

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

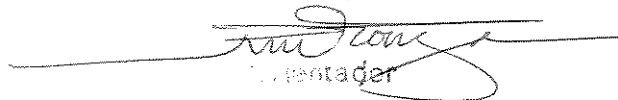
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

Este exemplar representa a versão final da tese
defendida por Samuel Rocha Lauretti

para a Comissão

Julgadora em 08 11 93


Orientador

AMPLIFICADORES BANDA LARGA EM MICROONDAS

Autor: Samuel Rocha Lauretti 324

Orientador: Prof. Dr. Rui Fragassi Souza 7

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

Setembro 1993.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

ABSTRACT

This work presents a comparative study of four broadband microwave amplifier concepts. These concepts here described are the feedback, distributed, lossy-match and cascode amplifiers.

Initially, a theoretical analysis and the design of each amplifier are shown, including computer simulations. To assure good agreement between results and measurements, a frequency modelling of all components used, active and passive, was done. Five prototypes were implemented and tested, one for each amplifier topology, including a balanced amplifier, as a starting example.

Finally, a comparison of their performance and the estimated cost of such circuits are presented. Commercially available amplifiers are also shown, as examples, to allow a more complete overview of the area of broadband microwave amplification.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo comparativo entre quatro configurações de amplificadores banda-larga, na faixa de microondas. Os amplificadores abordados foram: realimentado, distribuído, com casamento por perdas e cascode.

É mostrada uma análise teórica e a sequência de projeto, incluindo uma simulação computadorizada, de cada configuração. Para que os resultados das simulações fossem os mais fidedignos possíveis, foi feito um modelamento em frequência de todos os componentes, passivos e ativos, utilizados. Foram implementados cinco protótipos, um de cada configuração estudada e de um amplificador balanceado, a título de exemplo.

Finalizando, é apresentada uma comparação entre os desempenhos e os custos estimados destes protótipos. Também foram mostrados alguns exemplos de amplificadores comercialmente disponíveis, de forma a possibilitar uma comparação mais abrangente.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Rui Fragassi pelo apoio prestado.

A Mauro de Lima Coimbra da SEO/TELEBRÁS pelo incentivo e suporte.

À equipe de engenheiros da SEO/TELEBRÁS pelas valiosas sugestões.

Ao paciente trabalho de digitação e organização da equipe de Wilson Renato Balardin: Cleide H. Silva, Leilane A. P. Durante, Maria Lúcia S. Oliveira e Maria Fernanda M. B. B. F. Oliveira.

A Anésio Palma Filho pela montagem dos protótipos.

ÍNDICE

Capítulo 1	INTRODUÇÃO	1
Capítulo 2	DESCRIÇÃO DOS AMPLIFICADORES ABORDADOS	5
2.1	Introdução	5
2.2	O Amplificador Realimentado	5
2.3	O Amplificador Distribuído	9
2.4	O Amplificador com Casamento por Perdas.....	14
2.5	O Amplificador Cascode.....	17
2.6	Parâmetros de Ruído	20
2.7	Aplicações.....	23
Capítulo 3	PROJETO E SIMULAÇÃO DOS AMPLIFICADORES IMPLEMENTADOS.....	26
3.1	Introdução	26
3.2	Modelamento dos Componentes.....	27
3.2.1	Componente Ativo	27
3.2.2	Componentes Passivos.....	31
3.3	Projeto de um Amplificador Realimentado.....	34
3.3.1	Projeto do Circuito DC	35
3.3.2	Projeto do Circuito de RF	37
3.4	Projeto de um Amplificador Distribuído.....	42
3.4.1	Projeto do Circuito DC	44
3.4.2	Projeto do Circuito de RF	46

3.5	Projeto de um Amplificador Utilizando Casamento com	
	Perdas	51
3.5.1	Projeto do Circuito DC	52
3.5.2	Projeto do Circuito de RF	54
3.6	Projeto de um Amplificador Cascode	58
3.6.1	Projeto do Circuito DC	59
3.6.2	Projeto do Circuito de RF	61
Capítulo 4	IMPLEMENTAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DOS PROTÓTIPOS	66
4.1	Introdução	66
4.2	Implementação dos Protótipos	66
4.2.1	Amplificador Realimentado	67
4.2.2	Amplificador Distribuído	70
4.2.3	Amplificador com Casamento por Perdas	70
4.2.4	Amplificador Cascode	74
4.3	Caracterização dos Protótipos	78
4.4	Comparação dos Resultados e Custos	95
Capítulo 5	CONCLUSÕES	105
APÊNDICE I		112
APÊNDICE II		115
APÊNDICE III		118
APÊNDICE IV		121
APÊNDICE V		123

APÊNDICE VI125

APÊNDICE VII142

APÊNDICE VIII.....147

APÊNDICE IX150

APÊNDICE X.....153

APÊNDICE XI156

APÊNDICE XII159

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Durante as décadas de 1960 e 1970, o conceito de amplificadores balanceados dominou o projeto de amplificadores em estado sólido na faixa de microondas. Esta topologia, mostrada na Figura 1.1, oferece algumas vantagens em relação aos amplificadores mais convencionais, tais como: melhorias nos casamentos de impedâncias de entrada e saída, na planura de ganho e nas características de intermodulação. Além disto, também constitui uma vantagem significativa a possibilidade de se obter, simultaneamente, um casamento de impedâncias na situação de mínima figura de ruído e com um bom casamento de entrada [1].

Nesta configuração, dois estágios de ganho idênticos são colocados entre dois acopladores de 3 dB, 90° (Figura 1.1). A potência refletida, da entrada e da saída dos estágios de ganho, é absorvida nas terminações colocadas nas portas isoladas dos acopladores, garantindo boas perdas de retorno.

Um parâmetro muito importante em um amplificador é a sua largura de banda. Os amplificadores balanceados apresentam melhor desempenho, neste aspecto, em relação aos amplificadores com casamento refletivo. Tipicamente, um amplificador com casamento refletivo permite larguras de banda de 20 a 30 por cento, embora, em alguns casos especiais, larguras de banda maiores tenham sido reportadas [2]. Em um amplificador balanceado, o fator limitante, em relação à largura de banda, são os acopladores. Utilizando tecnologias convencionais, é relativamente fácil se obter larguras de banda variando de 30 a 50 por cento. Com o uso de circuitos monolíticos é

possível a obtenção de larguras de banda de até duas oitavas para a configuração balanceada [3], [4].

A título de experimentação, foi construído um amplificador balanceado utilizando dois transistores bipolares AVANTEK AT-41435. Os acopladores foram construídos utilizando-se parâmetros concentrados, sendo o circuito impresso em substrato plástico. Conforme pode ser visto na Figura 1.2, este amplificador opera de 590 MHz a 975 MHz, na faixa de 3 dB de ganho. Isto representa uma largura de banda de aproximadamente 50 por cento. Maiores detalhes sobre a construção deste protótipo podem ser vistos no Apêndice I.

Obviamente também existem devastagens na amplificação balanceada. Dado que esta configuração utiliza dois dispositivos ativos, haverá maior consumo de potência e, ainda, um número duplicado de componentes de polarização. Esse maior consumo de potência pode ser muito relevante no caso, por exemplo, de equipamentos portáteis ou de aplicação espacial, onde o consumo de energia é uma restrição importante [3].

Uma outra importante limitação da configuração balanceada é justamente a largura de banda, que tem como limite a resposta dos acopladores. Como já foi dito, o limite atual de tecnologia destes acopladores permite a construção de dispositivos com até duas oitavas. Entretanto, em muitas aplicações é necessário o uso de amplificadores multi-oitavas. Por exemplo, em circuitos de instrumentação, amplificadores multi-oitavas são utilizados como *buffer* ou *driver* de outros circuitos, como misturadores. Existe, atualmente, um crescimento constante na taxa de transmissão de sistemas ópticos de comunicações de alta capacidade. Portanto, os amplificadores destes sistemas devem operar desde alguns kHz até vários GHz. Existem várias outras aplicações que podem requerer bandas muito grandes, como por exemplo sistemas de telemetria, sistemas militares, antenas tipo *phased array* e outros [4].

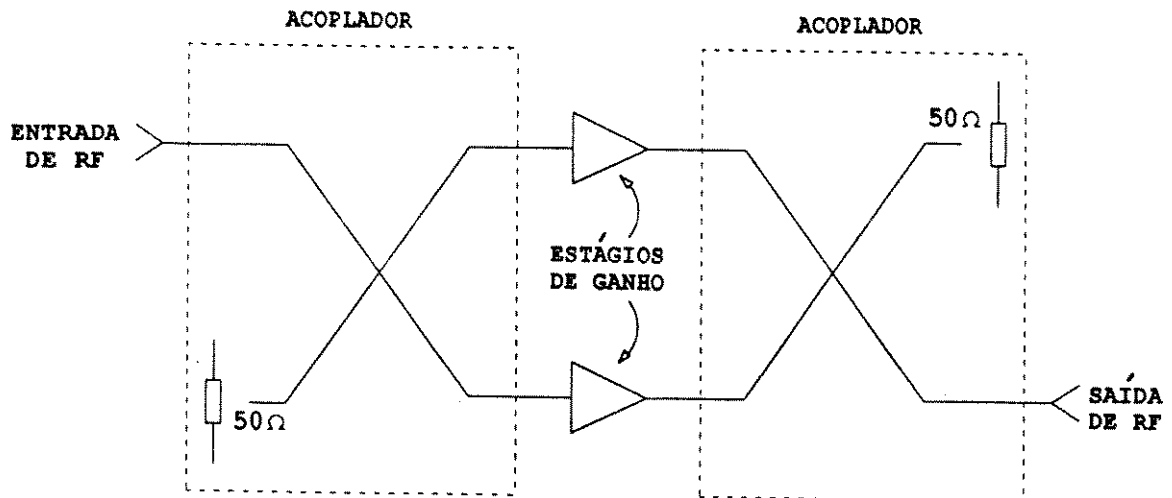


Fig.1.1 : Amplificador balanceado.

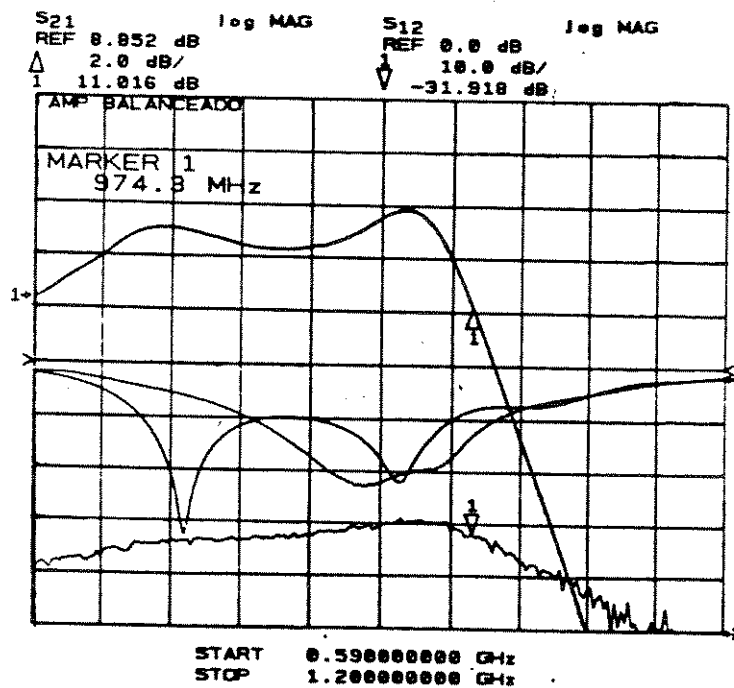


Fig.1.2 : Resposta em frequência do amplificador balanceado implementado.

A partir do final da década de 1970, três tipos de configuração de amplificadores banda larga na faixa de microondas tiveram sua utilização incrementada, com grandes progressos nos últimos anos. Essas três configurações são: amplificador realimentado, amplificador com casamento por perdas e amplificador distribuído. Mais recentemente, com o advento dos circuitos monolíticos, uma configuração bastante utilizada para a obtenção de amplificadores multi-oitavas é a topologia cascode, também utilizando realimentação na maior parte dos casos.

Estas configurações são caracterizadas pela sua relativa simplicidade e baixo custo. Portanto, estes conceitos de amplificadores são muito atrativos, sempre que uma solução econômica em amplificação banda larga for necessário. Portanto, este trabalho tratará basicamente destes quatro conceitos de amplificadores: realimentado, distribuído, com casamento por perdas e cascode.

O embasamento teórico será fornecido no Capítulo 2, onde são dados alguns exemplos de aplicações. O Capítulo 3 mostrará a seqüência de projeto dos amplificadores abordados. Detalhes da implementação dos protótipos construídos, assim como sua caracterização e uma comparação dos resultados, são mostrados no Capítulo 4. Finalmente, no Capítulo 5, são apresentadas as conclusões do trabalho e algumas idéias para desenvolvimento futuro são propostas.

Capítulo 2

DESCRIÇÃO DOS AMPLIFICADORES ABORDADOS

2.1 Introdução

Neste Capítulo é feita a descrição dos amplificadores abordados. Inicialmente, as quatro configurações, realimentado, distribuído, com casamento por perdas e cascode, são estudadas individualmente. Em seguida, é feita uma análise de ruído e são sugeridas algumas aplicações, enfatizando a utilização destes amplificadores em sistemas ópticos de alta capacidade.

2.2 O Amplificador Realimentado

Na Alemanha, em 1913, Alexander Meissner obteve uma patente de um oscilador realimentado. Em 1914, Edwin Armstrong e Lee de Forest apresentaram trabalhos sobre circuitos regenerativos [4]. Desde então, vários novos circuitos realimentados surgiram, com diferentes aplicações. Uma aplicação, particularmente interessante, é a utilização da realimentação para controlar o ganho e as impedâncias de entrada e saída de um amplificador, possibilitando a obtenção de dispositivos multi-oitavas.

O conceito fundamental, utilizado no projeto de amplificadores realimentados, é a idéia da constância do produto ganho-largura de banda. Para um transistor estável existe um valor máximo de ganho que pode ser obtido para cada frequência, como pode ser visto na Figura 2.1. Existe uma faixa de baixa frequência onde este ganho é constante. A partir de uma determinada frequência (f_p) o ganho começa a cair, a uma taxa constante, até atingir a frequência de transição,

onde o ganho é unitário. Normalmente, a frequência de transição é muitas vezes maior que a frequência f_p .

Isto significa que um amplificador, construído com um transistor que apresenta uma determinada curva de máximo ganho disponível (MGD) versus frequência, deve apresentar uma curva de ganho x frequência localizada abaixo (ou no máximo coincidente) da curva de MGD do transistor. Pode-se concluir, portanto, que para aumentar a banda de um amplificador, o ganho deve ser sacrificado, de forma que seja mantido constante o produto ganho-banda. Uma forma conveniente de utilizar este vínculo ganho-banda é através do uso de realimentação.

Basicamente, existem duas maneiras de se realimentar um circuito, como é mostrado na Figura 2.2: realimentação série e realimentação paralela. A Figura 2.3 mostra o esquema de um amplificador a FET com realimentação negativa, e o modelo equivalente de baixa frequência do FET, utilizado para simplificar a análise do circuito. Ainda visando a simplificação, os componentes de polarização e os capacitores de acoplamento foram omitidos na figura.

Substituindo o FET por seu modelo de baixa frequência, o circuito toma a forma mostrada na Figura 2.4. As tensões nos terminais do transistor podem ser relacionadas com as correntes através de uma matriz de admitância [3]:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R_2 & -1/R_2 \\ \frac{g_m}{1+g_m R_1} & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Quando as duas portas estiverem terminadas com impedâncias reais (Z_0), os parâmetros de espalhamento (S_{ij}) podem ser obtidos a partir da matriz de admitância, através de manipulação algébrica [3]:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{\Delta} \left[1 - \frac{g_m Z_0^2}{R_2 (1+g_m R_1)} \right] \quad (2.2)$$

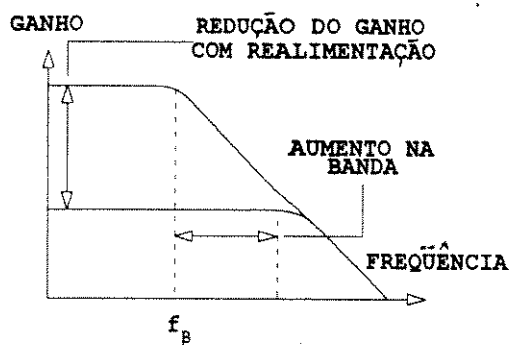


Fig.2.1 : Compromisso ganho-banda

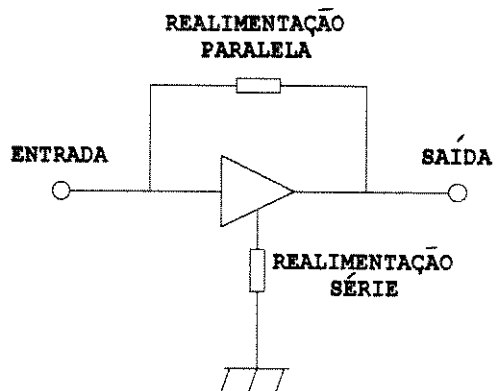
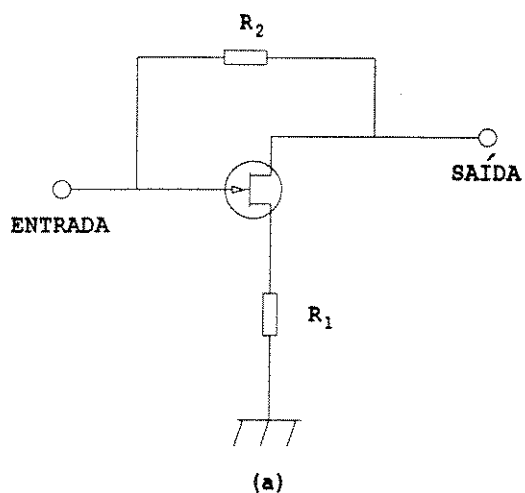
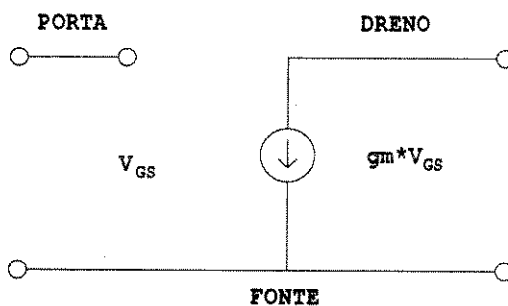


Fig.2.2 : Formas de realimentação



(a)



(b)

Fig.2.3 : a) Amplificador realimentado a FET.
b) Modelo de baixa frequência do FET.

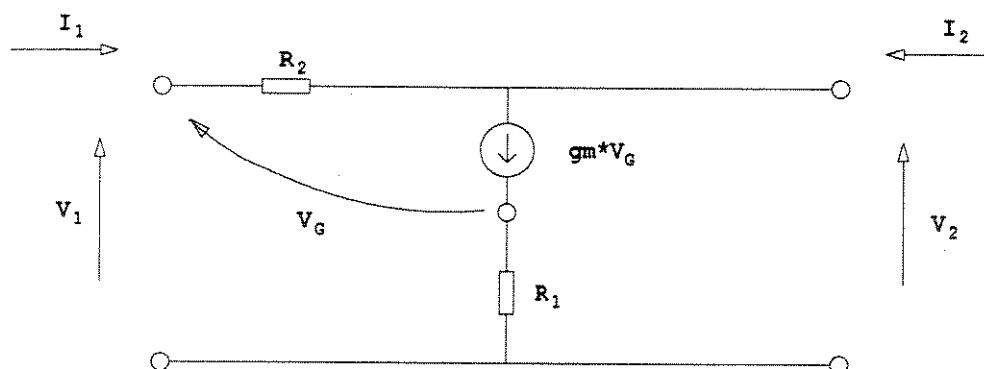


Fig.2.4 : Amplificador realimentado com substituição do FET por seu modelo de baixa frequência.

$$S_{12} = \frac{1}{\Delta} \left[\frac{2 \cdot Z_0}{R_2} \right] \quad (2.3)$$

$$S_{21} = \frac{1}{\Delta} \left[\frac{-2 \cdot g_m \cdot Z_0}{1 + g_m \cdot R_1} + \frac{2 \cdot Z_0}{R_2} \right] \quad (2.4)$$

$$\text{Onde } \Delta = 1 + \frac{2 \cdot Z_0}{R_2} + \frac{g_m \cdot Z_0^2}{R_2 (1 + g_m \cdot R_1)} \quad (2.5)$$

Nas equações (2.2) a (2.5), g_m representa a transcondutância do FET, e Z_0 é a impedância da fonte e da carga. Para a condição de casamento ideal ($S_{11} = S_{22} = 0$), pode ser mostrado, através da equação (2.2), que:

$$1 + g_m \cdot R_1 = \frac{g_m \cdot Z_0^2}{R_2} \quad (2.6)$$

Para o caso em que há apenas a realimentação paralela ($R_1 = 0$), a equação (2.6) toma a sua forma mais conhecida:

$$R_2 = g_m \cdot Z_0^2 \quad (2.7)$$

Ainda para o caso de casamento ideal e para $R_1 = 0$, os parâmetros S são dados pelas equações (2.8) a (2.10):

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (2.8)$$

$$S_{12} = \frac{1}{g_m \cdot Z_0 + 1} \quad (2.9)$$

$$S_{21} = - (g_m \cdot Z_0 - 1) \quad (2.10)$$

2.3 O Amplificador Distribuído

Foi demonstrado em 1939, por H. A. Wheeler [5], que para um amplificador de vídeo convencional, o limite de frequência é determinado por um fator, que é proporcional à razão da transcondutância (g_m) pela raiz quadrada do produto das capacitâncias de entrada e saída.

$$F_o = \frac{g_m}{\pi \sqrt{C_o * C_i}} \quad (2.11)$$

Onde: F_o = Fator de largura de banda de Wheeler

C_o = Capacitância de saída

C_i = Capacitância de entrada

Através da equação (2.11) é fácil perceber que, para um amplificador convencional, utilizando transistores de efeito de campo (FET), não é possível aumentar o produto ganho-largura de banda através da simples paralelização dos FETs. Isto ocorre devido ao fato de que a melhoria conseguida com o aumento da transcondutância é anulada pelo correspondente aumento das capacitâncias de entrada e saída.

O conceito básico de um amplificador distribuído consiste em adicionar as transcondutâncias, separando ao mesmo tempo as capacitâncias parasitas de entrada e saída através de linhas de transmissão artificiais, formadas por indutores e por estas capacitâncias parasitas.

A impedância característica destas linhas de transmissão é encontrada de forma usual, sendo igual à raiz quadrada da indutância dividida pela capacitância. Para um amplificador distribuído a FET, mostrado na Figura 2.5, as impedâncias características das linhas de transmissão artificiais de porta e de dreno são dadas pelas equações (2.12) e (2.13):

$$Z_{OG} = \sqrt{\frac{L_G}{C_{GS}}} \quad (2.12)$$

$$Z_{OD} = \sqrt{\frac{L_D}{C_{DS}}} \quad (2.13)$$

Onde:

Z_{OG} = Impedância característica da linha de porta

Z_{OD} = Impedância característica da linha de dreno

L_G = Indutância de porta

L_D = Indutância de dreno

C_{GS} = Capacitância porta-fonte

C_{DS} = Capacitância dreno-fonte

Esta estrutura, composta pelo indutor e pela capacitância parasita, é um filtro passa-baixa com frequência de corte, na condição $\omega^2 LC = 1$, dada pela equação (2.14):

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.14)$$

Para um transistor de efeito de campo, operando em modo fonte-comum, a capacitância de entrada (C_{GS}) é bem maior que a capacitância de saída (C_{DS}). Portanto, é válido assumir que a frequência de corte superior do amplificador distribuído é determinada pela capacitância de entrada, podendo ser encontrada através da equação (2.14), fazendo-se $C = C_{GS}$. Sabendo-se que $L = Z_0^2 \cdot C$, a equação (2.14) toma a forma mostrada na equação (2.15), que fornece uma estimativa de frequência de corte superior do amplificador distribuído:

$$f_{MÁX} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_0 \cdot C_{GS}} \quad (2.15)$$

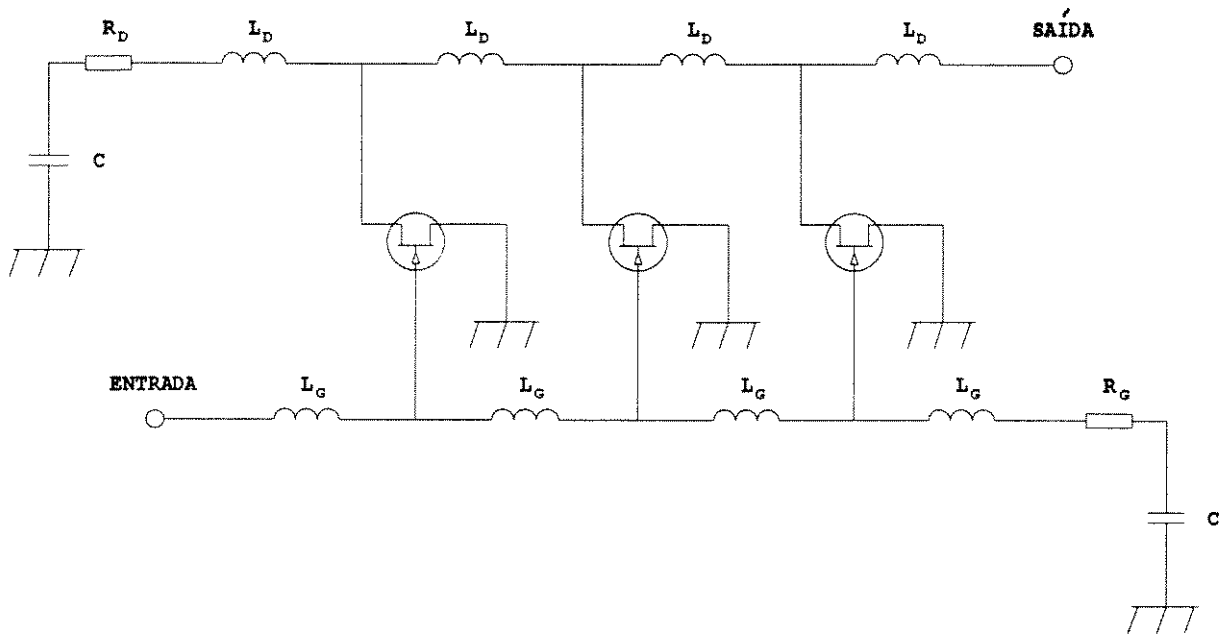


Fig.2.5 : Amplificador distribuído, utilizando parametros concentrados.

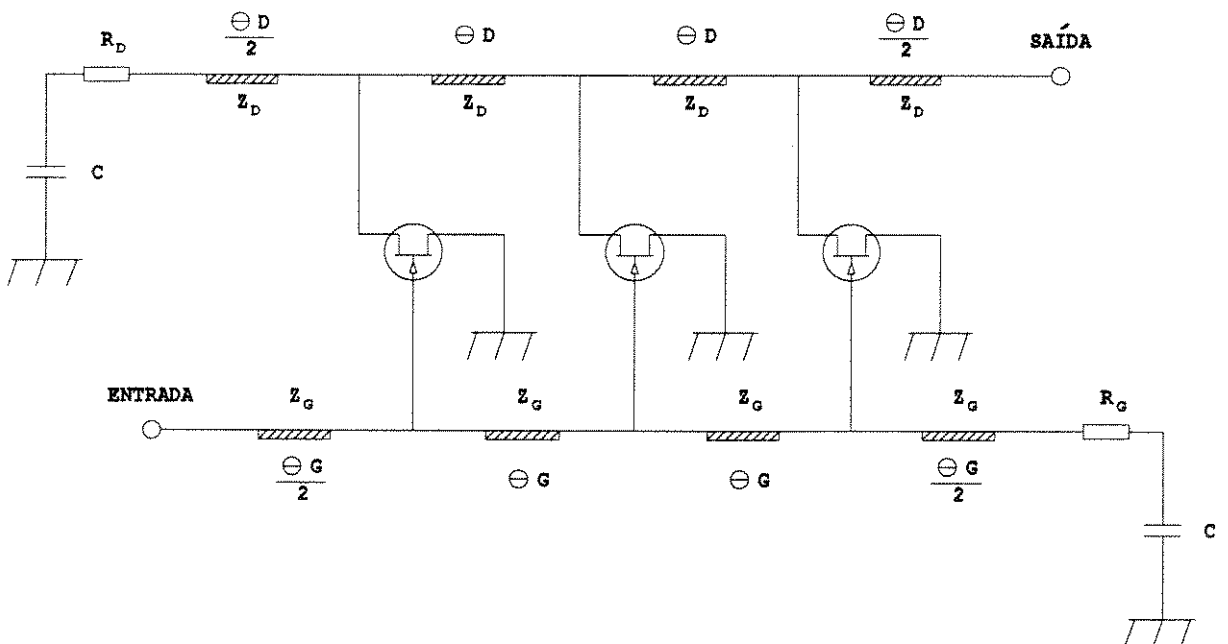


Fig.2.6 : Amplificador distribuído, utilizando linhas de transmissão.

Para os amplificadores operando na faixa de microondas, muitas vezes é conveniente a substituição dos elementos concentrados do circuito por elementos distribuídos. Portanto, os indutores do circuito da Figura 2.5 podem ser substituídos por linhas de transmissão construídas, por exemplo, na forma de microfita. Uma linha de transmissão de alta impedância característica, por seu comportamento similar a um indutor, é a escolha natural para esta substituição. A Figura 2.6 mostra o esquema básico de um amplificador distribuído, utilizando três FETs.

Um sinal de RF, aplicado à entrada, percorre as linhas de transmissão de porta (Θ_G) e é absorvido pelo resistor R_G , sendo que uma parte significativa deste sinal é dissipado nas portas de cada FET, ao longo do percurso. Este sinal é transferido aos drenos através das transcondutâncias dos FETs. É fácil perceber que, se o comprimento elétrico das linhas de porta for igual ao comprimento elétrico das linhas de dreno, os sinais de saída se somarão em fase nas linhas de dreno. Esta adição em fase só ocorre para os sinais que percorrem o sentido direto (entrada para saída). Quaisquer sinais que percorram o sentido inverso, e que não tenham sido cancelados por condições de fase, serão absorvidos pelas impedâncias complexas de dreno ou pelo resistor de dreno (R_D) [6]. Os valores de R_G e R_D devem ser escolhidos adequadamente, pois estes determinam um compromisso entre o ganho e as perdas de retorno. Aumentando-se estes valores, o ganho aumenta, mas degradam-se as perdas de retorno (e vice-versa).

A idéia de amplificação distribuída foi inicialmente proposta por W. S. Percival [7], visando a utilização desta técnica em circuitos a válvula. Isto ocorreu na Inglaterra, em 1935, mas foi somente após a publicação do trabalho de E. L. Ginzton e outros [8], em 1948, que esta técnica teve seu uso difundido. Desde então, vários autores trataram do assunto e hoje existe vasta literatura a respeito.

Em uma análise de baixa frequência, um amplificador distribuído com “n” transistores se comporta como um amplificador com casamento por perdas (*LOSSY-MATCH*), com condutância de porta G_G , condutância de dreno ($G_D + n * G_{DS}$) e transcondutância $n * g_m$.

As perdas de retorno de entrada (S_{11}) e de saída (S_{22}) podem, portanto, ser aproximadas pelas equações (2.16) e (2.17) [9]:

$$S_{11} = \frac{1 - G_G * Z_0}{1 + G_G * Z_0} \quad (2.16)$$

$$S_{22} = \frac{1 - (G_D + n * G_{DS}) * Z_0}{1 + (G_D + n * G_{DS}) * Z_0} \quad (2.17)$$

Onde:

Z_0 ■ Impedância característica do sistema (50 Ω)

G_G ■ Condutância de porta ($1/R_G$)

G_D ■ Condutância de dreno ($1/R_D$)

G_{DS} ■ Condutância de dreno-fonte ($1/R_{DS}$)

O ganho do amplificador pode ser estimado através da equação (2.18) [9]:

$$\text{GANHO (dB)} = 20 \log \left(\frac{n}{2} * g_m * Z_0 \right) \quad (2.18)$$

Os comprimentos das linhas de porta e dreno podem ser calculados utilizando-se a equação (2.19) [9]:

$$\Theta_{G,D} = \text{artg} \frac{1}{2\pi * f_{M\acute{A}X} * C_{GS} * Z_{G,D}} \quad (2.19)$$

Θ_G ■ Comprimento das linhas de porta (graus)

Θ_D ■ Comprimento das linhas de dreno (graus)

Z_G ■ Impedância das linhas de porta

Z_D ■ Impedância das linhas de dreno

$f_{M\acute{A}X}$ ■ Frequência de corte obtida através da expressão (2.15)

C_{GS} ■ Capacitância porta-fonte

2.4 O Amplificador com Casamento por Perdas

A utilização da compensação dissipativa de ganho em estruturas de casamento, e a estabilização de amplificadores através de estruturas resistivas paralelas são conhecidas há alguns anos. Para amplificadores na faixa de microondas, trabalhos significativos foram publicados por N. Marshal [10], em 1974, e D. P. Hornbuckle [11], em 1976.

O objetivo destas estruturas dissipativas é possibilitar a obtenção de amplificadores de banda larga, com boa planura de ganho e bom casamento de impedâncias. As estruturas dissipativas podem ser construídas com componentes discretos (resistores, capacitores e indutores) ou com elementos distribuídos (resistores, capacitores e linha de transmissão). Para dispositivos operando na faixa de microondas, a utilização de elementos distribuídos é muitas vezes uma alternativa bastante conveniente.

A forma básica de um amplificador com casamento por perdas, utilizando elementos distribuídos, é mostrada na Figura 2.7. A Figura 2.8 permite a compreensão do princípio fundamental de funcionamento deste tipo de amplificador. Nesta figura pode-se ver os ganhos de um FET com/sem uma estrutura dissipativa. As linhas de transmissão possuem um comprimento igual a um quarto de onda na frequência limite superior ($\lambda/4 @ 4,0 \text{ GHz}$), e estão terminadas em curto. Portanto, nesta frequência limite superior, os resistores R_G e R_D estão virtualmente terminados em aberto, não tendo qualquer influência no ganho do FET. À medida que a frequência decresce, a atenuação propiciada por R_G e R_D é progressivamente aumentada, possibilitando a equalização do ganho. Na verdade, esta equalização do ganho é dividida entre os resistores R_G e R_D e, no caso de um amplificador com mais estágios, entre os resistores de cada FET. Na prática, as linhas de transmissão possivelmente terão comprimentos diferentes de $\lambda/4$, para dividir adequadamente a atenuação entre os vários estágios.

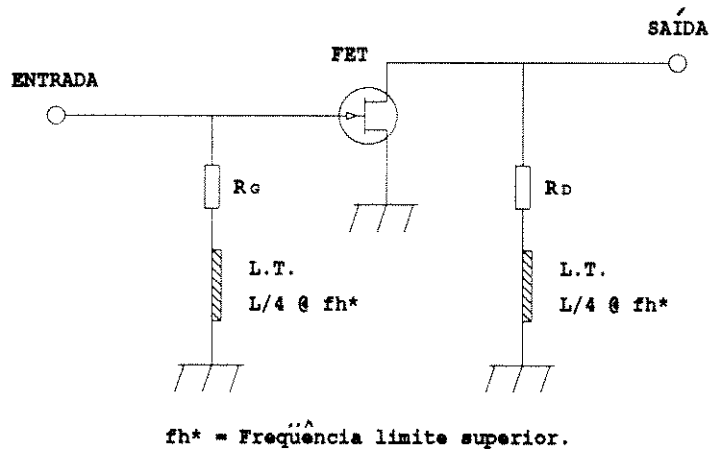


Fig.2.7 : Amplificador com casamento por perdas.

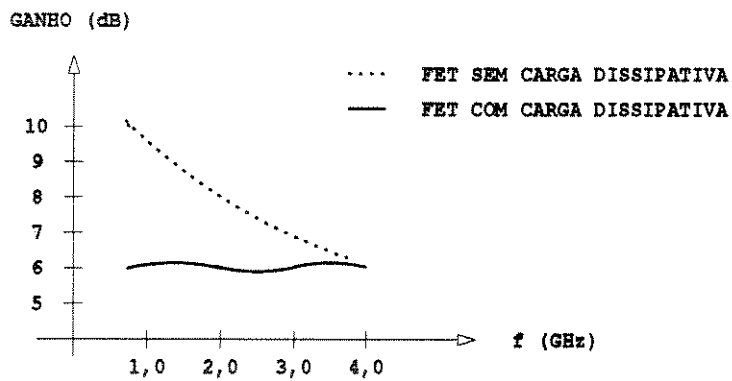


Fig.2.8 : Resposta do FET com/sem carga dissipativa.

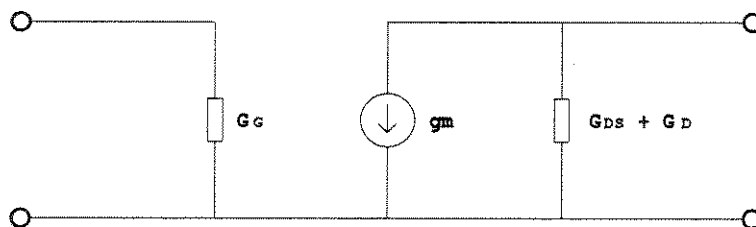


Fig.2.9 : Circuito equivalente de baixa frequência do amplificador com casamento por perdas.

Substituindo o FET do circuito mostrado na Figura 2.7 por seu modelo equivalente de baixa frequência, este circuito toma a forma simplificada mostrada na Figura 2.9. Para frequências até 1,0 GHz, as componentes reativas do modelo do FET têm relativamente pouca influência em seu comportamento dinâmico, e o circuito simplificado da Figura 2.9 é suficiente para a análise do amplificador [12].

Para este circuito idealizado, os parâmetros de espalhamento (S_{ij}) são dados pelas equações (2.20) a (2.23) [12]:

$$S_{11} = \frac{1 - G_G * Z_0}{1 + G_G * Z_0} \quad (2.20)$$

$$S_{12} = 0 \quad (2.21)$$

$$S_{21} = \frac{-2 * g_m * Z_0}{[1 + G_G * Z_0] [1 + (G_{DS} + G_D) Z_0]} \quad (2.22)$$

$$S_{22} = \frac{1 - (G_{DS} + G_D) Z_0}{1 + (G_{DS} + G_D) Z_0} \quad (2.23)$$

onde:

$$G_G = 1/R_G$$

$$G_D = 1/R_D$$

$$G_{DS} = 1/R_{DS} \text{ (extraído do modelo equivalente do FET)}$$

$$g_m = \text{transcondutância do FET}$$

$$Z_0 = \text{impedância característica (50 } \Omega \text{)}$$

2.5 O Amplificador Cascode

Embora seja conhecida há vários anos, apenas recentemente a topologia cascode teve seu uso incrementado para amplificadores banda larga, na faixa de microondas. Isto ocorreu a partir do início dos anos 80, impulsionado pela também crescente utilização dos circuitos monolíticos.

A Figura 2.10 mostra o esquema básico de um amplificador cascode, a FET, que é essencialmente um estágio fonte comum, seguido de um estágio porta comum. Esta configuração possui características banda larga inerentes, devido ao seu menor ganho de tensão [13]. Isto pode ser facilmente percebido através dos circuitos equivalentes mostrados nas Figuras 2.11 e 2.12.

A Figura 2.11 mostra o circuito equivalente de um amplificador a FET, em configuração fonte comum. A Figura 2.12 mostra o circuito equivalente de entrada, simplificado, deste amplificador. A fonte de tensão de Thevenin, da Figura 2.11, foi transformada em uma fonte de corrente de Norton, com impedância modificada igual a R_S' . Dado que R_G será feito muitas vezes maior que R_S , R_G pode ser desprezado. A capacitância C_{GD} aparece na entrada multiplicada pelo fator $(1 + g_m * R_L')$, onde $R_L' = R_L / R_{DS}$. Portanto, a capacitância efetiva de entrada (C_{EF}) é dada pela equação (2.24) [13]:

$$C_{EF} = C_{GS} + (1 + g_m * R_L') C_{GD} \quad (2.24)$$

No circuito da Figura 2.11, a corrente e a tensão de saída são proporcionais a V_{GS} . A frequência de corte superior ocorrerá quando R_S' for igual a $1/\omega * C_{EF}$. Portanto, esta frequência é dada pela equação (2.25):

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R_S' * C_{EF}} \quad (2.25)$$

Observando a equação (2.25), podemos notar que a frequência de corte superior de um amplificador fonte comum pode ser aumentada através da diminuição da capacitância efetiva de entrada (C_{EF}). Observando, agora, a equação (2.24), podemos perceber que o termo $g_m * R_L'$ corresponde ao ganho de tensão do amplificador. Portanto, conclui-se que a resposta em

freqüência do amplificador pode ser estendida através da diminuição da capacitância C_{GS} e/ou através da diminuição do ganho de tensão.

A capacitância C_{GS} é uma característica inerente ao FET, sendo dependente da tecnologia utilizada na sua fabricação. Em relação ao ganho de tensão, uma diminuição pode ser conseguida utilizando-se a configuração cascode, mostrada na Figura 2.10. A impedância apresentada pela fonte de Q_2 é resistiva e igual a $1/gm_2$. O ganho de tensão do transistor Q_1 será, portanto, igual a gm_1/gm_2 . Percebe-se, então que, se os FETs Q_1 e Q_2 são iguais, o ganho de tensão de Q_1 é unitário, e a capacitância efetiva de entrada (C_{EF}) é igual a $(C_{GS} + 2C_{GD})$.

É importante notar que, dado que a impedância de entrada do FET porta-comum (Q_2) é baixa ($1/gm$), a capacitância de entrada deste transistor (C_{GS}) não influencia significativamente a freqüência de corte superior do amplificador.

Foi mostrado [13] que a configuração cascode apresenta uma resposta otimizada do ganho em relação à freqüência. Entretanto, para se obter um amplificador com boa adaptação de impedâncias, além da resposta de ganho, é conveniente o uso da realimentação. O uso da realimentação em amplificadores cascode é especialmente interessante devido à sua característica de circuito inversor de dois estágios.

Uma maneira natural de se obter um amplificador banda larga, com alto valor de produto ganho-banda passante, é realimentar um circuito com um produto ganho-banda passante mais alto possível. Consideremos, inicialmente, uma cascata de dois estágios a FET, fonte-comum, com ganho G e banda passante B . O produto ganho-banda passante desta cascata será igual a $G^2 \cdot B \sqrt{2^{1/2} - 1}$ [14], uma melhoria significativa em relação ao produto ganho-banda passante de um único estágio, $G \cdot B$. Entretanto, a cascata de dois circuitos inversores é não inversora, e uma realimentação resistiva sobre este amplificador é regenerativa. Uma cascata de três inversores fornece um circuito inversor, possível de ser realimentado resistivamente. Porém, o tamanho

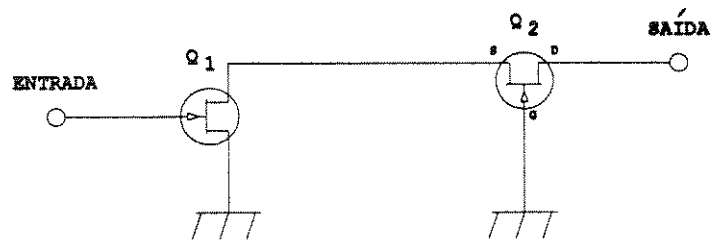


FIG. 2.10 : Amplificador cascode básico

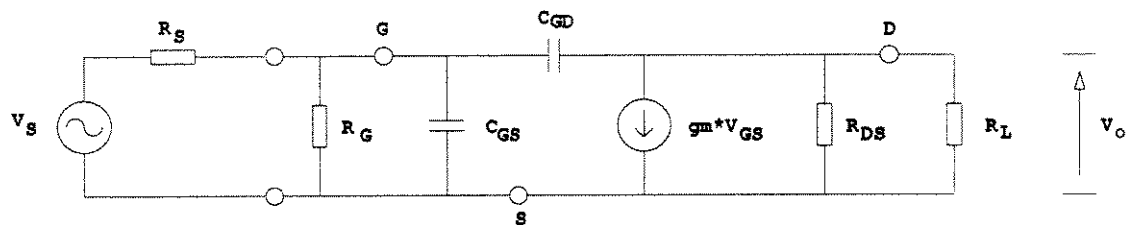


FIG. 2.11 : Circuito equivalente de um amplificador a FET, fonte comum.

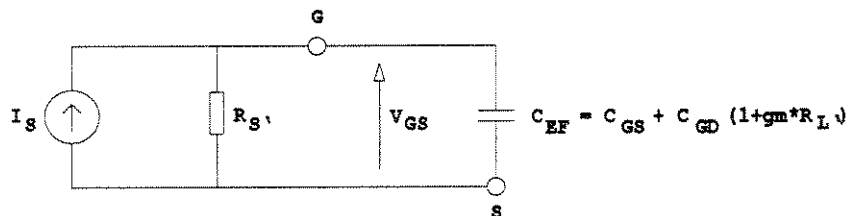


FIG. 2.12 : Circuito equivalente de entrada.

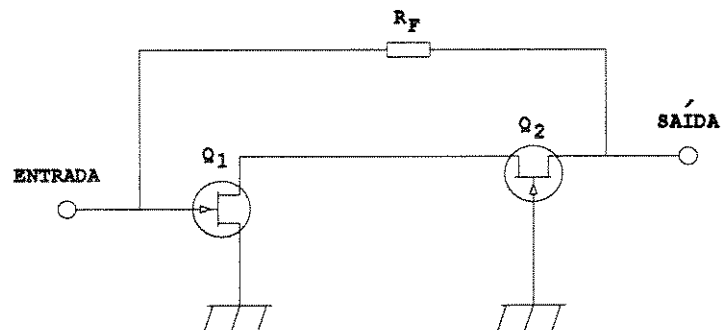


FIG. 2.13 : Amplificador cascode realimentado.

físico desta malha de realimentação pode provocar um desvio de fase muito grande, tornando o circuito potencialmente instável.

Uma maneira de se obter um circuito inversor de dois estágios é a utilização da configuração cascode. Esta topologia, amplificador cascode realimentado (mostrada na Figura 2.13), é largamente utilizada em circuitos monolíticos, na faixa de microondas [15], [16], [17].

2.6 Parâmetros de Ruído

Um dos problemas importantes, em sistemas de comunicações, é a distorção causada em sinais de baixa potência pela presença de ruído. Basicamente, o ruído pode ser definido como qualquer perturbação que interfira com o sinal desejado.

Qualquer processamento efetuado em um sinal, tal como amplificação, mixagem ou multiplicação, introduz perturbações indesejadas, ou seja, ruído.

Em um sistema de comunicações, o menor nível de potência do sinal ocorre na entrada do receptor. Portanto, as maiores preocupações com relação ao ruído estão concentradas no receptor. De maneira geral, as fontes de ruído na recepção podem ser classificadas da seguinte forma:

- a. Fontes externas ao receptor;
- b. Fontes internas ao receptor.

Geralmente, a maior contribuição ao ruído total vem de fontes internas ao próprio sistema. Estes ruídos produzidos internamente apresentam um espectro contínuo em frequência. Isto significa que estes ruídos, ao contrário dos ruídos periódicos, não podem ser eliminados por filtragem. Portanto, são estes ruídos gerados internamente ao receptor que impõem um limite inferior de potência de sinal, que pode ser processado convenientemente.

Basicamente, existem dois tipos de ruídos gerados internamente, o ruído térmico e o ruído balístico. O ruído térmico é causado pelo movimento aleatório dos elétrons livres nos condutores. Devido à sua energia térmica, cada elétron livre dentro de um condutor está em movimento, onde a trajetória desse movimento é aleatória devido às colisões com a estrutura do material. O efeito deste movimento de elétrons é uma corrente de ruído que possui todas as componentes de frequência do espectro de microondas. A equação (2.26) fornece o valor quadrático médio desta corrente de ruído, conforme estabelecido por Johnson e Nyquist em 1920 [18]:

$$\overline{i_n^2(t)} = 4 * k * T * G * B \quad (2.26)$$

onde:

k é a constante de Boltzman $\cong 1,38.10^{-23}$ J/K

T é a temperatura absoluta do condutor (K)

G é a condutância (S)

B é a largura da banda passante (Hz)

Um procedimento conveniente, na análise de ruído de um sistema, é a substituição de um dispositivo ruidoso por seu resistor de ruído equivalente, que apresenta a mesma corrente quadrática média de ruído do dispositivo por ele representado.

O segundo tipo de ruído gerado internamente é o ruído balístico. Este ruído é produzido em dispositivos ativos, como válvulas a vácuo ou semicondutores. Em dispositivos semicondutores a sua causa está na difusão aleatória de portadores minoritários, e na geração e recombinação aleatória dos pares elétrons – lacunas. O efeito prático deste ruído é a flutuação aleatória da corrente no dispositivo, em torno de um valor de corrente média.

