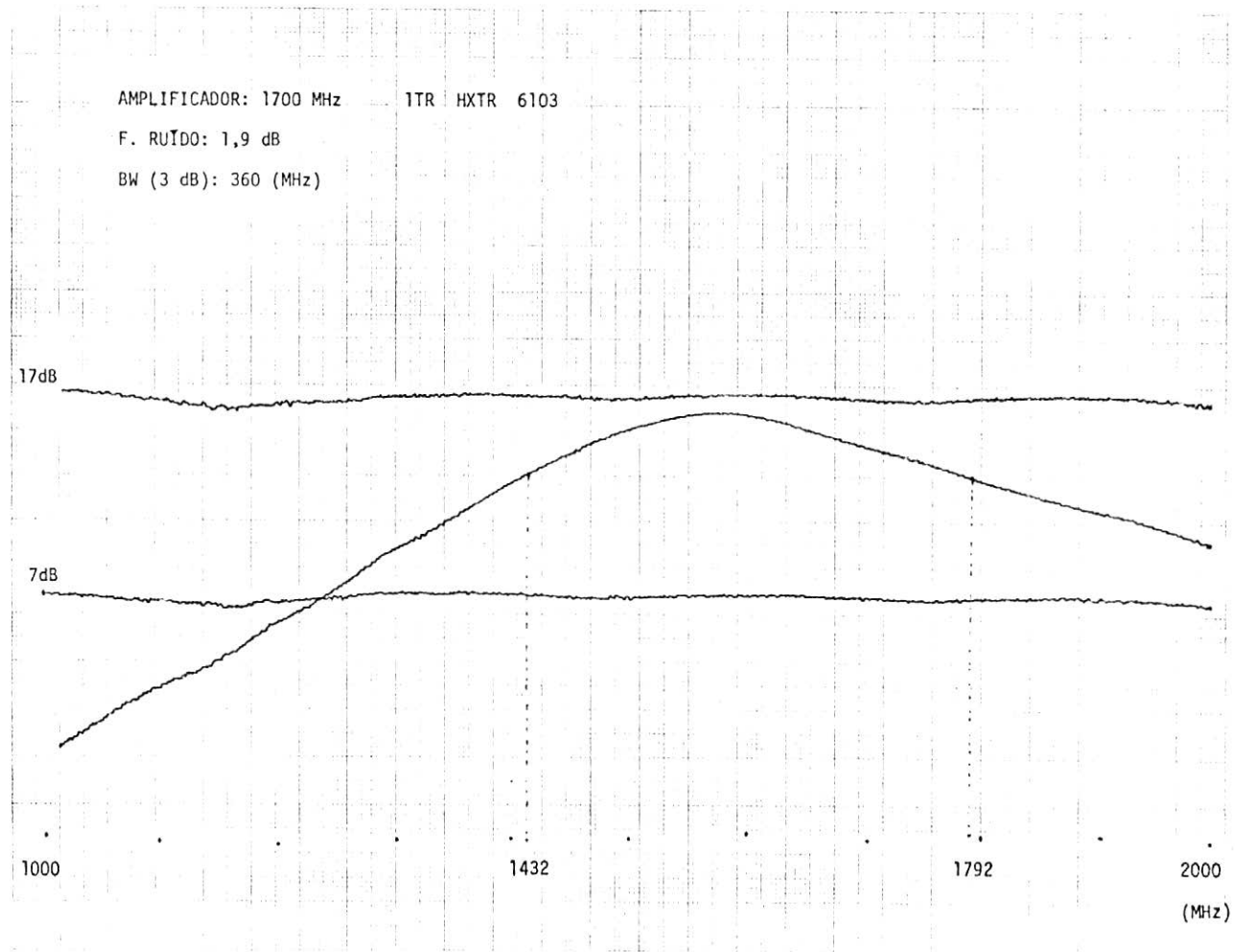


Fig. 2.13 - Resposta de frequência do amplificador em 1,7 GHz.