Um parâmetro importante de um dispositivo ou circuito é a sua figura de ruído. Por definição, a figura de ruído é dada pela razão entre a relação sinal-ruído na entrada, e a relação sinal-ruído na

saída do dispositivo, seja ele ativo ou passivo. A equação (2.27) apresenta esta definição, sendo o resultado normalmente expresso em dB:

$$F = \frac{(S_i/N_i)_{\text{ENTRADA}}}{(S_o/N_o)_{\text{SAÍDA}}} \quad (2.27)$$

$$(T_o = 290 \text{ K})$$

onde:

F é a figura de ruído

T_o é temperatura ambiente padrão = 290 K

S representa a potência do sinal

N representa a potência do ruído

Uma outra definição, que é uma simples consequência da primeira, estabelece a figura de ruído como sendo a razão entre a potência total de ruído na saída, pela porção de ruído gerada pela terminação de entrada na temperatura padrão (T_o = 290 K).

Na faixa de microondas é comum expressar-se a figura de ruído para dispositivos de duas portas na forma mostrada na equação (2.28) [19]:

$$F = F_{\text{MIN}} + \frac{4 \cdot R_n}{Z_0} \cdot \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 \cdot (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (2.28)$$

onde:

F_{MIN} é o valor mínimo de F

Γ_o é o coeficiente de reflexão de fonte ótimo para ruído, para o qual F_{MIN} é atingido

Γ_s é o coeficiente de reflexão do fonte

R_n é uma resistência de ruído equivalente

Z₀ é a impedância característica do sistema (50 Ω)

Para a utilização da equação (2.28) devem ser especificados três parâmetros (quatro números reais): F_{MIN} , Γ_o e R_n . Uma medida da figura de ruído mínima e da impedância de fonte para a qual este mínimo é atingido, fornece os valores de F_{MIN} e Γ_o . O parâmetro R_n pode ser obtido através de uma segunda medida da figura de ruído, para uma outra impedância de fonte.

2.7 Aplicações

No projeto de um sistema, freqüentemente é necessário adicionar ganho com a inclusão de amplificadores. Isto é necessário para que se possa compensar as perdas ocorridas durante o processamento do sinal, como filtragem, conversão de freqüências ou divisão de potência. Em um sistema de comunicações, também é necessária a compensação das perdas ocorridas durante a transmissão do sinal em seu meio propagante, seja ele o espaço-livre, um cabo coaxial, uma fibra óptica ou um outro meio qualquer.

Amplificadores banda-larga de microondas são largamente utilizados em circuitos de instrumentação, sistemas de comunicações, ou simplesmente como um dispositivo de laboratório, utilizado em atividades de pesquisa e desenvolvimento.

Uma aplicação específica, com crescente demanda de amplificadores banda-larga, é a fabricação de sistemas de comunicações ópticas de alta capacidade. A taxa de transmissão de dados destes sistemas tem apresentado uma tendência contínua de crescimento, com valores que já atingem 10 Gbit/s [19]. O aumento da taxa de transmissão implica na necessidade de uma maior banda de passagem. Um exemplo típico de um receptor óptico é mostrado na Figura 2.14, na forma de um diagrama em blocos [20]. O pré-amplificador e o pós-amplificador devem ter uma banda passante que permita o envio da taxa de transmissão utilizada. A largura de banda necessária, neste caso, é determinada pela forma com que os dados são codificados. Se a codificação for do tipo de não-retorno ao zero (NRZ), a máxima freqüência necessária será igual à metade da taxa de bits. Portanto, um amplificador que possua uma banda passante de B Hz, permitiria

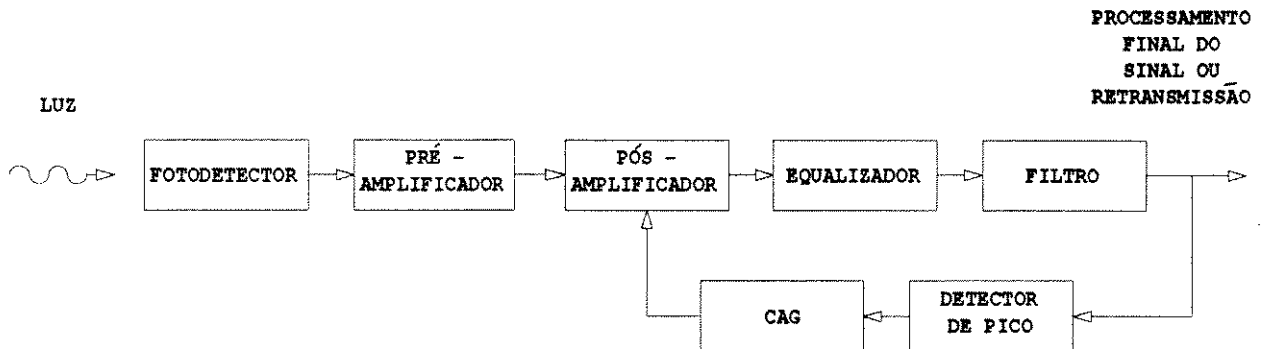


Fig.2.14 : Receptor óptico básico.

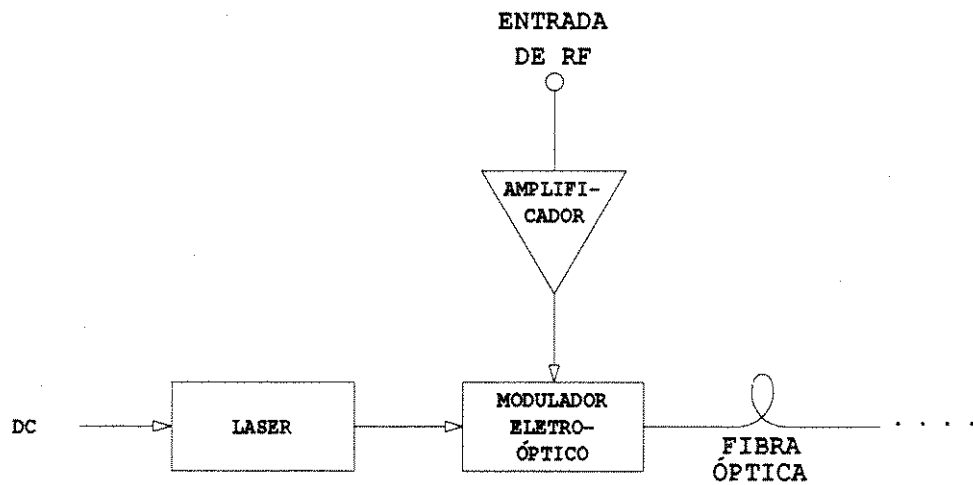


Fig.2.15 : Transmissor óptico com modulação externa.

uma taxa de transmissão de $2 \cdot B$ bit/s, de sinal NRZ. Entretanto, na prática, esta relação é limitada pela interferência intersimbólica, que implica em fatores de conversão taxa de bits-banda passante variando de 2 a 1 bit/Hz no caso do sinal NRZ, e de 1 a 0,5 bit/Hz no caso do sinal RZ.

Há também aplicações para amplificadores banda larga no transmissor óptico. A modulação do diodo laser pode ser feita de duas formas: modulação direta, ou através de um modulador externo. A Figura 2.15 mostra o diagrama em blocos, simplificado, de um transmissor óptico com modulação externa. Estes moduladores externos geralmente necessitam de um determinado nível de potência do sinal modulante, para funcionar de maneira adequada. Este nível é garantido através do uso de amplificadores. Por exemplo, um modulador de fase IOC1000 em LiNbO_3 , fabricado pela BT&D, com banda de operação de 3 MHz a 4,0 GHz, necessita de uma potência do sinal modulante aproximadamente igual a +22,0 dBm. Esta potência é o valor típico necessário para que se obtenha 100% de modulação, ou seja, uma variação de π rad na fase.

Capítulo 3

PROJETO E SIMULAÇÃO DOS AMPLIFICADORES IMPLEMENTADOS

3.1 Introdução

Este capítulo mostra a sequência de projeto dos quatro tipos de amplificadores abordados neste trabalho: realimentado, distribuído, com casamento por perdas e cascode. Como importante ferramenta de projeto utilizou-se um programa de simulação e otimização de circuitos lineares. O programa utilizado, no caso, foi o *TOUCHSTONE-EESOF* (vide Apêndice XII).

Basicamente, foi seguido um procedimento comum para o projeto dos amplificadores. Inicialmente, são determinadas as condições de polarização dos transistores, determinando-se o circuito DC. Em seguida, é feita uma análise de RF baseada no estudo apresentado no Capítulo 2. Entretanto, é importante ressaltar que aquele estudo foi feito através de uma análise válida para baixa frequência, que não considera a não-idealidade dos componentes utilizados e a forma de montagem efetuada. Porém, um especial cuidado será aqui dedicado ao modelamento adequado para alta frequência de todos os componentes utilizados. Isto é necessário para que as simulações realizadas possam reproduzir uma resposta mais próxima possível do circuito real. Devido a esta não-idealidade, e de forma a compensar quaisquer aproximações feitas do Capítulo 2, as expressões nele contidas foram utilizadas para se obter valores iniciais para os elementos do circuito. Estes valores iniciais são modificados ou não pelo programa de simulação, com o intuito

de melhorar o desempenho do amplificador. Este processo é chamado de otimização do circuito simulado.

Será apresentado, inicialmente, o método utilizado para a obtenção dos modelos equivalentes. Em seguida, será mostrado o projeto dos amplificadores, acompanhado dos resultados de simulação obtidos após a otimização. Os resultados medidos dos circuitos implementados são apresentados no Capítulo 4.

3.2 Modelamento dos Componentes

Para o projeto dos amplificadores será necessária a caracterização em frequência de todos os componentes utilizados. Isto será feito através da determinação de um modelo elétrico equivalente. Este modelamento será feito para todos os componentes passivos e ativos utilizados.

3.2.1 Componente ativo

Com o objetivo de facilitar a comparação do desempenho entre as várias configurações apresentadas, o transistor de efeito de campo AVANTEK AT-8110 será o elemento ativo comum utilizado em todas elas. Este transistor é construído em arseneto de gálio, com junção do tipo Schottky na porta. Este dispositivo utiliza tecnologia de meio-micron de comprimento de porta, combinado com uma geometria que propicia ressonância de entrada em 4 GHz. A faixa de frequência recomendada pelo fabricante é de 2 a 6 GHz, com ganho típico de 11 dB em 4 GHz. Maiores detalhes sobre este transistor podem ser vistos no Apêndice II.

O modelo equivalente deste transistor foi obtido através dos seus parâmetros de espalhamento, que são fornecidos pelo fabricante. A configuração do modelo foi aquela constante do catálogo de elementos do *TOUCHSTONE-EESOF* (Vide Apêndice III), com algumas modificações, como pode ser visto na Figura 3.1. Os elementos assinalados com asterístico foram acrescentados ao modelo disponível no *TOUCHSTONE-EESOF*, por representarem melhorias na resposta do

citado modelo. Os valores de cada um dos elementos do modelo são “ajustados” pelo programa até que os parâmetros de espalhamento do modelo sejam os mais próximos possíveis dos parâmetros do transistor real.

A Tabela 3.1 mostra os valores iniciais e finais de cada elemento do modelo. Os valores iniciais foram estimados tomando como referência os dados do fabricante ou valores típicos encontrados na literatura. Os valores finais são determinados após a otimização pelo programa. Os parâmetros de espalhamento utilizados representam o transistor para uma tensão dreno-fonte (V_{DS}) igual a 5,0 V e a corrente dreno-fonte (I_{DS}) igual a 50 mA. Portanto, o modelo equivalente encontrado também representa o comportamento do transistor nesta mesma polarização.

Tabela 3.1: Elementos do Modelo do FET AT-8110

ELEMENTO	VALOR INICIAL	VALOR FINAL (OTIMIZADO)
C_{GS} (pF)	1,000	1,216
R_I (Ω)	0,100	0,112
C_{GD} (pF)	0,010	0,115
C_{DC} (pF)	0,010	0,010
C_{DS} (pF)	0,010	0,367
R_{DS} (Ω)	350,0	280,6
R_S (Ω)	0,100	0,630
L_{SG} (nH)	0,010	0,843
L_{SD} (nH)	0,010	0,968
L_{SS} (nH)	0,010	0,248
R_G (Ω)	0,010	0,021
R_D (Ω)	0,010	0,010
g_m (S)	0,100	0,089

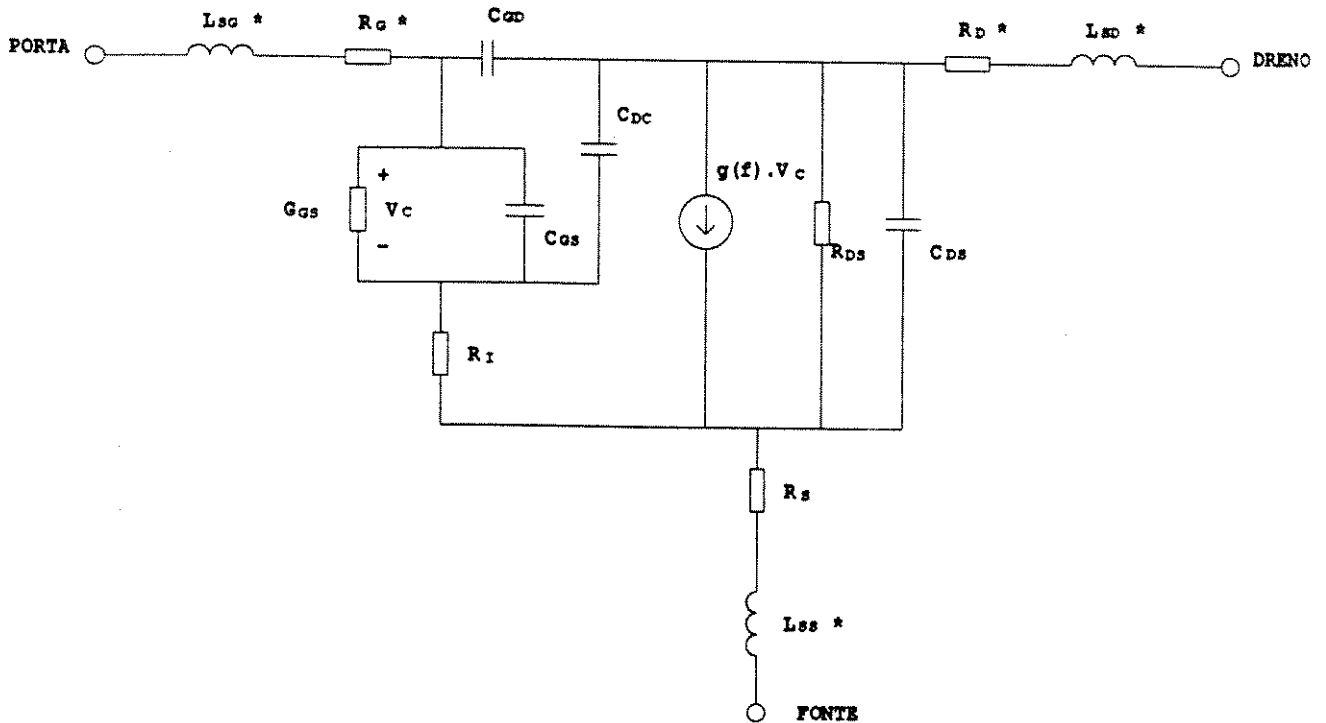
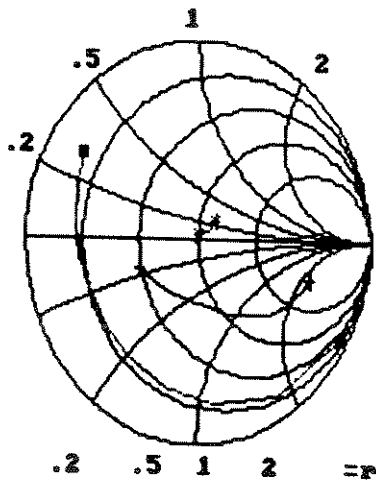


Fig.3.1 : Modelo equivalente do FET AT8110.

EEsof - 01/02/80 - 02:07:15 - FETMODEL

■ S11
FETMODEL
+ S22
FETMODEL
* S12
FETMODEL

f1: 0.500000
f2: 6.000000



EEsof - 01/02/80 - 02:12:54 - FETMODEL

■ S11
FETREAL
+ S22
FETREAL
* S12
FETREAL

f1: 0.500000
f2: 6.000000

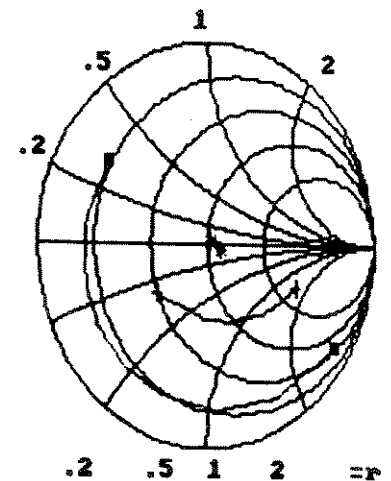


Fig. 3.2 : Resposta do modelo da Fig. 3.1.

Fig. 3.3 : Resposta do FET.

Tabela 3.2: Resposta simulada do modelo equivalente do FET AT-8110.

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
FETMODEL.CKT 01/02/80 - 02:10:14

FREQ-GHZ	MAG[S11]	ANG[S11]	MAG[S22]	ANG[S22]	MAG[S12]	ANG[S12]	MAG[S21]	ANG[S21]
	FETMODEL	FETMODEL	FETMODEL	FETMODEL	FETMODEL	FETMODEL	FETMODEL	FETMODEL
0.500000	0.967	-30.002	0.685	-15.975	0.030	73.556	6.952	155.141
1.000000	0.891	-57.815	0.619	-29.975	0.054	59.490	6.279	132.484
1.500000	0.807	-82.596	0.543	-41.463	0.069	48.785	5.498	112.817
2.000000	0.740	-104.532	0.473	-51.073	0.078	41.326	4.782	95.799
2.500000	0.695	-124.045	0.416	-59.829	0.082	36.700	4.181	80.763
3.000000	0.671	-141.461	0.370	-68.754	0.084	34.573	3.691	67.109
3.500000	0.665	-157.002	0.335	-78.781	0.086	34.672	3.289	54.386
4.000000	0.674	-170.865	0.310	-90.709	0.089	36.587	2.956	42.264
4.500000	0.694	176.730	0.297	-105.041	0.094	39.551	2.673	30.504
5.000000	0.723	165.542	0.298	-121.672	0.103	42.445	2.425	18.933
5.500000	0.759	155.323	0.316	-139.692	0.117	44.161	2.198	7.438
6.000000	0.799	145.845	0.353	-157.745	0.134	44.028	1.985	-4.028

Tabela 3.3: Resposta medida do FET AT-8110.

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
FETMODEL.CKT 01/02/80 - 02:11:51

FREQ-GHZ	MAG[S11]	ANG[S11]	MAG[S22]	ANG[S22]	MAG[S12]	ANG[S12]	MAG[S21]	ANG[S21]
	FETREAL	FETREAL	FETREAL	FETREAL	FETREAL	FETREAL	FETREAL	FETREAL
0.500000	0.910	-33.000	0.570	-21.000	0.023	57.000	6.820	151.000
1.000000	0.860	-61.000	0.510	-34.000	0.037	46.000	6.190	131.000
1.500000	0.820	-85.500	0.465	-46.000	0.046	36.000	5.480	113.500
2.000000	0.780	-110.000	0.420	-58.000	0.055	26.000	4.770	96.000
2.500000	0.765	-128.500	0.395	-69.500	0.058	18.500	4.245	82.000
3.000000	0.750	-147.000	0.370	-81.000	0.062	11.000	3.720	68.000
3.500000	0.730	-162.000	0.360	-90.000	0.064	5.000	3.320	54.000
4.000000	0.720	-175.000	0.340	-99.000	0.064	1.000	3.020	43.000
4.500000	0.720	172.000	0.330	-109.000	0.066	-2.000	2.720	32.000
5.000000	0.710	161.000	0.330	-121.000	0.068	-5.000	2.500	21.000
5.500000	0.707	152.667	0.350	-130.667	0.072	-7.833	2.358	6.667
6.000000	0.703	144.333	0.370	-140.333	0.075	-10.667	2.217	-7.667

Convém observar que os valores finais desta tabela não são utilizados no programa de simulação, que utiliza os parâmetros de espalhamento fornecidos diretamente pelo fabricante. Entretanto, alguns destes valores são fundamentais para o projeto inicial dos amplificadores aqui desenvolvidos.

É mostrada no Apêndice IV a listagem do arquivo chamado FETMODEL.CKT que foi utilizado para a determinação dos valores da Tabela 3.1. Pode-se ver, também, nas Figuras 3.2 e 3.3, respectivamente, a resposta do modelo (FETMODEL) e a resposta do transistor AT-8110 (FETREAL), ambos na carta de Smith. Os mesmos dados são mostrados nas Tabelas 3.2 e 3.3, para uma comparação mais precisa. Como pode ser verificado por estes resultados, houve boa concordância dos resultados do modelo com os do transistor real. Os valores finais da Tabela 3.1 são, portanto, adequados para os fins desejados.

3.2.2 Componentes Passivos

A obtenção do modelo elétrico equivalente dos componentes passivos (resistores e capacitores) utilizados foi feita de maneira diferente. O método consistiu na comparação dos resultados da medida da perda de retorno (S_{11}) do componente, com a perda de retorno do modelo simulado no *TOUCHSTONE-EESOF*.

Para esta medida utilizou-se uma placa de substrato plástico com uma trilha de 50 Ω , tendo conectores tipo SMA nos seus extremos. Esta trilha apresentava uma fenda no meio da placa, onde era soldado o componente a ser caracterizado. Numa extremidade conectou-se uma carga de 50 Ω , e na oposta conectou-se o cabo do analisador de redes que efetuou a medida de S_{11} . A Figura 3.4 mostra um esquema simplificado do arranjo utilizado.

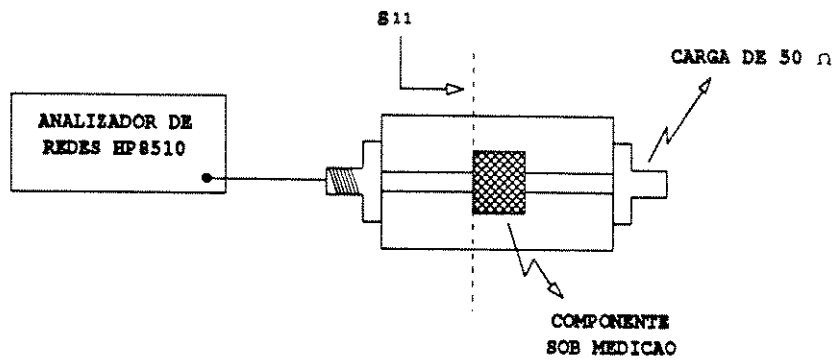


Fig.3.4 : Configuração para medidas dos componentes passivos.

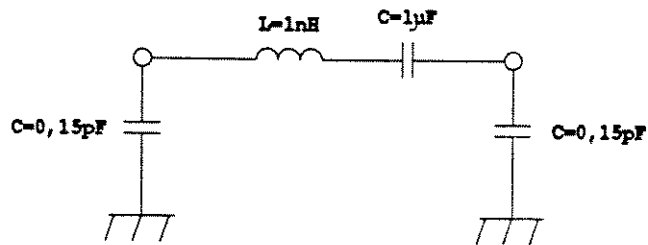


Fig.3.5 : Modelo equivalente do capacitor de 1μF.

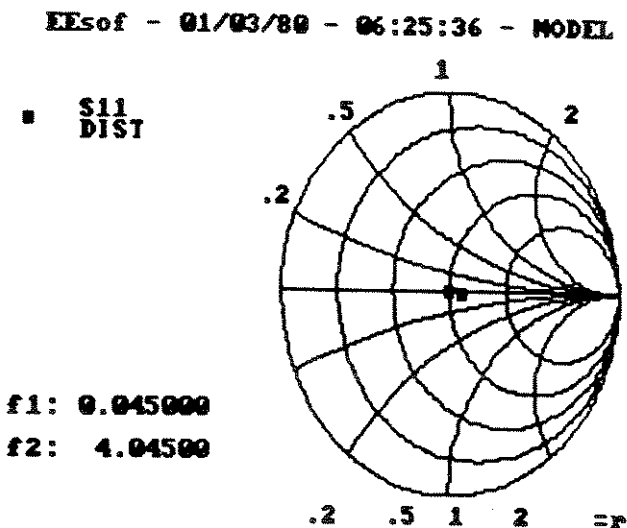


Fig.3.6 : Resposta do modelo do capacitor de 1μF.

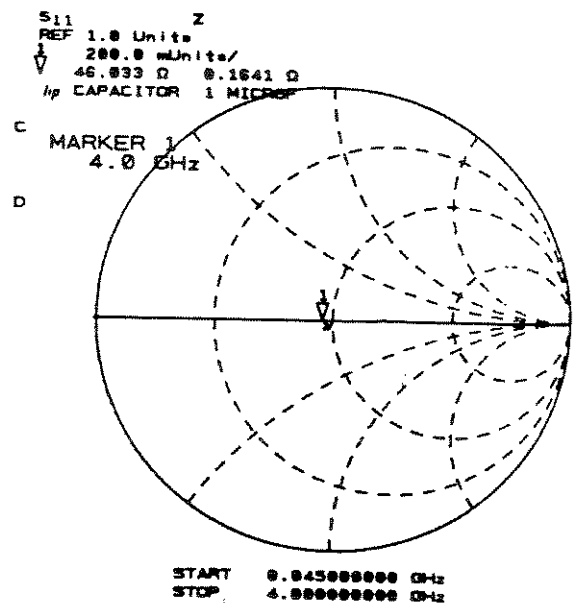
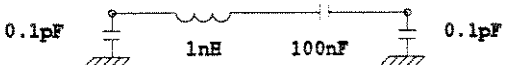
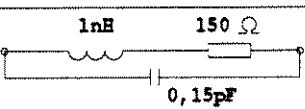
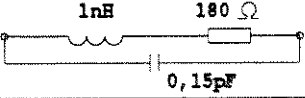
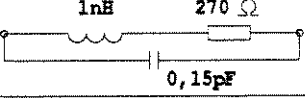
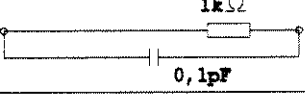
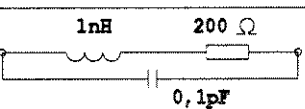
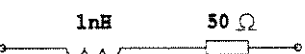
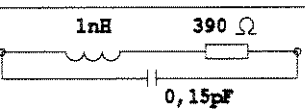


Fig.3.7 : Resposta do capacitor de 1μF

Tabela 3.4 : Modelos equivalentes dos componentes passivos.

COMPONENTE	MODELO EQUIVALENTE	
CAPACITOR SMD 1uF (VITRAMON)		1
CAPACITOR SMD 100nF (VITRAMON)		2
CAPACITOR SMD 39pF (DLI)		3
RESISTOR SMD 68 Ω *		4
RESISTOR SMD 75 Ω *		5
RESISTOR SMD 150 Ω *		6
RESISTOR SMD 180 Ω *		7
RESISTOR SMD 270 Ω *		8
RESISTOR SMD 1k Ω *		9
RESISTOR SMD 10 Ω **		10
RESISTOR SMD 20 Ω **		11
RESISTOR SMD 35 Ω **		12
RESISTOR SMD 100 Ω **		13
RESISTOR SMD 150 Ω **		14
RESISTOR SMD 200 Ω **		15
RESISTOR SMD 50 Ω **		16
RESISTOR SMD 390 Ω *		17
* RESISTOR "CONSTANTA - IBRAPE", ** RESISTOR "STATE OF THE ART"		

Os resultados desta medição foram comparados com a resposta simulada do modelo. Os valores e a configuração dos elementos do modelo foram modificados até que a resposta obtida fosse compatível com os valores medidos. Por exemplo, para o capacitor tipo SMD (*surface-mounted device*), de valor 1 μF , utilizado no amplificador realimentado, o modelo que apresentou melhores resultados é mostrado na Figura 3.5.

Pode-se ver nas Figuras 3.6 e 3.7, respectivamente, a resposta medida deste capacitor e a resposta de seu modelo, ambas traçadas na carta de Smith. No Apêndice V é mostrada a listagem do arquivo MODEL.CKT que foi utilizado para a determinação deste modelo.

O mesmo procedimento foi seguido para a obtenção dos modelos de todos os outros componentes passivos utilizados. Estes modelos estão mostrados na Tabela 3.4. As respostas medidas destes componentes e as respostas simuladas de seus modelos são mostradas no Apêndice VI.

3.3 Projeto de um Amplificador Realimentado

Geralmente, quando se contrói um amplificador realimentado utilizando transistores bipolares, os dois tipos de realimentação – série e paralela – são aplicados. Uma topologia bastante utilizada, também neste caso, é a configuração Darlington.

Por outro lado, ao se utilizar transistores de efeito de campo, a realimentação série deve ser evitada, pois ela provoca uma redução do valor da transcondutância (g_m) do transistor. No caso dos transistores bipolares esta redução é aceitável, pois a transcondutância é determinada pela sua corrente de polarização e tem valores típicos na ordem de 1 siemens. Entretanto, para os transistores de efeito de campo (FET) esta redução não é recomendável, pois o valor de g_m é determinado pela largura de porta, e tem valores típicos na ordem de apenas 100 mS [49]. Portanto, dado que foram utilizados dois transistores de efeito de campo AVANTEK AT-8110, apenas a realimentação paralela foi utilizada. O esquema básico do amplificador é mostrado na

Figura 3.8. O dreno do primeiro FET (Q_1) é diretamente ligado à porta do segundo FET (Q_2), com acoplamento DC, sendo a tensão de porta de Q_2 provida pela realimentação série DC do resistor R_S . É importante frisar que devido ao desacoplamento feito pelo capacitor C_{B6} , em paralelo com R_S , esta realimentação série não ocorre no circuito equivalente de RF.

Esta configuração é particularmente interessante em circuitos monolíticos, onde não é prática a construção de capacitores com valores superiores a 50 pF, o que causaria limitações na frequência de corte inferior. Neste mesmo caso, os capacitores de bloqueio DC de entrada e de saída, e os utilizados na alimentação podem ser externos, de forma a garantir o funcionamento do amplificador desde alguns kHz.

3.3.1 Projeto do Circuito DC

Para o primeiro FET (Q_1) foi utilizada uma polarização que possibilitou um melhor desempenho em relação à figura de ruído do amplificador. A corrente de dreno (I_{DS1}) é de 20 mA e a tensão de dreno (V_{DS1}) é igual a 3 V. Os parâmetros de espalhamento do transistor, nestas condições, são fornecidos pelo fabricante. A Figura 3.9 mostra as condições de polarização do transistor Q_1 .

O resistor R_{G1} é utilizado para fornecer a tensão negativa de porta. Devido à corrente de porta ser desprezível, não há queda significativa de tensão sobre este resistor, sendo a tensão da fonte V_{G1} diretamente transferida à porta de Q_1 . O valor deste resistor é usualmente alto, de modo a não interferir no circuito de RF e, também, de forma a introduzir um mínimo de ruído térmico ao amplificador. O valor adotado, no caso, foi $R_{G1} = 1 \text{ k}\Omega$.

O resistor R_{L1} , ao contrário de R_{G1} , interferirá significativamente no comportamento de RF do amplificador. Seu valor foi, portanto, determinado pela análise de RF, mostrada na próxima seção. Conhecido o seu valor (270 Ω , no caso), determina-se o valor da tensão da fonte V_{D1} :

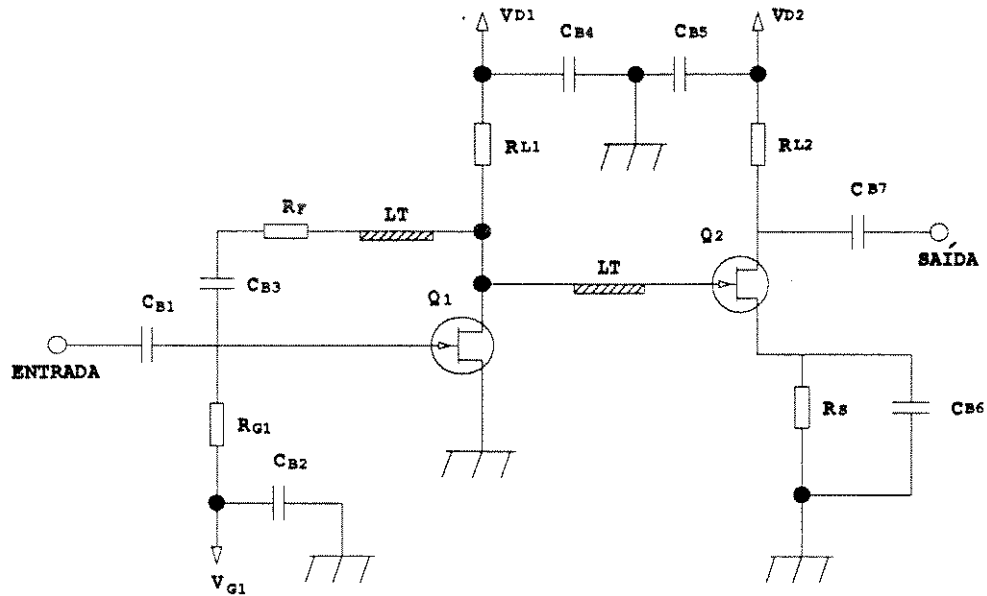


Fig.3.8 : Esquema básico do amplificador realimentado projetado.

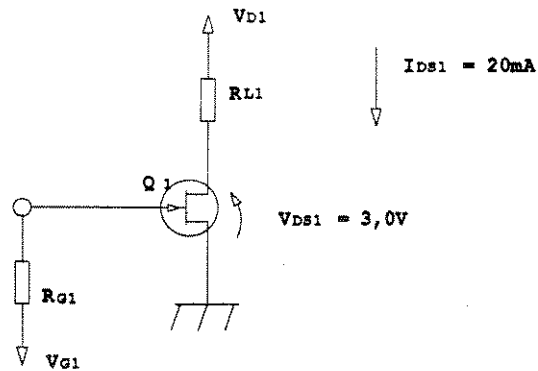


Fig.3.9 : Condições de polarização do FET Q_1

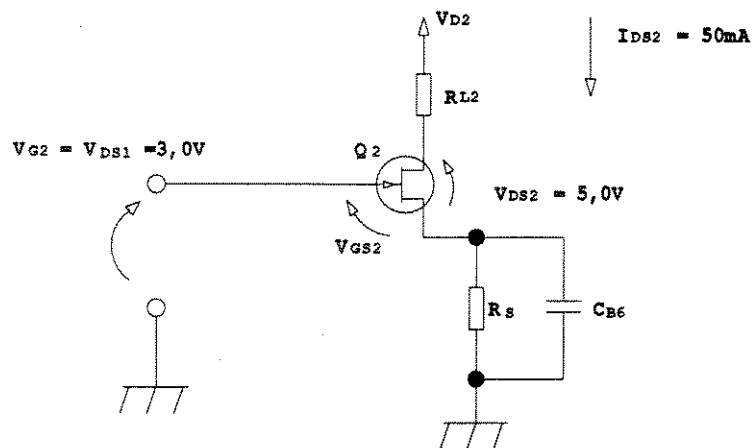


Fig.3.10 : Condições de polarização do FET Q_2

$$V_{D1} = I_{DS1} \cdot R_{L1} + V_{DS1} \quad (3.1)$$

$$\therefore \boxed{V_{D1} = 8,4 \text{ V}}$$

Para o segundo FET (Q_2), a corrente de dreno (I_{DS2}) é igual a 50 mA e a tensão de dreno (V_{DS2}) é igual a 5,0 V. Esta polarização permite um ganho melhor e uma maior capacidade de potência de saída. Os parâmetros de espalhamento, nestas condições, também são fornecidos pelo fabricante. A Figura 3.10 mostra as condições de polarização do transistor Q_2 .

O resistor R_{L2} é escolhido de forma que, paralelizado com a saída de Q_2 , resulte numa impedância próxima de 50 Ω . Isto será mostrado, também, na próxima seção ao se fazer a análise do circuito de RF. O valor determinado de R_{L2} foi de 68 Ω . É necessário que se conheça, também, o valor típico de V_{GS2} para a polarização desejada, que no caso foi medido, dando 0,9V negativos.

De posse destes dados, pode-se encontrar os parâmetros faltantes (R_S e V_{D2}):

$$V_{D2} = I_{DS2} \cdot R_{L2} + V_{DS2} + I_{DS2} \cdot R_S \quad (3.2)$$

$$\therefore \boxed{V_{D2} = 12,15 \text{ V}}$$

$$V_{G2} = V_{GS2} + I_{DS2} \cdot R_S \quad (3.3)$$

$$\therefore \boxed{R_S = 78 \Omega}$$

3.3.2 Projeto do Circuito de RF

Será discutida agora a determinação dos elementos do amplificador que participam do circuito de RF, com o auxílio de algumas equações apresentadas no Capítulo 2.

Para um transistor realimentado paralelamente através de um resistor R_F , a condição de casamento ideal ($S_{11} = S_{22} = 0$) requer:

$$R_F = g_m \cdot Z_0^2 \quad (2.7)$$

O transistor de entrada (Q_1), além da realimentação paralela (R_F), utilizou também o resistor de carga R_{L1} . Entretanto, foi calculado o valor inicial apenas do resistor R_F , sendo o valor do resistor R_{L1} determinado pela otimização do circuito no programa de simulação.

O valor da transcondutância (g_m) do FET foi extraído do modelo equivalente do FET AT-8110 (vide Tabela 3.1). Isto foi feito apesar da polarização do FET Q_1 ($V_{DS} = 3,0$ V e $I_{DS} = 20$ mA) ser diferente da polarização do FET modelado ($V_{DS} = 5,0$ V e $I_{DS} = 50$ mA). Foi assumido, portanto, que esta diferença na polarização não provoca diferenças significativas na transcondutância.

Utilizando a equação (2.7) e sabendo que $Z_0 = 50 \Omega$ e $g_m = 89$ mS, obtivemos:

$$R_F = 222,5 \Omega$$

Para o transistor de saída, devido ao desacoplamento provido por C_{B6} , o resistor R_S não interfere na resposta em frequência do amplificador. Portanto, apenas o efeito do resistor R_{L2} foi considerado. O valor deste resistor foi escolhido de forma que, paralelizado com a saída de Q_2 (FET de saída), produz uma impedância de 50Ω . O resistor R_{L2} pode, então, ser determinado por:

$$R_{L2} = \frac{50 \cdot R_{DS2}}{R_{DS2} - 50} \quad (3.4)$$

onde R_{DS2} é a resistência dreno-fonte de Q_2 (extraído do modelo do FET).

Consultando a Tabela 3.1, que fornece os elementos do modelo equivalente do FET, obtém-se $R_{DS2} = 280 \Omega$. Utilizando este valor na equação (3.4), fica determinado:

$$R_{L2} = 68 \Omega$$

O esquema básico do amplificador mostrado na Figura 3.8 representa um circuito ideal. Para que a simulação deste circuito possa representar o comportamento do amplificador real, serão necessários alguns cuidados. Todos os componentes passivos utilizados serão substituídos por seus modelos elétricos equivalentes, já determinados na seção 3.2. Isto é necessário devido ao comportamento não-ideal, em frequência, destes componentes.

Serão considerados, ainda, alguns elementos parasitas decorrentes da montagem do transistor. Os terminais de porta, dreno e fonte serão representados por linhas de transmissão. Assumiremos, por exemplo, que o terminal de dreno do segundo transistor será montado com um comprimento aproximado de 1,5 mm. Dado que sua largura é conhecida (0,5 mm), a linha de transmissão equivalente terá impedância característica de 104Ω , e comprimento elétrico de 5° , em $f = 2 \text{ GHz}$. Estes valores são válidos para o substrato utilizado, que apresenta as seguintes características:

ϵ_r (Constante Dielétrica Relativa) = 2,17

H (Altura do Substrato) = 0,635 mm

t (Espessura da Metalização) = 0,017 mm

Este substrato é do tipo flexível, utilizando teflon. Maiores detalhes podem ser vistos no Apêndice VII. O mesmo procedimento foi seguido para os terminais restantes.

Foram acrescentados, ainda, ao esquema mostrado na Figura 3.8, alguns elementos necessários ao funcionamento do circuito. Uma linha de transmissão de alta impedância foi colocada na entrada, de forma a melhorar o casamento de entrada, em especial na região superior da faixa. Também foram utilizadas linhas de transmissão de alta impedância na malha de realimentação, com grande influência na resposta e estabilidade do amplificador. Ainda com o objetivo de melhorar a estabilidade, foram colocados resistores ligados em série com o dreno dos dois transistores. Esta é uma maneira eficiente de se incrementar a estabilidade de um transistor, sem que haja um grande sacrifício no ganho, conforme mostrou a simulação.

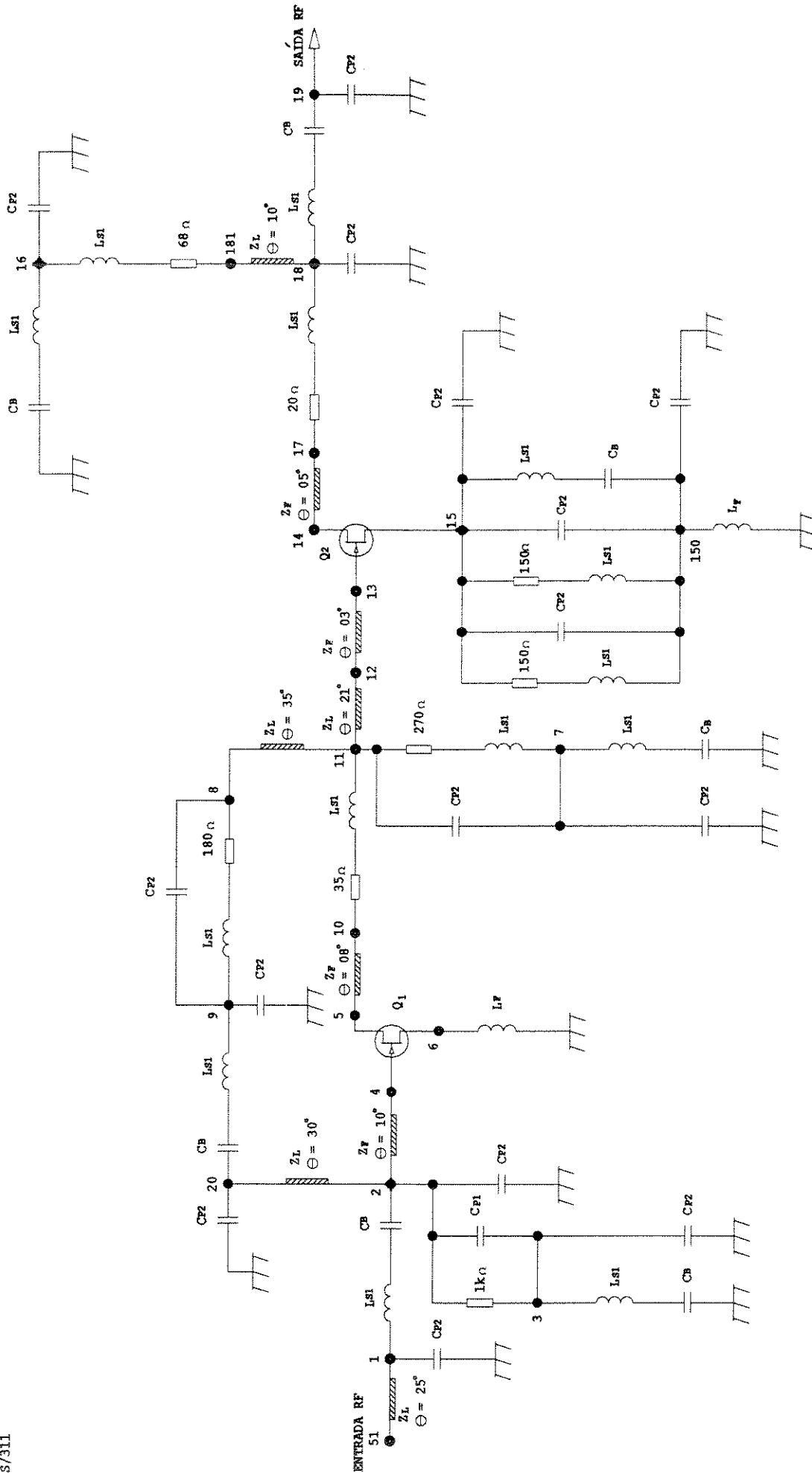


Fig. 3.11: Esquema elétrico do amplificador realimentado, otimizado e incluindo elementos parasitas. (comprimentos elétricos em $f=2.0$ GHz)

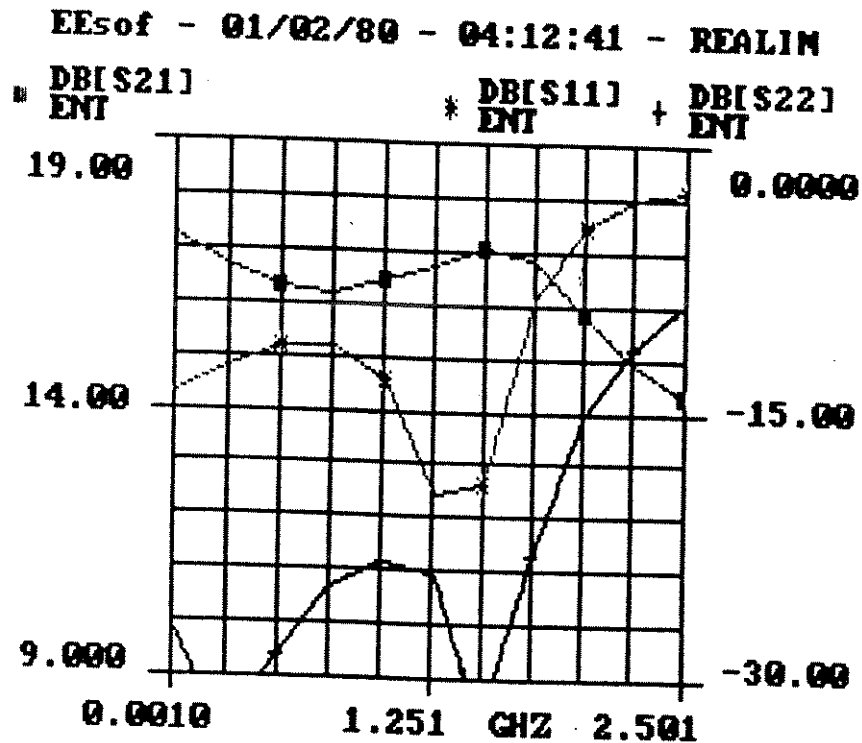


Fig. 3.12: Simulação da resposta espectral do amplificador realimentado.

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
REALIM.CKT 01/02/80 - 04:14:38

FREQ-GHZ	MAG[S11] ENT	ANG[S11] ENT	MAG[S22] ENT	ANG[S22] ENT	DB[S21] ENT	DB[S22] ENT	DB[S11] ENT	K ENT
0.001000	0.200	164.255	0.042	-47.233	17.250	-27.437	-13.997	77.959
0.251000	0.230	112.413	0.023	-2.572	16.742	-32.855	-12.777	45.376
0.501000	0.266	75.535	0.037	36.691	16.345	-28.744	-11.499	29.563
0.751000	0.269	47.036	0.056	37.112	16.204	-24.969	-11.402	18.964
1.001000	0.218	20.963	0.067	25.637	16.417	-23.514	-13.238	12.022
1.251000	0.104	-12.694	0.061	10.788	16.733	-24.257	-19.699	8.168
1.501000	0.111	174.828	0.024	11.524	17.072	-32.348	-19.062	5.587
1.751000	0.373	132.939	0.069	105.773	16.854	-23.228	-8.570	4.050
2.001000	0.588	102.354	0.173	77.497	15.817	-15.236	-4.606	3.292
2.251000	0.704	81.370	0.268	43.224	14.907	-11.436	-3.043	2.783
2.501000	0.742	64.944	0.364	0.243	14.319	-8.786	-2.587	2.339

Tabela 3.5: Resultado da simulação do amplificador realimentado.

Para se conectar a saída do primeiro transistor à entrada do segundo, novamente foi utilizada uma linha de transmissão de alta impedância. O esquema do amplificador completo, utilizando os modelos equivalentes já determinados, é mostrado na Figura 3.11. Este esquema inclui ainda uma indutância parasita de aterramento com valor estimado de 0,25 nH. A Tabela 3.6 descreve os elementos deste circuito completo.

É mostrada, no Apêndice VIII, a listagem do arquivo gerado no programa de simulação de circuitos lineares *TOUCHSTONE-EESOF*, utilizado para simular e otimizar este amplificador. Os resultados desta simulação/otimização podem ser vistos na Figura 3.12 e na Tabela 3.5.

A Tabela 3.6 mostra os mesmos resultados da Figura 3.12; a saber, S_{11} , S_{22} e S_{21} , acrescentados de S_{12} e do parâmetro K , que traduz a estabilidade do circuito. O circuito é tão mais estável quanto maior for K , comparado com a unidade. Pelos resultados obtidos na simulação, podemos notar que foi conseguido um bom desempenho, tanto em relação aos parâmetros de espalhamento, quanto em relação à estabilidade.