2.3 - PROJETO DE UM AMPLIFICADOR EM 4 GHz

Finalmente, mostra-se a validade da metodologia. aqui apresentada, no projeto de um amplificador em 4 GHz. Usar-se-á ainda o transistor HP HXTR 6103. Os parâmetros S em 4 GHz (Hewlett Packard, 1980) são:

$$S_{11} = 0,52 \angle 156^\circ$$

$$S_{12} = 0,06 \angle 37^\circ$$

$$S_{21} = 1,67 \angle 19^\circ$$

$$S_{22} = 0,68 \angle -78^\circ$$

$$VCE = 10V$$

$$IC = 3mA$$

Considerando-se novamente $S_{12} \approx 0$, o ganho transdutivo máximo será obtido para

$$\Gamma_S = S_{11}^* = 0,52 \angle -156^\circ$$

$$\Gamma_L = S_{22}^* = 0,68 \angle 78^\circ$$

Usando a Expressão 2.1 obtêm-se:

$$GT_{max} = 8,52 \text{ dB}$$

O circuito de casamento da saída é semelhante aos calculados para os outros amplificadores (Figura 2.14).

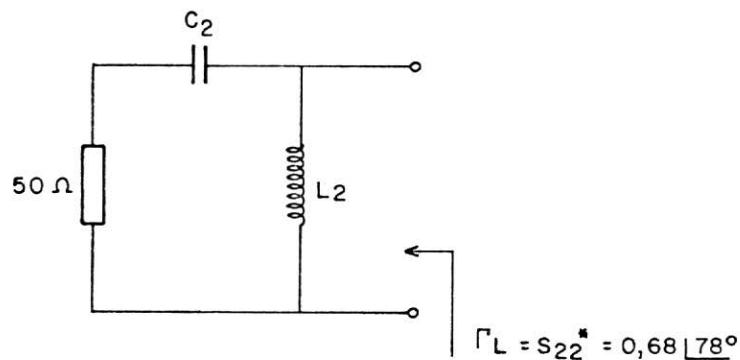


Fig. 2.14 - Circuito de casamento de saída para o amplificador de 4 GHz

A carta de Smith da Figura 2.15 apresenta os cálculos do circuito de saída. Os valores resultantes para L_2 , C_2 são:

$$L_2 = 1,5 \text{ nH}$$

$$C_2 = 0,5 \text{ pF}$$

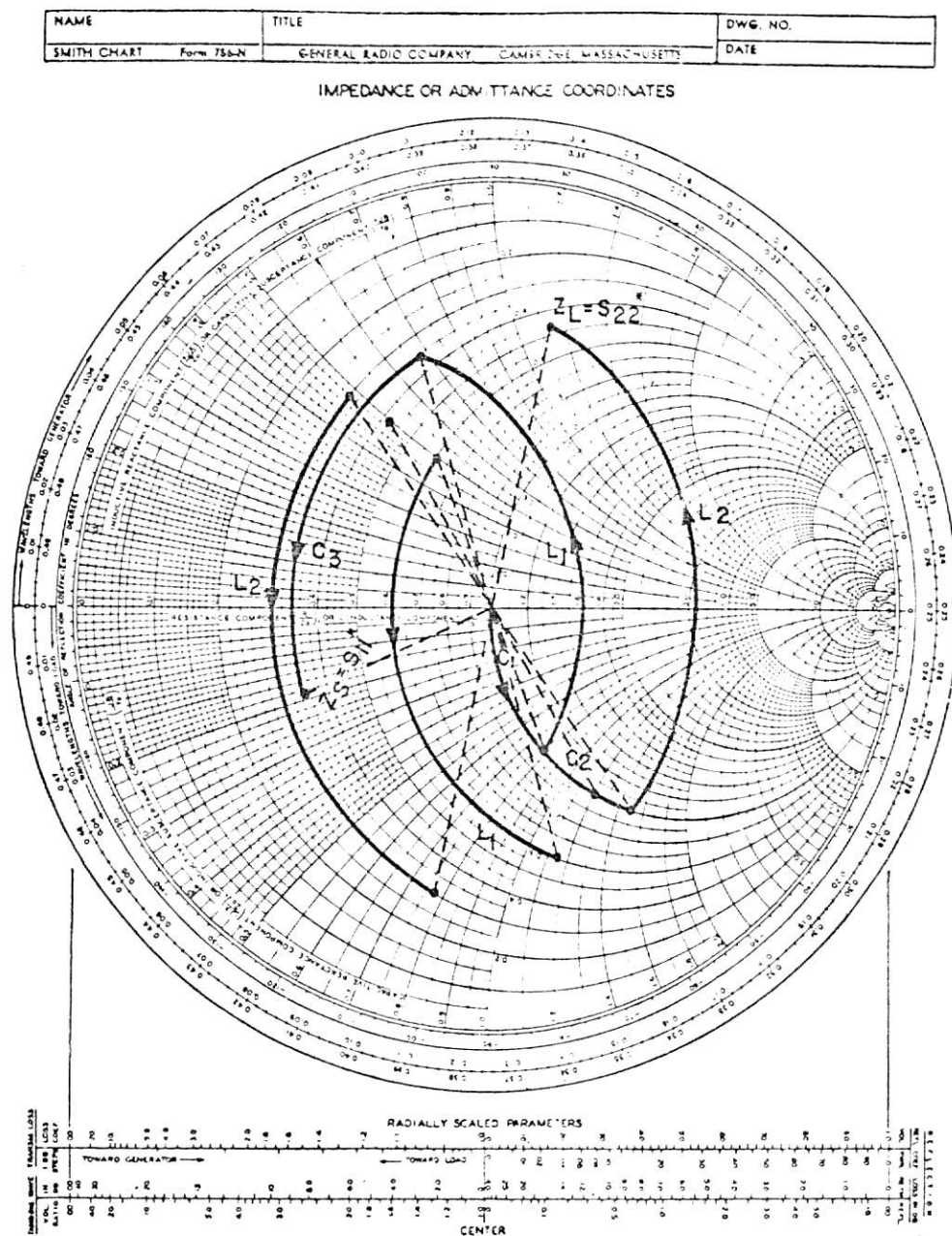


Fig. 2.15 - Casamento da entrada e da saída para o amplificador de 4 GHz.

O valor de L_2 é muito pequeno para ser realizado diretamente na prática. Esse problema é contornado, utilizando-se o circuito de saída modificado que é apresentado na Figura 2.16.

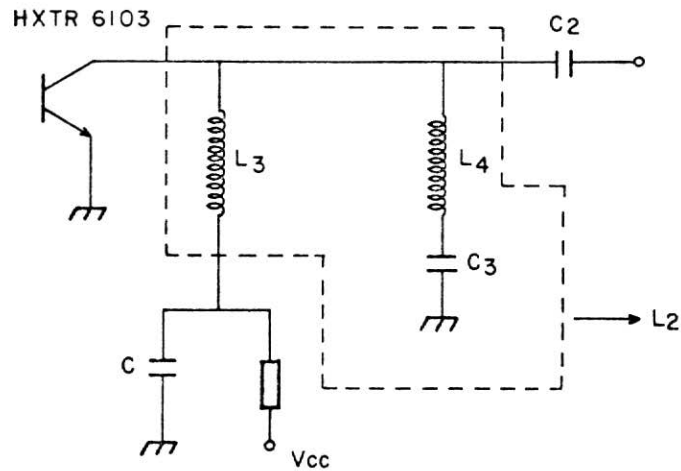


Fig. 2.16 - Modificação do circuito de saída para o amplificador de 4 GHz

A bobina L_2 é realizada com o conjunto paralelo, constituído de L_3 e L_4 em série com C_3 . Através de L_3 , que tem um alto valor de indutância, introduz-se a polarização do coletor. O valor exato de L_2 é obtido pelo ajuste de C_3 , que modifica o valor da indutância L_4 em paralelo com L_3 . Usando-se

$$L_3 = 10 \text{ nH} \quad (\text{fio nu n}^\circ 18 \text{ 1 cm})$$

$$C_3 = 0,15 \text{ pF}$$

$$L_4 = 12 \text{ nH} \quad (\text{fio nu n}^\circ 18 \text{ 1 cm})$$

a indutância L_2 pode ser sintetizada.

A configuração do circuito de casamento de entrada deve ser diferente do tipo usado nos exemplos anteriores, devido à posição do coeficiente de reflexão Γ_S na carta de Smith (Figura 2.15), que não pode ser sintetizado com circuitos simples dos tipos já usados. Para esse caso, a topologia escolhida é mostrada na Figura 2.17.

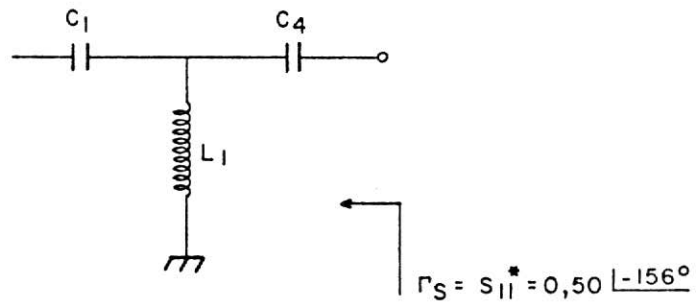


Fig. 2.17 - Topologia do circuito de casamento de entrada.