3.4 Projeto de um Amplificador Distribuído

A Figura 2.6 mostra uma representação esquemática básica de um amplificador distribuído, utilizando três transistores tipo FET. O transistor utilizado será, novamente, o *AVANTEK AT-8110*.

É mostrado, nas subseções seguintes, a determinação dos elementos deste circuito, inicialmente da parte DC e, em seguida, da parte de RF.

Tabela 3.6: Elementos do circuito do amplificador realimentado

ELEMENTO	DESCRIÇÃO	VALOR
C_B	CAPACITOR DE BLOQUEIO DC	1,0 μF
C_{P1}	CAPACITÂNCIA PARASITA	0,10 pF
C_{P2}	CAPACITÂNCIA PARASITA	0,15 pF
R_{G1}	RESISTOR DE PORTA	1 k Ω
R_{E1}	RESISTOR DE ESTABILIZAÇÃO	35 Ω
R_F	RESISTOR DE REALIMENTAÇÃO	180 Ω
R_{D1}	RESISTOR DE DRENO DO FET Q1	270 Ω
R_{E2}	RESISTOR DE ESTABILIZAÇÃO	20 Ω
R_{S1}, R_{S2}	RESISTORES DE FONTE DO FET Q2	150 Ω
R_{D2}	RESISTOR DE DRENO DO FET Q2	68 Ω
L_{S1}	INDUTÂNCIA PARASITA	1 nH
Z_F	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE TERMINAL DOS FETS	103 Ω
Z_L	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA	114 Ω

Tabela 3.7: Valores calculados para o amplificador distribuído

R_G	50 Ω
R_D	107 Ω
GANHO	16 dB
$f_{MÁX.}$	2,6 GHz
θ_G	29°
θ_D	29°

3.4.1 Projeto do Circuito DC

Os três transistores empregados neste amplificador utilizaram a mesma polarização. A corrente de dreno (I_{DS}) é igual a 50 mA e a tensão dreno-fonte (V_{DS}) é igual a 5,0 V. Os parâmetros de espalhamento, para esta polarização, são fornecidos pelo fabricante e podem ser vistos no Apêndice II.

Uma maneira conveniente de se obter esta polarização, seria utilizar a mesma tensão de porta para todos os FETs, já que os transistores estão conectados em paralelo. Isto requer que estes transistores tenham as mesmas características DC, para que a tensão de porta aplicada (comum aos três) resulte na mesma corrente de dreno ($I_{DS} = 50$ mA) para os três transistores. Este seria um procedimento viável, por exemplo, para um circuito monolítico, onde os transistores necessariamente se originam de um mesmo *wafer*, e apresentam características DC muito semelhantes.

No caso de se utilizar transistores discretos, este não é um procedimento recomendável, pois não se poderia garantir o mesmo comportamento DC para todos os transistores. Restam, portanto, neste caso, duas alternativas. A primeira seria a caracterização DC dos transistores, com a utilização dos dispositivos que apresentassem as mesmas características. Se este amplificador for produzido em escala industrial este procedimento se torna inviável, por motivos óbvios.

A segunda alternativa consiste em se utilizar tensões de porta independentes para cada transistor. Para isto, foi necessária a colocação de capacitores de bloqueio DC, de forma a isolar estas tensões. Para que não houvesse perturbação no circuito de RF, foram utilizados indutores comerciais para prover estas tensões de porta. Estes indutores, fabricados pela MICROWAVES COMPONENTS Inc., apresentam uma indutância medida igual a 230 nH, com um comportamento ótimo na faixa desejada (0,5 a 2,6 GHz).

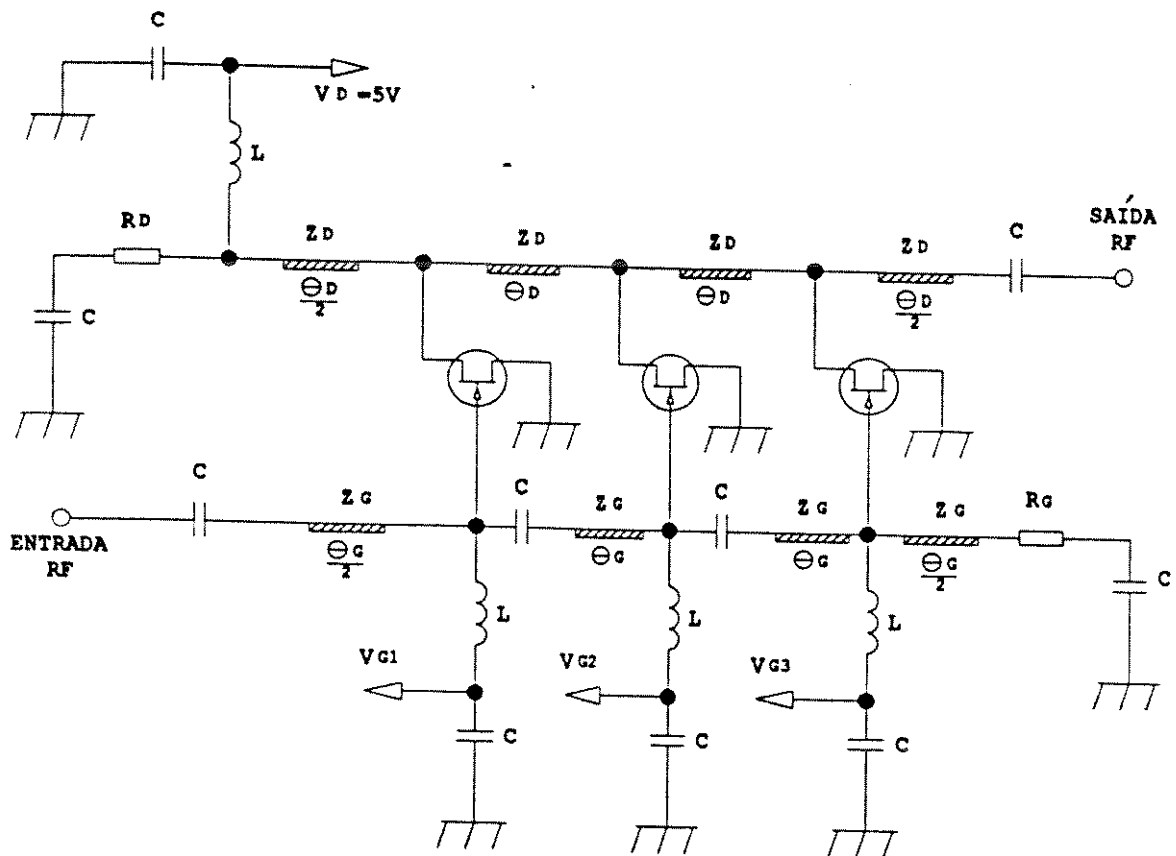


Fig.3.13 : Amplificador distribuído incluindo os elementos de polarização.

Para a tensão de dreno (V_{DS}), não há problemas em se utilizar a mesma fonte de polarização para os três transistores, existindo apenas um capacitor de bloqueio DC na saída do amplificador. Também foi utilizado um indutor da MICROWAVES COMPONENTS Inc. para esta polarização, com o mesmo objetivo de não perturbar o circuito de RF.

O esquema do circuito, incluindo os elementos de polarização, pode ser visto na Figura 3.13.

3.4.2 Projeto do Circuito de RF

Conforme foi visto no Capítulo 2, um amplificador distribuído com “n” transistores se comporta como um amplificador do tipo *LOSSY-MATCH* (casamento com perdas), com condutância de porta G_G , condutância de dreno $G_D + n \cdot G_{DS}$ e transcondutância $n \cdot g_m$. As perdas de retorno de entrada (S_{11}) e de saída (S_{22}) podem, portanto, ser aproximadas em baixa frequência pelas equações (2.16) e (2.17):

$$S_{11} = \frac{1 - G_G \cdot Z_0}{1 + G_G \cdot Z_0} \quad (2.16)$$

$$S_{22} = \frac{1 - (G_D + n \cdot G_{DS}) \cdot Z_0}{1 + (G_D + n \cdot G_{DS}) \cdot Z_0} \quad (2.17)$$

Uma boa estimativa do ganho do amplificador pode ser obtida através da equação (2.18):

$$\text{GANHO (dB)} = 20 \log (n/2 \cdot g_m \cdot Z_0) \quad (2.18)$$

A largura de banda de frequência do amplificador é limitada pela capacitância porta-fonte do FET (C_{GS}). A frequência máxima de operação pode ser estimada, na condição $\omega^2 LC = 1$, pela equação (2.15):

$$f_{MÁX} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z_0 \cdot C_{GS}} \quad (2.15)$$

Os comprimentos das linhas de porta e de dreno podem ser calculados, de maneira aproximada, pela equação (2.19):

$$\Theta_{G,D} = \arctg \frac{1}{2 * \pi * f_{MÁX} * C_{GS} * Z_{G,D}} \quad (2.19)$$

É importante ressaltar que as expressões (2.15) a (2.19) possibilitam um cálculo aproximado. Portanto, os valores obtidos através destes cálculos devem ser utilizados como valores iniciais para otimização em um *software* de simulação. O *software* utilizado foi o *TOUCHSTONE-EESOF*.

Inicialmente, foram determinados os valores do resistor de porta (R_G) e do resistor de dreno (R_D), igualando as expressões (2.16) e (2.17) a zero, que seria o caso ideal ($S_{11} = S_{22} = 0$).

Em seguida, foram calculados os valores de Θ_G e Θ_D , assumindo-se $Z_G = Z_D = 144 \, \Omega$ e $\Theta_G = \Theta_D$. Os valores calculados através das equações (2.15) a (2.19) podem ser vistos na Tabela 3.7. Ao circuito da Figura 3.13 foram acrescentados resistores conectados em série no dreno de cada FET. Isto foi feito com o objetivo de incrementar a estabilidade do amplificador. A fim de não comprometer o ganho do amplificador, o valor utilizado deste resistor série (R_S) foi de $10 \, \Omega$. Para melhorar o desempenho do amplificador no final da faixa, foram utilizados tocos (*stubs*) em paralelo, na entrada e na saída do circuito, e no dreno do FET central. Os parâmetros destes tocos, assim como os demais parâmetros do circuito, terão seus valores finais determinados pelo programa de simulação/otimização (*TOUCHSTONE-EESOF*).

Neste processo de simulação e otimização, todos os componentes passivos devem ser substituídos por seus modelos elétricos equivalentes, determinados na seção 3.2 deste Capítulo. Estes modelos estão mostrados na Tabela 3.4. Foram considerados, também, dois tipos de elementos parasitas decorrentes da forma de montagem do circuito. Uma indutância parasita de aterramento (L_F), devido à altura do substrato, foi estimada em $0,25 \, \text{nH}$. Linhas de transmissão foram utilizadas para representar os terminais de dreno e porta do transistor, com

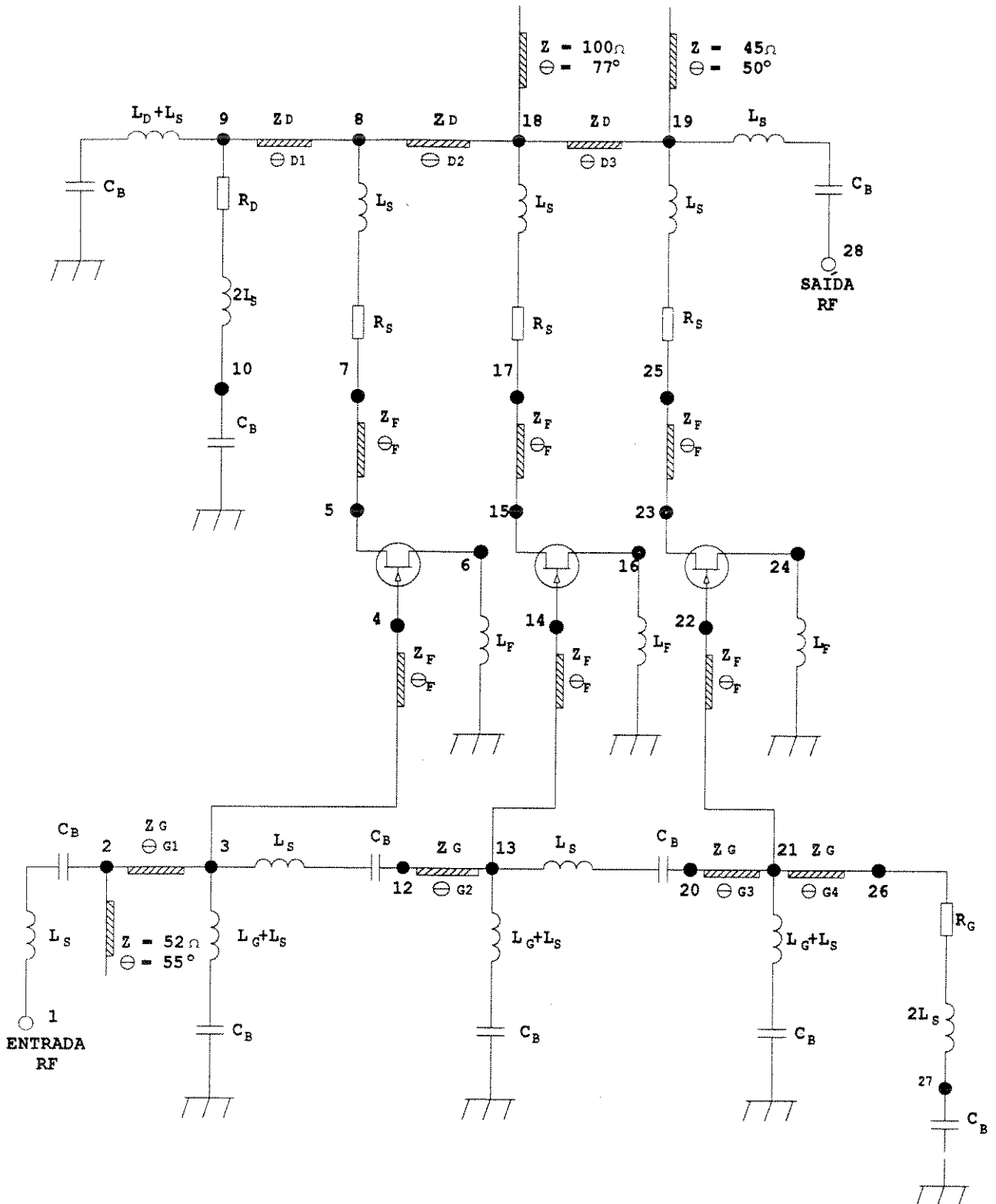


Fig.3.14 : Circuito completo do amplificador distribuído, otimizado e incluindo elementos parasitas. (comprimentos elétricos em $f=2,6$ GHz)

Tabela 3.8: Elementos do circuito do amplificador distribuído. Os comprimentos elétricos são especificados para uma frequência de 2,6 GHz

* Valores finais obtidos após otimização do circuito.

ELEMENTO	DESCRIÇÃO	VALOR INICIAL	VALOR FINAL *
θ_{G1}	LINHAS DE TRANSMISSÃO DE PORTA	14,5°	17°
θ_{G2}		29,0°	20°
θ_{G3}		29,0°	18°
θ_{G4}		14,5°	18°
θ_{D1}	LINHAS DE TRANSMISSÃO DE DRENO	14,5°	12°
θ_{D2}		29,0°	20°
θ_{D3}		29,0°	20°
θ_{D4}		14,5°	0°
L_S	INDUTÂNCIA PARASITA	1nH	---
C_B	CAPACITOR DE BLOQUEIO DC	39 pF	---
L_G	INDUTOR DE POLARIZAÇÃO DE PORTA	230 nH	---
L_D	INDUTOR DE POLARIZAÇÃO DE DRENO	230 nH	---
L_F	INDUTÂNCIA PARASITA DE ATERRAMENTO	0,25 nH	---
R_S	RESISTOR DE ESTABILIZAÇÃO DO FET	10 Ω	---
R_D	RESISTOR DE DRENO	107 Ω	100 Ω
R_G	RESISTOR DE PORTA	50 Ω	35 Ω
Z_F	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DO TERMINAL DO FET	103 Ω	---
θ_F	COMPRIMENTO ELÉTRICO DO TERMINAL DO FET	2°	---
Z_D	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DAS LINHAS DE DRENO	144 Ω	---
Z_G	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DAS LINHAS DE PORTA	144 Ω	---

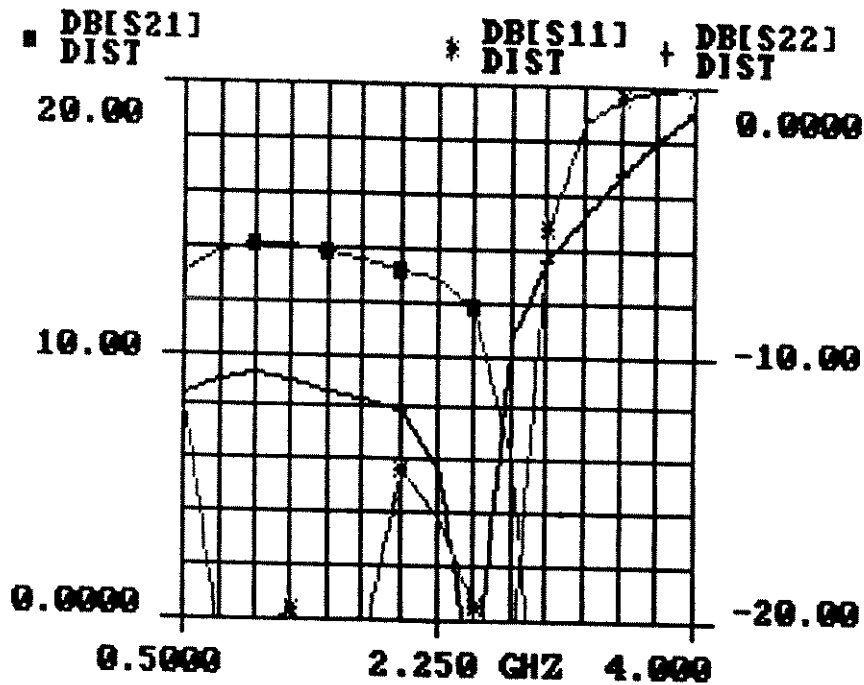


Fig. 3.15: Simulação da resposta espectral do amplificador distribuído

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
DISTA2.CKT 01/01/80 - 18:56:52

FREQ-GHZ	K DIST	MAG[S11] DIST	ANG[S11] DIST	MAG[S22] DIST	ANG[S22] DIST	DB[S21] DIST	DB[S22] DIST	DB[S11] DIST
0.500000	6.698	0.245	-167.918	0.264	-131.861	12.981	-11.584	-12.222
0.750000	4.254	0.089	165.632	0.281	-152.204	13.843	-11.024	-21.021
1.000000	3.082	0.092	-179.900	0.289	-169.551	14.124	-10.795	-20.724
1.250000	2.672	0.105	150.242	0.280	178.163	14.029	-11.051	-19.542
1.500000	2.410	0.063	85.030	0.267	169.612	13.848	-11.459	-24.002
1.750000	2.181	0.088	-73.934	0.259	163.434	13.622	-11.742	-21.102
2.000000	2.016	0.191	-152.685	0.248	155.143	13.134	-12.108	-14.366
2.250000	1.964	0.153	154.470	0.191	141.128	12.892	-14.394	-16.306
2.500000	2.241	0.106	-142.017	0.073	-145.706	11.776	-22.679	-19.512
2.750000	5.994	0.088	97.388	0.337	-144.391	6.163	-9.445	-21.093
3.000000	56.116	0.550	-93.172	0.474	-165.006	-6.416	-6.482	-5.186
3.250000	2.0E+03	0.857	-149.712	0.578	-176.904	-27.449	-4.768	-1.337
3.500000	94.538	0.960	177.169	0.687	172.871	-20.960	-3.263	-0.354
3.750000	49.964	0.990	154.995	0.797	162.004	-26.390	-1.973	-0.085
4.000000	37.677	0.999	138.608	0.893	150.449	-36.450	-0.979	-0.013

Tabela 3.9: Resultado da simulação do amplificador distribuído.

comprimento elétrico representado por Θ_F e impedância característica Z_F . Os valores assumidos para estas linhas foram: $\Theta_F = 3^\circ$ em $f = 2,6$ GHz e $Z_F = 103 \Omega$.

O circuito completo é mostrado na Figura 3.14. A Tabela 3.8 apresenta uma comparação entre os comprimentos elétricos inicialmente calculados e os valores otimizados pelo programa, além de mostrar os demais elementos do circuito.

O resistor de porta (R_G) teve seu valor fixado em 35Ω , após a otimização do circuito, para um valor inicial calculado de 50Ω . O resistor de dreno (R_D) ficou com valor final igual a 100Ω , para um valor inicial calculado de 107Ω . Na obtenção destes valores foi imposto, também, que os mesmos tivessem valores comerciais disponíveis.

Finalmente, podemos ver na Figura 3.15 o resultado simulado do circuito na faixa de 0,5 a 4,0 GHz. O desempenho do amplificador, em frequências menores que 0,5 GHz, fica comprometido pelos capacitores de bloqueio DC utilizados, que são iguais a 39 pF. Os indutores utilizados para polarização também limitam o funcionamento do amplificador em frequências mais baixas.

A listagem do arquivo DIST5.CKT utilizado na simulação e otimização deste circuito pode ser vista no Apêndice IX. A Tabela 3.9 mostra os resultados da simulação do amplificador distribuído, incluindo o parâmetro K de estabilidade.

3.5 Projeto de um Amplificador Utilizando Casamento com Perdas

Podemos ver na Figura 3.16 o esquema básico de um amplificador com casamento por perdas, utilizando dois transistores de efeito de campo (FET). Como já foi citado, o FET utilizado foi o AVANTEK AT-8110, que é comum a todos os amplificadores projetados neste trabalho.

É mostrado, na próxima subseção, o cálculo do circuito DC e, em seguida, o projeto da parte de RF.

3.5.1 Projeto do Circuito DC

Ao esquema simplificado da Figura 3.16 foram acrescentados alguns elementos, de forma a viabilizar a polarização dos dois transistores. Capacitores de bloqueio DC foram colocados em pontos convenientes do circuito. As tensões de porta e de dreno dos dois transistores foram providas através dos tocos em paralelo.

A polarização escolhida, igual para os dois transistores, apresenta corrente de dreno (I_{DS}) igual a 50 mA e tensão de dreno (V_{DS}) igual a 5,0 V. Como é usual para um transistor de efeito de campo, a tensão de porta (V_{GS}) foi ajustada até que se obtivesse a corrente de dreno desejada, para um valor fixo da tensão de dreno. Os parâmetros de espalhamento do transistor, para a polarização escolhida, são fornecidos pelo fabricante e podem ser vistos no Apêndice II.

Na Figura 3.17 pode se ver o esquema do amplificador, com os elementos de polarização incluídos. As tensões de porta (V_{G1} e V_{G2}) e de dreno (V_{D1} e V_{D2}) foram aplicadas nas extremidades aterradas (para RF) dos tocos, de forma a não perturbar o comportamento em frequência do amplificador.

Os resistores R_{G1} e R_{G2} não foram levados em conta no circuito DC. Isto se justifica pelo fato da corrente de porta ser desprezível, não havendo queda de tensão significativa sobre estes dois resistores. Portanto, na prática, a tensão de porta dos dois transistores será igual a V_{G1} e V_{G2} .

Entretanto, o mesmo procedimento não é válido para R_{D1} e R_{D2} . Existe queda de tensão sobre estes dois resistores e isto será considerado para o cálculo de V_{D1} e V_{D2} . É necessário que se conheça o valor destes resistores, que foram determinados na análise de RF, na subseção 3.5.2. Os valores encontrados foram: $R_{D1} = 150 \, \Omega$ e $R_{D2} = 100 \, \Omega$. De posse destes dados, pode-se calcular os valores de V_{D1} e V_{D2} , através das equações (3.5) e (3.6):

$$V_{D1} = I_{DS1} \cdot R_{D1} + V_{DS1} \quad (3.5)$$

$$V_{D1} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 150 + 5,0$$

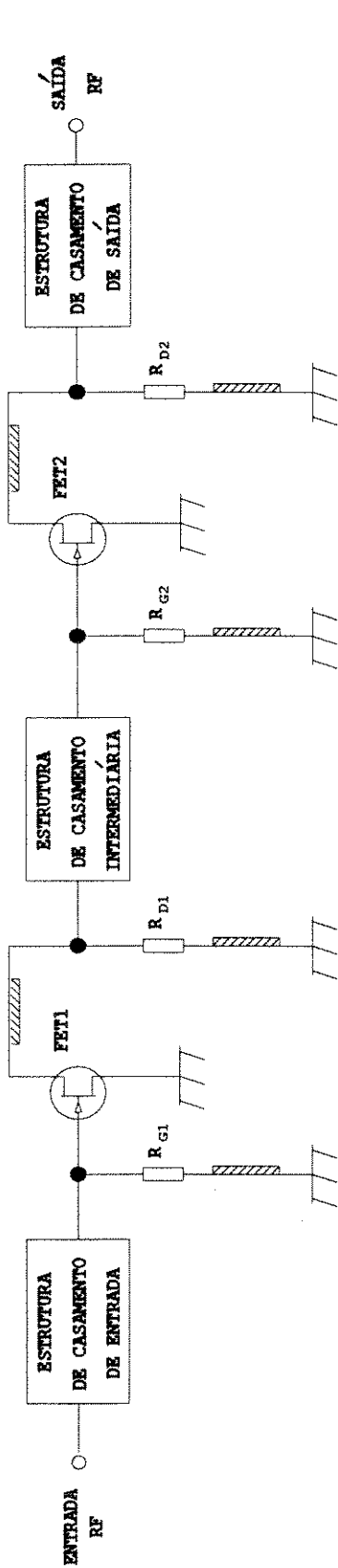


Fig.3.16 : Esquema Basico de um amplificador com casamento por perdas, utilizando dois FET's

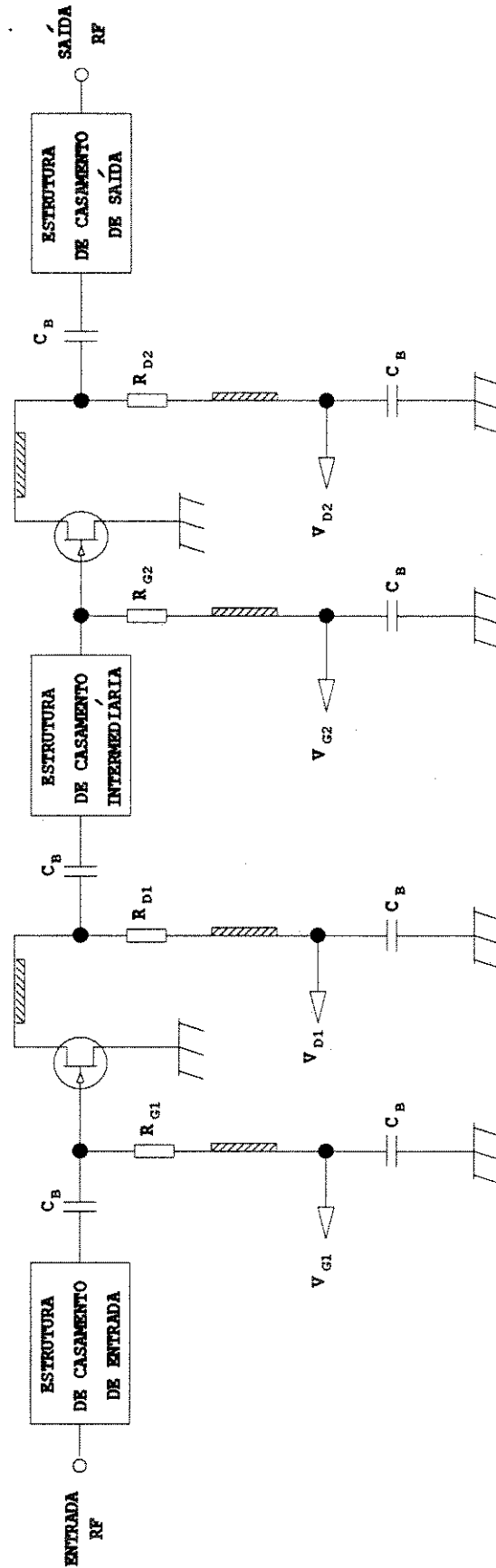


Fig.3.17 : Esquema do amplificador com casamento por perdas, incluindo os componentes de polarização

$$\therefore \boxed{V_{D1} = 12,5V}$$

$$V_{D2} = I_{DS2} \cdot R_{D2} + V_{DS2} \quad (3.6)$$

$$V_{D2} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 100 + 5,0$$

$$\therefore \boxed{V_{D2} = 10,0V}$$

É importante observar que a escolha do valor dos resistores R_{D1} e R_{D2} é limitada pela queda de tensão que ocorre nestes dois resistores. Para que não houvesse muita potência inutilmente dissipada, o valor máximo destes resistores foi limitado em $150 \, \Omega$. A escolha foi limitada, ainda, como para qualquer outro resistor, aos valores comercialmente disponíveis.

3.5.2 Projeto do Circuito de RF

Como foi visto no Capítulo 2, um amplificador com casamento com perdas de um único estágio, igual ao mostrado na Figura 2.7, apresenta os seguintes parâmetros de espalhamento:

$$S_{11} = \frac{1 - G_G \cdot Z_0}{1 + G_G \cdot Z_0} \quad (2.20)$$

$$S_{12} = 0 \quad (2.21)$$

$$S_{21} = - \frac{-2 \cdot g_m \cdot Z_0}{[1 + G_G \cdot Z_0][1 + (G_{DS} + G_D) \cdot Z_0]} \quad (2.22)$$

$$S_{22} = \frac{1 - (G_{DS} + G_D) \cdot Z_0}{1 + (G_{DS} + G_D) \cdot Z_0} \quad (2.23)$$

As expressões (2.20) a (2.23) foram deduzidas de um modelo de baixa frequência do amplificador. Elas devem, portanto, representar de maneira adequada o comportamento do amplificador para frequências até 1,0 GHz (valor típico). Estas expressões foram utilizadas para um cálculo inicial dos resistores R_G e R_D , e para se obter uma estimativa do ganho do amplificador. É importante lembrar que a expressão (2.22) fornece o ganho de um estágio. O amplificador projetado possui dois estágios, interconectados por uma estrutura de casamento de impedâncias.

A condição de casamento ideal impõe que $S_{11} = S_{22} = 0$. Igualando-se as expressões (2.20) e (2.21) a zero, obtemos os valores de R_G e R_D :

$$S_{11} = \frac{1 - G_G * Z_0}{1 + G_G * Z_0} = 0$$

$$R_G = \frac{1}{G_G} \Rightarrow \boxed{R_G = 50\Omega} \quad (3.7)$$

$$S_{22} = \frac{1 - (G_{DS} + G_D) Z_0}{1 + (G_{DS} + G_D) Z_0} = 0$$

$$R_D = \frac{1}{G_D} \Rightarrow \boxed{R_D = 61\Omega} \quad (3.8)$$

O ganho, nestas condições de casamento ideal, é dado pela expressão (2.22).

$$\text{GANHO (dB)} = 20 \log \frac{g_m * Z_0}{2} \quad (2.22)$$

$$\therefore \boxed{\text{GANHO} = 6,9 \text{ dB}}$$

Antes de ser submetido a uma otimização computadorizada, através do programa *TOUCHSTONE-EESOF*, o circuito da Figura 3.17 recebeu algumas complementações. Inicialmente, todos os elementos passivos (resistores e capacitores) foram substituídos por seu modelo equivalente. Estes modelos foram determinados na seção 3.2 e constam na Tabela 3.4.

Tabela 3.10: Elementos do circuito do amplificador com casamento por perdas

ELEMENTO	DESCRIÇÃO	VALOR
C_B	CAPACITOR DE BLOQUEIO DC	100 nF
L_S	INDUTÂNCIA PARASITA	1 nH
C_P	CAPACITÂNCIA PARASITA	0,1 pF
Θ_F	COMPRIMENTO DO TERMINAL DO FET	3° @ 4 GHz
Z_F	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DO TERMINAL DO FET	103 Ω
L_F	INDUTÂNCIA DE FONTE	0,4 nH
R_{G1}	RESISTOR DE PORTA DO FET Q1	35 Ω
R_{D1}	RESISTOR DE DRENO DO FET Q1	150 Ω
R_{G2}	RESISTOR DE PORTA DO FET Q2	200 Ω
R_{D2}	RESISTOR DE DRENO DO FET Q2	100 Ω

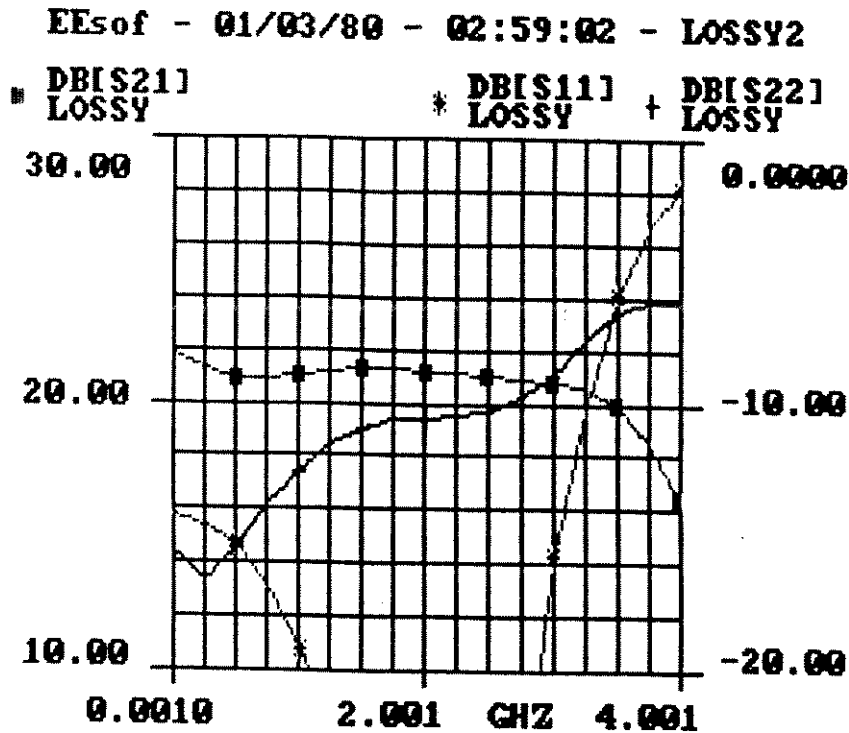


Fig. 3.19: Simulação da resposta espectral do amplificador com casamento por perdas.

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
LOSSY2.CKT 01/03/80 - 02:58:39

FREQ-GHZ	K LOSSY	MAG[S11] LOSSY	ANG[S11] LOSSY	MAG[S22] LOSSY	ANG[S22] LOSSY	DB[S21] LOSSY	DB[S22] LOSSY	DB[S11] LOSSY
0.001000	2.1E+03	0.194	-161.738	0.166	-22.473	21.825	-15.604	-14.230
0.251000	717.385	0.186	170.181	0.148	-2.287	21.209	-16.615	-14.611
0.501000	346.674	0.170	155.644	0.169	7.740	20.909	-15.445	-15.360
0.751000	185.531	0.143	142.707	0.203	8.452	20.891	-13.846	-16.867
1.00100	102.506	0.111	133.086	0.235	3.219	21.051	-12.564	-19.132
1.25100	66.517	0.074	129.186	0.265	-5.391	21.152	-11.545	-22.576
1.50100	42.362	0.050	138.969	0.284	-15.728	21.238	-10.941	-26.025
1.75100	26.951	0.044	154.849	0.293	-27.003	21.251	-10.666	-27.033
2.00100	17.432	0.048	153.549	0.295	-38.798	21.159	-10.601	-26.458
2.25100	12.295	0.045	149.628	0.299	-51.278	21.137	-10.486	-27.023
2.50100	8.629	0.040	117.322	0.306	-64.422	21.041	-10.287	-27.945
2.75100	5.970	0.064	50.480	0.323	-79.362	20.932	-9.814	-23.889
3.00100	4.028	0.163	5.010	0.356	-97.947	20.800	-8.961	-15.758
3.25100	2.725	0.308	-26.375	0.412	-119.386	20.642	-7.703	-10.239
3.50100	1.776	0.507	-58.170	0.468	-144.808	19.979	-6.587	-5.897
3.75100	1.194	0.683	-88.660	0.494	-169.801	18.597	-6.125	-3.316
4.00100	0.870	0.804	-116.944	0.494	166.997	16.466	-6.124	-1.898

Tabela 3.11: Resultado da simulação do amplificador com casamento por perdas.

Elementos parasitas, decorrentes da forma de montagem do circuito, também foram considerados. Os terminais de porta e de dreno, de cada FET, foram representados por linhas de transmissão com impedância característica igual a 103Ω e comprimento elétrico igual a 3° em 4,0 GHz. Estes valores são consequência das características do substrato utilizado.

Inicialmente, foi considerada uma indutância parasita de aterramento da fonte de cada FET igual a 0,25 nH. Entretanto, o valor desta indutância mostrou uma grande influência na planura do ganho do amplificador. O valor final desta indutância (L_F) que proporcionou o melhor comportamento do ganho foi de 0,4 nH. A maneira de se construir um indutor com este valor é mostrado na seção 4.2, referente à descrição do circuito implementado.

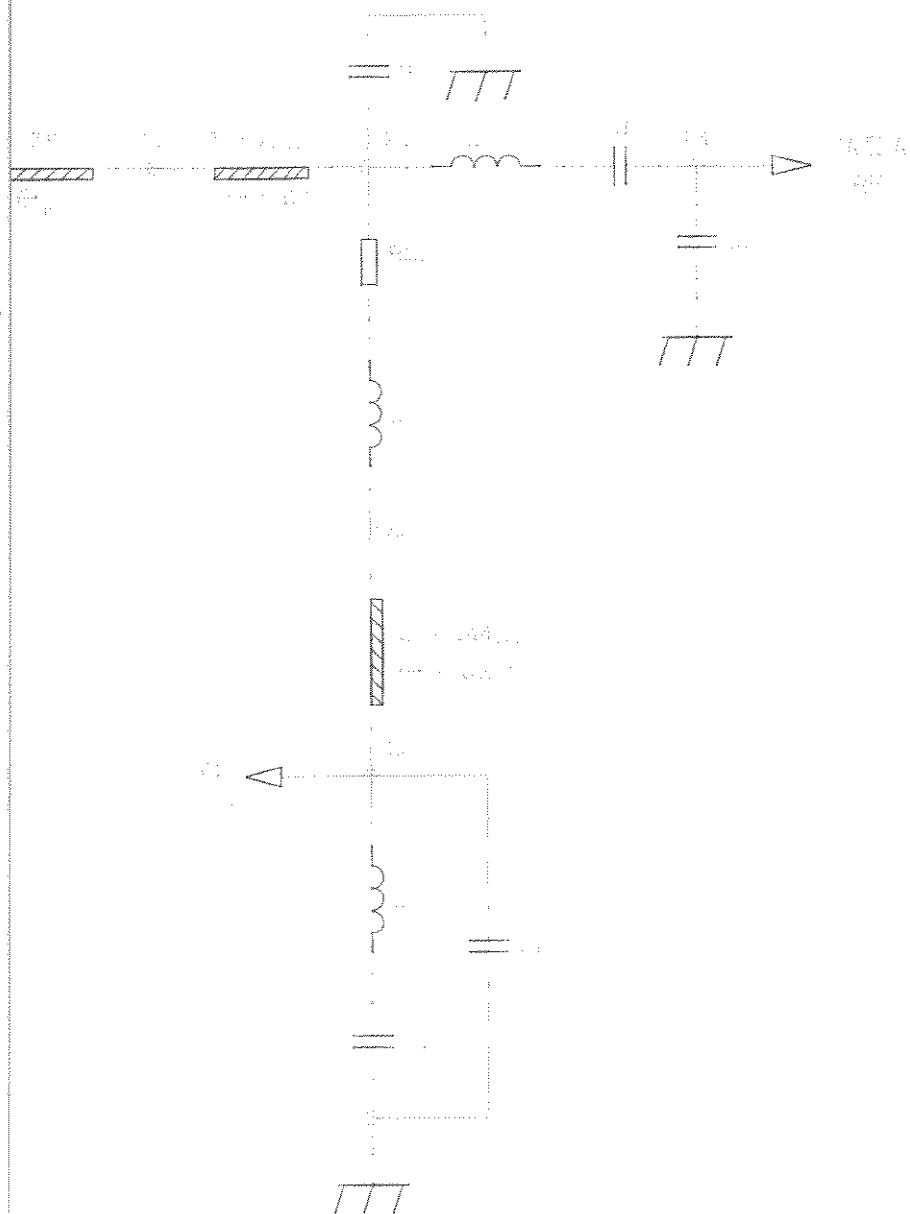
As estruturas de casamento de entrada, intermediária e de saída consistem de uma linha de transmissão série. Assim como as outras linhas de transmissão do circuito, seus parâmetros (impedância característica e comprimento elétrico) foram determinados pelo programa de otimização. A Figura 3.18 mostra o esquema do amplificador completo, incluindo os elementos parasitas de seus componentes, depois de otimizado no *TOUCHSTONE-EESOF*. A Tabela 3.10 mostra os valores dos componentes deste circuito.

A Figura 3.19 apresenta o resultado da simulação deste circuito otimizado. A Tabela 3.11 mostra os mesmos resultados acrescidos do parâmetro de estabilidade K e do ganho reverso (S_{12}). A listagem do arquivo LOSSY2.CKT, utilizado na simulação do circuito, pode ser vista no Apêndice X.

3.6 Projeto de um Amplificador Cascode

A Figura 2.10 mostra a topologia típica de um amplificador cascode. O amplificador projetado nesta seção utiliza, ainda, um estágio de saída do tipo fonte comum, e realimentação paralela do segundo para o primeiro estágio, como pode ser visto na Figura 3.20. Os três transistores de efeito de campo utilizados são do tipo AVANTEK-AT8110.

ENTRADA
RF



É mostrado a seguir o projeto do circuito DC e, em seguida, o projeto do circuito de RF.

3.6.1 Projeto do Circuito DC

Os resistores R_{E1} e R_{E2} têm como objetivo melhorar a estabilidade, sem penalizar excessivamente o ganho do amplificador. Os valores utilizados destes resistores foram $R_{E1} = R_{E2} = 20 \Omega$. Os resistores R_{D2} e R_{D3} tiveram seus valores determinados na análise de RF (subseção 3.6.2), sendo $R_{D2} = 50 \Omega$ e $R_{D3} = 150 \Omega$.

Conhecidos os valores destes resistores, e a polarização adotada ($I_{DS} = 50 \text{ mA}$ e $V_{DS} = 5,0 \text{ V}$), foi possível a determinação dos valores das tensões indicadas na Figura 3.20. Para o terceiro FET (Q_3) temos:

$$V_{D3} = I_{DS} * R_{D3} + I_{DS} * R_{E2} + V_{DS} \quad (3.9)$$

$$\therefore \boxed{V_{D3} = 15,0 \text{ V}}$$

O FET de porta-comum (Q_2) possui acoplamento DC com o FET de entrada (Q_1). Este arranjo é vantajoso pois constitui uma conexão série entre estes dois FETs, ou seja, a mesma corrente I_{DS} flui no canal dos dois FETs, utilizando uma única fonte de tensão de dreno (V_{D2}). A tensão de dreno V_{D2} é dada pela equação (3.10):

$$V_{D2} = (R_{D2} + R_{E1} + R_{S1}) * I_{DS} + 2 * V_{DS} \quad (3.10)$$

$$\therefore \boxed{V_{D2} = 14,0 \text{ V}}$$

Do circuito da Figura 3.20 podemos determinar o valor da tensão V_{G2} , sabendo que $V_{GS2} = -1,0 \text{ V}$:

$$V_{G2} = V_{GS2} + (R_{S1} + R_{E1}) * I_{DS} + V_{DS} \quad (3.11)$$

$$\therefore \boxed{V_{G2} = 5,5 \text{ V}}$$

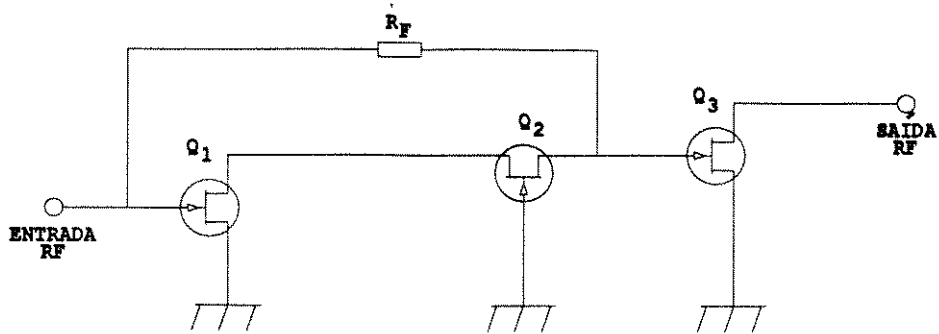


FIG. 3.20 : Amplificador cascode projetado.

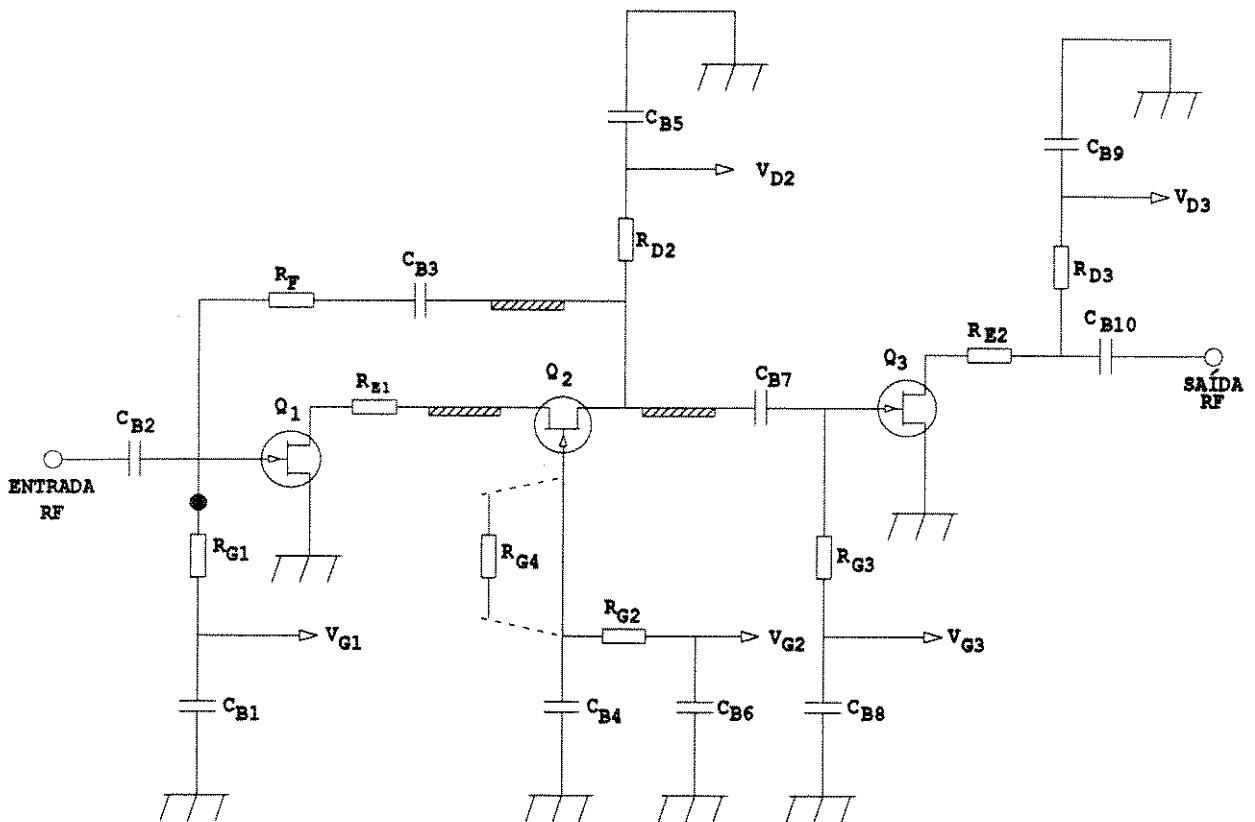


FIG. 3.21 : Amplificador cascode incluindo os elementos de polarização.

As tensões de porta de Q_1 e Q_3 são ajustadas de forma a permitir a polarização desejada ($I_{DS} = 50$ mA), sendo $V_{G1} = V_{G3} = -1,0$ V.

3.6.2 Projeto do Circuito de RF

A Figura 3.21 mostra o esquema do amplificador projetado, incluindo os elementos de polarização e de estabilização dos transistores. A polarização utilizada em todos os transistores foi a mesma, com corrente de dreno (I_{DS}) igual a 50 mA e tensão de dreno (V_{DS}) igual a 5,0 V. Os parâmetros de espalhamento do FET AT8110, para esta polarização, são fornecidos pelo fabricante e são apresentados no Apêndice II.

Os resistores de porta (R_{G1} , R_{G2} e R_{G3}) não foram considerados na análise DC pois, devido ao pequeno valor da corrente de porta, não há queda de tensão significativa sobre estes resistores. O valor escolhido para estes resistores foi de 1,0 k Ω , a fim de não perturbar o comportamento de RF do circuito. Os valores dos resistores R_{D2} , R_{D3} , R_{S1} , R_{E1} e R_{E2} foram determinados no projeto do circuito de RF por afetarem significativamente a resposta do amplificador.

Devido ao valor da corrente passando por estes resistores (50 mA), existe queda de tensão significativa, e isto foi considerado. A Tabela 3.12 mostra o valor destes resistores.

Tabela 3.12: Resistores de Polarização e de Estabilização

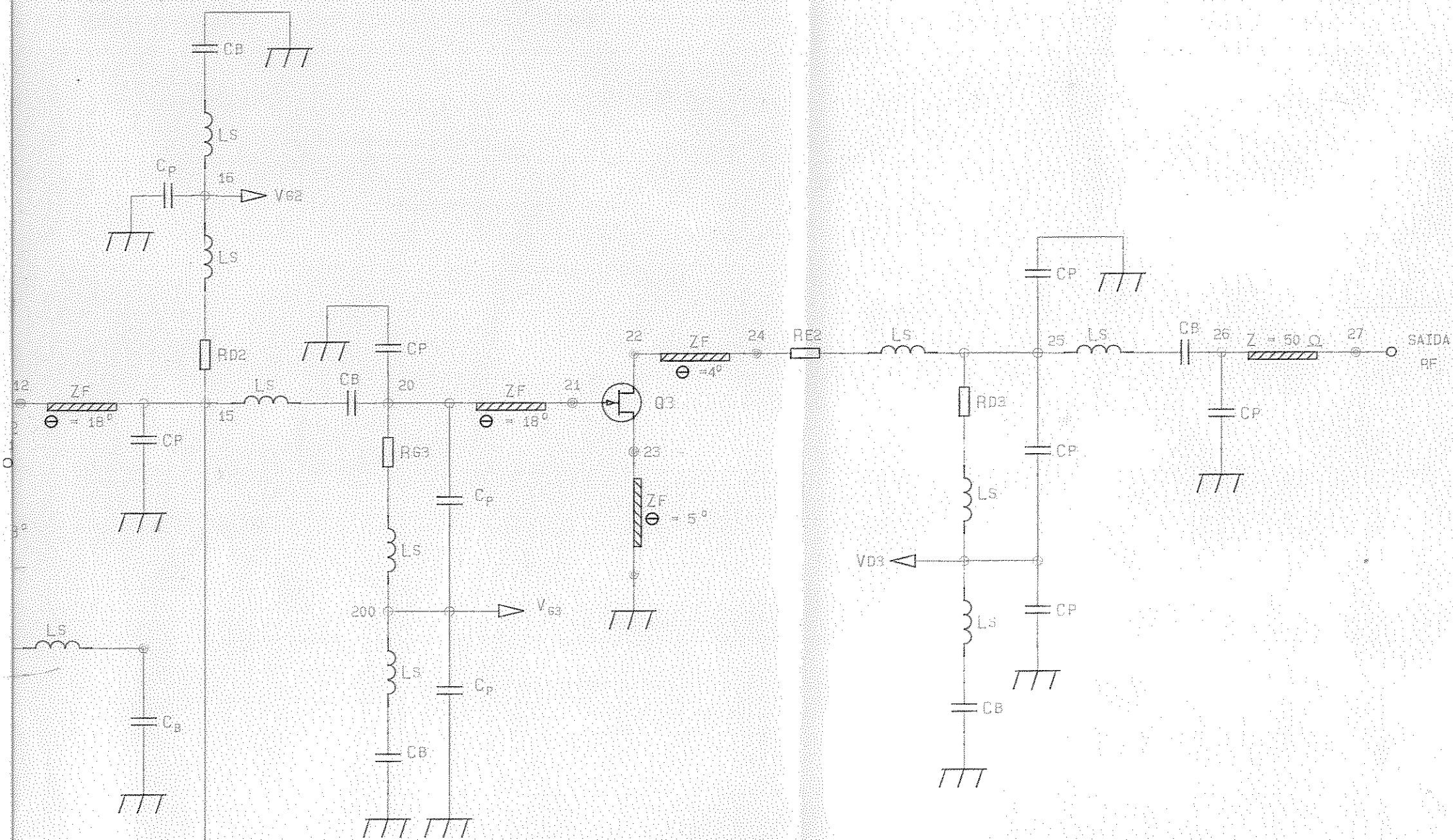
Resistor	Resistência (Ω)
R_{D2}	50
R_{D3}	150
R_{S1}	100
R_{E1}	20
R_{E2}	20

Para a obtenção dos valores adequados dos elementos da Figura 3.23 foi utilizado o programa de simulação *TOUCHSTONE-EESOF*. Os terminais dos transistores foram representados por linhas de transmissão de impedância característica igual a $103\ \Omega$ e comprimento elétrico igual a 3° em 4,0 GHz. Todos os componentes passivos foram substituídos por seu modelo equivalente, determinados na seção 3.2 (vide Tabela 3.4).

A Figura 3.23 mostra o esquema completo do amplificador, depois de otimizado pelo citado programa. Como pode ser visto neste esquema, linhas de transmissão foram colocadas nas fontes dos transistores de entrada (Q_1) e de saída (Q_3), por introduzirem melhoria no comportamento do amplificador. Linhas de transmissão também foram utilizadas como estruturas de casamento, logicamente com maior atuação na parte superior da faixa de frequência.

Durante o processo de simulação, uma configuração diferente foi tentada para o estágio de saída, do tipo seguidor de fonte. Esta configuração, estágio cascode realimentado com um seguidor de fonte na saída, é sugerida por alguns autores [14],[15],[16],[17]. Entretanto, a configuração aqui utilizada, estágio de saída do tipo fonte comum, apresentou melhores resultados, principalmente em relação ao ganho do amplificador.

Este fato era esperado, pois os autores citados adotaram o estágio de saída, do tipo seguidor de fonte, com o intuito de se obter baixa impedância de saída e por sua característica de alta impedância de entrada. Isto resulta num ganho de tensão ligeiramente menor que a unidade, mas funciona como um circuito do tipo *buffer*. Entretanto, como já foi dito, este tipo de circuito provoca uma penalização no ganho do amplificador. Esta penalização é aceitável no caso de circuitos monolíticos, onde o número de transistores utilizados não é uma restrição tão forte quanto para os amplificadores discretos. Por este motivo, foi utilizado um estágio de saída do tipo fonte-comum, no amplificador aqui projetado.



incluindo
Hz).

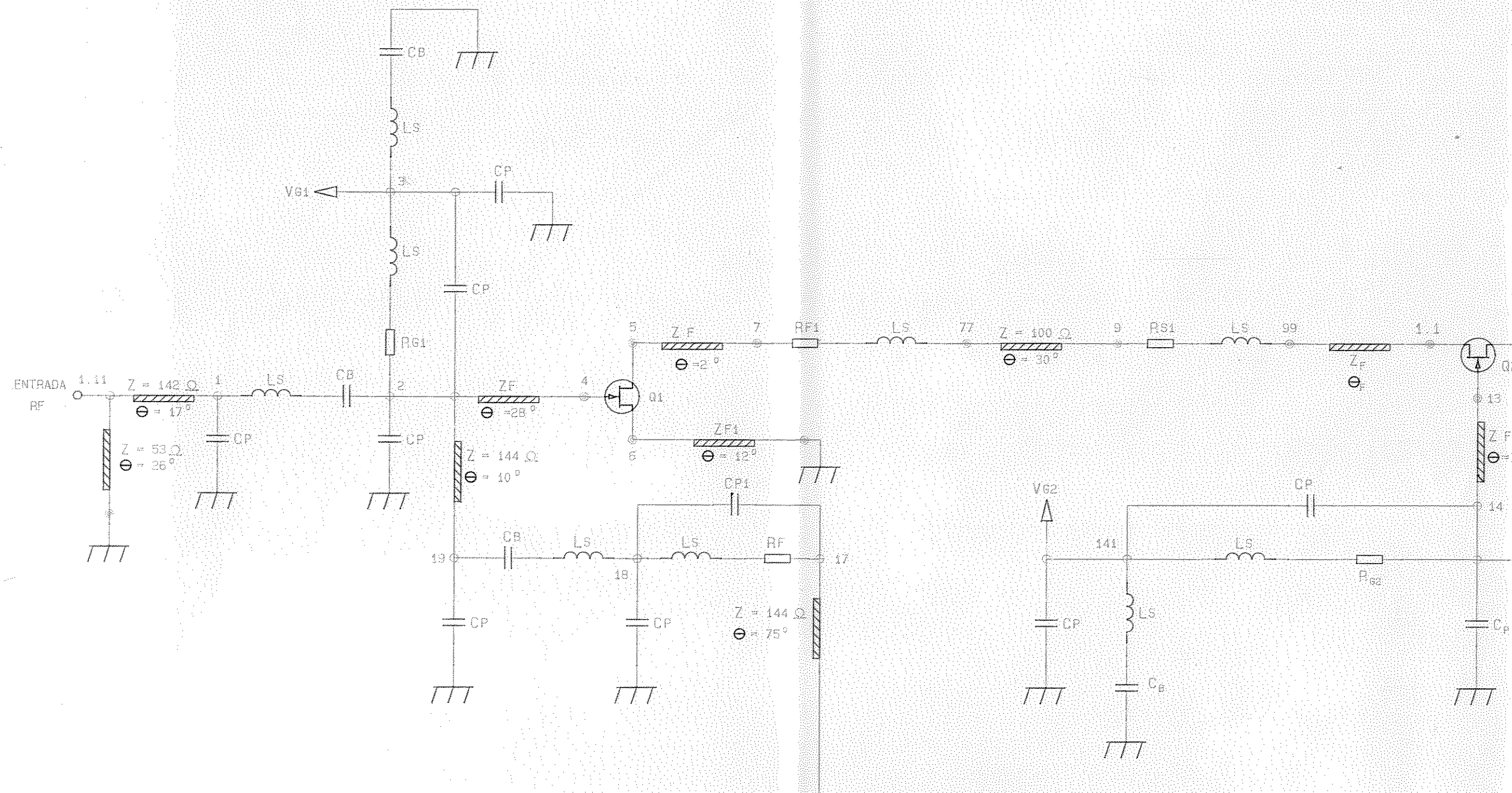


Fig. 3.23. Circuito completo do amplificador cascode, otimizado e elementos parasitas. (comprimentos eletrônicos em $f=3.0\text{ GHz}$)

O Apêndice X mostra a listagem do arquivo CASCODE.CKT utilizado na simulação do amplificador. A Figura 3.22 mostra o resultado desta simulação. A Tabela 3.13 mostra os mesmos dados, acrescidos do ganho reverso (S_{12}) e do parâmetro de estabilidade K. Os elementos do circuito da Figura 3.23 são mostrados na Tabela 3.14.

Tabela 3.14: Elementos do circuito do amplificador cascode

ELEMENTO	DESCRIÇÃO	VALOR
C_B	CAPACITOR DE BLOQUEIO DC	100 nF
L_S	INDUTÂNCIA PARASITA	1 nH
C_P	CAPACITÂNCIA PARASITA	0,1 pF
C_{P1}	CAPACITÂNCIA PARASITA	0,15 pF
R_{G1}, R_{G2}, R_{G3}	RESISTORES DE PORTA	1 k Ω
R_{D2}	RESISTOR DE DRENO DO FET Q2	50 Ω
R_{D3}	RESISTOR DE DRENO DO FET Q3	150 Ω
R_{E1}, R_{E2}	RESISTOR DE ESTABILIZAÇÃO	20 Ω
R_F	RESISTOR DE REALIMENTAÇÃO	390 Ω
Z_{F1}	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DA LINHA DE FONTE	77 Ω
Z_F	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DO TERMINAL DO FET	103 Ω
R_{S1}	RESISTOR DE ESTABILIZAÇÃO	10 Ω

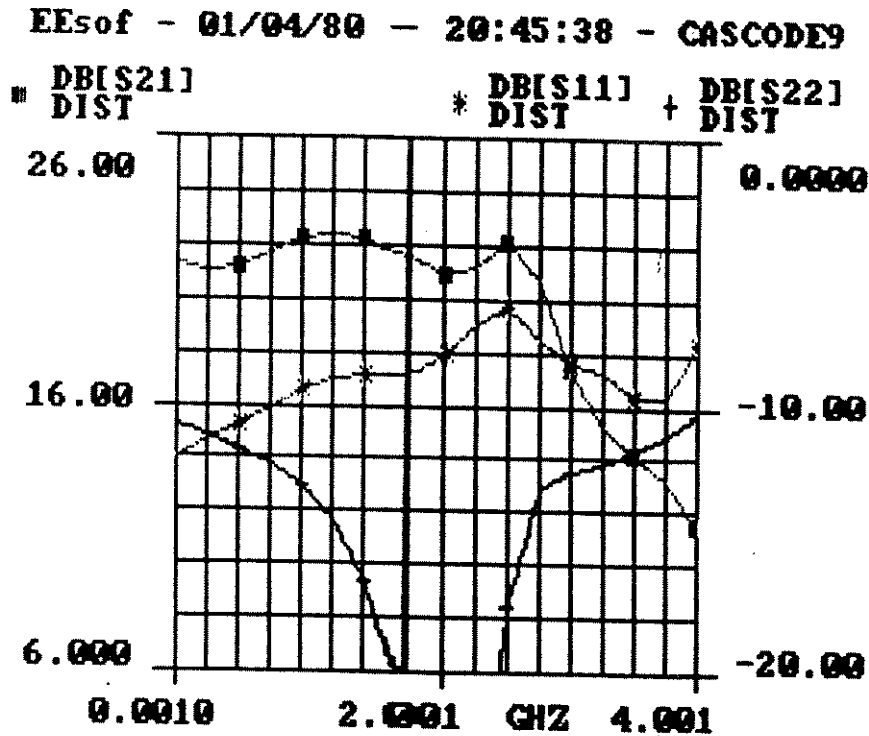


Fig. 3.22: Simulação da resposta espectral do amplificador cascode.

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
CASCODE9.GKT 01/04/80 - 20:47:47

FREQ-GHZ	K DIST	MAG[S11] DIST	ANG[S11] DIST	MAG[S22] DIST	ANG[S22] DIST	DB[S21] DIST	DB[S22] DIST	DB[S11] DIST
0.001000	78.334	0.254	3.614	0.292	-11.174	21.264	-10.679	-11.897
0.251000	43.556	0.271	-9.882	0.276	-16.968	21.063	-11.182	-11.333
0.501000	27.657	0.291	-26.073	0.262	-25.600	21.205	-11.647	-10.732
0.751000	17.907	0.315	-46.026	0.246	-35.875	21.641	-12.192	-10.039
1.001000	11.754	0.341	-72.750	0.224	-49.060	22.214	-12.993	-9.346
1.251000	9.024	0.357	-105.775	0.193	-63.968	22.431	-14.300	-8.936
1.501000	7.760	0.359	-147.962	0.148	-80.969	22.239	-16.620	-8.901
1.751000	7.483	0.362	163.204	0.094	-96.899	21.614	-20.582	-8.816
2.001000	7.360	0.395	114.416	0.043	-95.973	20.963	-27.251	-8.061
2.251000	6.115	0.448	77.787	0.047	-47.540	21.198	-26.603	-6.982
2.501000	4.033	0.483	42.698	0.132	-70.107	22.053	-17.580	-6.326
2.751000	3.339	0.423	15.587	0.221	-132.898	20.776	-13.115	-7.465
3.001000	4.314	0.379	4.588	0.237	178.366	17.355	-12.512	-8.417
3.251000	4.850	0.366	-0.817	0.247	151.544	15.324	-12.156	-8.719
3.501000	4.697	0.328	2.388	0.261	132.582	14.182	-11.683	-9.674
3.751000	4.250	0.327	19.075	0.277	116.477	13.256	-11.137	-9.703
4.001000	4.143	0.412	32.283	0.302	101.054	11.487	-10.393	-7.702

Tabela 3.13: Resultado da simulação do amplificador cascode.

Capítulo 4

IMPLEMENTAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DOS PROTÓTIPOS

4.1 Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação dos quatro protótipos de amplificadores construídos: realimentado, distribuído, com casamento por perdas e cascode.

É mostrada, também, a caracterização dos protótipos construídos através da medida do ganho, das perdas de retorno, do ponto de compressão de 1 dB e da figura de ruído. Finalmente, é feita uma comparação entre os resultados obtidos, e uma estimativa dos custos envolvidos em cada protótipo.

4.2 Implementação dos Protótipos

Todos os protótipos descritos a seguir foram construídos em substrato plástico, fabricado pela KEENE CORPORATION (vide Apêndice VII). O método utilizado, também comum a todos os protótipos, consistiu na confecção manual de uma máscara, sobre uma transparência de retroprojeter, com ALFAC, em escala 4:1. A partir desta máscara foi obtido o fotolito final através de fotoredução. A partir deste fotolito foram geradas as trilhas no substrato citado, que apresenta constante dielétrica relativa igual a 2,17, altura do substrato igual a 0,635 mm e espessura do cobre igual a 0,017 mm. Todas as placas foram douradas e alguns furos foram metalizados.

Para suporte das placas foram construídas caixas de latão com tamanho adequado. Conectores de painel do tipo SMA foram utilizados em todos os protótipos. A soldagem de todos os elementos dos circuitos, inclusive dos FETs, foi feita de maneira usual, com solda de estanho. Para as tensões de alimentação foram utilizados filtros de polarização fabricados pela ERIE. Estes filtros possuem uma característica do tipo passa-baixa, com valores típicos de atenuação da ordem de 10 dB em 1 MHz, 38 dB em 10 MHz e 75 dB em 10 GHz. Estes filtros de polarização fornecem uma boa isolamento ao circuito, evitando uma realimentação através da fonte de polarização, que poderia causar oscilações indesejadas.

4.2.1 Amplificador Realimentado

A Figura 4.1 mostra o fotolito do amplificador realimentado em tamanho real. Devido à maior simplicidade deste circuito, este fotolito foi gerado diretamente em escala 1:1, ao contrário dos demais que foram gerados em escala 4:1, como já foi comentado. A Figura 3.8 mostra o esquema elétrico deste circuito e a Figura 4.2 mostra o fotolito ampliado, onde indica-se o posicionamento dos componentes. A Tabela 4.1 relaciona as características das linhas de transmissão utilizadas, conforme a simulação realizada. Essas características são válidas para o substrato particular utilizado.

O fotolito da Figura 4.1 foi gerado de maneira a representar, o mais fielmente possível, o circuito simulado na Seção 3.3. Para isto foram utilizados os valores constantes no arquivo REALIM.CKT (vide Apêndice VIII) e que foram mostrados no esquema elétrico da Figura 3.11. Neste arquivo, as linhas de transmissão têm seus comprimentos dados em graus. Este comprimento é facilmente convertido para mm, sabendo-se que o comprimento de onda, apresentado na Tabela 4.1, corresponde a 360° .

O resistor R_s , utilizado na realimentação série DC do FET Q2, teve seu valor determinado na seção 3.3, sendo igual a $75\ \Omega$. Entretanto, na prática ele foi substituído por dois resistores

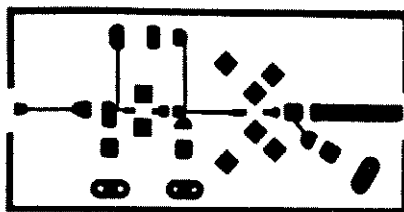


Fig. 4.1: Fotolito do amplificador realimentado implementado (tamanho real).

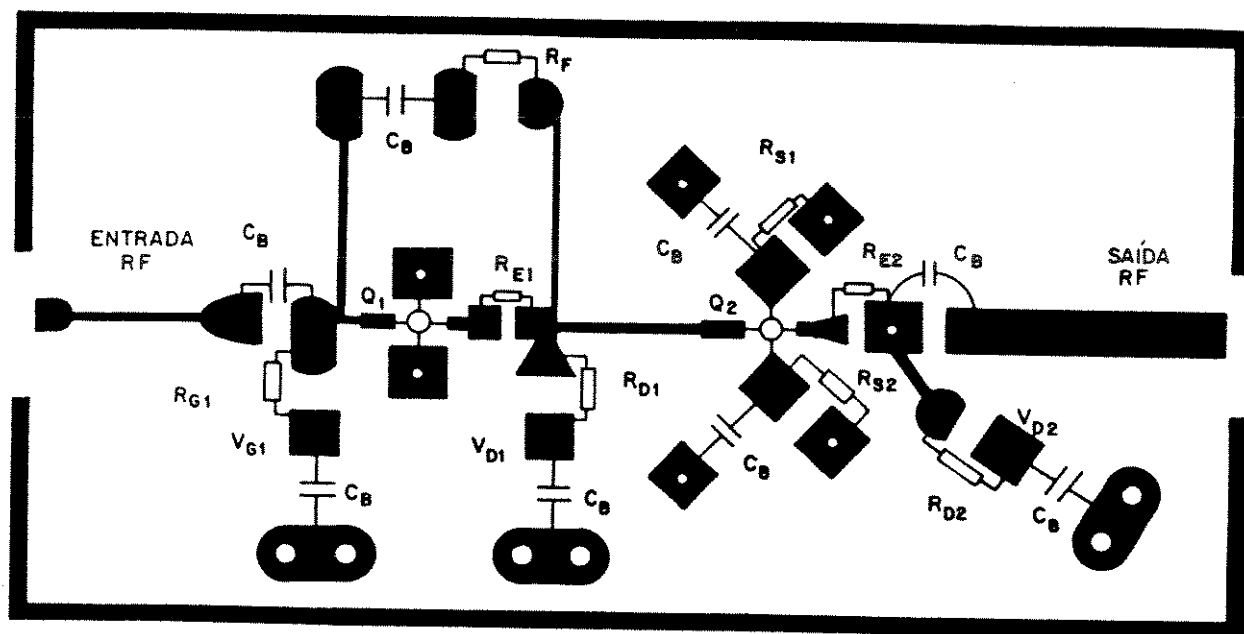


Fig. 4.2: Fotolito ampliado do amplificador realimentado mostrando o posicionamento dos componentes.

Tabela 4.1: Características das linhas de transmissão utilizadas no amplificador realimentado

$Z(\Omega)$ IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA	$W(\text{mm})$ LARGURA DA LINHA	$\lambda_g(\text{mm})$ @ 2,0 GHz COMPRIMENTO DE ONDA GUIADA
114	0,40	114,25
103	0,50	113,78
50	1,93	110,05

Tabela 4.2: Características das linhas de transmissão utilizadas no amplificador distribuído

$Z(\Omega)$ IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA	$W(\text{mm})$ LARGURA DA LINHA	$\lambda_g(\text{mm})$ @ 2,6GHz COMPRIMENTO DE ONDA GUIADA
45	2,25	84,27
50	1,93	84,65
52	1,87	84,73
100	0,55	87,40
144	0,20	88,66

paralelizados de $150\ \Omega$. Isto foi feito devido ao fato do FET AT8110 utilizado possuir dois terminais de fonte. Cada resistor de $150\ \Omega$ (R_{S1} e R_{S2}), com seu capacitor de desacoplamento (C_B), foi conectado a um terminal de fonte, garantindo a simetria da ligação. Cabe recordar que este procedimento já foi considerado na simulação. A Tabela 3.5 mostra os valores dos componentes passivos utilizados.

4.2.2 Amplificador Distribuído

Pode se ver, na Figura 4.3, o fotolito do amplificador distribuído, em tamanho real. Este fotolito, pela sua maior complexidade, foi gerado em escala 4:1 e depois fotoreduzido. A Figura 3.13 mostra o esquema elétrico deste circuito, e a Figura 4.4 mostra o fotolito ampliado, onde indica-se o posicionamento dos componentes.

As características das linhas de transmissão utilizadas são mostradas na Tabela 4.2. Essas características são válidas para o substrato particular utilizado. Utilizando os valores encontrados no arquivo DIST5.CKT (Vide Apêndice IX), e também mostrados no esquema elétrico da Figura 3.14, foi encontrado o comprimento, em mm, das linhas de transmissão.

Os pontos de terra desta placa são obtidos através de furos metalizados, com diâmetro igual a 0,7 mm. A Tabela 3.8 mostra os valores dos componentes passivos utilizados.

4.2.3 Amplificador com Casamento por Perdas

O fotolito deste amplificador também foi gerado em escala 4:1, sendo posteriormente fotoreduzido. A Figura 4.5 mostra o tamanho real da placa, e na Figura 3.17 pode-se ver o esquema elétrico deste circuito. O posicionamento dos componentes, no fotolito ampliado, é mostrado na Figura 4.6. As características das linhas de transmissão deste circuito são mostradas na Tabela 4.3.

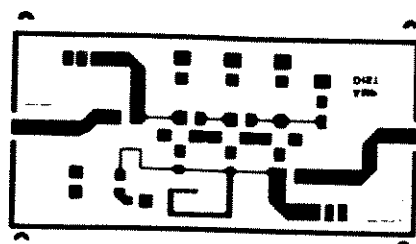


Fig. 4.3: Fotolito do amplificador distribuído implementado (tamanho real).

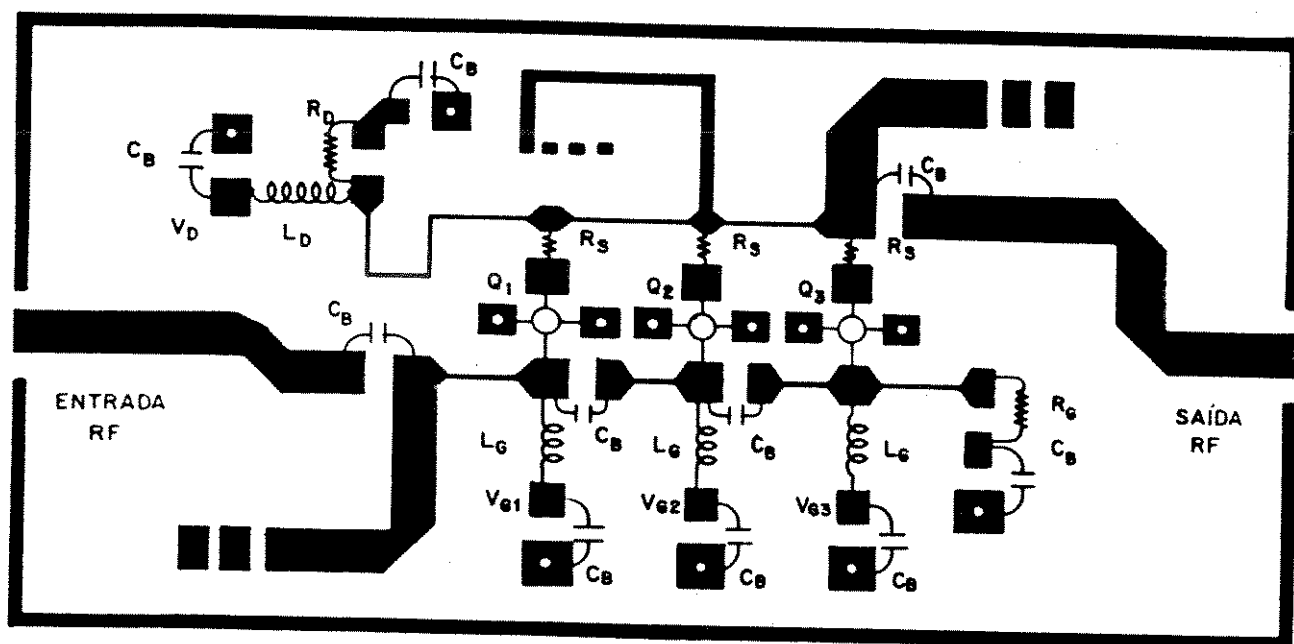


Fig. 4.4: Fotolito ampliado do amplificador distribuído mostrando o posicionamento dos componentes.

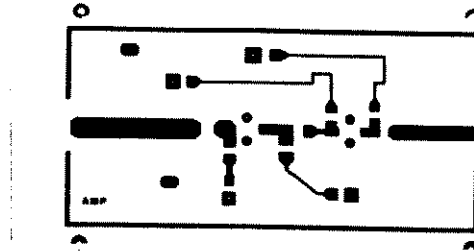


Fig. 4.5: Fotolito do amplificador com casamento por perdas (tamanho real).

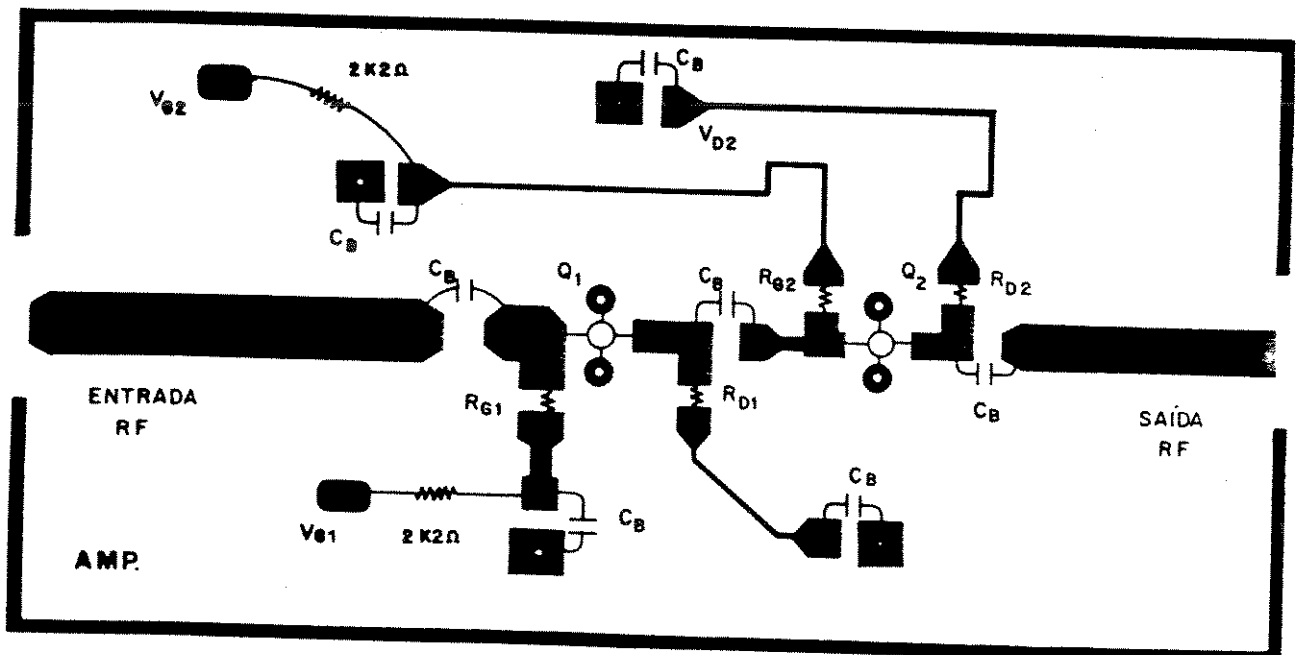


Fig. 4.6: Fotolito ampliado do amplificador com casamento por perdas mostrando o posicionamento dos componentes.

Tabela 4.3: Características das linhas de transmissão utilizadas no amplificador com casamento por perdas

$Z(\Omega)$ IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA	$W(\text{mm})$ LARGURA DA LINHA	$\lambda_g(\text{mm})$ @4,0 GHz COMPRIMENTO DE ONDA GUIADA
40	2,65	54,51
50	1,93	55,02
60	1,45	55,48
70	1,12	55,87
89	0,71	56,50
100	0,55	56,81
144	0,20	57,63

Tabela 4.4: Características das linhas de transmissão utilizadas no amplificador cascode

$Z(\Omega)$ IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA	$W(\text{mm})$ LARGURA DA LINHA	$\lambda_g(\text{mm})$ @3,0 GHz COMPRIMENTO DE ONDA GUIADA
50	1,93	73,36
53	1,76	73,56
77	0,94	74,84
103	0,51	75,87
144	0,20	76,84

Os comprimentos, em mm, destas linhas foram obtidos através da conversão do seu valor em graus (Vide Apêndice X e Figura 3.18), conhecendo-se os dados da Tabela 4.3. Esta placa também contém furos metalizados, de diâmetro igual a 0,7 mm, para os pontos de terra.

Os dois transistores deste circuito utilizam uma realimentação série de RF, propiciada pelo indutor L_F , mostrado no esquema da Figura 3.18. Este indutor teve seu valor determinado pela otimização do circuito, e tem grande influência na planura do ganho do amplificador. O valor encontrado de L_F foi de 0,4 nH, e o indutor foi implementado na forma de uma linha de transmissão impressa na face inferior da placa, como pode ser visto na Figura 4.7. Este tipo de estrutura é, na realidade, um guia de onda coplanar (CPW) [21] e assim deve ser considerado em uma análise rigorosa. Além disso, esta estrutura permite uma fácil variação do comprimento da linha impressa, constituindo-se em um possível ponto de ajuste do circuito. Na prática, este ajuste foi implementado sem efetuar a análise rigorosa do CPW.

4.2.4 Amplificador Cascode

Este circuito teve seu fotolito gerado em escala 4:1, com posterior fotoredução. A Figura 4.8 mostra o tamanho real da placa, sendo o esquema elétrico mostrado na Figura 3.21. O posicionamento dos componentes, no fotolito ampliado, é mostrado na Figura 4.9.

As características das linhas de transmissão utilizadas neste circuito são mostradas na Tabela 4.4. Nesta placa não foram feitos furos metalizados, sendo os pontos de terra soldados de maneira usual.

Este amplificador apresentou problemas de estabilidade, oscilando em $f \sim 3,0$ GHz. Com o intuito de incrementar a estabilidade deste circuito, foi incluído o resistor R_{G4} na porta do FET Q_2 , conforme mostrado na Figura 3.21. A inclusão deste resistor, no circuito simulado, confirmou a melhoria na estabilidade e a redução na banda passante, conforme é mostrado na Tabela 4.5, que fornece o parâmetro K do circuito.

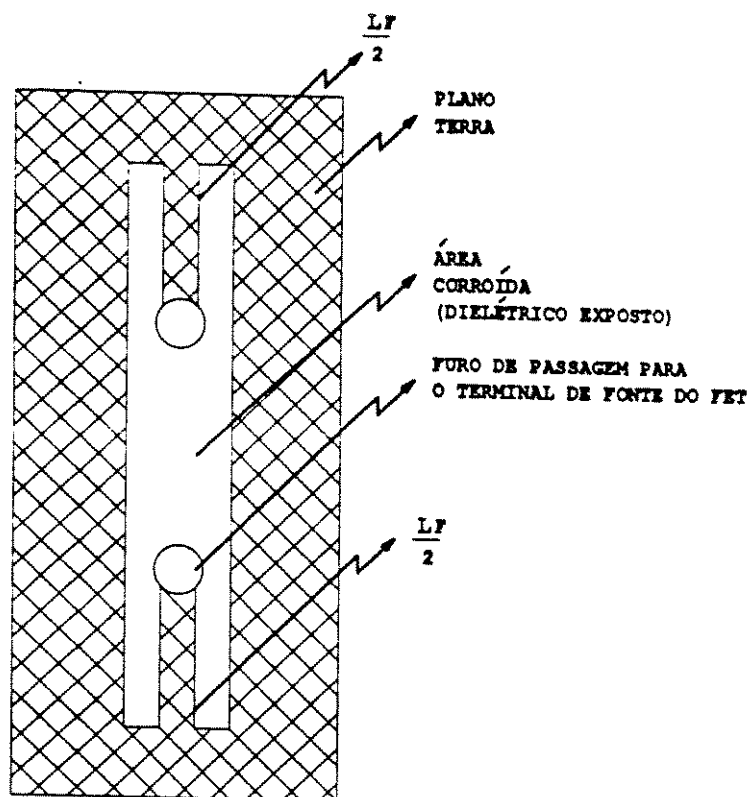


Fig. 4.7 : Forma de implementação do indutor L_1 , do amplificador com casamento por perdas. (vista de topo pela face inferior da placa).

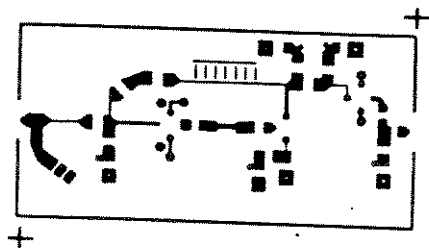


Fig. 4.8: Fotolito do amplificador cascode implementado (tamanho real).

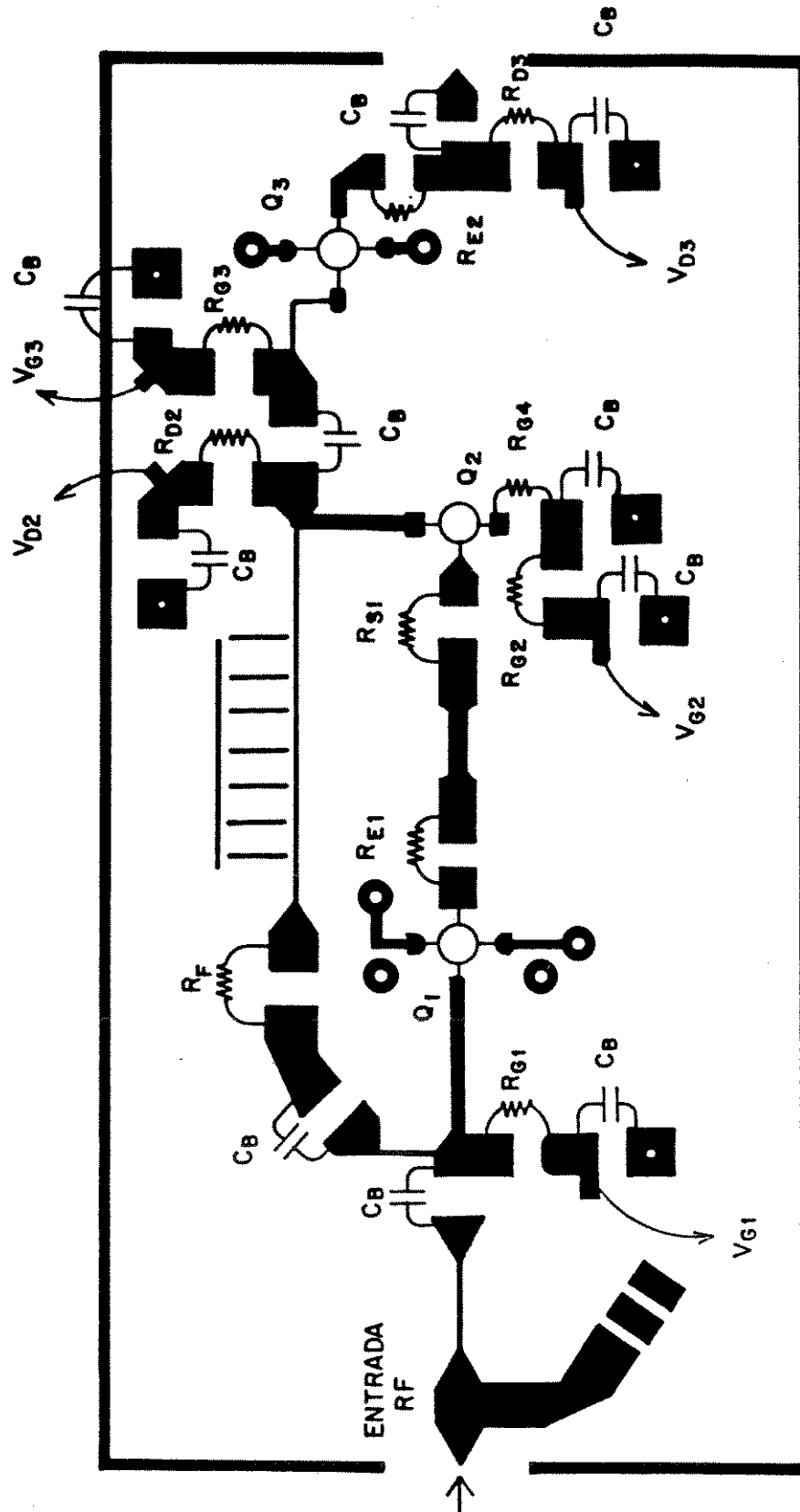


Fig. 4.9:

Fotolito ampliado do amplificador cascode mostrando o posicionamento dos componentes.

Tabela 4.5: Simulação do amplificador cascode, mostrando o parâmetro K.

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
CASCODE9.CKT 01/04/80 - 20:39:42

FREQ-GHZ	K DIST	MAG[S11] DIST	ANG[S11] DIST	MAG[S22] DIST	ANG[S22] DIST	DB[S21] DIST	DB[S22] DIST	DB[S11] DIST
0.001000	78.357	0.255	3.749	0.292	-11.173	21.261	-10.680	-11.880
0.251000	43.382	0.274	-9.435	0.276	-16.971	21.082	-11.183	-11.244
0.501000	27.299	0.298	-25.664	0.261	-25.617	21.266	-11.651	-10.503
0.751000	17.429	0.331	-46.259	0.245	-35.935	21.764	-12.210	-9.603
1.00100	11.247	0.370	-74.381	0.222	-49.163	22.419	-13.058	-8.644
1.25100	8.520	0.401	-109.075	0.189	-63.886	22.722	-14.492	-7.927
1.50100	7.350	0.423	-152.629	0.139	-79.352	22.616	-17.126	-7.465
1.75100	7.321	0.454	158.935	0.083	-86.951	22.127	-21.658	-6.867
2.00100	7.986	0.523	112.134	0.060	-54.751	21.801	-24.504	-5.625
2.25100	8.257	0.639	75.558	0.136	-49.402	22.592	-17.298	-3.886
2.50100	2.831	0.715	34.378	0.287	-104.539	22.507	-10.845	-2.914
2.75100	3.900	0.627	6.952	0.297	-166.285	17.544	-10.550	-4.053
3.00100	6.026	0.636	-10.216	0.280	157.434	12.971	-11.045	-3.929
3.25100	6.165	0.707	-28.117	0.292	135.684	10.934	-10.698	-3.011
3.50100	4.792	0.802	-53.635	0.310	117.648	9.456	-10.161	-1.915
3.75100	5.750	0.767	-90.985	0.318	102.895	6.802	-9.944	-2.299
4.00100	14.182	0.488	-138.203	0.325	93.662	1.716	-9.758	-6.235

Uma outra alternativa foi tentada com o mesmo objetivo de estabilizar o circuito. O capacitor C_{B1} , utilizado para aterrar a porta do FET Q_2 , na Figura 3.21, teve seu valor alterado de 100 nF para 3,0 pF. A simulação indicou que este procedimento incrementava significativamente a estabilidade do circuito. Inicialmente, pode-se pensar que esta diminuição no valor do capacitor C_{B1} implicaria numa alteração do ganho na parte inferior da banda. Entretanto, isto não ocorre, conforme verificado na simulação feita e reportado em [14], [22] e [23], entre outros. Porém, na prática, esta diminuição da capacitância C_{B1} não se mostrou suficiente, persistindo o problema de instabilidade. Isto se deve à grande sensibilidade mostrada, neste FET Q_2 , em relação à impedância vista pela sua porta, aliada à não idealidade dos modelos utilizados na simulação. Foi mantida, portanto, a solução inicial, incluindo-se o resistor R_{G4} no circuito e mantendo-se $C_{B1} = 100$ nF.

4.3 Caracterização dos Protótipos

Nesta seção são mostrados os resultados medidos dos amplificadores implementados. As medidas efetuadas, para todos eles, são: perda de retorno de entrada (S_{11}), perda de retorno de saída (S_{22}), ganho de transmissão direta (S_{21}), ganho de transmissão reversa (S_{12}), ponto de compressão de 1 dB e figura de ruído. A Figura 4.10 mostra o arranjo utilizado para a medida das perdas de retorno e dos ganhos direto e reverso. Este arranjo foi utilizado para medidas em frequências maiores que 45 MHz, devido à limitação da gaveta de medidas de parâmetros S (HP8515A). Para as medidas em frequências menores foi utilizado o arranjo da Figura 4.11 que permitiu a caracterização dos amplificadores a partir de 1,0 kHz. Para a medida da figura de ruído foi utilizado o arranjo da Figura 4.12 que possui limitação inferior, em frequência, de 10 MHz.

Nas Figuras seguintes, 4.13 a 4.32, pode-se ver os resultados destas medidas, com o eixo horizontal, de escala linear, mostrando a frequência e o eixo vertical mostrando o parâmetro medido, em dB.

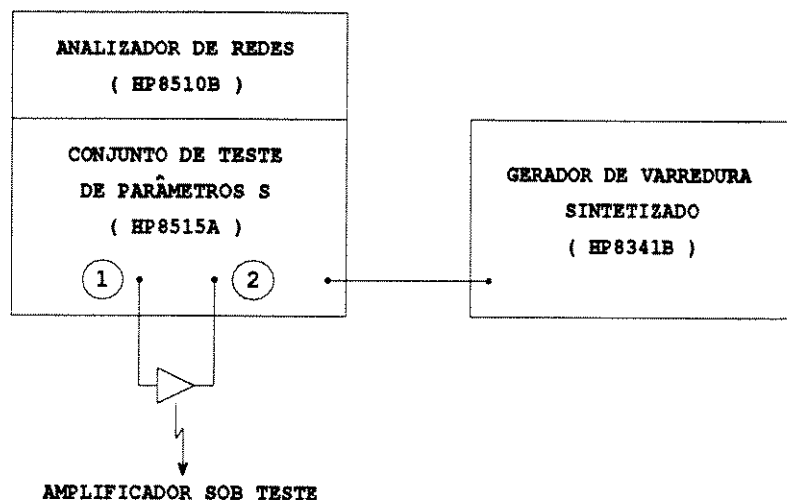


Fig. 4.10 : Arranjo utilizado para as medidas de parâmetros S na faixa de 0,045 a 4,0 GHz.

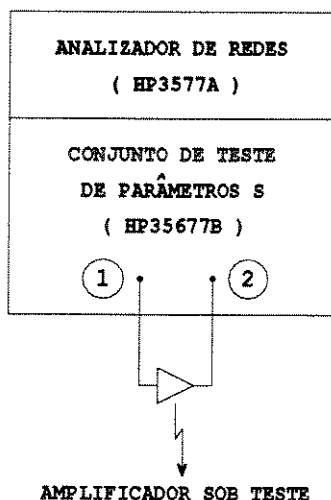


Fig. 4.11 : Arranjo utilizado para as medidas de parâmetros S na faixa de 1,0 kHz a 200 MHz.