Os valores dos componentes são obtidos da carta de Smith da Figura 2.15, resultando:

$$\frac{1}{\omega C_1} = 40\Omega \rightarrow C_1 = 1\text{pF}$$

$$\frac{1}{\omega L_1} = 0,03 \text{ mhos} \rightarrow L_1 = 1,2 \text{ nH}$$

$$\frac{1}{\omega C_4} = 42,5\Omega \rightarrow C_4 = 0,9 \text{ pF}$$

A bobina L_1 , devido ao seu pequeno valor, será também construída com a ajuda de um capacitor série, como foi feito no caso do casamento de saída. L_1 é obtida, colocando-se em série uma bobina de 10 nH e um capacitor de 0,15 pF.

O circuito final do amplificador é mostrado na Figura 2.18. Os capacitores variáveis são "trimmers" da Johanson. A bobina L_5 funciona como choque de RF, para a introdução da polarização de base. Os capacitores C são auto-ressonantes em 4 GHz e, nesse caso, garantem o caminho de terra para o circuito das bobinas L_5 e L_3 , evitando que elas possam ressoar com qualquer capacitância do circuito de polarização.

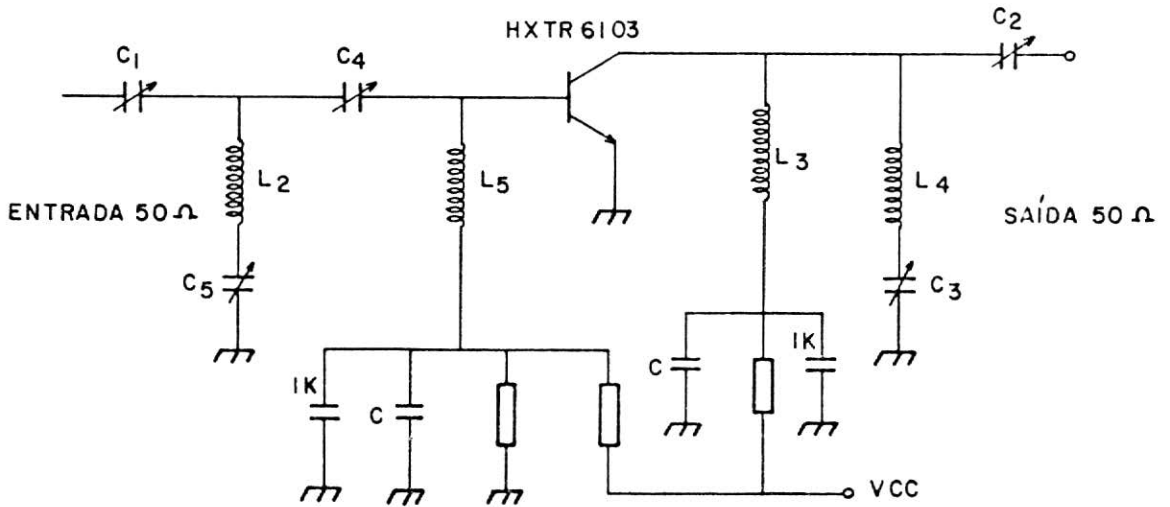


Fig. 2.18 - Circuito final do amplificador de 4 GHz.

Note-se ainda que a configuração escolhida para os circuitos de casamento apresentam as mesmas vantagens já citadas nos outros amplificadores descritos.

O amplificador de 4 GHz foi montado e depois do ajuste dos capacitores variáveis, obtiveram-se os seguintes resultados:

$$G = 8,5 \text{ dB}$$

$$\text{Faixa (3 dB)} = 110 \text{ MHz}$$

A Figura 2.19 mostra a resposta de frequência do amplificador.

Devido ao ganho desse amplificador não ser tão elevado, como nos casos anteriores, foi possível traçar a curva do coeficiente de reflexão na entrada do analisador de malhas da HP (Figura 2.20). Note-se o perfeito casamento na frequência de projeto, o que justifica a validade do método de cálculo.