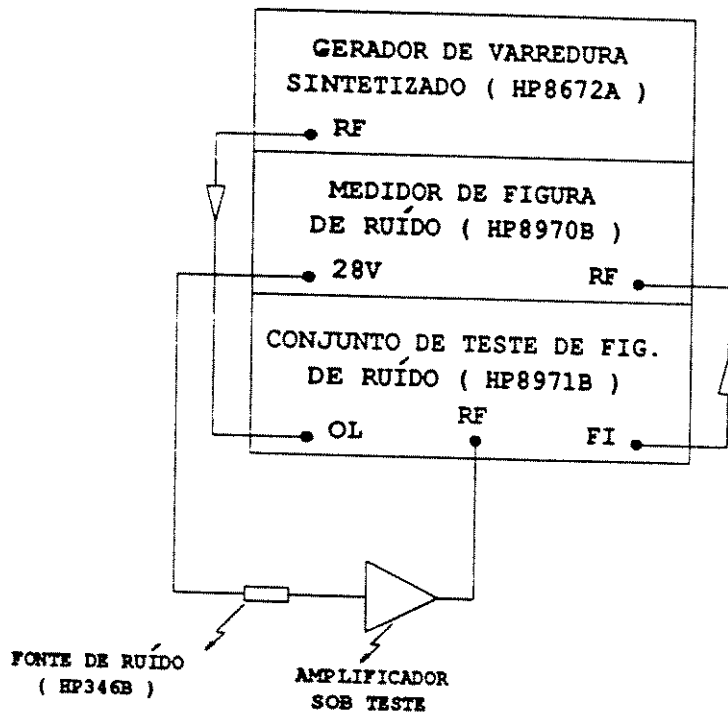


Fig. 4.12 : Arranjo utilizado para medida da figura de ruído

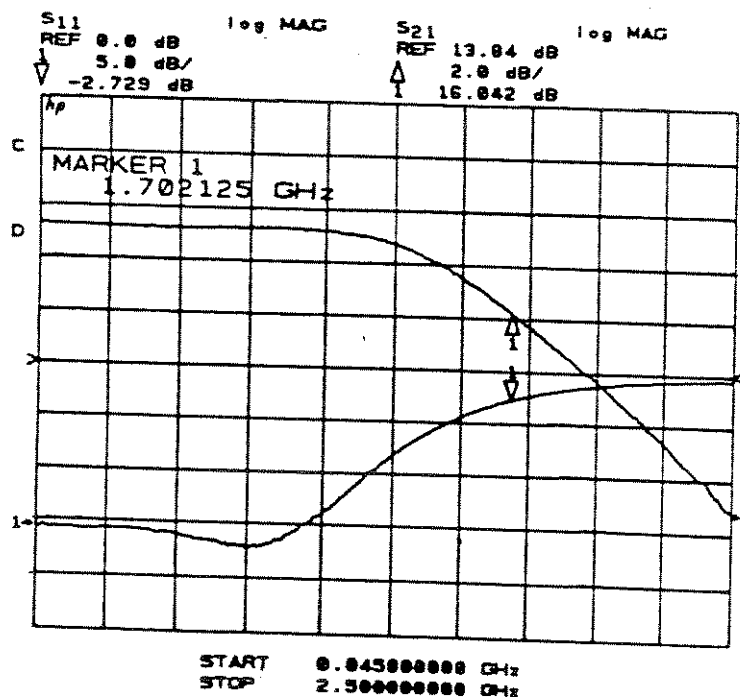


Fig. 4.13 : S_{11} e S_{21} do amplificador realimentado na faixa 0,045 - 2,50 GHz

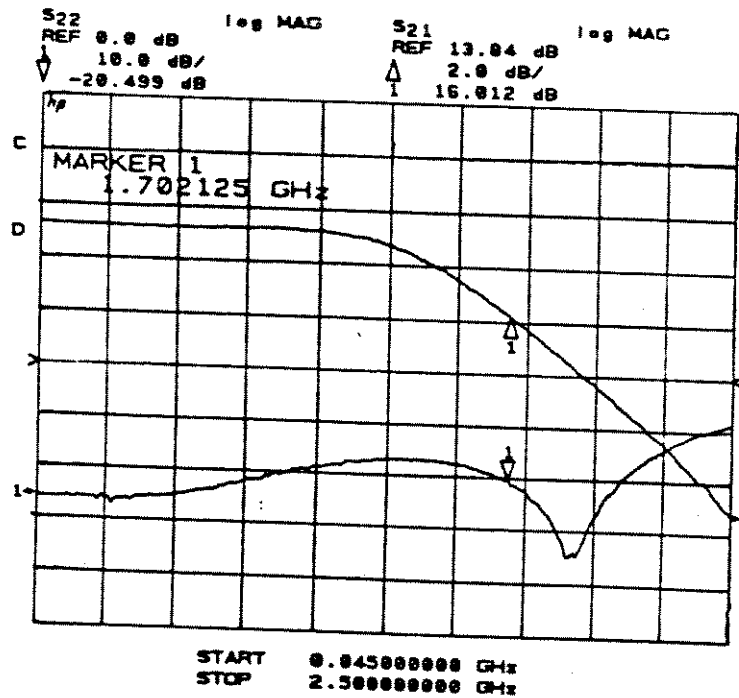


Fig. 4.14: S_{22} e S_{21} do amplificador realimentado na faixa 0,045-2,500 GHz.

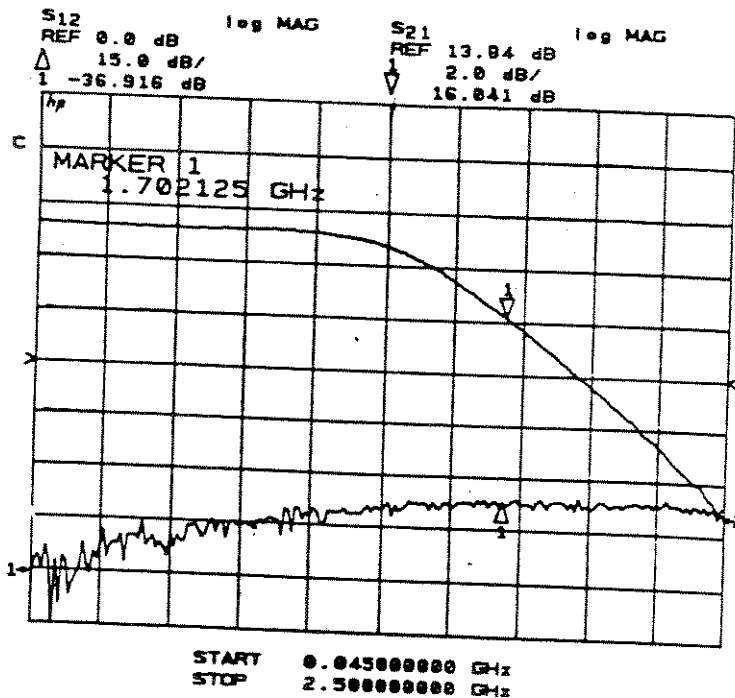


Fig. 4.15: S_{12} e S_{21} do amplificador realimentado na faixa 0,045-2,500 GHz.

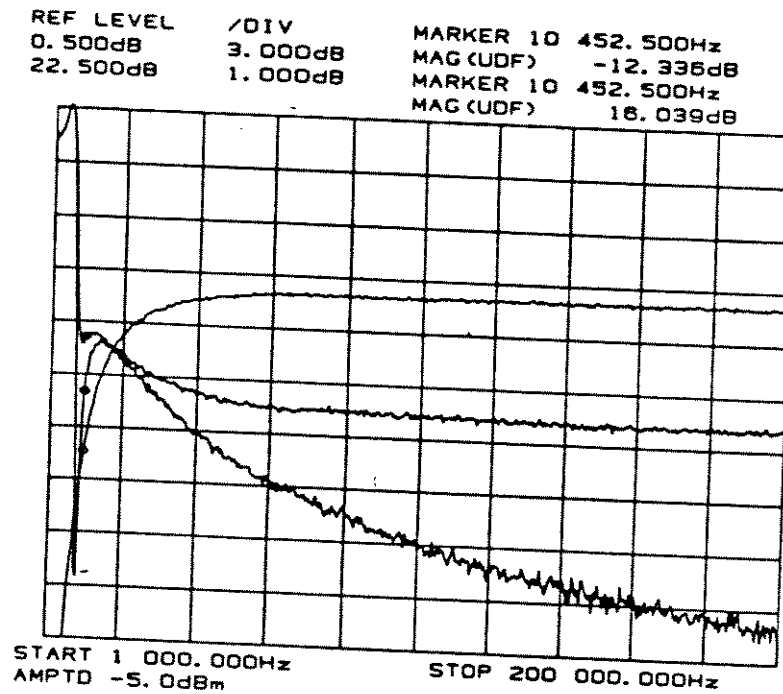


Fig. 4.16: S_{21} , S_{11} e S_{22} do amplificador realimentado na faixa 1,0kHz-200,0 MHz.

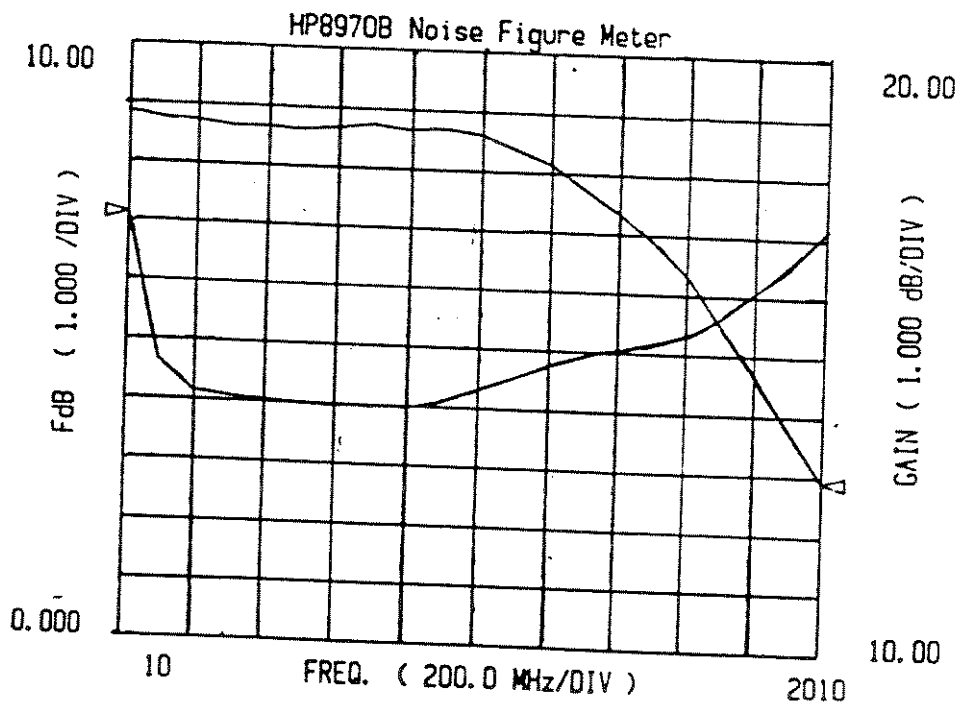


Fig. 4.17: Figura de ruído e ganho do amplificador realimentado na faixa 0,01-2,01 GHz.

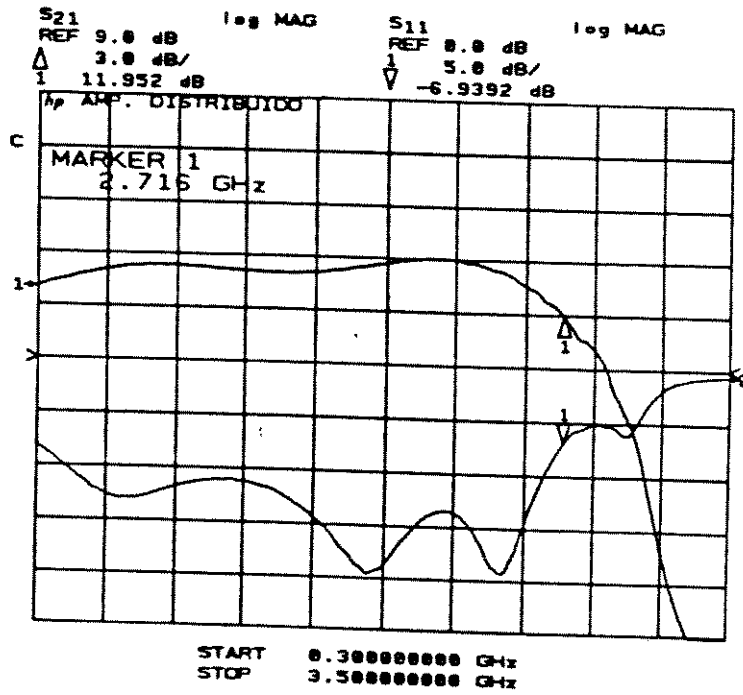


Fig. 4.18: S_{11} e S_{21} do amplificador distribuído na faixa 0,3-3,5 GHz.

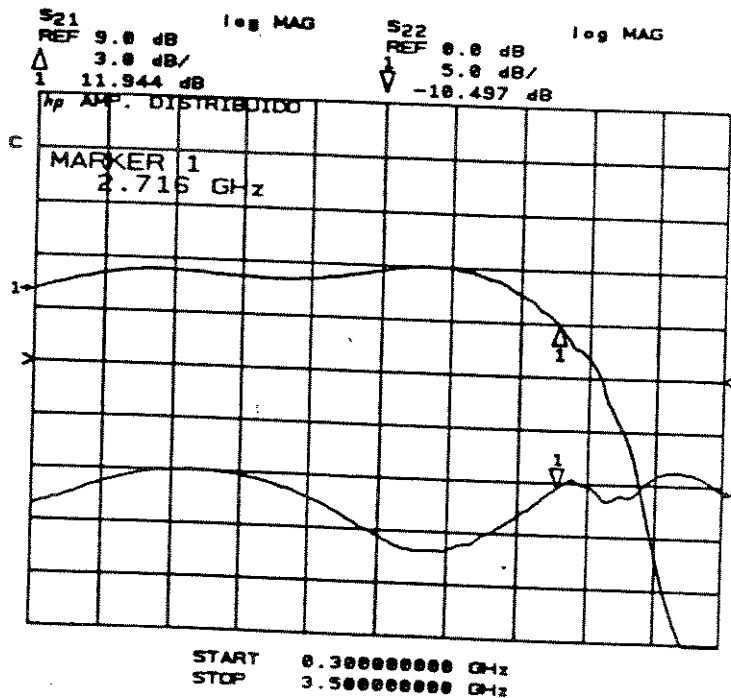


Fig. 4.19: S_{22} e S_{21} do amplificador distribuído na faixa 0,3-3,5 GHz.

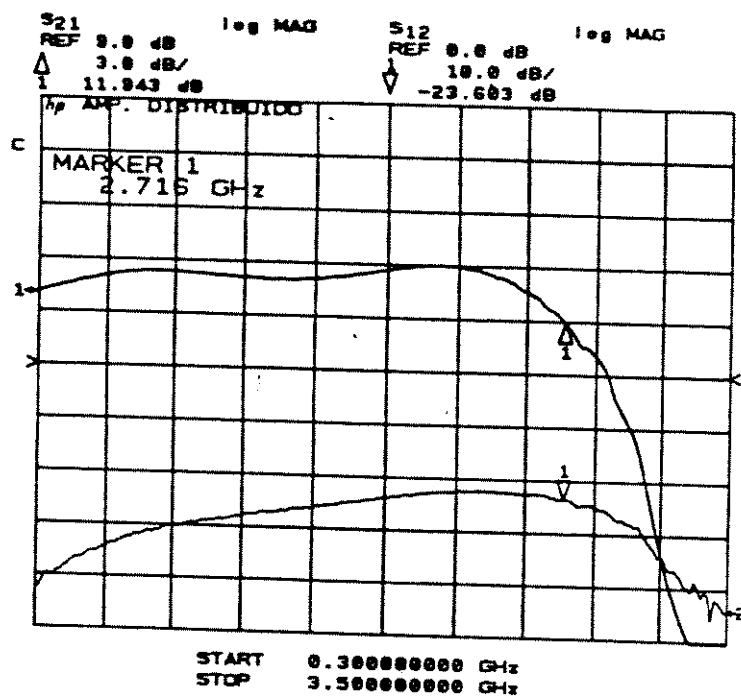


Fig. 4.20: S_{12} e S_{21} do amplificador distribuído na faixa 0,3-3,5 GHz.

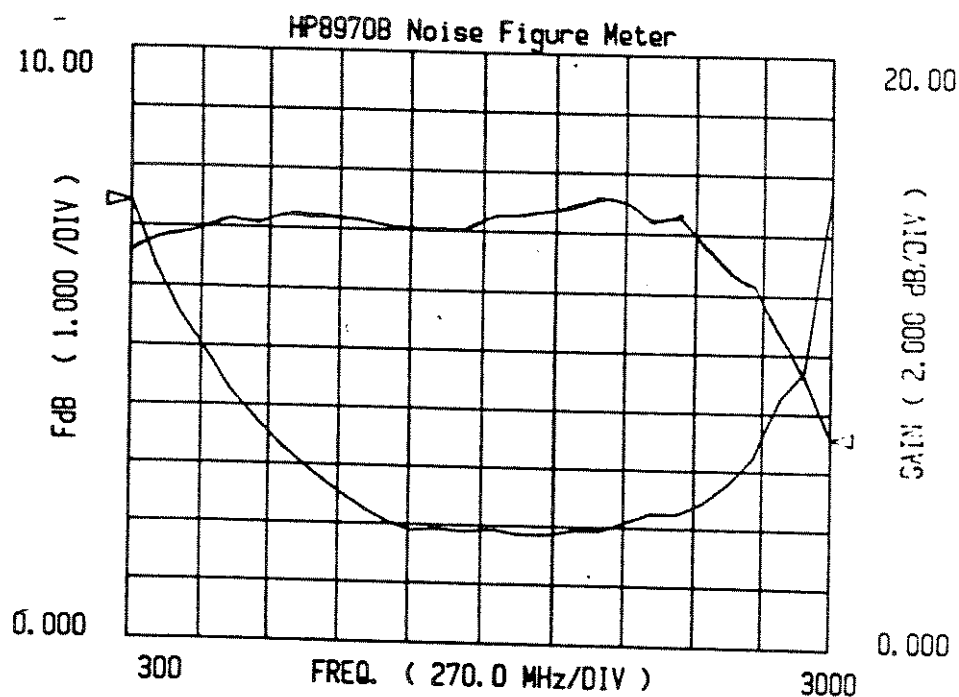


Fig. 4.21: Figura de ruído e ganho do amplificador distribuído na faixa 0,3-3,0 GHz.

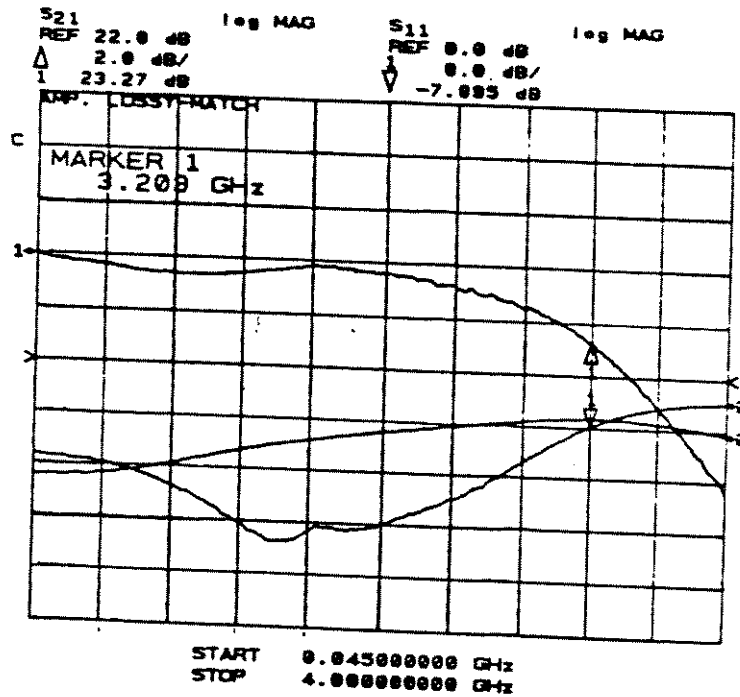


Fig. 4.22: S_{21} , S_{11} e S_{22} do amplificador com casamento por perdas na faixa 0,045-4,000 GHz.

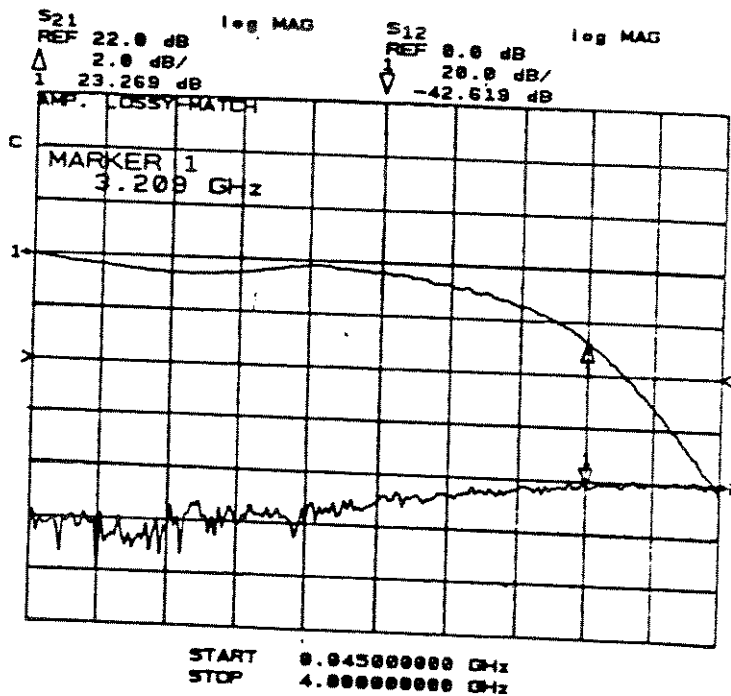


Fig. 4.23: S_{12} e S_{21} do amplificador com casamento por perdas na faixa 0,045-4,000 GHz.

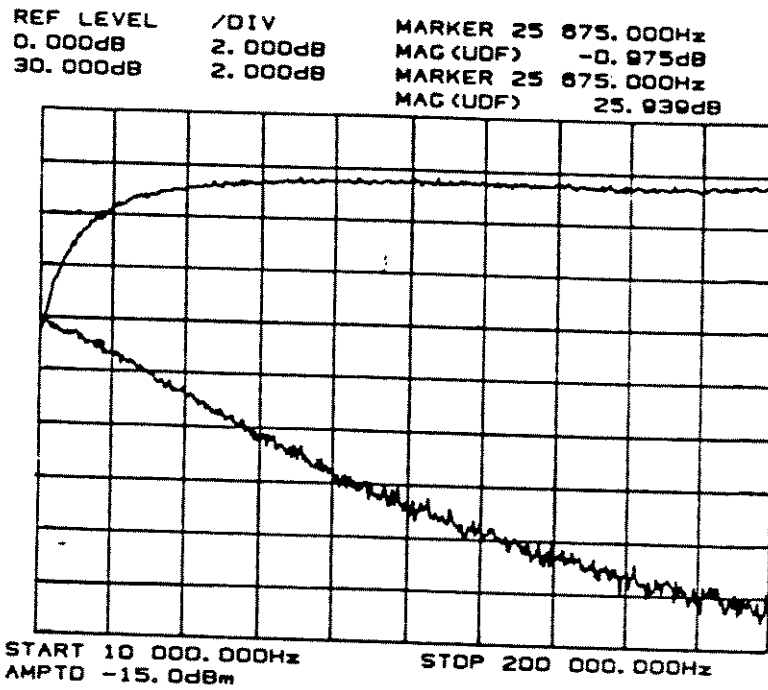


Fig. 4.24: S_{21} e S_{11} do amplificador com casamento por perdas na faixa 10-200 kHz.

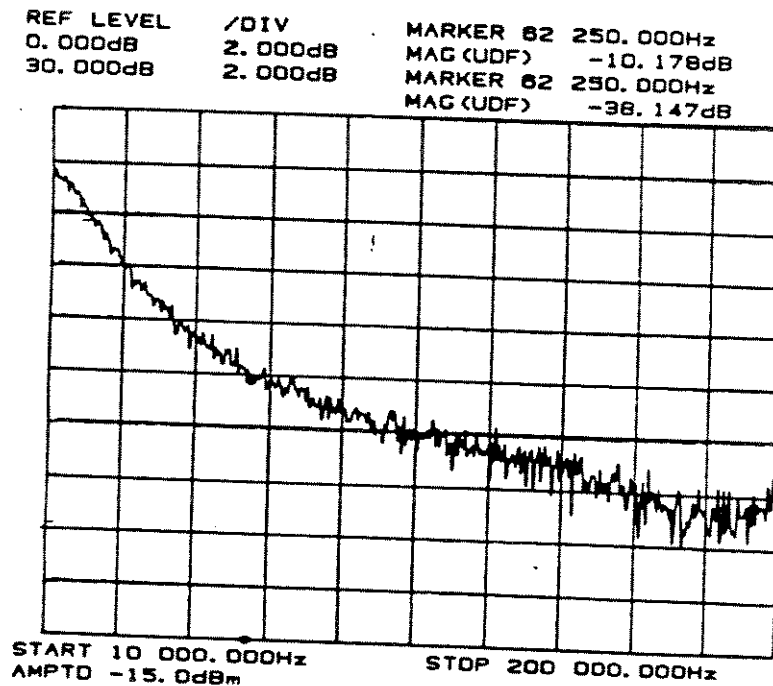


Fig. 4.25: S_{22} do amplificador com casamento por perdas na faixa 10-200 kHz.

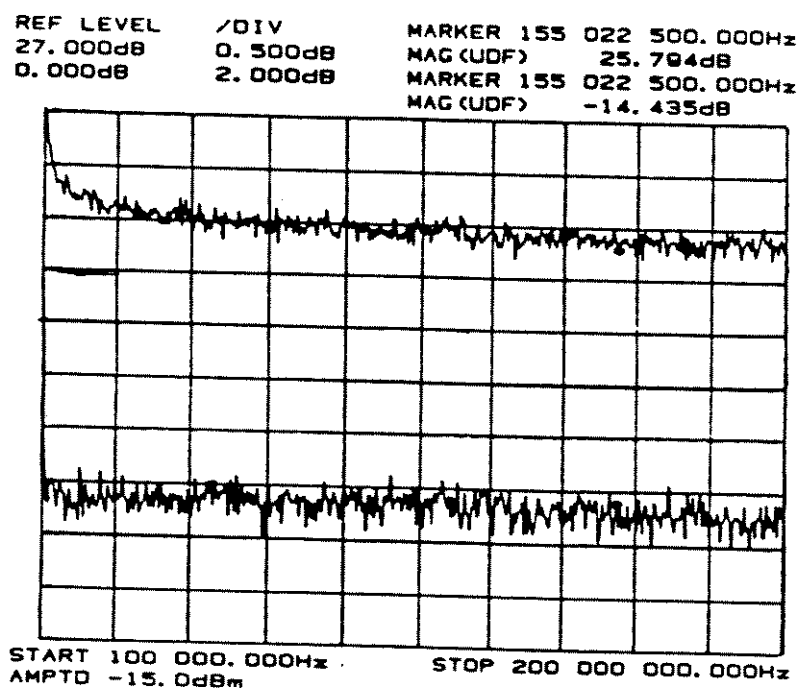


Fig. 4.26: S_{21} e S_{11} do amplificador com casamento por perdas na faixa 0,1-200,0 MHz.

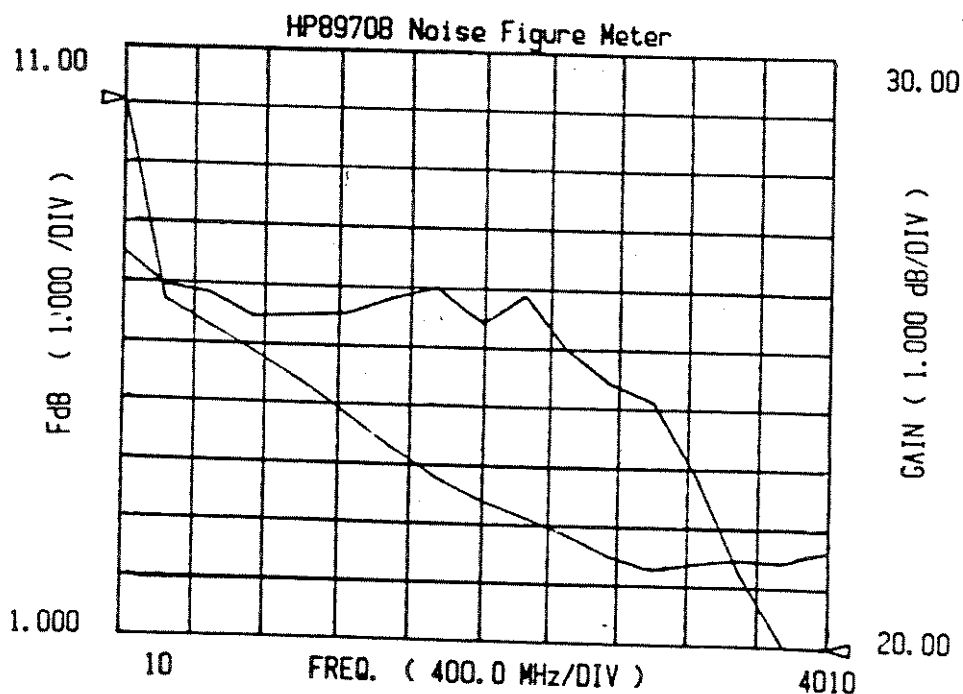


Fig. 4.27 Figura de ruído e ganho do amplificador com casamento por perdas na faixa 0,01-4,00 GHz.

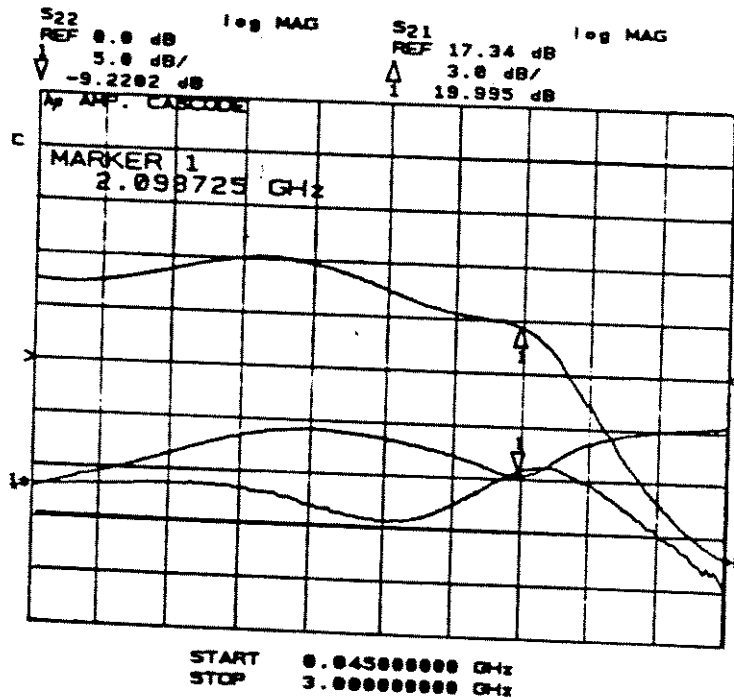


Fig. 4.28: S_{21} , S_{11} e S_{22} do amplificador cascode na faixa 0,045-3,000 GHz.

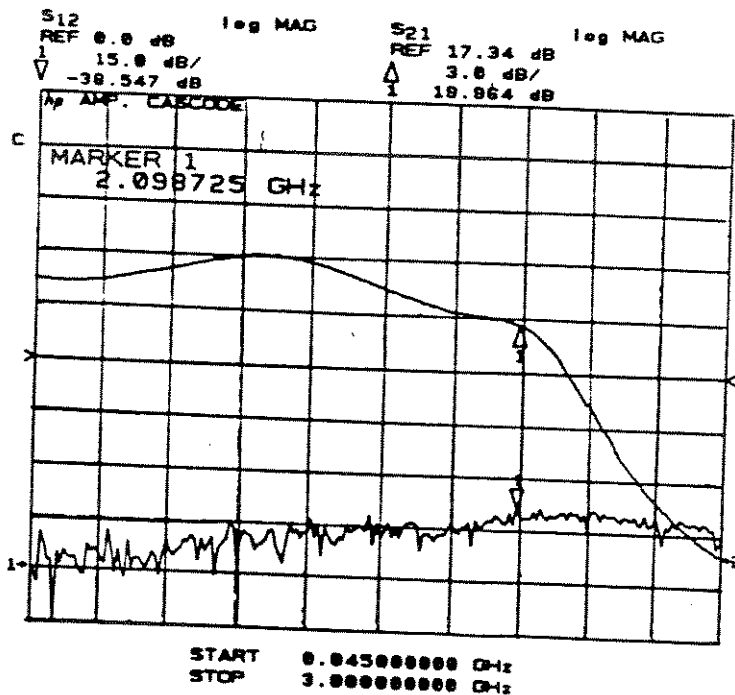


Fig. 4.29: S_{12} e S_{21} do amplificador cascode na faixa 0,045-3,000 GHz.

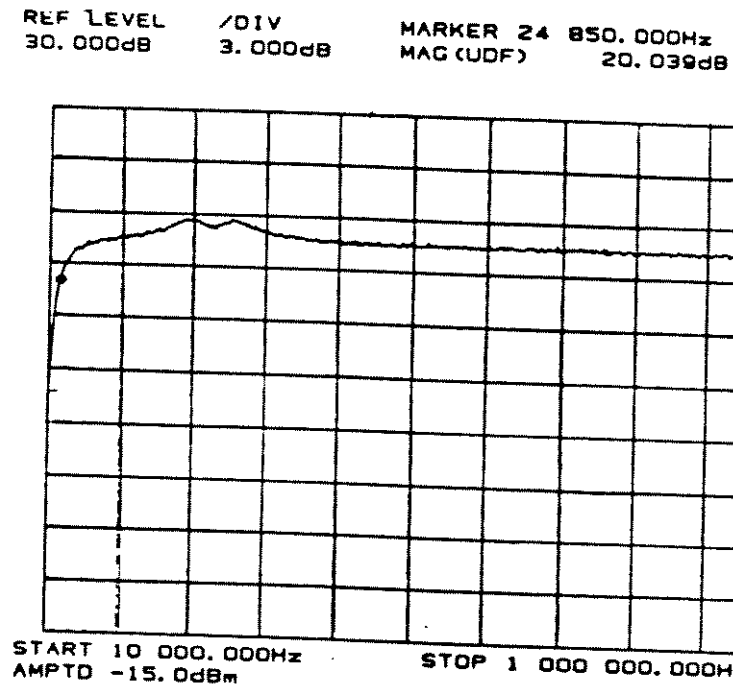


Fig. 4.30: S_{21} do amplificador cascode na faixa 0,01-1,00 MHz.

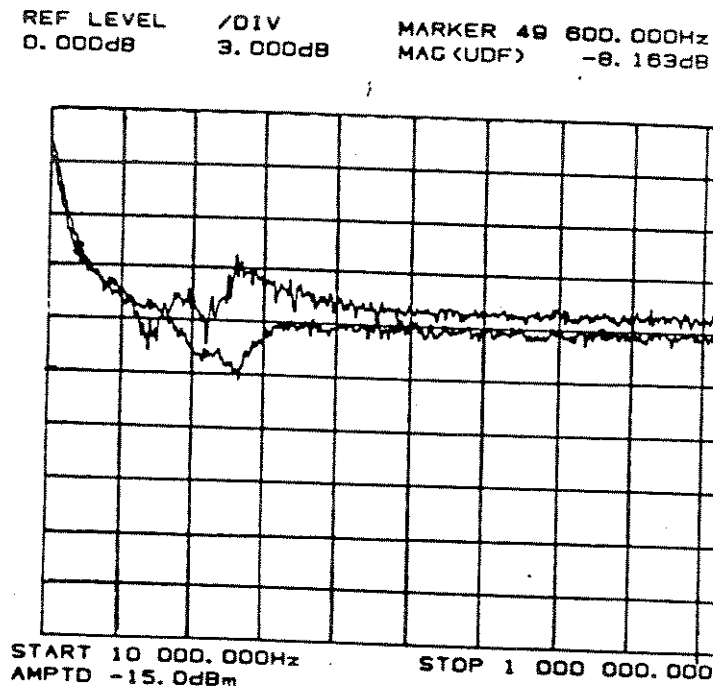


Fig. 4.31: S_{11} e S_{22} do amplificador cascode na faixa 0,01-1,00 MHz.

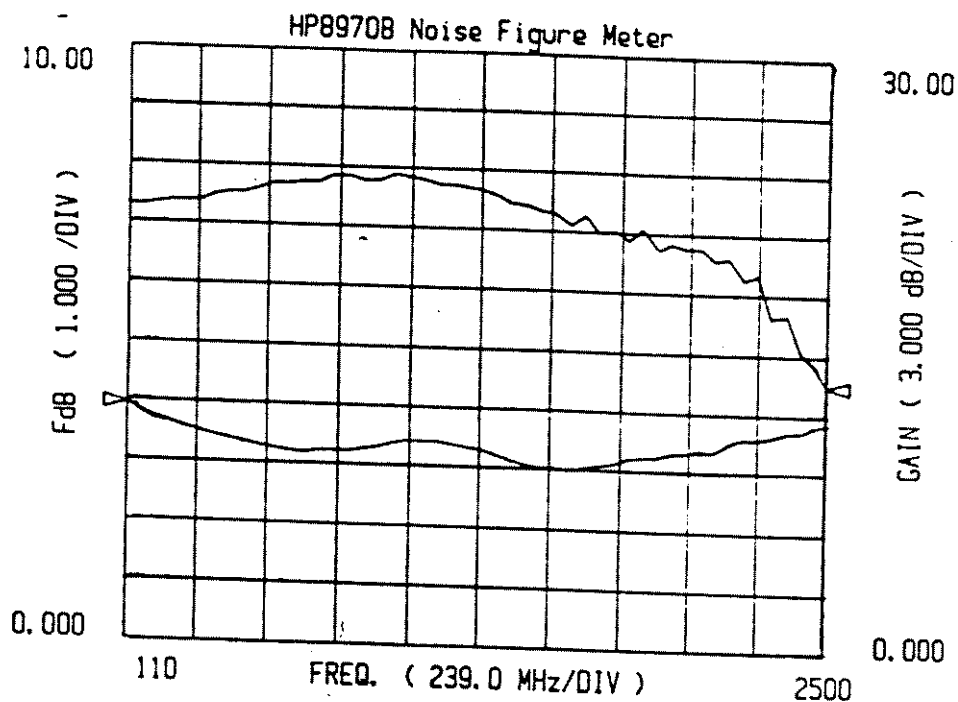


Fig. 4.32 : Figura de ruído e ganho do amplificador cascode na faixa 0,11 - 2,50 GHz.

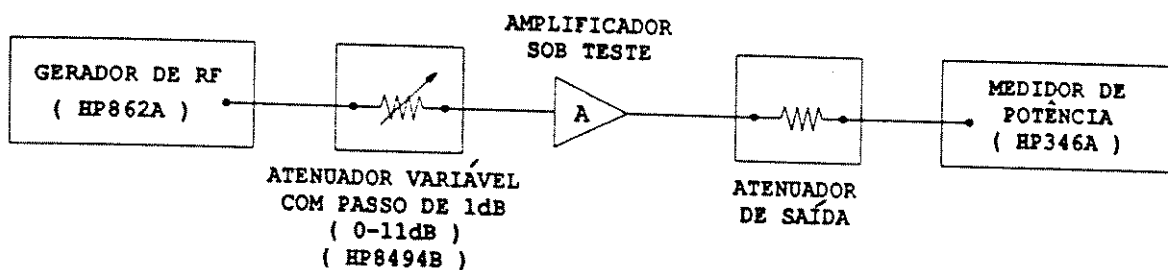
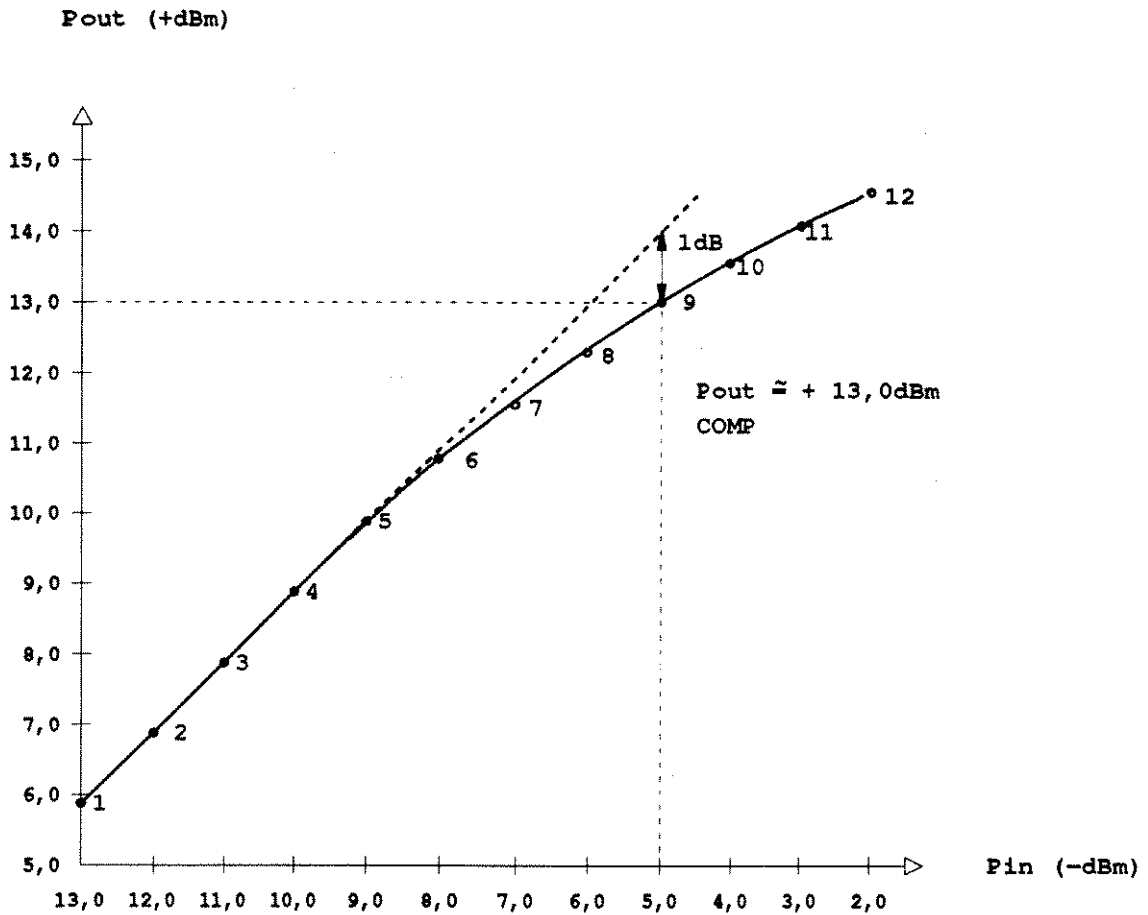


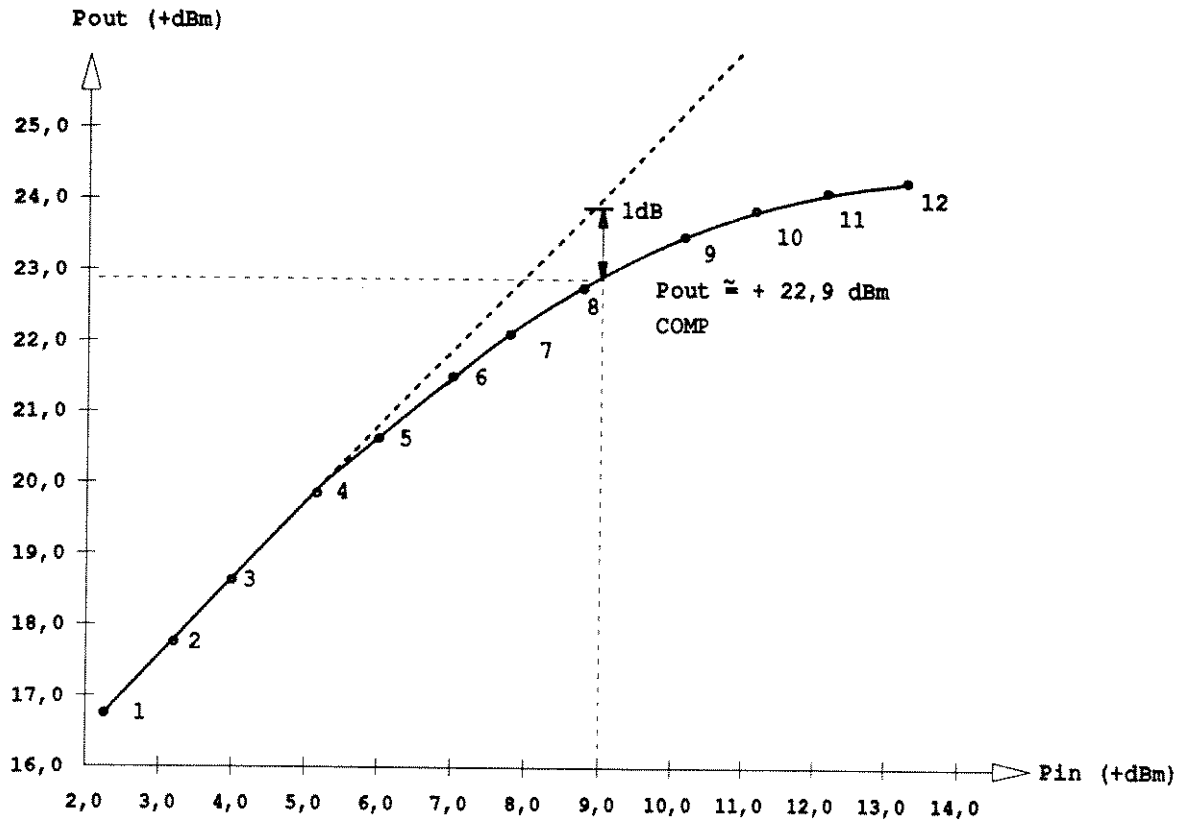
Fig. 4.33 : Arranjo utilizado para a medida do ponto de compressão de 1dB (medidas realizadas em $f=1,0$ GHz).



GANHO AMPLIFICADOR = 18,9dB @ 1,0GHZ
ATENUAÇÃO = 49dB

	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	P_{out} (dBm) CORRIGIDA	GANHO (dB)
1	-13,00	-43,10	+5,90	18,90
2	-12,00	-42,12	+6,88	18,88
3	-11,00	-41,12	+7,88	18,88
4	-10,00	-40,15	+8,85	18,85
5	-9,00	-39,23	+9,77	18,77
6	-8,00	-38,35	+10,65	18,65
7	-7,00	-37,47	+11,53	18,53
8	-6,00	-36,69	+12,31	18,31
9	-5,00	-36,01	+12,99	17,99
10	-4,00	-35,41	+13,59	17,59
11	-3,00	-34,87	+14,13	17,13
12	-2,00	-34,44	+14,56	16,56

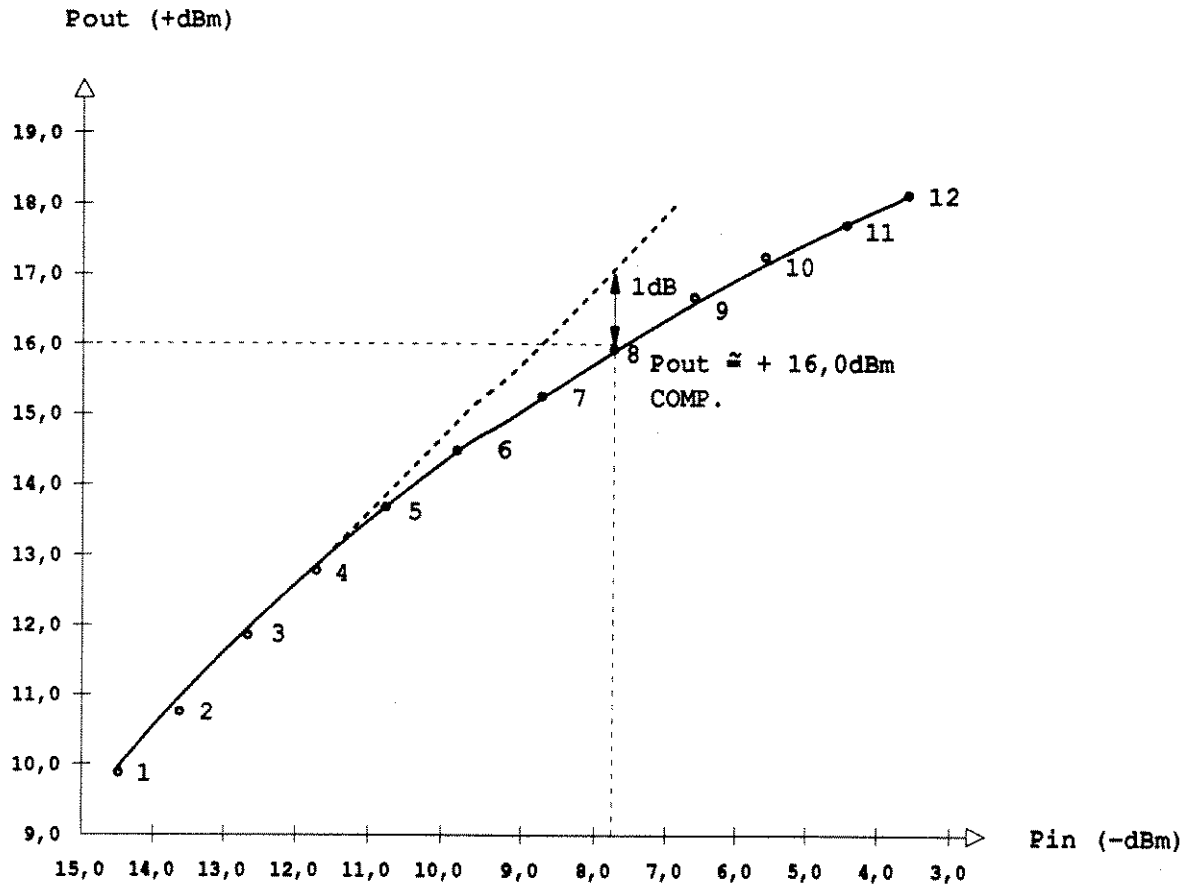
Fig. 4.34 : Ponto de compressão @ 1,0 GHz do amplificador realimentado



GANHO AMPLIFICADOR = 14,4dB @ 1,0GHZ
 ATENUAÇÃO = 58,0dB

	P_{in} (dB)	P_{out} (dB)	P_{out} (dB) CORRIGIDA	GANHO (dB)
1	+2,20	-41,42	+16,58	14,33
2	+3,20	-40,40	+17,60	14,40
3	+4,20	-39,38	+18,62	14,42
4	+5,20	-38,46	+19,54	14,34
5	+6,20	-37,60	+20,40	14,20
6	+7,20	-36,76	+21,24	14,04
7	+8,20	-35,96	+22,04	13,84
8	+9,20	-35,30	+22,70	13,50
9	+10,20	-34,79	+23,21	13,01
10	+11,20	-34,37	+23,63	12,43
11	+12,20	-34,03	+23,97	11,77
12	+13,20	-33,80	+24,20	11,00

Fig. 4.35 : Ponto de compressão @ 1,0 GHz do amplificador distribuído.

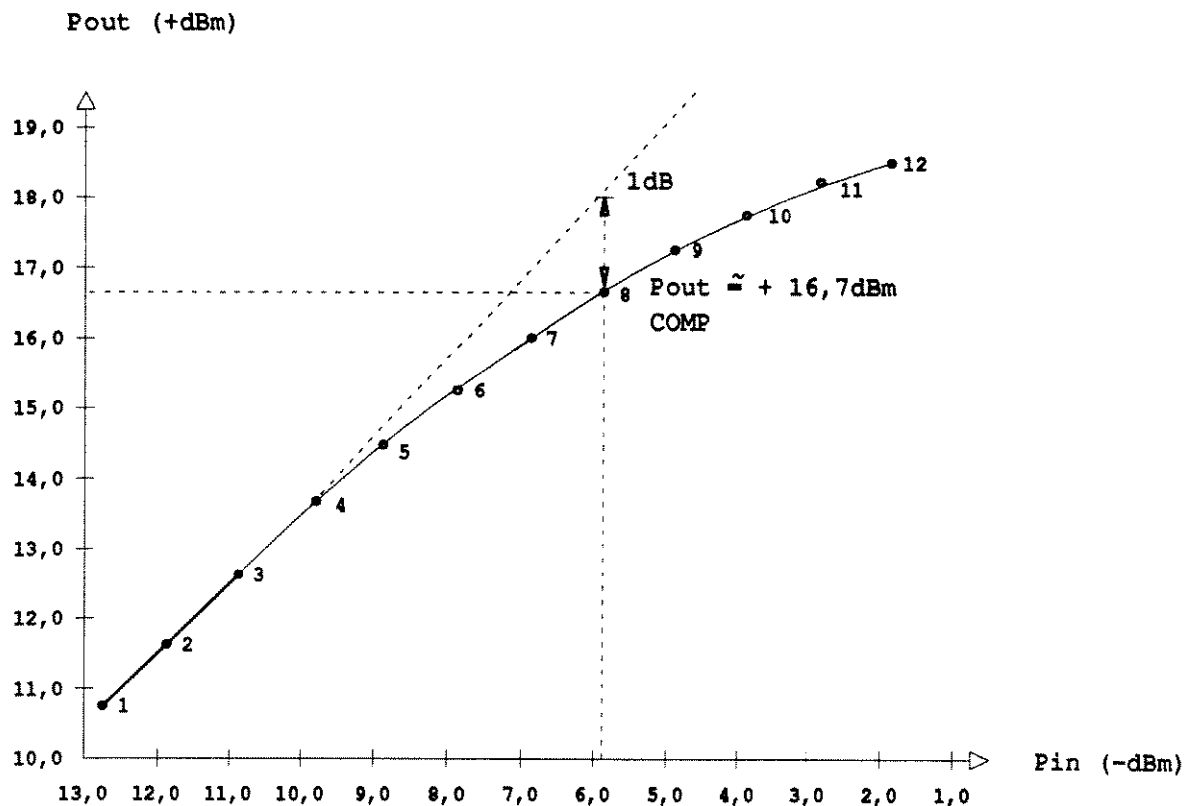


GANHO AMPLIFICADOR = 24,7dB @ 1,0GHZ
 ATENUAÇÃO = 58,0dB

	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	P_{out} (dBm) CORRIGIDA	GANHO (dB)
1	-14,75	-48,05	+9,95	24,70
2	-13,75	-47,10	+10,90	24,65
3	-12,75	-46,15	+11,85	24,60
4	-11,75	-45,16	+12,84	24,59
5	-10,75	-44,40	+13,60	24,35
6	-9,75	-43,65	+14,35	24,10
7	-8,75	-42,90	+15,10	23,85
8	-7,75	-42,05	+15,95	23,70
9	-6,75	-41,29	+16,71	23,46
10	-5,75	-40,90	+17,10	22,85
11	-4,75	-40,20	+17,80	22,55
12	-3,75	-39,59	+18,41	22,16

P_{1dB} →

Fig. 4.36 : Ponto de compressão @ 1,0 GHz do amplificador com casamento por perdas



GANHO AMPLIFICADOR = 23,6dB @ 1,0GHZ
 ATENUAÇÃO = 58,0dB

	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	P_{out} (dBm) CORRIGIDA	GANHO (dB)
1	-12,90	-47,30	+10,70	23,60
2	-11,90	-46,35	+11,65	23,55
3	-10,90	-45,40	+12,60	23,50
4	-9,90	-44,48	+13,52	23,42
5	-8,90	-43,68	+14,37	23,27
6	-7,90	-42,81	+15,19	23,09
7	-6,90	-41,96	+16,04	22,94
8	-5,90	-41,28	+16,72	22,62
9	-4,90	-40,66	+17,34	22,24
10	-3,90	-40,17	+17,83	21,73
11	-2,90	-39,65	+18,35	21,25
12	-1,90	-39,48	+18,52	20,42

Fig. 4.37 : Ponto de compressão @ 1,0 GHz do amplificador cascode

O arranjo mostrado na Figura 4.33 foi utilizado para a medida do ponto de compressão de 1 dB dos quatro amplificadores. O ponto de compressão de 1 dB é dado pela potência de saída para a qual o ganho cai de 1 dB. Isto significa que os transistores estão no início de um processo de saturação, funcionando de maneira não-linear. Esta medida é importante, portanto, para que se conheça a região de funcionamento linear do amplificador. As Figuras 4.34 a 4.37 mostram os resultados destas medidas, sendo o eixo horizontal a potência de entrada em dBm e, no eixo vertical, a potência de saída, também em dBm. Para os quatro amplificadores foi fixada a frequência de RF, para a medida do ponto de compressão de 1 dB, igual a 1,0 GHz, para possibilitar uma comparação dos resultados.

4.4 Comparação dos Resultados e Custos

A Tabela 4.6 mostra um resumo dos resultados medidos dos quatro amplificadores implementados. Na primeira coluna é mostrada a banda passante de 3 dB. Em seguida, são listados os parâmetros de espalhamento e a figura de ruído, em seu pior caso, na banda de 500 MHz a 1500 MHz. Esta banda foi escolhida por ser coberta pelos quatro amplificadores, possibilitando a comparação. As colunas seguintes mostram o produto ganho-banda passante de 3 dB, o ponto de compressão de 1 dB em $f = 1,0$ GHz, o número de transistores utilizados em cada amplificador e, por último, o custo estimado, em dólares, de cada protótipo. Esta estimativa de custo foi feita baseada nos dados mostrados na Tabela 4.7, que mostra o custo dos componentes elétricos utilizados em todos os protótipos.

Os resultados mostrados na Tabela 4.6 confirmam as expectativas em relação ao desempenho de cada amplificador. As diferenças verificadas na frequência de corte inferior (f_L) se devem exclusivamente ao valor do capacitor de bloqueio (C_B) utilizado. Os amplificadores cascode e com casamento por perdas, que utilizaram $C_B = 100$ nF, apresentaram $f_L = 25$ kHz. Os amplificadores realimentado e distribuído que utilizaram, respectivamente, capacitores de

Tabela 4.7: Custo dos componentes utilizados

COMPONENTE	FABRICANTE	PREÇO (1) UNITÁRIO (US\$)
TRANSISTOR DE EFEITO DEM CAMPO	AVANTEK INC.	28,00
CAPACITOR SMD	VITRAMON	0,10
CAPACITOR SMD	DIELECTRIC LAB. INC.	1,00
RESISTOR SMD	PHILIPS	0,01
RESISTOR SMD	STATE OF THE ART INC.	1,00
FILTRO DE POLARIZAÇÃO	ERIE	17,00
CONECTOR SMA	RADIAL	7,00
INDUTOR	MICROWAVE COMPONENTS INC.	2,00
CAIXA FRE- SADA EM LA- TÃO	TELEBRÁS	50,00 (2)
SUBSTRATO COBREADO PLÁSTICO 60x40 CM ²	KEENE	115,00
(1) CUSTO ESTIMADO EM DÓLARES		
(2) CUSTO INTERNO TELEBRÁS, ASSU- MINDO-SE 3 HORAS DE FRESA POR CAIXA E 15,00 US\$/HORA DE FRESA		

bloqueio igual a $1\ \mu\text{F}$ e $39\ \text{pF}$, apresentaram frequências inferiores de corte iguais a $10\ \text{kHz}$ e $300\ \text{MHz}$.

Em relação à frequência de corte superior, não há limitação imposta por estes capacitores de bloqueio. Neste caso, o limite foi imposto pela própria estrutura de cada amplificador. Os melhores resultados, em relação à banda de passagem, foram apresentados pelos amplificadores com casamento por perdas e distribuído, respectivamente. Os amplificadores realimentado e cascode (que também utiliza realimentação) tiveram sua banda de passagem e o ganho restritos por critérios de estabilidade. O amplificador distribuído apresentou o pior resultado em relação ao ganho. Isto era esperado, pois se trata de uma característica inerente desta topologia, dado que os transistores estão paralelizados.

Em relação às perdas de retorno (S_{11} e S_{22}), os melhores resultados foram apresentados pelos amplificadores distribuído e com casamento por perdas, como consequência de suas características dissipativas. Entretanto, estas mesmas características tornam estes dois amplificadores mais ruidosos, apresentando um pior comportamento, neste aspecto, em relação aos amplificadores cascode e realimentado.

O amplificador com casamento por perdas apresentou o melhor resultado em relação ao ganho de transmissão reverso (S_{12}). Os amplificadores realimentado e cascode tiveram seus desempenhos prejudicados, neste aspecto, pela resistência de realimentação paralela. O amplificador distribuído teve o pior desempenho em relação à transmissão reversa, sendo esta isolamento pobre uma característica inerente deste tipo de topologia. Isto é fácil de se perceber se imaginarmos que um sinal, injetado na saída de um amplificador distribuído, precisa “atravessar” apenas um FET para chegar até a entrada.

O amplificador com casamento por perdas obteve o maior valor de produto ganho-banda passante, apresentando o amplificador distribuído o pior desempenho neste aspecto. Este fato novamente é consequência de características inerentes da configuração distribuída, dado que os

transistores estão paralelizados, reduzindo o ganho do amplificador em relação a uma conexão série dos transistores. Embora penalize o ganho, esta conexão paralela permitiu ao amplificador distribuído o melhor desempenho em relação ao ponto de compressão de 1 dB. Os outros amplificadores, por constituírem conexão série de transistores, apresentaram resultados piores, ficando o amplificador realimentado na última posição, neste item. Isto se deve basicamente à polarização utilizada no primeiro estágio deste amplificador, com $V_{DS} = 3,0 \text{ V}$ e $I_{DS} = 20 \text{ mA}$. Os amplificadores com casamento por perdas e cascode utilizaram a mesma polarização em todos os transistores, com $V_{DS} = 5,0 \text{ V}$ e $I_{DS} = 50 \text{ mA}$, resultando num ponto de compressão de 1 dB muito parecido para ambos, e superior ao do amplificador realimentado.

Por último é mostrada uma estimativa de custo de cada protótipo em dólares. É importante notar que, dado que o transistor é o componente mais caro, os amplificadores realimentado e cascode apresentam o maior custo, por utilizarem três transistores, enquanto os amplificadores realimentado e com casamento por perdas utilizam apenas dois. Também é importante observar que, os custos levantados dos componentes utilizados podem sofrer substancial redução para compras em grandes quantidades. Isto significa que, para uma produção industrial, o custo de cada protótipo tende a cair conforme aumenta o número de unidades produzidas. A título de exemplo são mostrados nas Figuras 4.38 a 4.41 alguns amplificadores banda larga na faixa de microondas, comercialmente disponíveis. Os preços destes amplificadores variam de 75 centavos de dólar a 31.900,00 dólares, conforme seu desempenho e tipo de encapsulamento. Os fabricantes dos citados amplificadores são: SHF, MINI-CIRCUITS, NEC, MITEQ e KALMUS.

1.5 dB NF amplifiers

800 to 2400MHz from **\$199**

In a broadband amplifier, excellent low-noise performance is generally synonymous with low power output because of design compromises. Not so with Mini-Circuits' TO- and ZEL- low-noise amplifier series, where a noise level less than 1.5dB is accompanied with +10dBm power output. In front-end applications, it is undesirable for the amplified output to appear back at the input; these amplifiers effectively insulate the output signal from the input by as much as 35dB and use the shortest possible lead lengths to minimize parasitics and optimize NF performance.

Low-noise amplifiers are available in a rugged hermetically-sealed TO-8 package or with the TO-8 unit heat-sunk to a tiny (less than one cubic inch) EMI-shielded case to withstand shock and vibration extremes.

Available from stock and priced at \$199 (TO-models) and \$274.95 (ZEL-models) with better than 1.5dB NF performance, there's lots to shout about.

finding new ways ...
setting higher standards

Mini-Circuits

A Division of Scientific Components Corporation
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500
Fax (718) 332-4661 Domestic and International Telexes: 6852844 or 620156

WE ACCEPT AMERICAN EXPRESS

SPECIFICATIONS/SMA and TO-8 styles

Pin Model (TO)	0812LN	1217LN	1724LN
Connector Version (ZEL)	0812LN	1217LN	1724LN
FREQUENCY (GHz)	0.8-1.2	1.2-1.7	1.7-2.4
NF, dB, max*	1.6	1.6	1.6
GAIN dB, min.	1.5	1.5	1.5
MAX. PWR. dBm	20	20	20
1dB Comp.	+8	+10	+10
INTERCEPT PT.	18	25	22
3rd order, dBm, typ.			
PRICE \$(Qty 1-9)	\$199.00	\$199.00	\$199.00
	\$274.95	\$274.95	\$274.95

NOTES

1. NF max. at room temperature. Increases to 2 dB typ. at +85° C
2. SMA connectors only, ZEL units
3. Operating temperatures: -54° C to +85° C
4. DC power 15V, 60mA
5. VSWR 2.5:1, max.

* TO-8 includes test fixture loss



20kHz-8GHz ONE-BAND-AMPLIFIER SHF 84

SHF 84

NF: 7 dB typ. f_c : 80 dB

40dB

20 kHz - 8 GHz

SH design Series

Power: 24 dBm

10 Vdc

15V

480 mA

\$ 7100

phaseliner
straight through design
using latest CAD techniques

SHFdesign / Bruchsoler Str.15 / D-1000 Berlin 31
PHONE ++ 49 30 853 6479 / FAX ++ 49 30 853 6489

Fig. 4.38:

Exemplos de amplificadores de microondas comercialmente disponíveis.

The 48 cent solution. **NEC**

Wideband Amplifiers – From \$18 each

UPC1653 To 1300MHz 18dB G _p	UPC1654 To 1100MHz 19dB G _p	UPC1655 To 900MHz 18dB G _p	UPC1656 To 850MHz 19dB G _p	UPC1658 To 1100MHz 17dB G _p 2.0dB NF	
UPC1659 600MHz to 2300MHz 23dB G _p	UPC1675 To 2100MHz 12dB G _p	UPC1676 To 1300MHz 20dB G _p +0dB NF	UPC1677 To 1700MHz 24dB G _p P _{1dB} = 19.5dBm	UPC1678 Up to 1900MHz 23dB G _p P _{1dB} = 18dBm	UPC1688 Up to 1000MHz 21dB G _p +0dB NF

rugged plug-in amplifiers

ATTENDING MTT-S?

JOIN US FOR BREAKFAST, TUES. TO THURS.
7:30 TO 10:00 A.M., at the Hyatt Regency,
the Pavilion Rooms I & II

Get a preview of our latest
740 page RF Designers Handbook
Mini-Circuits

0.5 to 2000/MHz from \$1395 (10 to 24 qty)

MODEL	FREQ. RANGE (MHz) f _L to f _H	GAIN dB min	MAX PWR† dBm	NF dB (typ)	ISOL. dB (typ)	DC PWR V/ma	PRICE \$ ea. (10-24)
MAN-1	0.5-500	28	1.0	+8	4.5	40	12/60 13.95
MAN-2	0.5-1000	18	1.5	+7	6.0	34	12/85 15.95
MAN-1LN	0.5-500	28	1.0	+8	2.8	39	12/60 15.95
MAN-1HLN	10-500	10	0.8	+15	3.7	14	12/70 15.95
MAN-1AD	5-500	16	0.5	+6	7.2	41	12/85 24.95
MAN-2AD	2-1000	9	0.4	-2	6.5	28	15/22 22.50
MAN-11AD	2-2000	8	0.5	-3.5	6.5	22	15/22 29.95

††Midband 10f_L to f_H/2, ±0.5dB † 1dB Gain Compression ◊ Case Height 0.3 in.
Max input power (no damage) +15dBm, VSWR in/out 1.8:1 max.

Free...48-pg "RF/MW Amplifier Handbook" with specs, curves, handy selector chart,
glossary of modern amplifier terms, and a practical Question and Answer section.

finding new ways...
setting higher standards

Mini-Circuits

A Division of Scientific Components Corporation
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500
Fax (718) 332-4661 Domestic and International Telexes: 6852844 or 620156

CIRCLE NO. 358

SEE US AT MTT-S BOOTH #515

C118 REV F

Fig. 4.39: Exemplos de amplificadores de microondas comercialmente disponíveis.

1 watt amplifier family, 10 MHz to 4.2 GHz...from \$895

Now is the time to rethink your design decisions—if you require up to 1 watt output for low-distortion intermodulation testing...broadband isolation...flat gain over wide bandwidth—or if you need much higher output level from your signal/sweep generator or frequency synthesizer—you can now specify Mini-Circuits' new ZHL Series, power amplifiers...from only \$895.

Using ultra-linear Class A design, these state-of-the-art amplifiers provide up to 40 dB, flat (± 1.0 dB), are unconditionally stable, include overvoltage protection, and can be connected to any load impedance without amplifier damage or oscillation.

One week delivery...and, of course, one year guarantee.

SPECIFICATIONS	ZHL-42	ZHL-4240	ZHL-42-W	ZHL-4240W
Frequency, GHz.....	.07 to 4.2	.07 to 4.2	.001 to 4.2	.001 to 4.2
Gain, dB min.....	30	40	30	40
Gain Flatness, dB.....	± 1.0	± 1.5	± 1.5	± 1.5
Power Out @ 1 dB CP, dBm min.....	+29	+29	+29*	+29*
VSWR in/Out, max.....	2.5:1	2.5:1	2.5:1	2.5:1
Noise Figure, dB typ.....	10.0	4.0	8.0**	8.0**
Power Supply, V/ma.....	+15/690	+15/700	+15/750	+15/850
Third Order Intercept, dBm min.....	38	38	38	38
Second Order Intercept, dBm min.....	48	48	48	48
Size, in.....	.7 x 3 3/4 x 2 1/4 h	.7 x 3 3/4 x 2 1/4 h	.7 x 3 3/4 x 2 1/4 h	.7 x 3 3/4 x 2 1/4 h
Price.....	\$895.00	\$1395.00	\$1095.00	\$1495.00

* + 28 dBm, 10 MHz to 700 MHz, 3500 MHz to 4200 MHz

**Below 100 MHz increases to 15 dB at 10 MHz

finding new ways
setting higher standards

Mini-Circuits™

WE ACCEPT AMERICAN EXPRESS AND VISA

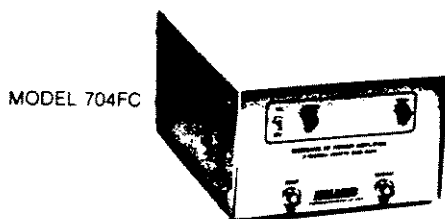
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661
Distribution Centers/NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 Fax 417-335-5945 EUROPE 44-252-835094 Fax 44-252-837010

CIRCLE NO. 322

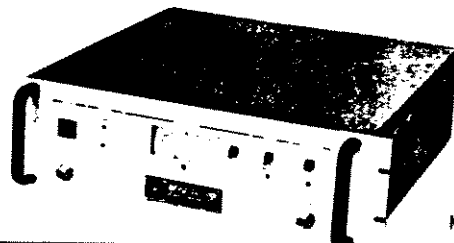
C 97 REV E

MODEL	POWER OUT	FREQUENCY RANGE	GAIN	SIZE (CM)	WEIGHT	AC LINE	U.S. PRICE \$
700LC	1.5W CW	.003-1000 MHz	33dB	25x28x13	3.3kg	100-240V	\$ 1,695
704FC	4W CW	5-1000 MHz	33dB	23x18x09	2.8kg	100-240V	\$ 2,195
706FC	6W CW	5-1000 MHz	36dB	25x28x13	3.3kg	100-240V	\$ 3,195
710LC	10W CW	.006-400 MHz	43dB	30x35x13	4.5kg	100-240V	\$ 4,600
710FC	10W CW	1-1000 MHz	40dB	30x35x13	7.3kg	100-240V	\$ 6,695
727LC	10W CW	.006-1000 MHz	43dB	48x46x13	8.5kg	100-240V	\$ 7,750
711FC	15W CW	400-1000 MHz	40dB	30x35x13	5.5kg	100-240V	\$ 3,620
720FC	25W CW	400-1000 MHz	40dB	48x46x13	8.6kg	100-240V	\$ 5,995
712FC	25W CW	200-1000 MHz	40dB	48x46x13	8.8kg	100-240V	\$ 7,350
737LC	25W CW	.01-1000 MHz	45dB	48x46x13	10.5kg	100-240V	\$ 9,995
747LC	50W CW	.01-1000 MHz	47dB	48x46x26	26.5kg	100-240V	\$22,500
707FC	50W CW	450-1000 MHz	47dB	48x46x13	13.0kg	100-240V	\$ 9,995
709FC	100W CW	500-1000 MHz	48dB	44x48x18	22.5kg	100-240V	\$19,990
722FC	200W CW	500-1000 MHz	50dB	44x18x31	41.5kg	100-240V	\$31,900

Note: Models 727LC, 737LC and 747LC consist of two bands with one common input and output connector, switched with coaxial transfer relay, manually, or by remote. Switching speed 5 milliseconds.



MODEL 704FC



MODEL 707FC

21820 87TH SE
WOODINVILLE, WA 98072



(206) 485-9000
FAX: (206) 486-9657

Fig. 4.40: Exemplos de amplificadores de microondas comercialmente disponíveis.

Performance at



Model Number	Frequency (GHz)	Gain (Min.) (dB)	Gain Var. (Max.) (dB)	Noise Figure (Max.) (dB)	Dynamic Range 1 dB Gain Comp. (dB)	VSWR (Max.)	Price
--------------	-----------------	------------------	-----------------------	--------------------------	------------------------------------	-------------	-------

MODERATE BANDWIDTH

AFD3-012014-09-LN	1.2-1.4	34	25	1.8	15	1.5	\$ 775
AFD3-014017-09-LN	1.4-1.7	34	25	2.0	15	1.5	\$ 775
AFD3-017019-09-LN	1.7-1.9	34	25	2.0	15	1.5	\$ 775
AFD3-018022-09-LN	1.8-2.2	34	50	1.8	15	1.5	\$ 800
AFD3-022023-10-LN	2.2-2.3	30	50	1.8	10	1.5	\$ 800
AFD3-023027-10-LN	2.3-2.7	30	50	1.8	10	1.5	\$ 800
AFD3-027031-10-LN	2.7-3.1	30	50	1.8	10	1.5	\$ 800
AFD3-031035-10-LN	3.1-3.5	30	50	2.0	10	1.5	\$ 800
AFD3-037042-10-LN	3.7-4.2	30	50	1.8	10	1.5	\$ 800

OCTAVE AND MULTIOCTAVE

AFD2-005010-13-LN	5-11	20	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-005010-13-LN	5-11	20	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD2-010020-13-LN	1-2	32	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-010020-13-LN	1-2	32	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-010020-10-LN	1-2	32	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-012024-12-LN	1.2-2.4	34	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-020040-14-LN	2-4	30	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-040080-30-LN	4-8	25	1.0	3.5	10	2:1	\$ 500
AFD3-080120-45-LN	8-12	20	1.0	4.5	15	2:1	\$ 500
AFD4-080160-40-LN	8-16	20	1.0	4.5	15	2:1	\$ 500
AFD2-004014-12-LN	4-14	25	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-005020-15-LN	5-20	34	1.0	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-010040-15-LN	1-4	28	1.5	1.3	10	2:1	\$ 500
AFD3-020080-35-LN	2-8	24	1.5	3.5	10	2:1	\$ 575
AFD3-040120-50-LN	4-12	18	1.5	5.0	10	2:1	\$ 700
AFD4-060180-50-LN	6-18	20	1.0	5.0	15	2:1	\$ 885
AFD4-120180-45-LN	12-18	20	1.0	4.5	15	2:1	\$ 885
AFD4-080180-45-LN	8-18	20	1.0	4.5	15	2:1	\$ 885

MEDIUM POWER

AFD2-015017-25P-MP	1.5-1.7	24	1.0	3.5	25	2:1	\$ 475
AFD2-017019-25P-MP	1.7-1.9	24	1.0	3.5	25	2:1	\$ 475
AFD3-020027-25P-MP	2-2.7	22	1.0	4.5	25	2:1	\$ 550
AFD3-027031-25P-MP	2.7-3.1	22	1.0	4.5	25	2:1	\$ 550
AFD3-031042-25P-MP	3.1-4.2	22	1.0	4.5	25	2:1	\$ 550
AFD2-005010-20P-MP	5-11	24	1.2	3.0	20	2:1	\$ 475
AFD2-005010-23P-MP	5-11	24	1.2	3.5	23	2:1	\$ 505
AFD2-005010-25P-MP	5-11	24	1.2	3.5	25	2:1	\$ 525
AFD1-010020-25P-MP	1-2	12	1.0	4.0	25	2:1	\$ 425
AFD2-010020-25P-MP	1-2	24	1.25	3.5	25	2:1	\$ 525
AFD3-020040-20P-MP	2-4	20	1.0	4.5	20	2:1	\$ 550
AFD3-020040-23P-MP	2-4	20	1.0	4.5	23	2:1	\$ 650
AFD3-020040-25P-MP	2-4	20	1.0	4.0	25	2:1	\$ 750
AFD3-040080-25P-MP	4-8	20	1.0	5.0	25	2:1	\$ 850
AFD3-080120-23P-MP	8-12	16	1.25	6.0	23	2:1	\$ 725
AFD4-120180-20P-MP	12-18	20	1.0	5.0	20	2:1	\$ 850
AFD3-010040-23P-MP	1-4	22	1.5	5.5	23	2:1	\$ 850
AFD3-020080-23P-MP	2-8	18	1.5	5.5	23	2:1	\$ 750
AFD3-040120-20P-MP	4-12	18	1.5	6.0	20	2:1	\$ 750
AFD4-060180-20P-MP	6-18	18	2.0	6.5	20	2:1	\$ 875
AFD4-080180-20P-MP	8-18	18	2.0	5.5	20	2:1	\$ 875

DELIVERY FROM STOCK TO 30 DAYS. Enhanced performance models are also

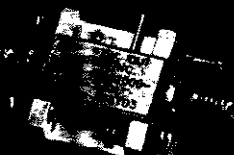
WE ACCEPT:

Fig. 4.41: Exemplos de amplificadores de microondas comercialmente disponíveis.



Unexcelled Low Noise Affordable Prices... From MITEQ!

MITEQ has attempted to offer its customers the lowest possible amplifier noise figures available anywhere. Unfortunately, in emphasizing the lowest noise figures in our ads, some of our customers have concluded that MITEQ is a high-cost amplifier manufacturer. We want to dispel that myth. Following are amplifiers that reflect noise figure performance equal to or better than those available in the marketplace, but at prices that are more than competitive. We would like you to compare these amplifiers and their cost to others available, and draw your own conclusions.



OCTAVE AND MULTIOCTAVE

Model Number	Frequency (MHz)	Gain (dB)	V _{1dB} (Max.) (dBm)	Noise Figure (dB)	Output Power (dBm)	VSWR (Max.) Input/Out	Domestic Price
AFS2-00500000-20LN	5-10	22	1.50	2.5	23	2:1	\$ 750
AFS2-00500000-23LN	5-10	22	1.50	3.5	23	2:1	\$ 850
AFS3-01000000-20LN	1-2	33	1.50	4.0	25	2.1/2.5:1	\$ 850
AFS3-02000400-15LN	2-4	28	1.50	2.5	20	2.1/2.5:1	\$ 750
AFS3-02000800-20LN	2-8	24	1.00	2.0	8	2:1	\$ 750
AFS3-04000800-15LN	4-8	24	1.00	2.0	8	2:1	\$ 750
AFS3-08001200-25LN	8-12	22	1.50	4.0	20	2:1	\$ 850
AFS3-02000800-25LN	2-8	22	1.50	4.0	20	2:1	\$ 850
AFS4-12001800-35LN	12-18	20	1.50	4.0	20	2:1	\$ 900
AFS4-08001400-35LN	8-14	20	1.50	4.0	20	2:1	\$ 900
AFS4-06001800-42LN	6-18	18	2.00	5.5	20	2.5:1	\$ 950
AFS4-02001800-45LN	2-18	16	2.75	6.5	18	2.5:1	\$ 995

ULTRA WIDEBAND

AFS3-00100200-20LN	1-2	36	1.00	2.0	8	2:1	\$ 750
AFS3-00100400-25LN	1-4	28	1.25	2.5	8	2:1	\$ 750
AFS3-00100600-30LN	1-6	24	1.50	3.0	8	2:1	\$ 750
AFS3-00100800-34LN	1-8	24	1.50	3.4	8	2:1	\$ 750
AFS3-00101000-40LN	1-10	20	1.50	4.0	8	2:1	\$ 750
AFS3-00101200-45LN	1-12	20	1.75	4.5	8	2:1	\$ 750
AFS4-00101800-60LN	1-18	18	2.50	6.0	8	2.5:1	\$ 900
AFS4-00102000-65LN	1-20	16	2.75	6.5	8	2.5:1	\$ 995

MEDIUM POWER

AFS1-00100100-20P-MP	1-1	14	1.50	2.5	20	2:1	\$ 750
AFS2-00500200-23P-MP	5-2	22	1.50	3.5	23	2:1	\$ 850
AFS3-00100200-25P-MP	1-2	33	1.50	4.0	25	2.1/2.5:1	\$ 850
AFS2-00500400-20P-MP	5-4	18	1.50	2.5	20	2.1/2.5:1	\$ 750
AFS4-00100600-21P-MP	1-6	30	1.50	3.0	21	2:1	\$ 850
AFS4-00100800-20P-MP	1-8	18	2.00	5.0	20	2:1	\$ 850
AFS4-00101200-20P-MP	1-12	16	2.00	5.5	20	2:1	\$ 850
AFS3-04000800-21P-MP	4-8	25	1.25	4.0	20	2:1	\$ 750
AFS4-08001200-21P-MP	8-12	20	1.00	5.0	21	2:1	\$ 750
AFS4-02000800-20P-MP	2-8	22	1.50	6.0	20	2:1	\$ 750
AFS6-02001800-20P-MP	2-18	22	2.75	8.0	20	2.5:1/2:1	\$ 1450
AFS6-02002000-18P-MP	2-20	22	3.00	8.0	18	2.5:1	\$ 1495

Noise figures increase below 500 MHz



100 Davids Drive, Hauppauge, NY 11788
TEL: (516) 436-7400 FAX: (516) 436-7430

Fig. 4.42:

Exemplos de amplificadores de microondas comercialmente disponíveis.

Capítulo 5

CONCLUSÕES

Foram estudados quatro tipos de amplificadores banda-larga na faixa de microondas, tendo sido feita a simulação computadorizada de cada circuito e a implementação e caracterização de um protótipo de cada amplificador. As configurações abordadas foram: amplificador realimentado, amplificador distribuído, amplificador com casamento por perdas e amplificador cascode.

Também foi feito um levantamento do custo aproximado de cada protótipo implementado, de forma a permitir a comparação entre eles e em relação a amplificadores banda-larga comercialmente disponíveis, conforme anúncios extraídos das revistas MICROWAVES & RF e RF-DESIGN. Levando-se em conta que o custo estimado dos protótipos construídos pode ser reduzido para produção em larga escala, conclui-se que o custo levantado é competitivo, conforme pode ser verificado do confronto de custos.

Em relação ao desempenho, como era de se esperar, cada configuração apresentou vantagens e desvantagens. A escolha entre uma delas, portanto, depende da aplicação pretendida. Por exemplo, em uma aplicação que necessite de níveis de potência relativamente maiores, com funcionamento linear, a configuração distribuída é a escolha mais adequada. Quando a figura de ruído for o parâmetro mais importante, a escolha deverá recair sobre os amplificadores cascode ou realimentado. Entretanto, em situações em que o ruído não for uma preocupação primordial, o amplificador com casamento por perdas é a melhor opção, devido à sua simplicidade e bom desempenho.

Mais especificamente, foram dados dois exemplos de aplicações destes amplificadores em sistemas ópticos de alta capacidade, mostrando sua utilização no receptor e no transmissor óptico. O prosseguimento natural deste trabalho seria a implementação destes amplificadores com acoplamento total DC, eliminando a limitação inferior em frequência e favorecendo sua construção na forma monolítica.

Finalizando, cabe frisar a pouca disponibilidade de estudos comparativos semelhantes a este na literatura internacional. Em quase uma centena de trabalhos consultados sobre amplificadores banda-larga em microondas, apenas um [2] realizava tais comparações, mesmo assim não incluindo o amplificador cascode.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. S. Engelbrecht, K. Kurokawa, "A Wide-Band Low Noise L-Band Balanced Transistor Amplifier". Proceedings of the IEEE, March, 1965, pp.237-247.
- [2] K. B. Niclas, "Reflective Match, Lossy Match, Feedback and Distributed Amplifiers: A Comparison of Multi-Octave Performance Characteristics", 1984 IEEE MTT-Symp. Digest, pp.215-217.
- [3] E. Ubrich, "Use of Negative Feedback To Slash Wide band VSWR", Microwaves, October, 1978, pp.66-70.
- [4] W. Mueller, "Design of a 2 to 6 GHz GaAs MMIC Gain Block for Commercial Markets", Proceedings – RF Expo, 1989, pp.175-186.
- [5] H. A. Wheeler, "Wide-band amplifiers for television", Proceedings IRE, vol. 27, july, 1939, pp.429-438.
- [6] Y. Ayasli et al., "A Monolithic GaAs 1-13 GHz Traveling-Wave Amplifier", IEEE Transactions on MTT, vol. MTT-30, july, 1982, pp.976-981.
- [7] W. S. Percival, "Thermionic Valve Circuits", British Patent 460562, 1937.
- [8] E. L. Gizton et al., "Distributed Amplification", Proceedings IRE, august, 1948, pp.956-969.

- [9] K. B. Niclas et al., "On Theory and Performance of Solid State Microwave Distributed Amplifiers", *IEEE Transactions on MTT*, vol MTT-31, june, 1983, pp.447-456
- [10] N. Marshal, "Optimizing multistage amplifiers for low-noise", *Microwaves*, April-May, 1974.
- [11] D. P. Hornbuckle and L. J. Kuhlman, "Broad-Band Medium-Power Amplification in the 2-12.4 GHz with GaAs MESFET's, *IEEE Transactions on MTT*, vol MTT-24, june, 1976, pp.338-342.
- [12] K.B. Niclas, "On Desing and Performance of Lossy Match GaAs MESFET Amplifiers", *IEEE Transactions on MTT*, vol.30, november, 1982, pp.1900-1907.
- [13] C. L. Alley and K. W. Atwood, " Semiconductor Devices and Circuits", Willey and Sons, 1971.
- [14] W. T. Colleran and A. A. Abid, "A 3,2 GHz, 26 dB Wide-Band Monolithic Matched GaAs MESFET Feedback Amplifier Using Cascodes", *IEEE Transactions ou MTT*, vol-36, october, 1988.
- [15] W. T. Colleran and A. A. Abid, "Wide band Monolithic GaAs Amplifiers using Cascodes", *Eletronics Letters*, 27th, August, 1987, vol. 23, nº18, pp.1377-1385.
- [16] A. Mauri et.al, "Very High Performance D. C. Coupled MMIC FET Amplifiers", *Proceedings 20 th European Microwave Conference*, 1990, vol-I, pp.1761-1765.
- [17] I.Bahl et al., "A High Speed GaAs Monolithic Transimpedance Amplifier", *Proceedings 16 th European Microwave Conference*, 1986.
- [18] B. P. Lathi, "Sistemas de Comunicação", Editora Guanabara, 1987.

-
- [19] H. A. Haus et.al, "Representation of Noise in Linear Two-ports", Proceedings IRE, january, 1960, pp.69-74.
- [20] R. E. Saad, "Projeto e Otimização de Pré-Amplificadores de Transimpedância para Recepção Óptica em 1 Gbit/s", FEE-UNICAMP, 1989.
- [21] K. C. Gupta et al., "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, 1979.
- [22] D. B. Estreich, "A Monolithic Wide-Band GaAs IC Amplifier", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-17, december, 1982, pp.1166-1173.
- [23] S. Deibele and J. B. Beyer, "Attenuation Compesation in Distributed Amplifier Design", IEEE Transactions on MTT, Vol.37, september 1989, pp.1425-1433.
- [24] D. A. Abbot et al., "Monolithic Gallium Arsenide Circuits Show Great Promise", Microwave Systems News, august, 1979, pp.73-96.
- [25] S. R. Lauretti, "Um Método Direto para o Projeto de um Amplificador Distribuído", 9ª SBT, setembro, 1991, pp.1241-1244.
- [26] Y. Imai et al., "Design and Performance of Monolithic GaAs Direct-Coupled Preamplifiers and Main Amplifiers", IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-33, august, 1985, pp.686-692.
- [27] Y. Archambault et al., "GaAs Monolithic Integrated Optical Preamplifier", Journal of Lightwave Technology, Vol-LT-5, march, 1987, pp.355-366.
- [28] B. Manz, "DC-to-2,5-GHz MMIC amp focuses on fiber optics", Microwave & RF, february, 1988, pp.123-125.
- [29] K. Honjo et al., "Ultra-Broad-Band GaAs Monolithic Amplifier", IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-30, july, 1982, pp.1027-1033.

[30] W. E. Stephens and T. R. Joseph, "System Characteristics of Direct Modulated and Externally Modulated RF Fiber-Optic Links", *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-5, march, 1987, pp.380-387.

[31] Y. Imai et al., "Ultra-Broad-Band GaAs Monolithic Direct-Coupled Feedback Amplifiers", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-4, september, 1983, pp.323-325.

[32] R. E. Neirdet and H. A. Willing, "Wide-Band Gallium Arsenide Power MESFET Amplifiers", *IEEE Transactions on MTT*, Vol. MTT-24, june, 1976, pp.342-350.

[33] A. N. Riddle and R. J. Trew, "A Broad-Band Amplifier Output Network Design", *IEEE Transactions on MTT*, Vol. MTT-30, february, 1982, pp.192-196.

[34] J. Montgomery et al., "Fiber optics takes hold for analog applications", *Microwaves & RF*, february, 1986, pp.47-48.

[35] R. A. Minasian, "Optimum Design of a 4-Gbit/s GaAs MESFET Optical Preamplifier", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-5, march, 1987, pp.373-379.

[36] S. R. Lauretti, "Um Amplificador Realimentado Banda-Larga Aplicado a um Sistema Óptico de Alta Capacidade", *X SBT, V SBMO*, julho, 1992, pp.115-119.

[37] F. Emori et al., "A 1 to 20 GHz Monolithic Distributed Amplifier", *NEC Research & Development*, january, 1988, pp.20-25.

[38] Y. Ayasli, "2-20-GHz GaAs Traveling-Wave Power Amplifier", *IEEE Transactions on MTT*, Vol. MTT-32, march, 1984, pp.290-295.

[39] W. H. Horton, "Distributed Amplifiers: Practical Considerations and Experimental Results", *Proceedings of the IRE*, july, 1950, pp.748-753.

[40] D. V. Payne, "Distributed Amplifier Theory", Proceedings of The IRE, june, 1953, pp.759-762.

[41] R. G. Meyer and R. A. Blauschild, "A 4-Terminal Wide-Band Monolithic Amplifier", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-16, december, 1981, pp.634-638.

[42] A. M. Pavio, "A Network Modeling and Design Method for a 2-18 GHz Feedback Amplifier", IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-30, december, 1982, pp.2212-2216.

[43] M. A. R. Viola et. al, "10 GHz Bandwidth Low-Noise Optical Receiver Using Discrete Commercial Devices", Eletronics Letters, january, 1990, vol.26, n°1, pp.35-36.

[44] J. B. Beyer et al., "MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines", IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-32, march, 1984, pp.268-275.

[45] E. W. Strid and K. R. Gleason, " A DC-12 GHz Monolithic GaAs FET Distributed Amplifier", IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-30, july, 1982, pp.969-975.

[46] P. W. Wallace and A.A. Immorlica, "A Two-Watt 5-10 GHz Miniature Cascode Amplifier Design Using BeO Microwave Integrated Circuits", Microwave Semi-conductor Corporation, 100 School House Road, Somerset, New Jersey, 08873, USA.

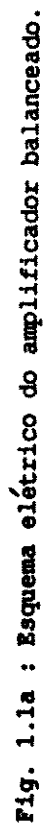
[47] D. P. Hornbuckle and R. L. V. Tuyl, "Monolithic GaAs Direct-Coupled Amplifiers", IEEE Transactions on Electron Devices, february, 1981, pp.175-182.

[48] "High Frequency Behaviour Chip Resistors", Application Note-92-005, Philips Components.

[49] K.B. Niclas et al., "The Matched Feedback Amplifier: Ultrawide-Band Microwave Amplification with GaAs MESFET's", IEEE Transactions on MTT, vol-MTT-28, april, 1980, pp.285-294.

Apêndice I

Amplificador balanceado: esquema elétrico e diagrama de posicionamento.



AMP BALANCEADO ESC. 4:1

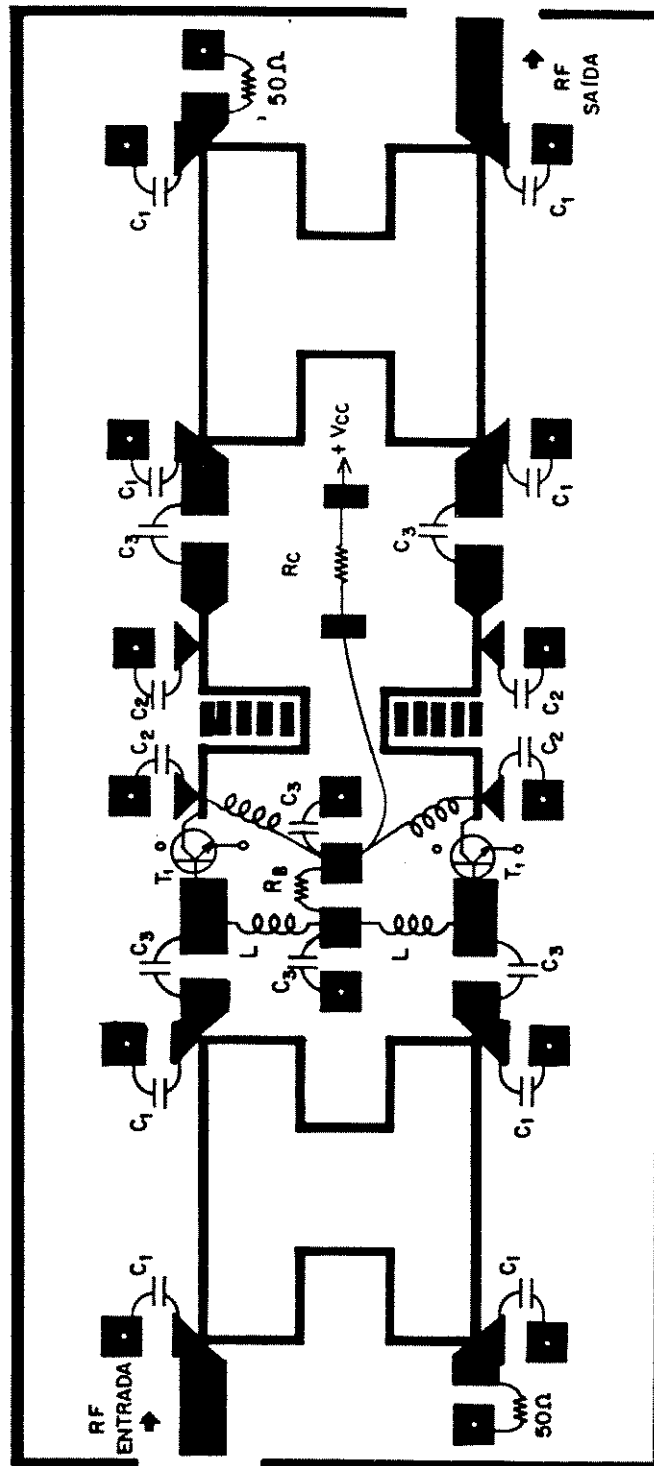


Fig. 1.1.b: Diagrama de posicionamento dos componentes do amplificador balanceado.

Apêndice II

Características do FET AT-8110.

AT-8110
2-6 GHz Low Noise
Med. Power
Gallium Arsenide FET

FEATURES

- 1.1 dB NF, 12 dB G_A @ 4 GHz
- +20 dBm Linear P_o @ 4 GHz
- All Gold-based Metallization
- Hermetic 70 mil Package
- Very Wide Dynamic Range

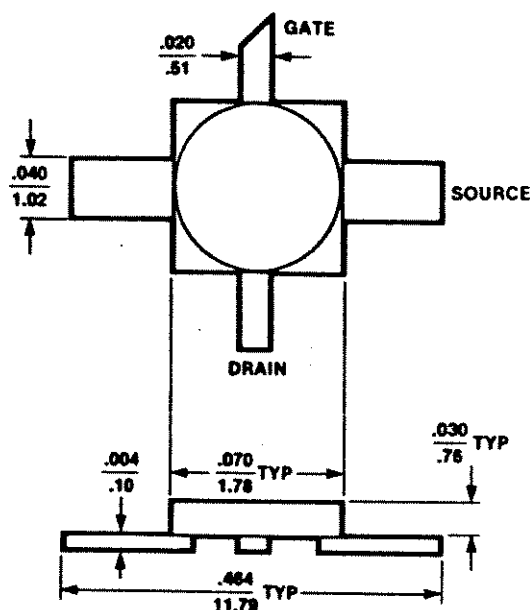
DESCRIPTION

The AT-8110 is a gallium arsenide Schottky-gate field effect transistor, particularly designed for low noise, medium output power, and very wide dynamic range in the 2 to 6 GHz frequency region. It is ideal for narrow band communication and radar amplifiers as well as for wide band EW applications.

This unique GaAs FET combines a half-micron gate length for low noise figure with a 28 gate geometry that provides input resonance at 4 GHz. The input impedance is easy to match to for both noise figure and gain/power.

In addition to its very good input characteristics, the AT-8110 features 1.1 dB noise figure at 4 GHz with 12 dB associated gain and +20 dBm output power at 1 dB gain compression point. The addition of high power capability to a low noise figure transistor permits an extremely wide dynamic range amplifier design.

AVANTEK 70 MIL STRIPLINE PACKAGE



NOTES: (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

1. DIMENSIONS ARE IN IN/MM
2. TOLERANCES: $\frac{XXX}{XX} \pm \frac{.010}{.25}$

ELECTRICAL SPECIFICATIONS, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters: Test Conditions $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 20\text{ mA}$ (unless otherwise specified)	Freq.	Units	Min.	Typ.	Max.
NF_O	Optimum Spot Noise Figure	4 GHz	dB		1.1	1.3
G_A	Gain at Optimum Noise Figure	6	dB		1.5	
		4 GHz	dB	11	12	
		6	dB		9	
$P_{1\text{ dB}}$	Output Power at 1 dB Gain Compression $V_{DS} = 5V$, $I_{DS} = 50\text{ mA}$	4 GHz	dBm		+20	
g_m	Transconductance: $V_{DS} = 3V$, $V_{GS} = 0$ ($I_{DS} = I_{DSS}$)		mmho	50	100	
I_{DSS}	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 3V$, $V_{GS} = 0V$		mA	80	110	200
V_P	Pinchoff Voltage: $V_{DS} = 3V$, $I_{DS} = 1\text{ mA}$		V	-0.8	-2	-4
BV_{GD}	Breakdown Voltage, Gate to Drain: $I_{GD} = 100\text{ }\mu\text{A}$		V	-4.0		

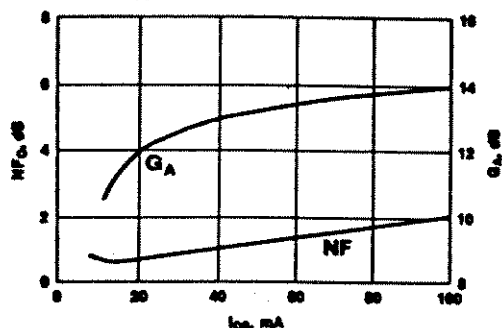
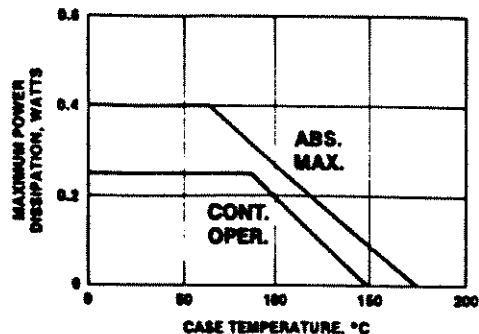
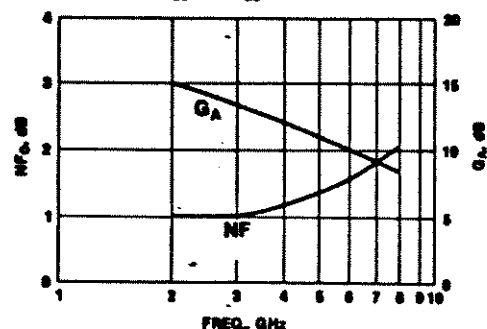
RECOMMENDED MAXIMUM RATINGS

Parameter	Symbol	Cont. ¹ Oper.	Abs. ² Max.
Drain-Source Voltage	V _{DS}	+5V	+7V
Gate-Source Voltage	V _{GS}	-4V	-5V
Drain Current	I _{DS}	I _{DSS}	I _{DSS}
Continuous Dissipation ³	P _T	250 mW	400 mW
Channel Temperature	T _{CH}	150°C	175°C
Storage Temperature	T _{STG}	-65°C to 150°C	175°C

Thermal Resistance, θ_{JC} : 200°C/W (T_{CH} = 80°C)

Notes:

- Operation of this device above any one of these parameters may shorten the MTTF from the design goals.
- Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
- T_{case} = 25°C.