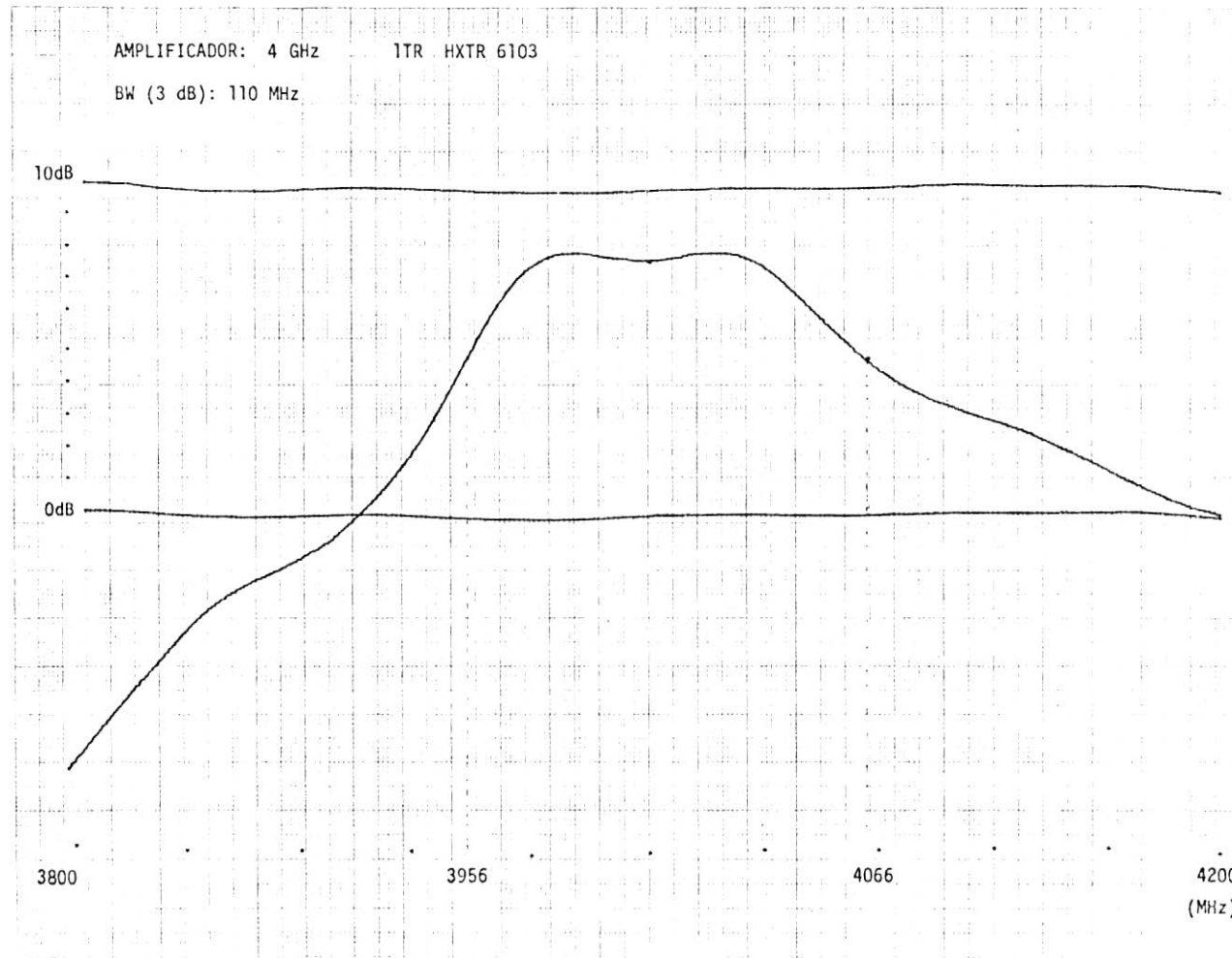


Fig. 2.19 - Resposta de frequência do amplificador de 4 GHz.