SPOT NOISE FIGURE (NF_d) AND ASSOCIATED
GAIN (G_{av}) vs. I_{DS} AT
V_{DS} = 3V, FREQUENCY = 4 GHzMAXIMUM POWER DISSIPATION
vs. CASE TEMPERATURESPOT NOISE FIGURE (NF_d) AND ASSOCIATED
GAIN (G_{av}) vs. FREQUENCY
V_{DS} = 3V, I_{DS} = 20 mA

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS, COMMON EMITTER*

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

Freq. GHz	S ₁₁			S ₂₁			S ₁₂			S ₂₂	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
0.5	.92	-30	14.8	5.48	153	-30.2	.031	80		.51	-23
1.0	.87	-56	14.1	5.07	134	-25.7	.052	48		.46	-40
1.5	.83	-80	13.2	4.57	117	-23.2	.069	36		.41	-56
2.0	.78	-102	12.2	4.06	100	-21.9	.080	24		.37	-71
2.5	.77	-122	11.2	3.84	86	-21.2	.087	14		.34	-85
3.0	.75	-140	10.2	3.24	71	-20.7	.092	5		.32	-99
3.5	.73	-155	9.3	2.92	58	-20.4	.095	-2		.30	-110
4.0	.72	-168	8.5	2.66	47	-20.4	.095	-8		.29	-120
4.5	.72	178	7.7	2.41	35	-20.3	.097	-14		.28	-132
5.0	.71	167	7.0	2.22	24	-20.2	.098	-19		.28	-144
5.5	.71	156	6.3	2.05	14	-20.2	.098	-23		.29	-156
6.0	.71	147	5.6	1.89	5	-20.0	.100	-28		.31	-167
6.5	.70	138	5.0	1.77	-4	-19.9	.101	-32		.33	-177
7.0	.70	131	4.4	1.66	-13	-19.8	.102	-36		.35	175
7.5	.70	123	4.0	1.57	-22	-19.7	.104	-39		.36	168
8.0	.68	117	3.5	1.50	-31	-19.4	.107	-43		.39	164

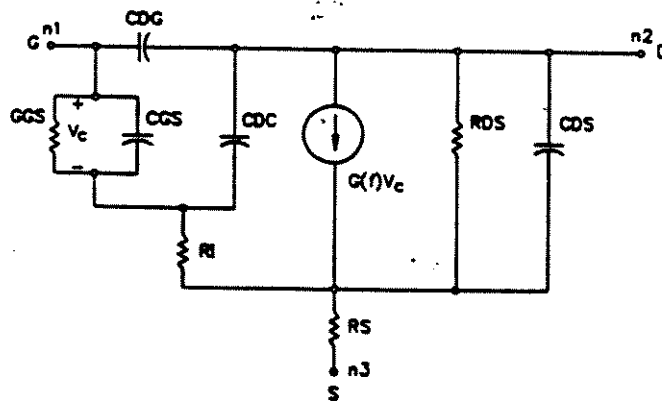
V_{DS} = 5V, I_{DS} = 50 mA

Freq. GHz	S ₁₁			S ₂₁			S ₁₂			S ₂₂	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
0.5	.91	-33	16.7	6.82	151	-32.8	.023	57		.57	-21
1.0	.86	-61	15.8	6.19	131	-28.8	.037	46		.51	-34
1.5	.82	-87	14.8	5.48	113	-26.4	.048	35		.46	-47
2.0	.78	-110	13.8	4.77	96	-25.2	.055	26		.42	-58
2.5	.76	-130	12.5	4.22	82	-24.6	.059	-17		.35	-69
3.0	.75	-147	11.4	3.72	68	-24.2	.062	11		.37	-81
3.5	.73	-162	10.4	3.32	54	-23.9	.064	5		.36	-90
4.0	.72	-175	9.6	3.02	43	-23.9	.064	1		.34	-99
4.5	.72	172	8.7	2.72	32	-23.6	.066	-2		.33	-109
5.0	.71	161	8.0	2.50	21	-23.3	.068	-5		.33	-121
5.5	.71	150	7.3	2.30	10	-23.1	.070	-7		.34	-132
6.0	.71	141	6.5	2.12	1	-22.9	.072	-11		.35	-145
6.5	.71	133	5.9	1.96	-7	-22.4	.076	-13		.37	-155
7.0	.71	125	5.4	1.85	-17	-22.0	.079	-16		.40	-164
7.5	.70	118	4.9	1.75	-26	-21.5	.084	-19		.42	-173
8.0	.69	111	4.4	1.65	-35	-21.0	.089	-22		.45	-179

Apêndice III

Modelo equivalente TOUCHSTONE-EESOF de um FET.

Schematic:



Data:

- G - magnitude of transconductance at d-c, $|G(0)|$
- T - time delay associated with transconductance
- F - transconductance roll-off frequency
- CGS - gate-to-source capacitance
- GGS - gate-to-source conductance
- RI - channel resistance
- CDG - drain-to-gate capacitance
- CDC - dipole layer capacitance
- CDS - drain-to-source capacitance
- RDS - drain-to source resistance
- RS - source resistance

Syntax:

FET2 n1 n2 n3 G-x₁ T-x₂ F-x₃ CGS-x₄ GGS-x₅ RI-x₆ CDG-x₇ CDC-x₈ CDS-x₉ RDS-x₁₀ RS-x₁₁

Notes:

1. Due to the length of a FET2 statement (which must fit on a single line in a Touchstone circuit file to work), you must use the VAR block to specify any data exceeding one or two characters (see example on next page).

2. Same as FET except that FET2 includes RS.
3. Frequency dependence of transconductance is given by the following formula, in which f is the sweep frequency:

$$G(f) = |G(0)| * \text{EXP}(-j*2*PI*f*T) / (1 + j * f / F)$$

<u>Setting</u>	<u>Result</u>
4. F = 0	infinity

Example:

```

VAR
  G - 0.03
  T - 3
  F - 0
  C1 - 0.4 !CGS
  G1 - 0 !GGS
  R1 - 3 !RI
  C2 - 0.01 !CDG
  C3 - 0.015 !CDC
  C4 - 0.07 !CDS
  R4 - 500 !RDS
  RS - 0.7 !RS

CKT
FET2 1 2 3 G^G T^T F^F CGS^C1 GGS^G1 RI^R1 CDG^C2 CDC^C3 CDS^C4 RDS^R4 RS^RS

```

Apêndice IV

Arquivo FETMODEL.CKT

(modelo equivalente do FET AT-8110)

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 1003-Ser(30136-2892- 1000)
FETMODEL.CKT 01/02/80 - 02:05:37

INOME DO ARQUIVO-CIRCUITO: MODELO DO FET AVANTEK AT-8110
IDESCRICAO: POLARIZACAO IDS=50 mA VDS=5 V
IDATA/AUTOR: SAMUEL
IRENOMEAR (^F5) E EDITAR (F5) P/ CRIAR NOVO ARQUIVO-CIRCUITO

DIM
FREQ GHZ
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH
ANG DEG

VAR

GN0.01 0.08944 0.12
T\0.02284
F\12.74113
C1N0.01 1.21639 5 I CGS
GGS=0
RIW0.1 0.11226 5
C2N0.001 0.11479 2 I CDG
C3N0.001 0.00980 2 I CDC
C4N0.001 0.36699 2 I CDS
R1W50 280.61508 1000 I RDS
R2N0.1 0.63016 20 I RS
LSGN0.01 0.84332 5
LSDN0.01 0.96775 5
LSSN0.01 0.24787 5
RDN0.01 0.01000 5
RGW0.01 0.02060 5

IEQN

CKT I(BLOCO OBRIGATORIO)

RES 11 10 R^RG
RES 21 20 R^RD
IND 10 1 L^LSG
IND 20 2 L^LSD
IND 30 0 L^LSS
FET2 1 2 30 G^G T^T F^F CGS^C1 GGS^GGS RI^RI CDG^C2 CDC^C3 CDS^C4 RDS^R1 RS^R2
DEF2P 11 21 FETMODEL
S2PA 3 4 0 \SAMUEL\AT-8110.S2P
DEF2P 3 4 FETREAL

TERM
PROC

OUT
FETMODEL S11
FETMODEL S22
FETMODEL S12
FETMODEL S21

FREQ I(BLOCO OBRIGATORIO)

SWEEP 0.5 6.0 .50

GRID
GR1 5 25 2
GR1A -20 0

OPT

RANGE 0.5 6.0 .50

FETMODEL MODEL FETREAL

TOL

Apêndice V

Arquivo MODEL.CKT

(modelo equivalente de um capacitor SMD de 1 μ F)

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
MODEL.CKT 01/03/80 - 06:25:20

INOME DO ARQUIVO-CIRCUITO: MODELO EQUIVALENTE CAPACITOR DE 1 MICROF
IDESCricao:
IDATA/AUTOR: SAMUEL
IRENOMEAR (^F5) E EDITAR (F5) P/ CRIAR NOVO ARQUIVO-CIRCUITO

DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH
ANG DEG

VAR

IEQN

CKT 1(BLOCO OBRIGATORIO)

TLIN 1 2 Z=50 E=20 F=2.5
SLC 2 3 L=1 C=1E6
CAP 2 0 C=0.15
CAP 3 0 C=0.15
TLIN 3 4 Z=50 E=20 F=2.5
DEF2P 1 4 DIST

TERM
PROC

OUT

DIST S11 SC2

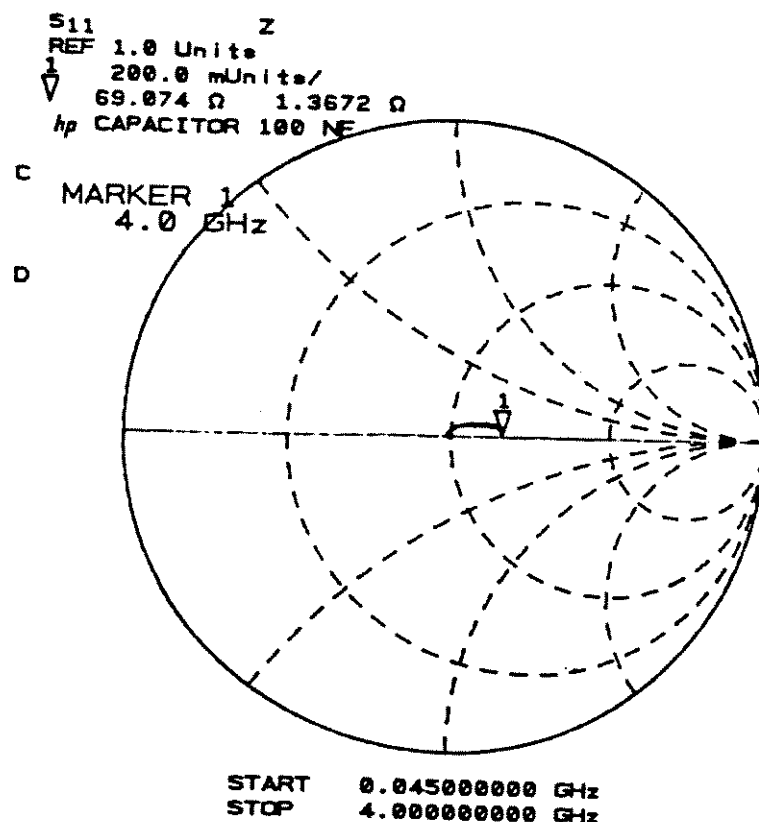
FREQ 1(BLOCO OBRIGATORIO)

SWEEP 0.045 4.045 0.125

GRID
OPT
TOL

Apêndice VI

Respostas medidas dos componentes passivos e de seus modelos.



EEsof - 01/03/80 - 06:17:21 - MODEL

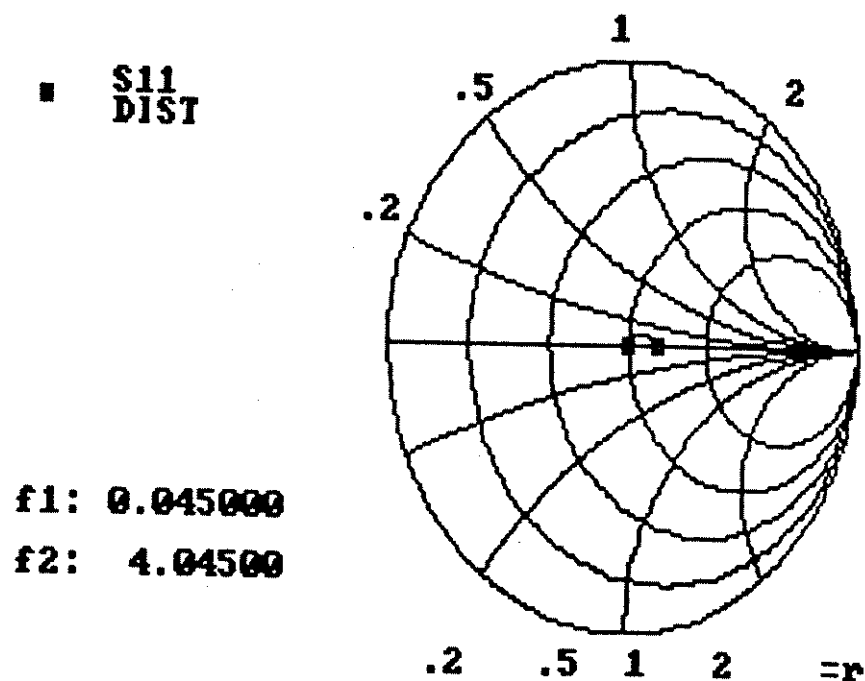
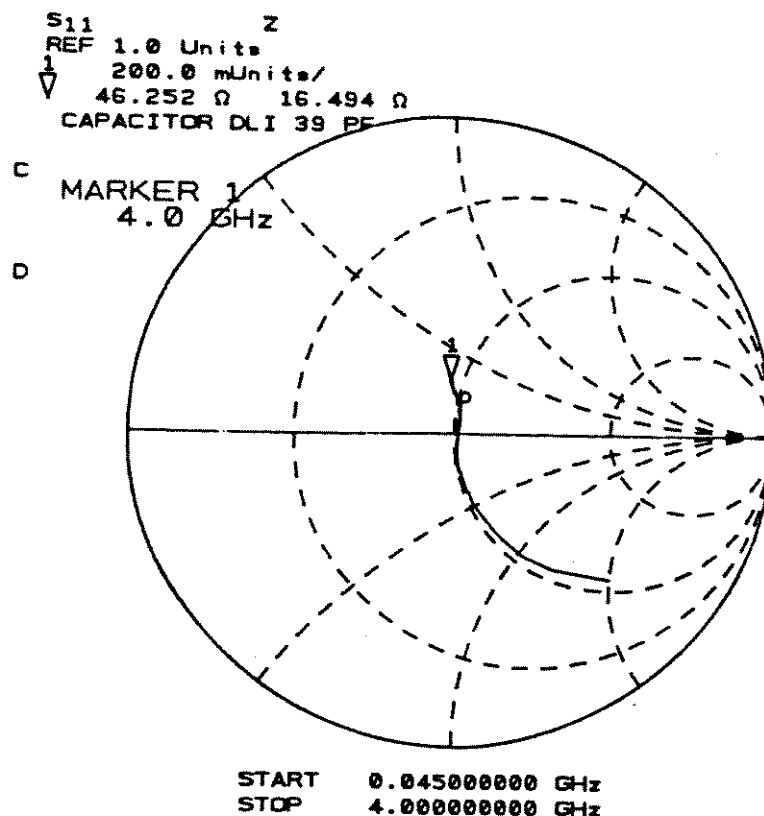


Fig. 1:

Resposta medida do capacitor SMD de 100 nF e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 02:39:21 - MODEL

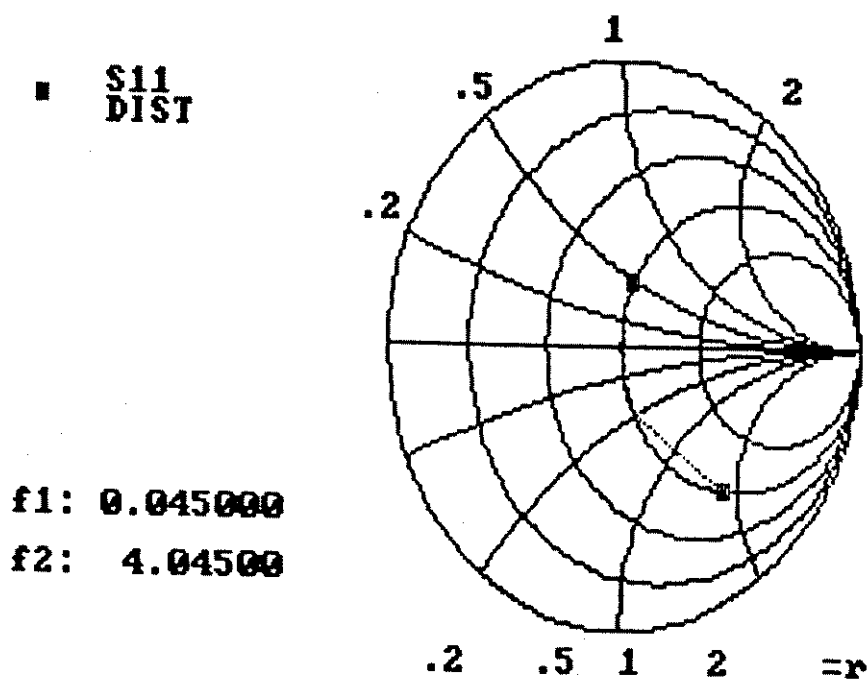
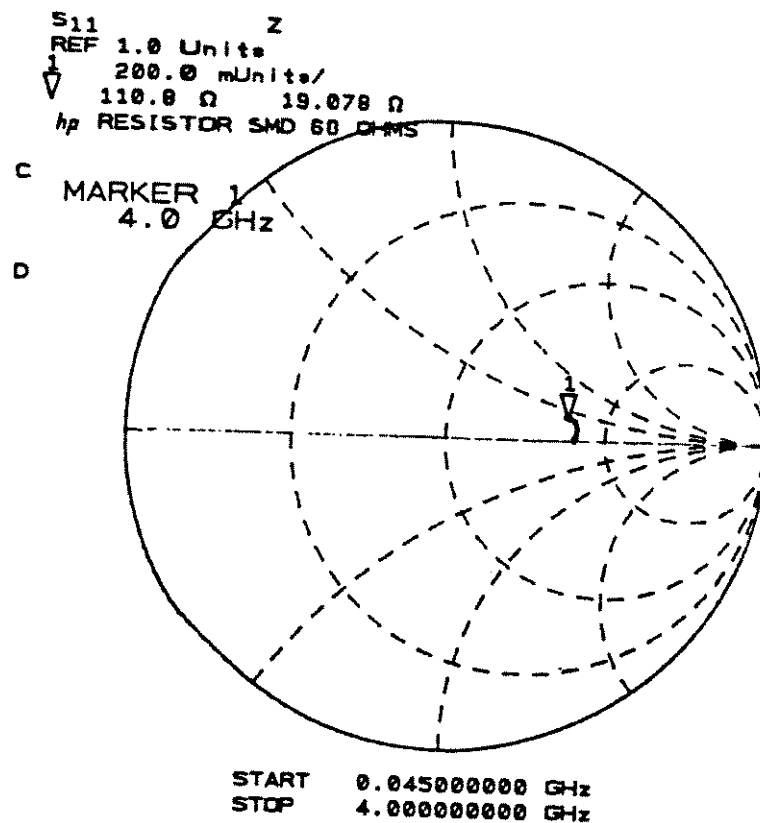


Fig. 2:

Resposta medida do capacitor SMD de 39 pF e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/04/80 - 02:31:11 - MODEL2

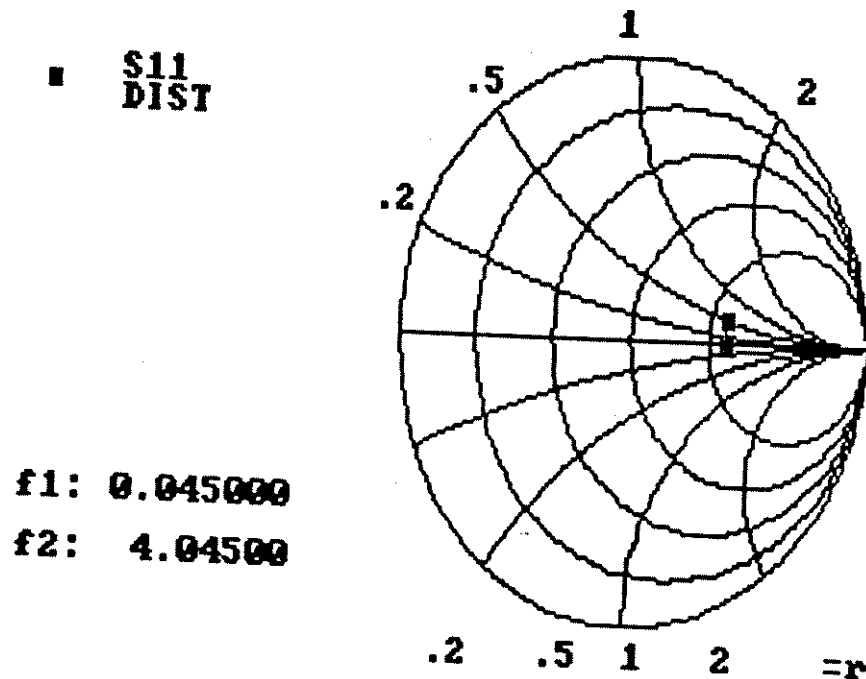
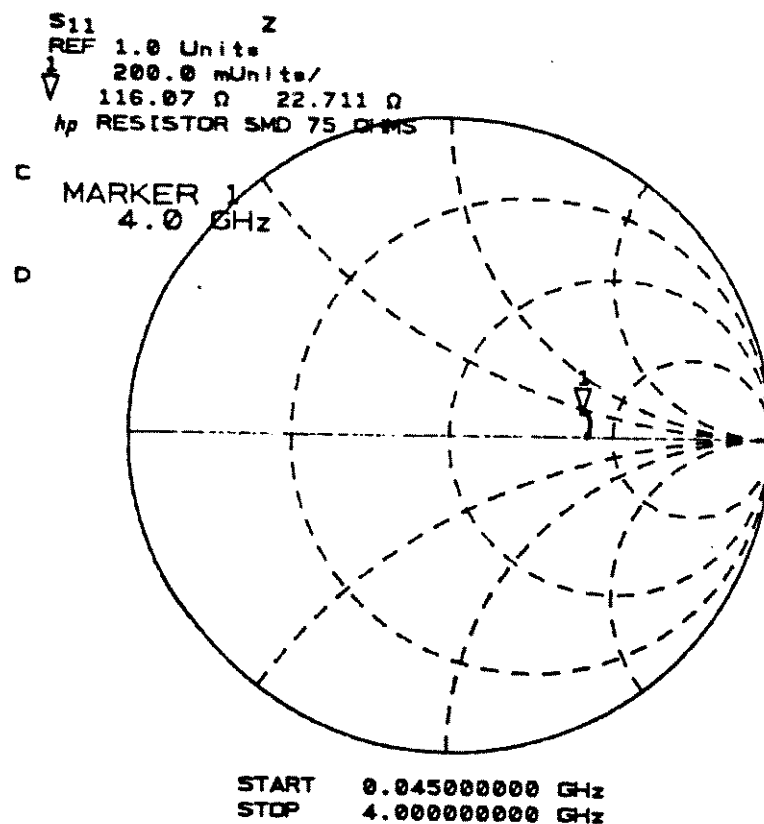


Fig. 3:

Resposta medida do resistor SMD de 68 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/04/80 - 02:25:06 - MODEL2

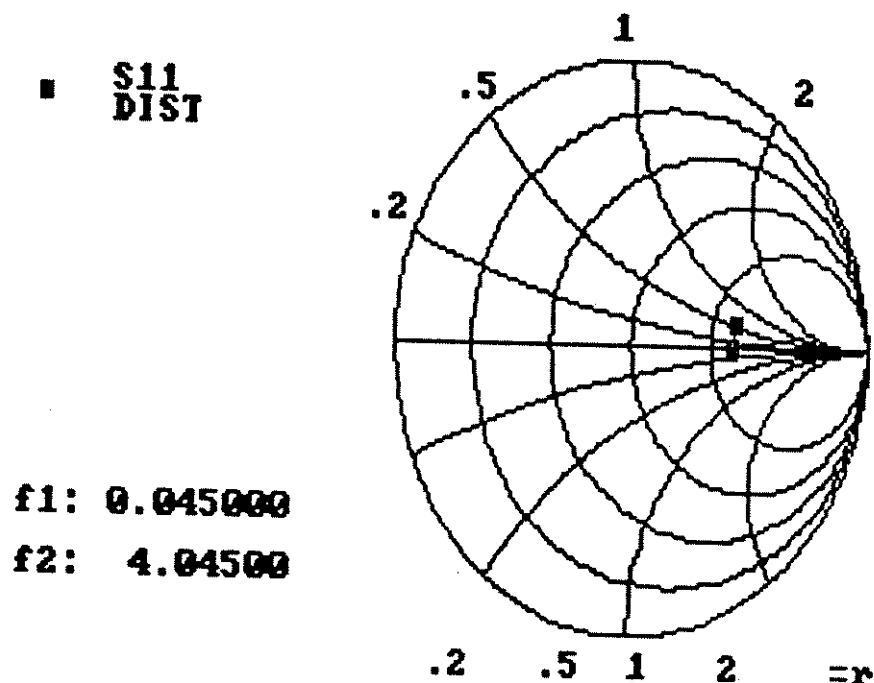
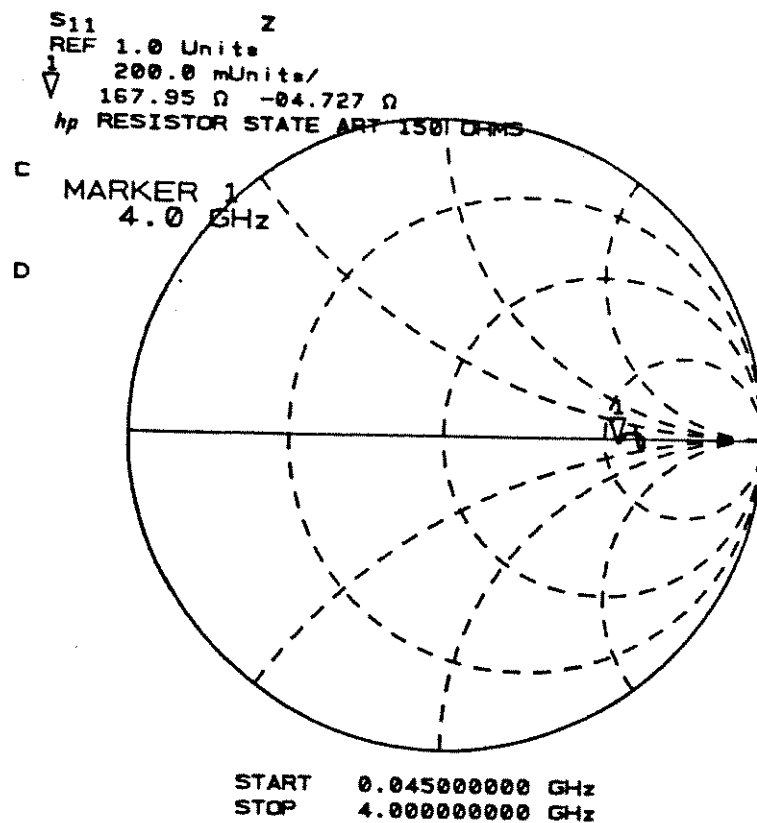


Fig. 4:

Resposta medida do resistor SMD de 75 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 02:28:12 - MODEL

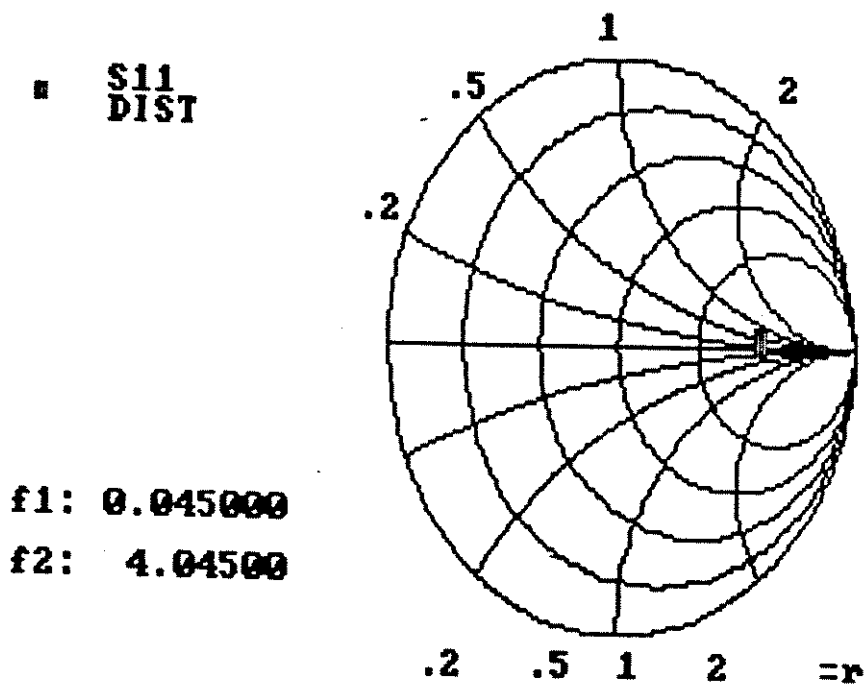
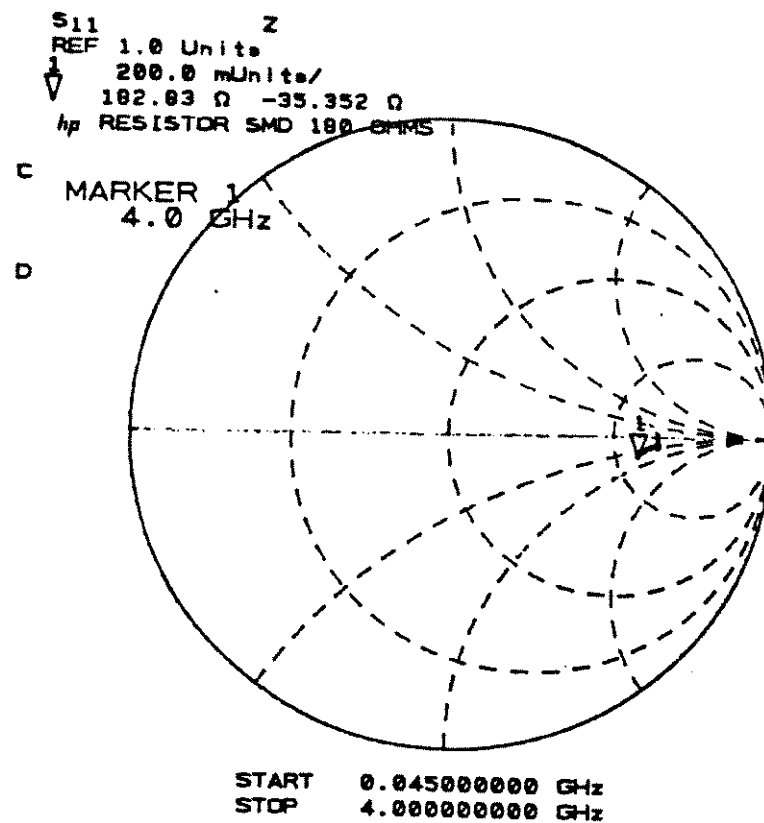


Fig. 5: Resposta medida do resistor SMD de 150 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/04/80 - 02:16:12 - MODEL2

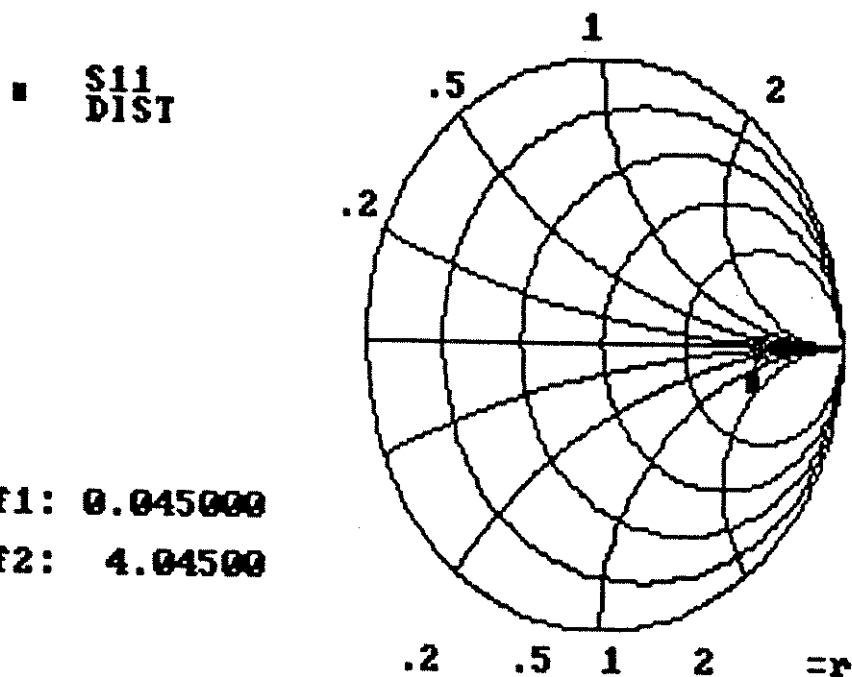
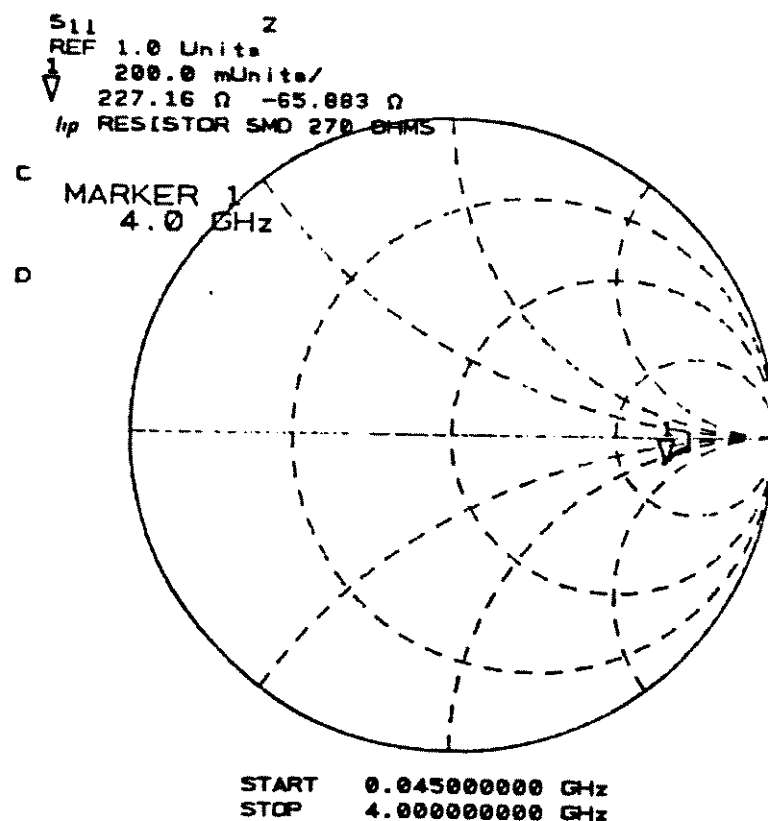


Fig. 6:

Resposta medida do resistor SMD de 180 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/03/80 - 07:41:49 - MODEL2

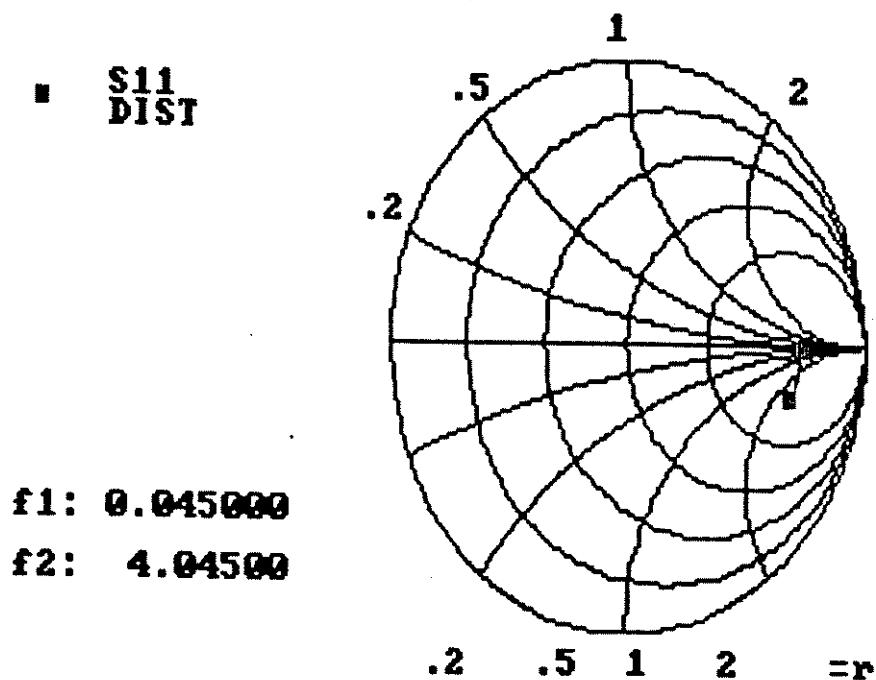
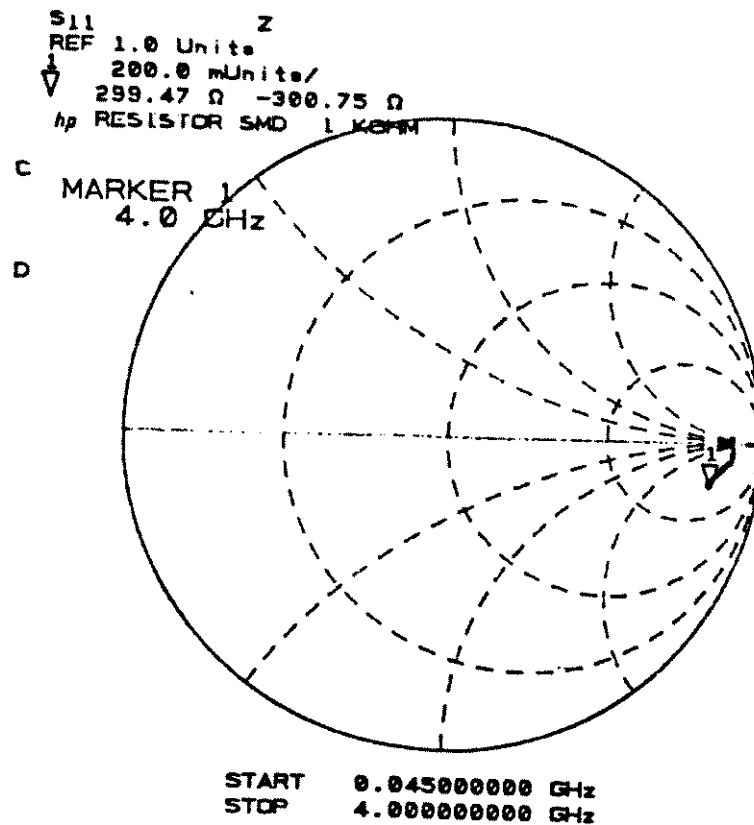


Fig. 7:

Resposta medida do resistor SMD de 270 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/04/80 - 02:06:25 - MODEL2

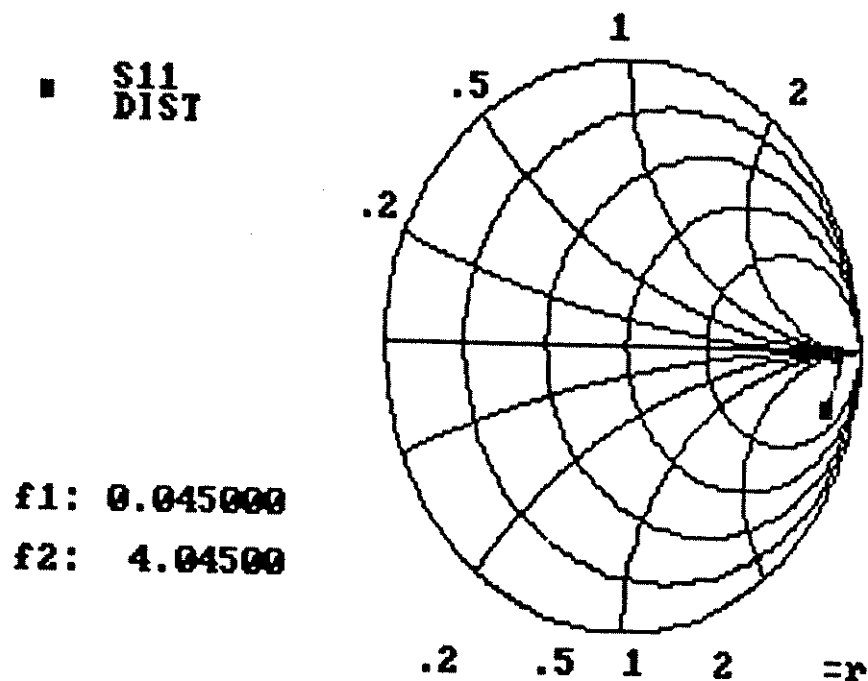
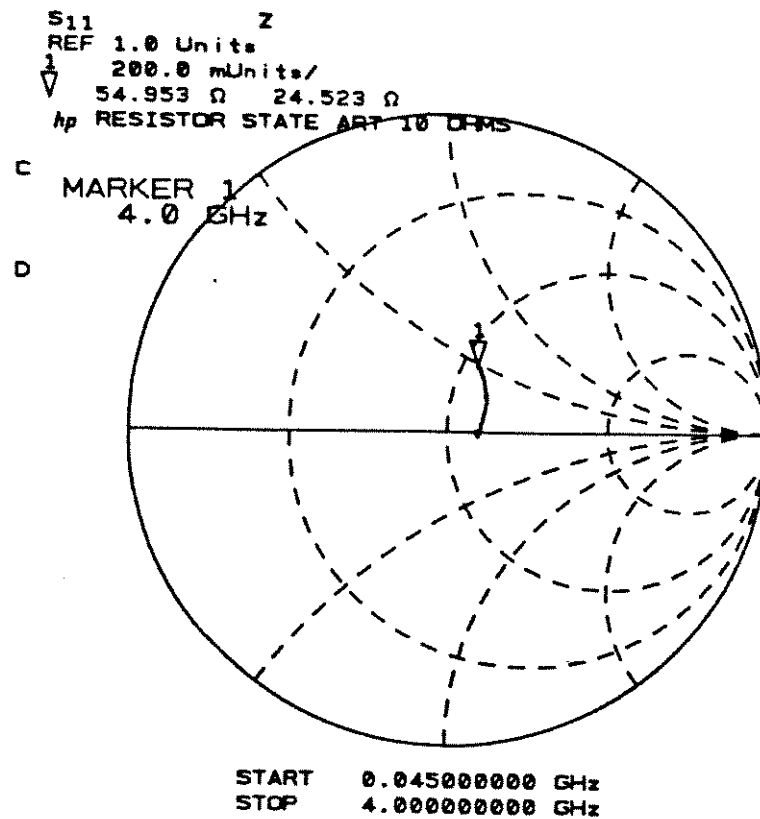


Fig. 8: Resposta medida do resistor de 1 k Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 01:57:25 - MODEL

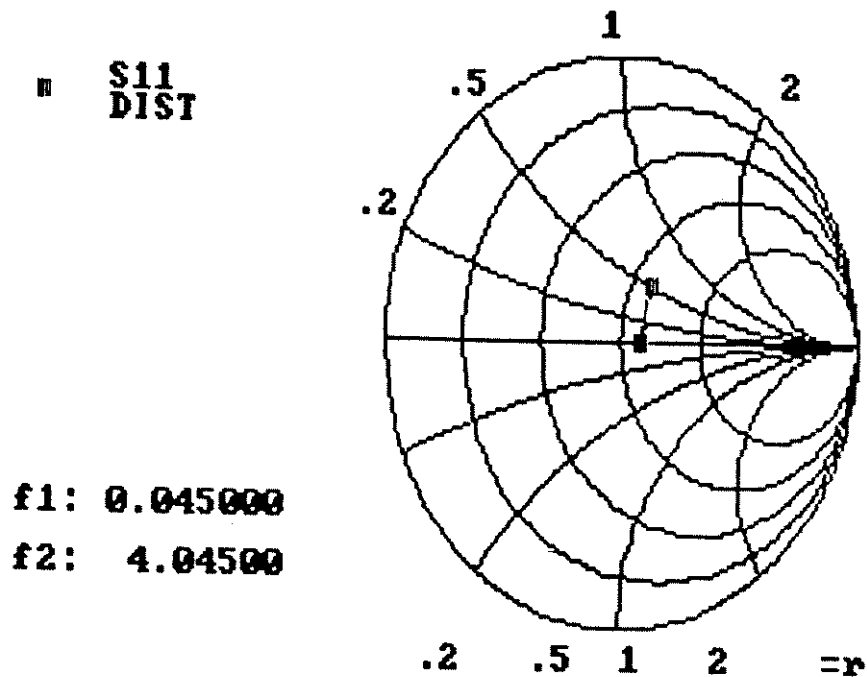
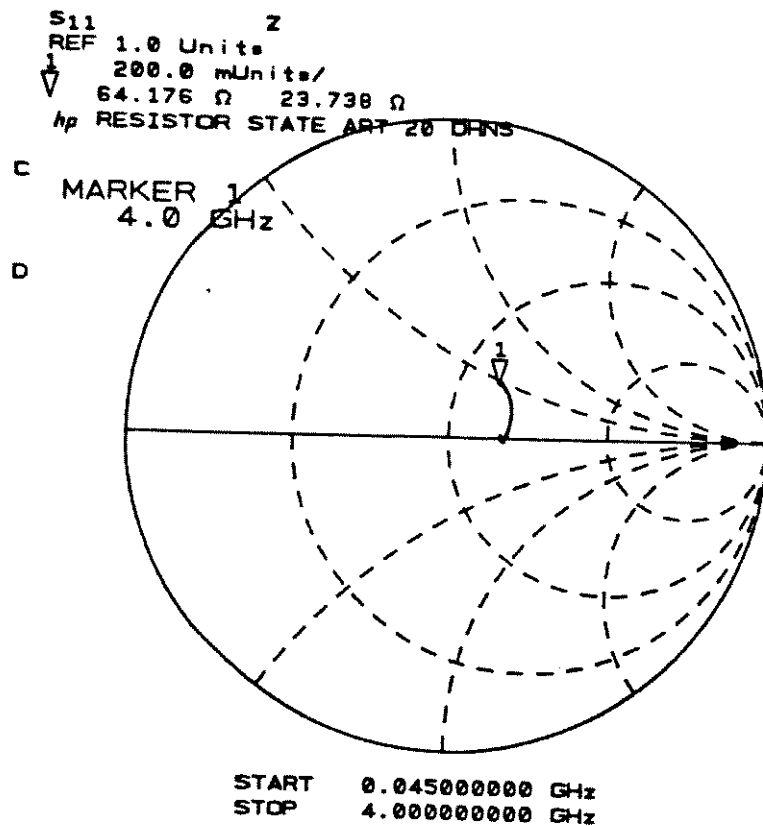