AMPLIFICADOR: 4 GHz 1TR HXTR 6103

GRÁFICO: VSWR \approx 1,28

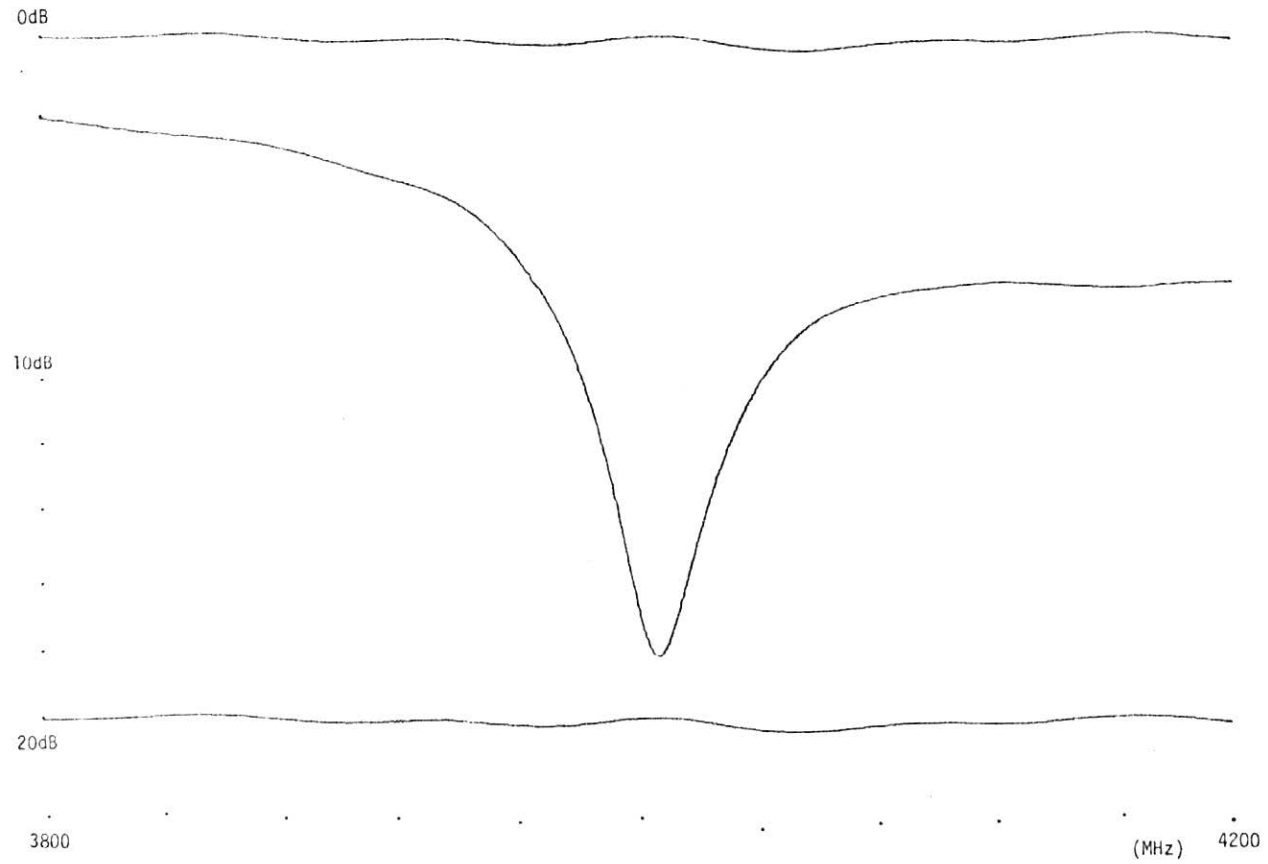


Fig. 2.20 - Perda de retorno para a entrada no amplificador de 4 GHz.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS E CONCLUSÕES

Os exemplos anteriores mostraram que a técnica de circuitos discretos pode ser aplicada à faixa de microondas, até 4 GHz, desde que se estude adequadamente a configuração dos circuitos de casamento. O ajuste final dos circuitos é bastante fácil, sendo muito mais rápido e mais eficiente que os ajustes realizados nos amplificadores construídos com a técnica de linha de fita.

É necessário para o bom funcionamento do circuito, que se conheça bem as características elétricas dos componentes utilizados, principalmente os capacitores de desacoplamento, que são peças importantíssimas para o desempenho dos amplificadores.

Deve-se salientar ainda, como resultado final, que mediu-se a figura de ruído do amplificador de 1,2 GHz de dois estágios, obtendo-se um valor menor que 1,7 dB. Isso era esperado, devido às condições de mínima figura de ruído do transistor HXTR 6103, que não diferem muito das condições de máximo ganho.

Conclui-se, portanto, que o método apresentado é eficaz para o projeto de amplificadores em microondas, resultando em montagens mecanicamente simples, econômicas e compactas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- CARSON, R.S. *High frequency amplifiers*. New York, John Wiley, 1975
225p.
- FLEMING, W.J. *Desenvolvimento de um programa para cálculo de amplificadores de faixa larga e baixo ruído em microondas*. São José dos Campos, INPE, 1978. 162p. (INPE-1405-NTI/119).
- *Projetos de amplificadores de baixo ruído em alta frequência*. São José dos Campos, INPE, 1981. 34p. (INPE-2032-NTE/168).
- HEWLETT PACKARD (HP) *Diode and transistors design catalog*. [Palo Alto, CA], 1980. 260p.
- 'S' parameters... circuit analysis and design. [Palo Alto, CA], 1968. (HP Application Note, 95).