Fig. 9:

Resposta medida do resistor SMD de 10 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 02:03:42 - MODEL

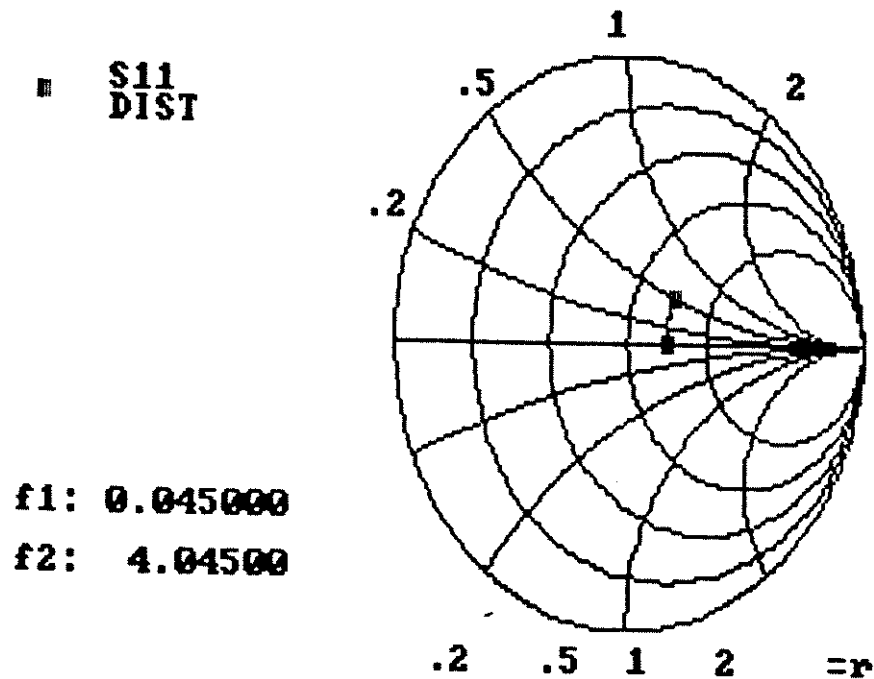
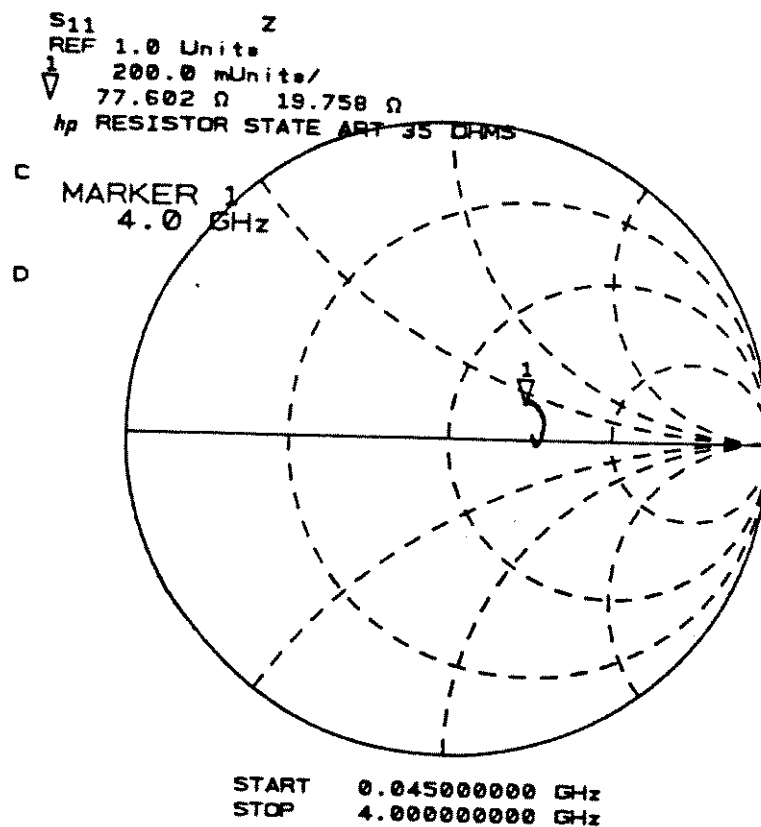


Fig. 10:

Resposta medida do resistor SMD de 20 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 02:10:19 - MODEL

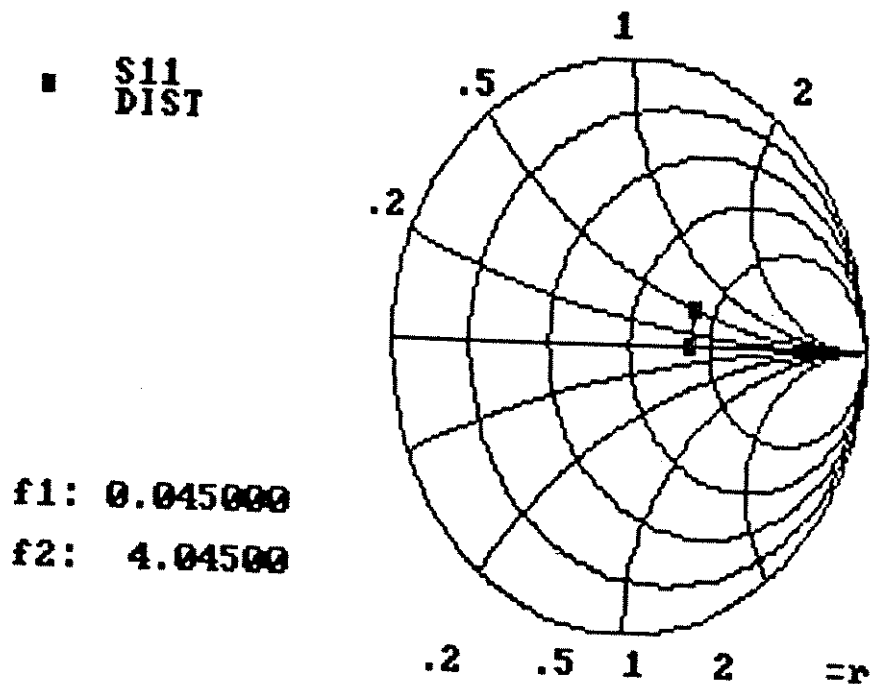
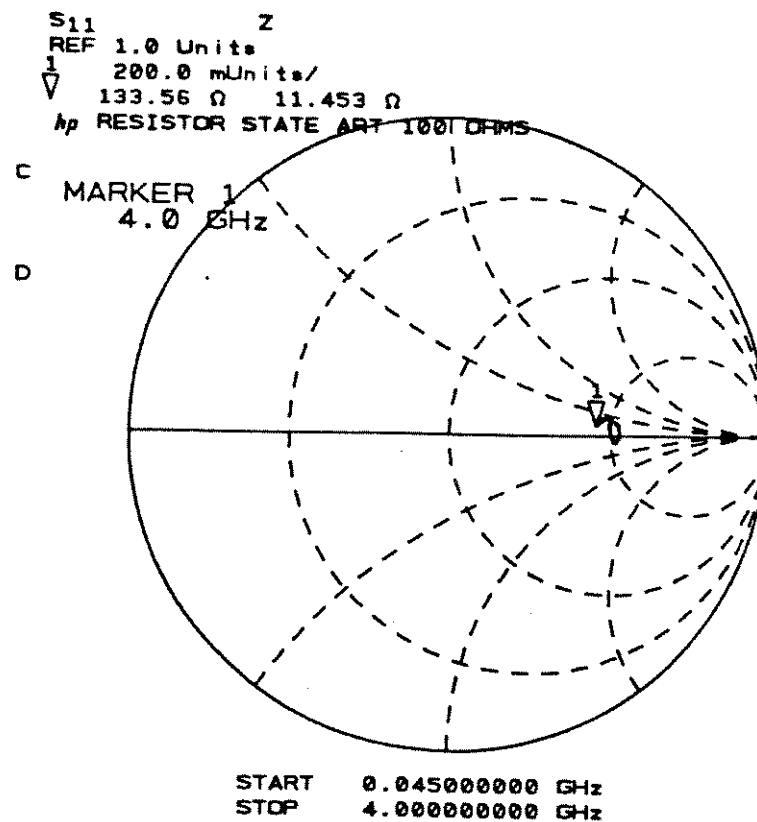


Fig. 11: Resposta medida do resistor SMD de 35 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 02:24:59 - MODEL

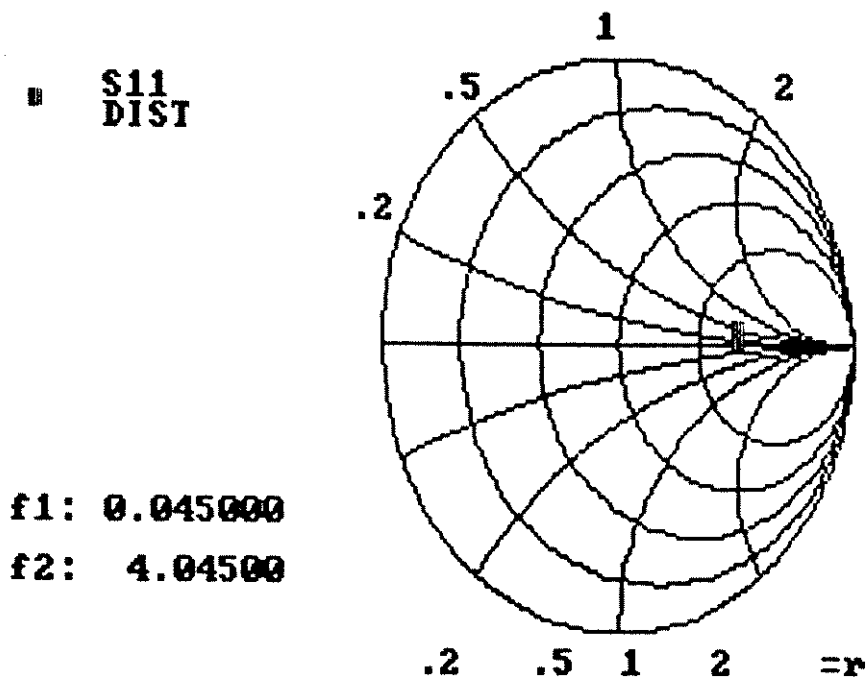
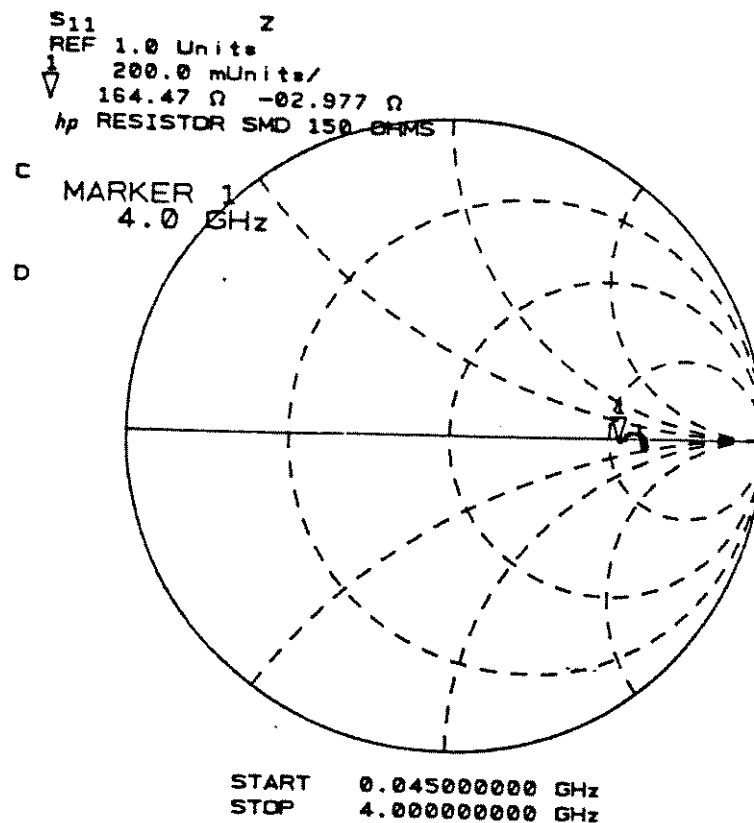


Fig. 12: Resposta medida do resistor SMD de 101 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 01:45:43 - MODEL

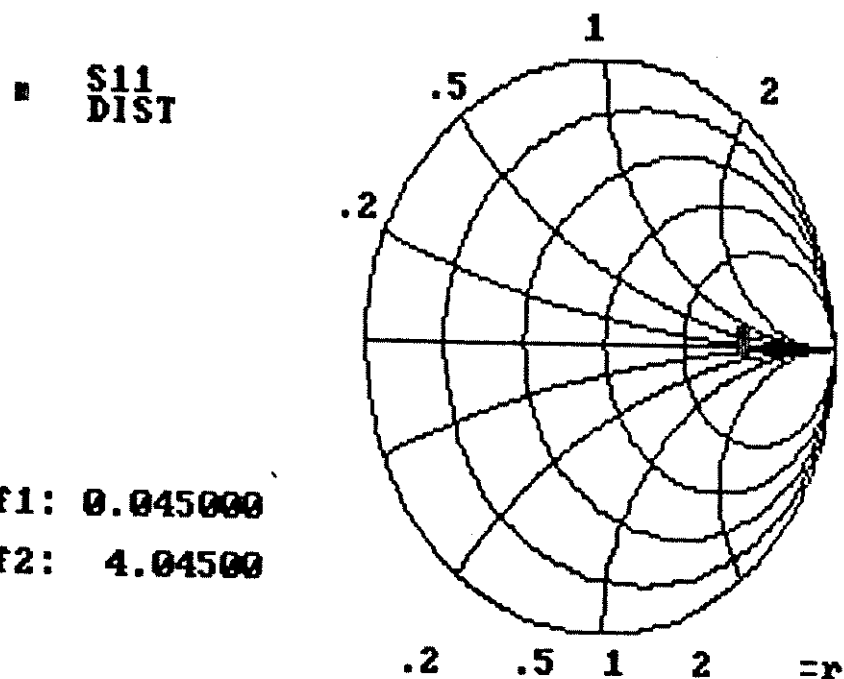
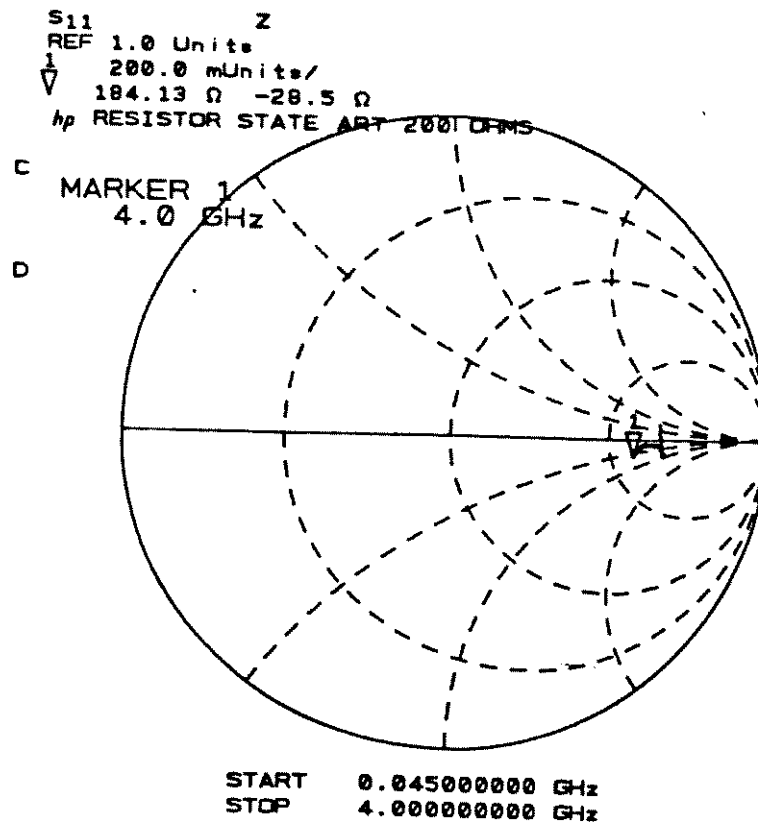


Fig. 13:

Resposta medida do resistor SMD de 150 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/02/80 - 02:33:24 - MODEL

■ S11
 DIST

f1: 0.045000

f2: 4.04500

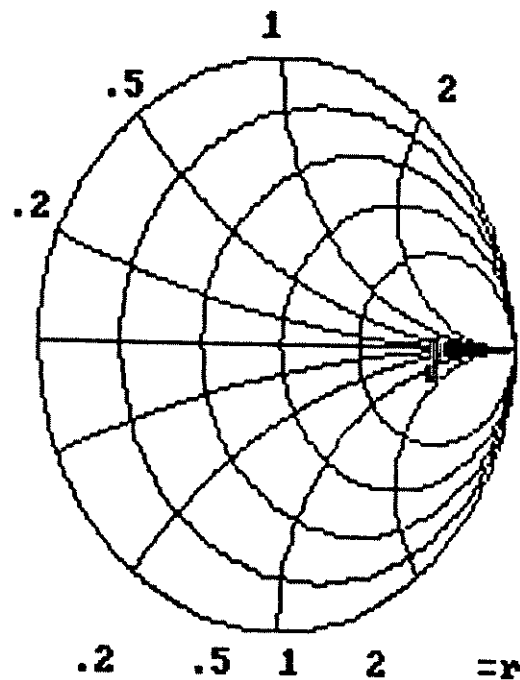
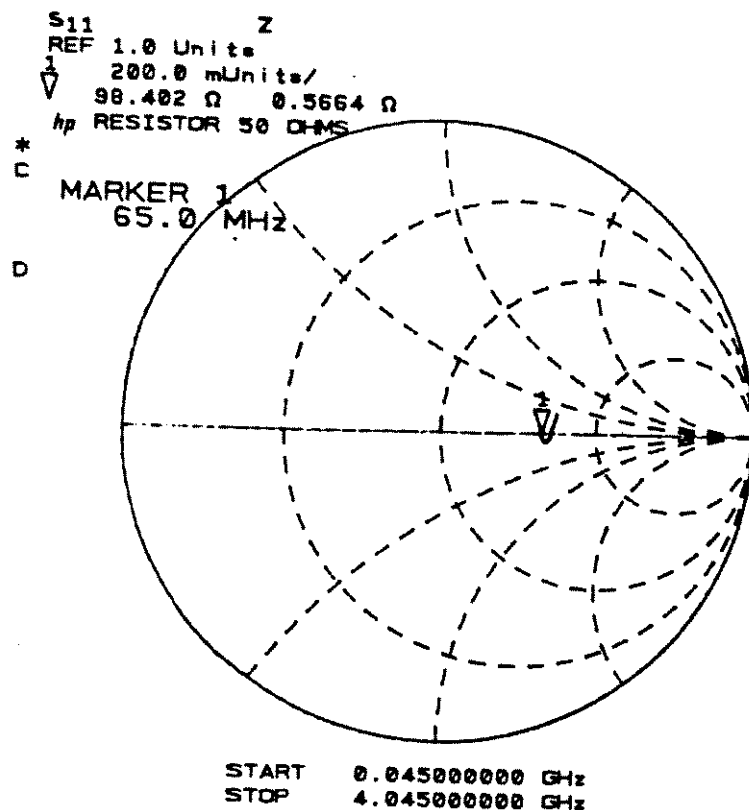


Fig. 14:

Resposta medida do resistor SMD de 200 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/01/80 - 02:46:32 - MODEL

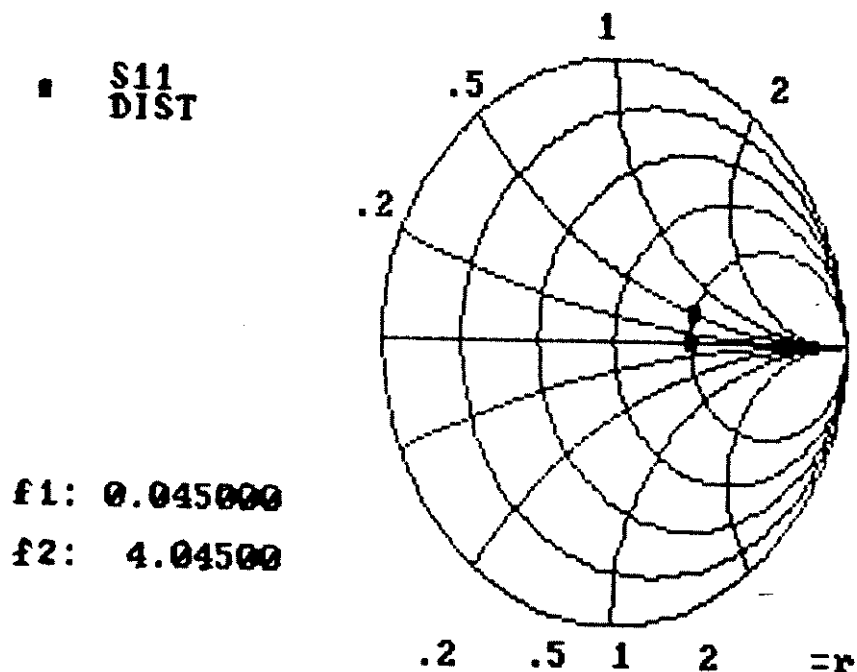
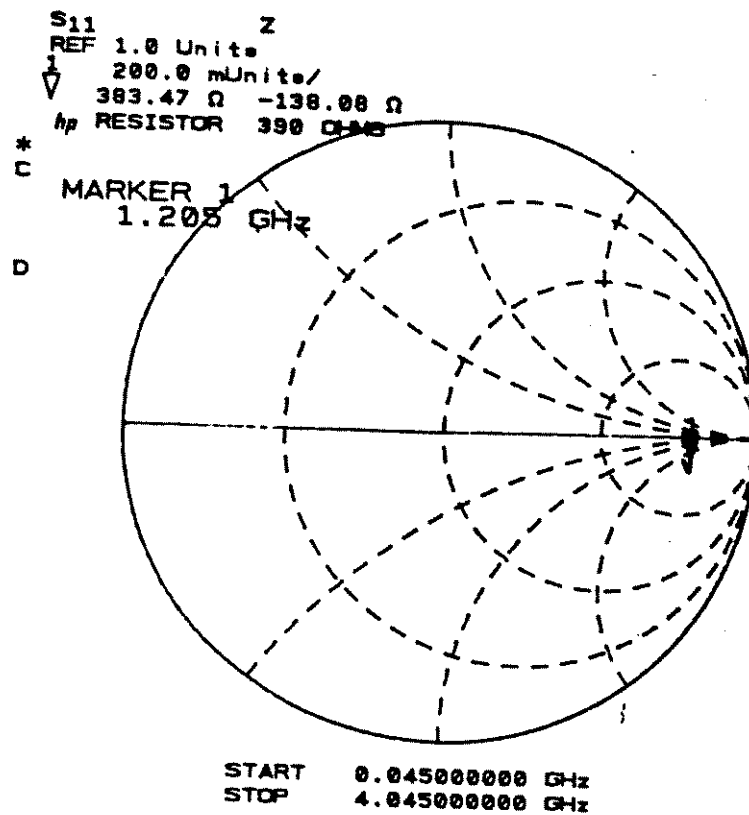


Fig. 15:

Resposta medida do resistor SMD de 50 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.



EEsof - 01/01/80 - 02:44:02 - MODEL

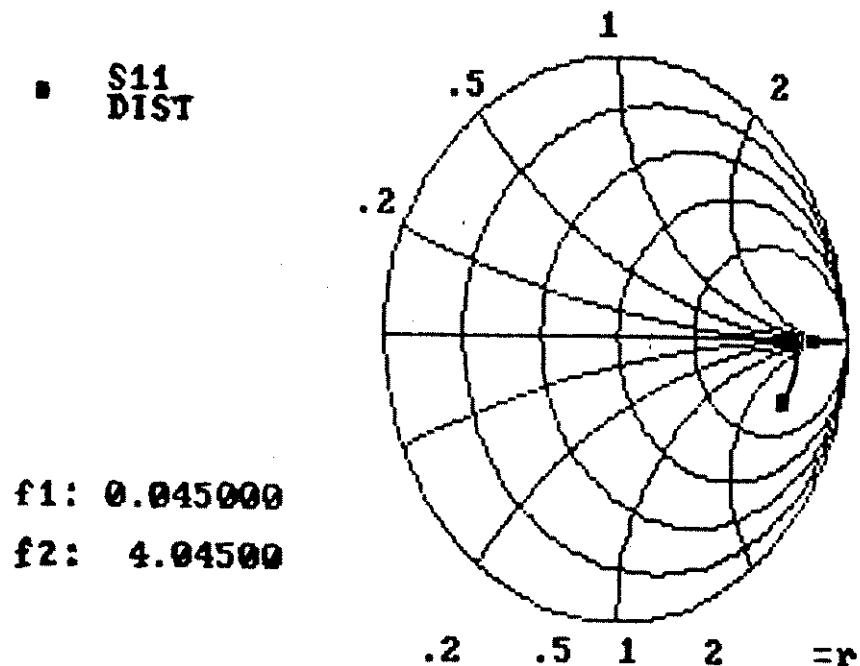


Fig. 16:

Resposta medida do resistor SMD de 390 Ω e resposta simulada de seu modelo equivalente.

Apêndice VII

Características do substrato plástico utilizado (KEENE 880 BO25 3317)

DI-CLAD[®] 870 and 880 **LOW LOSS WOVEN GLASS/PTFE COMPOSITE LAMINATES**

DESCRIPTION:

DI-CLAD[®] 870 and 880 are woven glass/PTFE (polytetrafluorethylene) composite laminates yielding lowest losses at X-Band frequencies and beyond, in addition to low dielectric constant.

DI-CLAD[®] 870 and 880 utilize a rigid glass fabric grid which enhances the ability to retain dimensional stability, and may permit single pass etching for critical circuit applications. The reinforced woven glass base offers a lower coefficient of expansion over comparable non-woven materials.

DI-CLAD[®] 870 and 880 are designed and tested to meet strict military standards. Each sheet meets the requirements for GY materials, as specified under MIL-P-13949. Actual test data and Certificates of Compliance to MIL-P-13949 are available.

APPLICATIONS:

- ▼ High frequency analog and digital data communications systems
- ▼ On-board missile and aircraft radar system components
- ▼ Electronic warfare and countermeasure devices
- ▼ Satellite communication equipment
- ▼ TVRO and DBS low loss circuits

FEATURES:

- ▼ Woven glass/PTFE laminate construction
- ▼ Lower thermal coefficient of expansion versus nonwoven materials
- ▼ Predictable electrical characteristics; from sheet to sheet and across sheets
- ▼ Planar insulation resistance retention after moisture exposure
- ▼ Sheet size up to 36" x 48"
- ▼ Resistant to cold flow
- ▼ Available with either rolled or electro-deposited copper

BENEFITS:

- ▼ Reinforced construction has dimensional stability during processing
- ▼ Reduces both strain in thermal cycling, and dimensional change during processing. Easier processing may eliminate the need for double etching
- ▼ Reproducible electrical performance, circuit after circuit
- ▼ Maintains electrical values after processing
- ▼ Accommodates needs of large circuits or custom panels
- ▼ Predictable component positioning for mechanical fasteners
- ▼ User selection of copper cladding for specific loss requirements

SPECIFICATIONS AND TEST METHODS:

DI-CLAD 870 AND 880 TYPICAL ELECTRICAL AND MECHANICAL PROPERTIES*

PROPERTY	UNITS ENGLISH (METRIC)	TEST METHOD	CONDITIONING	DI-CLAD® 870*	DI-CLAD® 880*	TYPE GY MIL-P-13949F SPECIFICATION
Dielectric Constant	—	X-Band Stripline Resonator Mil-P-13949F (ASTM D-3380)	A	2.33 ± 0.04	2.17 ± 0.04	2.17 ± 0.04
				*** ± 0.02	*** ± 0.02	233 ± 0.04
Dissipation Factor	—	Same test method		0.0012	0.00065	0.0015 max.
Water Absorption**	(mg.) %	Mil-P-13949F ASTM D-570	D 24/23 D 24/23	(< 0.01) < 0.01	(< 0.01) < 0.01	6 —
Peel Strength Condition A	lbs/in (kN/m)	Mil-P-13949F	A	4 (2.5)	4 (2.5)	8 (1.44)
After Thermal Stress Using 1 oz. Rolled Cu Foil	lbs/in (kN/m)	Mil-P-13949F	As per speci- fication	12 (2.2)	12 (2.2)	8 (1.44)
Volume Resistivity**	megohm-cm	Mil-P-13949F	As per speci- fication	10 ⁹	10 ⁹	10 ⁶
Surface Resistivity	megohms	Mil-P-13949F	As per speci- fication	10 ⁹	10 ⁹	10 ⁶
Arc Resistance	sec.	Mil-P-13949F	D 48/50	180 +	180 +	180 min.
Dielectric Strength**	KV	Mil-P-13949F	D 48/50	32	40	20
Parallel, Cond D 48/50, S x S						
Flexural Strength**	kbs/sq. in. (MPa)	Mil-P-13949F	A	Warp/Fil 12.4/8.4 (85.2/57.6)	—	Warp/Fil 8.0/7.0 (55/48.1)
Specific Gravity	(gm cc)	ASTM D-792	A	2.2	2.2	
Thermal Coefficient of Expansion, X-Y Plane	ppm/°C	ASTM D-228	Stress Relieved	Warp/Fil 32.5/30.0 27.5/23.1 26.2/20.9	Warp Fill 38.6/54.5 28.7/42.5 20.8/34.3	— — —
— 15 to + 30°C						
+ 30 to + 85°C						
+ 85 to + 140°C						
Expansion, Z Axis	ppm/°C	Dupont Thermal Analyzer, TMA	Stress Relieved	280-290 550	140-145 430-440	— —
50-150°C						
150-250°C						
Dimensional Change**						
After Etch	mils/in	Mil-P-13949F	As per test method	0.05-0.02	0.1-0.6	1.5
After Elevated Temp.	mils/in.	Mil-P-13949F		0.3-0.5	0.1-0.6	1.5
Thermal Coefficient of Dielectric Constant (see graph Page 3)	(ppm/°C)	Modified ASTM D-3380 Keene Test Procedure	30° - 70°C 30° - 140°C - 10° - 30°C	— — —	136 154 220	— — —

*TYPICAL VALUES, NOT TO BE USED FOR SPECIFICATIONS. THE PROPERTIES OF DI-CLAD® 870 AND 880 MEET THE REQUIREMENTS OF MIL-P-13949F SPECIFICATION FOR TYPE GY.

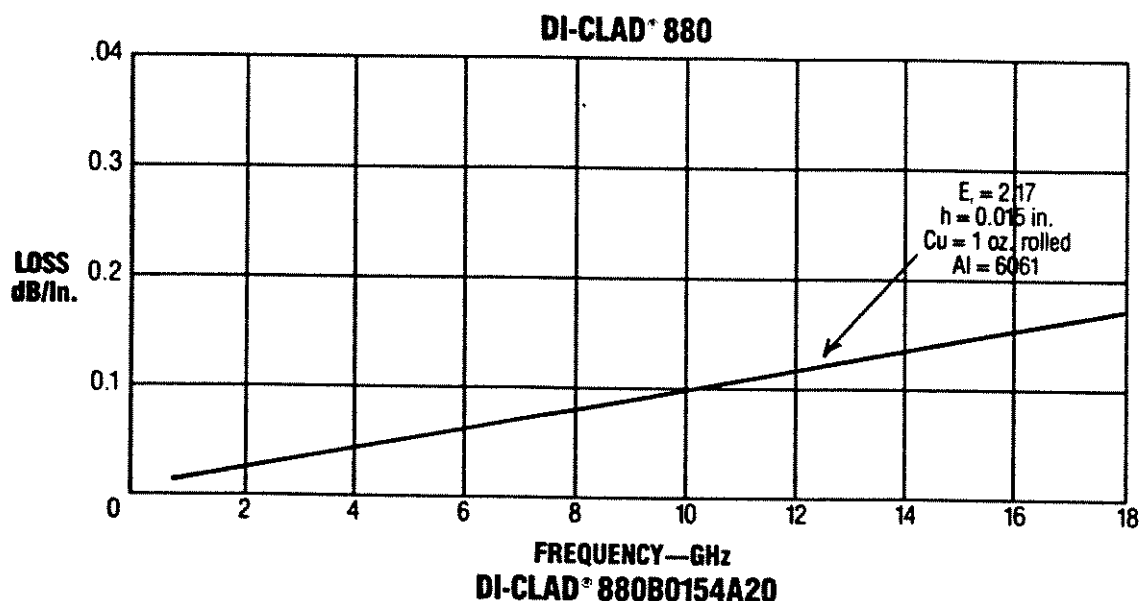
**DATA BASED ON 0.030-INCH THICK LAMINATES.

***DIELECTRIC CONSTANT RANGE OF ± 0.02 AVAILABLE AS A PREMIUM GRADE.

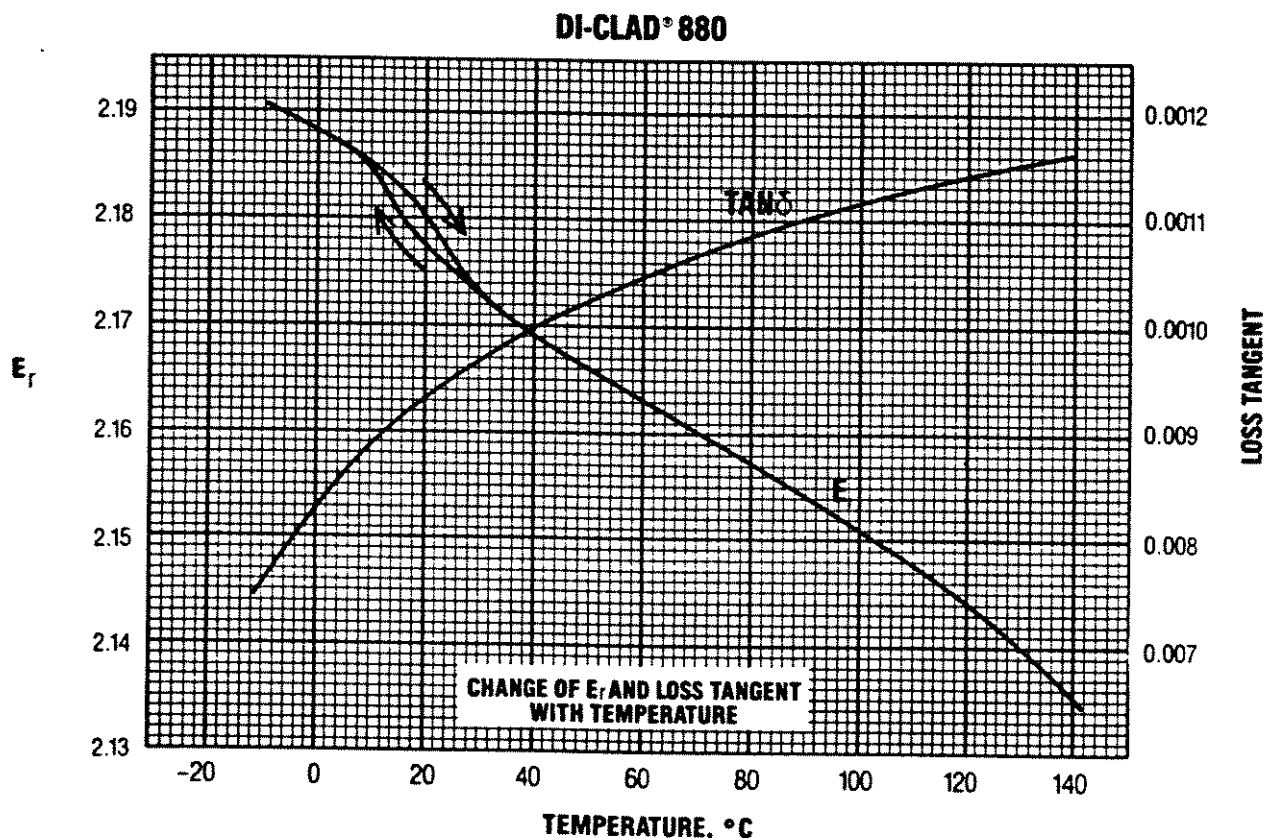
Explanation of conditioning terms: Cond. A. means tested as received or as etched. Cond. D 24/23 and D 48/50 are immersion in water for 24 and 48 hours at 23° and 50°C, respectively.

Volume and surface resistivity tests run after temperature and conditioning cycles specified in Mil-P-13949F.

INSERTION LOSS OVER A RANGE OF FREQUENCIES



THERMAL COEFFICIENT OF DIELECTRIC CONSTANT



The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied, shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent. These data are not to be used as a specification.

AVAILABILITY:

TYPICAL PRODUCTS AND NOMENCLATURE

DI-Clad* Grade	Thickness Designation	Thickness ¹	Cladding ²	Dielectric ³ Constant	Thickness Tolerance
870	B (base sub- strate, not including foil)	.005" to .060"	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	2.33	Expressed in Decimals
880	B	.005" to .060"		2.17	

Other Claddings: selected heavy copper and copper alloy backings are available.

Ordering Data: When ordering DI-CLAD 870 or 880, be sure to specify the following: dielectric constant, dielectric thickness, copper cladding, copper type, metal plate cladding type, alloy and thickness.

STANDARD PRODUCTS								
		Grade	Thickness	Designation	Thickness	(1) Cladding	(2) Dielectric Constant	(3) Tolerance per Thickness
	DI-CLAD 870 (MIL-P-13949 Type GY)							
Dielectric Constant	2.33 ± 0.04 or ± 0.02	870	B	010	44	33	0.010" ± .001"	
Dissipation Factor (10 GHz)	0.0012 (Typical)	870	B	020	44	33	0.020" ± .002"	
Copper Cladding	Roller copper is standard	870	B	030	44	33	0.030" ± .002"	
Standard Sheet Size	16" x 36" (576 sq. in.) (4 sq. ft.)	870	B	060	44	33	0.060" ± .002"	
	DI-CLAD 880 (MIL-P-13949 Type GY)							
Dielectric Constant	2.20 ± 0.04 or ± 0.02	880	B	010	44	20	0.010" ± .001"	
Dissipation Factor (10 GHz)	0.0009 (Typical)	880	B	015	44	20	0.015" ± .001"	
Copper Cladding	Roller copper is standard	880	B	020	44	20	0.020" ± .002"	
Standard Sheet Size	16" x 36" (576 sq. in.) (4 sq. ft.)	880	B	030	44	20	0.030" ± .002"	
		880	B	060	44	20	0.060" ± .002"	

(1) Expressed in mils (e.g., .031 = 0.031 inch)

(2) One digit for each side of laminate

(3) For DI-CLAD* 870 and 880, dielectric constant is expressed as the decimal fraction beyond 2.00 (e.g., 20 = DK of 2.20; 33 = DK of 2.33)

ITEM CODE EXAMPLE 870B0301133

Laminate Grade (870) = Di-Clad 870
Laminate Thickness (B030) = Base thickness 0.030"
Cladding (11) = 1 oz. ED copper, both sides
Dielectric Constant (33) = DK of 2.33

KEENE

CORPORATION

LAMINATES DIVISION

DIVISION HEADQUARTERS
199 Amarat Street
East Providence, RI 02914
(401) 434-2340 Telex 6972602
FAX: (401) 434-2557

SALES AND MANUFACTURING
1100 Governor Lea Road
Bear, DE 19701
(302) 834-2100 Telex 6711193
FAX: (302) 834-2102

Apêndice VIII

Arquivo REALIM.CKT

(arquivo TOUCHSTONE-EESOF do amplificador realimentado)

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
REALIM.CKT 01/02/80 - 04:12:14

!ARQUIVO\CIRCUITO: AMPLIFICADOR REALIMENTADO
!DATA/AUTOR:SAMUEL
!RENOMEAR (*F5) E EDITAR (F5) P/ CRIAR NOVO ARQUIVO-CIRCUITO

DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH
ANG DEG

VAR

EF#20 35 60
EF1# 20 30 90
LS1=1
CP1=0.10
CP2=0.15

!EON

CKT ! (BLOCO OBRIGATORIO)

TLIN 51 1 Z=114 EN1 25 90 F=2
SLC 1 2 L^LS1 C=1E6
CAP 1 0 C^CP2
CAP 2 0 C^CP2
PRC 2 3 R=1000 C^CP1
SLC 3 0 L^LS1 C=1E6
CAP 3 0 C^CP2
TLIN 2 4 Z=104 E=10 F=2
S2PA 4 5 6 A:AT-8110A.S2P
TLIN 5 10 Z=104 E=8 F=2
IND 6 0 L=0.25
TLIN 11 8 Z=114 E^EF F=2
SRL 8 9 R=180 L^LS1
CAP 8 9 C^CP2
SLC 9 20 L^LS1 C=1E6
CAP 9 0 C^CP2
CAP 20 0 C^CP2
TLIN 20 2 Z=114 E^EF1 F=2
SRL 11 7 R=270 L^LS1
CAP 11 7 C^CP2
SLC 7 0 L^LS1 C=1E6
CAP 7 0 C^CP2
SRL 10 11 R=35 L^LS1
TLIN 11 12 Z=114 E=21 F=2
TLIN 12 13 Z=104 E=3 F=2
S2PB 13 14 15 A:AT-8110.S2P
SRL 15 150 R=150 L^LS1
SRL 15 150 R=150 L^LS1
CAP 15 150 C^CP2

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
REALIM.CKT 01/02/80 - 04:12:17

CAP 15 150 C^CP2
CAP 15 0 C^CP2
SLC 15 150 L^LS1 C=1E6
CAP 150 0 C^CP2
IND 150 0 L=0.25
TLIN 14 17 Z=104 E=5 F=2
TLIN 18 181 Z=114 E=10 F=2
SRL 181 16 R=68 L^LS1
SLC 16 0 L^LS1 C=1E6
CAP 16 0 C^CP2
SRL 17 18 R=20 L^LS1
SLC 18 19 L^LS1 C=1E6
CAP 18 0 C^CP2
CAP 19 0 C^CP2
DEF2P 51 19 ENT

TERM
PROC

OUT
ENT S11 SC2
ENT S22 SC2
ENT DB[S21] GR1
ENT DB[S22] GR1A
ENT DB[S11] GR1A
ENT K
FREQ 1(BLOCO OBRIGATORIO)
ISWEEP 0.5 8.0 .25
SWEEP 0.001 2.501 .25

GRID
GR1 9 19 1
GR1A -30 0

OPT
RANGE 0.001 1.601 .50
ENT DB[S21]>17.0 10
ENT DB[S21]<18.0 10
ENT DB[S11]<-10
ENT DB[S22]<-10

TOL

Apêndice IX

Arquivo DIST5.CKT

(arquivo TOUCHSTONE-EESOF do amplificador distribuído)

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
DISTA2.CKT 01/01/80 - 17:07:33

INOME DO ARQUIVO-CIRCUITO: AMPLIFICADOR DISTRIBUIDO
IDESCricao:
IDATA/AUTOR: SAMUEL
IRENOMEAR (^F5) E EDITAR (F5) P/ CRIAR NOVO ARQUIVO-CIRCUITO

DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH
ANG DEG

VAR

EF=2
ZF=103
LB=1
LF=0.25
LG=230
LD=230
CB=39
ZG=143.9
ZD=143.9
RG=35
RD=100
RS=10

IEQN

CKT 1(BLOCO OBRIGATORIO)

SLC 1 2 L^LS C^CB
TLOC 2 0 ZN30 52 144 EN1 55 90 F=2.6
TLIN 2 3 Z^ZG E=17 F=2.6
SLC 3 0 L=231 C^CB
TLIN 3 4 Z^ZF E^EF F=2.6
S2PA 4 5 6 \SAMUEL\AT-8110.S2P
IND 6 0 L^LF
TLIN 5 7 Z^ZF E^EF F=2.6
SRL 7 8 R^RS L^LS
TLIN 8 9 Z^ZD E=12 F=2.6
SRL 9 10 R^RD L=2
CAP 10 0 C^CB
SLC 9 0 L=231 C^CB
SLC 3 12 L^LS C^CB
TLIN 12 13 Z^ZG E=20 F=2.6
SLC 13 0 L=231 C^CB
TLIN 13 14 Z^ZF E^EF F=2.6
S2PB 14 15 16 \SAMUEL\AT-8110.S2P
IND 16 0 L^LF
TLIN 15 17 Z^ZF E^EF F=2.6
SRL 17 18 R^RS L^LS

TLIN 18 8 Z^ZD E=20 F=2.6
TLOC 18 0 ZN30 100 144 EN1 77 90 F=2.6
TLIN 18 19 Z^ZD E=20 F=2.6
SLC 13 20 L^LS C^CB
TLIN 20 21 Z^ZG E=18 F=2.6
SLC 21 0 L=231 C^CB
TLIN 21 26 Z^ZG E=18 F=2.6
SRL 26 27 R^RG L=2
CAP 27 0 C^CB
TLIN 21 22 Z^ZF E^EF F=2.6
S2PC 22 23 24 \SAMUEL\AT-8110.S2P
IND 24 0 L^LF
TLIN 23 25 Z^ZF E^EF F=2.6
SRL 25 19 R^RS L^LS
TLOC 19 0 ZN30 45 144 EN1 50 90 F=2.6
SLC 19 20 L^LS C^CB
DEF2P 1 20 DIST
TERM
PROC

OUT
DIST K
DIST S11 SC2
DIST S22 SC2
DIST DB[S21] GR1
DIST DB[S22] GR1A
DIST DB[S11] GR1A
FREQ 1(BLOC0 OBRIGATORIO)
SWEEP 0.5 4.00 .25
ISWEEP 0.6 1.2 .10

GRID
GR1 0 20 2
GR1A -20 0

OPT
RANGE 0.5 2.60 .25
!DIST DB[S21]>12.0 5
DIST DB[S21]=13.0 5
DIST DB[S22]<-10
DIST DB[S11]<-10
TOL

Apêndice X

Arquivo LOSSY2.CKT

(arquivo TOUCHSTONE-EESOF do amplificador com casamento por perdas).

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
LOSSY2.CKT 01/03/80 - 03:01:03

SLC 16 0 L^LS C^CB
CAP 16 0 C^CP
TLIN 14 17 Z^ZF E^EF F=4
S2PB 17 18 19 \SAMUEL\AT-8110.S2P
IND 19 0 L^LF
TLIN 18 20 Z^ZF E^EF F=4
TLIN 20 21 Z=70 E=10 F=4
SRL 21 22 R^RD2 L^LS
TLIN 22 23 Z=144 EN15 119.98460 120 F=4
SLC 23 0 L^LS C^CB
CAP 23 0 C^CP
CAP 21 0 C^CP
SLC 21 24 L^LS C^CB
CAP 24 0 C^CP
DEF2P 1 24 LOSSY
TERM
PROC

OUT
LOSSY K
LOSSY S11 SC2
LOSSY S22 SC2
LOSSY DB[S21] GR1
LOSSY DB[S22] GR1A
LOSSY DB[S11] GR1A
FREQ 1(BLOCO OBRIGATORIO)
SWEEP 0.001 4.001 .25
ISWEEP 0.001 9.001 .50

GRID
GR1 10 30 2
GR1A -20 0

OPT
RANGE 0.001 3.001 .25
LOSSY DB[S21]>22.0
LOSSY DB[S21]<24.0
LOSSY DB[S22]<-10
LOSSY DB[S11]<-10
TOL

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
LOSSY2.CKT 01/03/80 - 03:01:00

INOME DO ARQUIVO-CIRCUITO: AMPLIFICADOR COM CASAMENTO POR PERDAS
IDESCricao:
IDATA/AUTOR: SAMUEL
IRENOMEAR (^F5) E EDITAR (F5) P/ CRIAR NOVO ARQUIVO-CIRCUITO

DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH
ANG DEG

VAR

LF=0.4
CB=100000
CP=0.1
LS=1
ZF=103
EF=3
RG1=35
RD1=150
RG2=200
RD2=100

IEGN

CKT 1 (BLOCO OBRIGATORIO)
TLIN 1 2 Z=40 E=109 F=4
CAP 2 0 C^CP
SLC 2 3 L^LS C^CB
CAP 3 0 C^CP
SRL 3 4 R^RG1 L^LS
TLIN 4 5 Z=89 E=10 F=4
SLC 5 0 L^LS C^CB
CAP 5 0 C^CP
TLIN 3 6 Z^ZF E^EF F=4
S2PA 6 7 8 \SAMUEL\AT-8110.S2P
IND 8 0 L^LF
TLIN 7 9 Z^ZF E^EF F=4
TLIN 9 10 Z=60 E=15 F=4
SRL 10 11 R^RD1 L^LS
TLIN 11 12 Z=144 EN1 39.9552 120 F=4
SLC 12 0 L^LS C^CB
CAP 12 0 C^CP
CAP 10 0 C^CP
SLC 10 13 L^LS C^CB
CAP 13 0 C^CP
TLIN 13 14 Z=100 E=10 F=4
SRL 14 15 R^RG2 L^LS
CAP 14 15 C^CP
TLIN 15 16 Z=144 EN10 119.9688 120 F=4

Apêndice XI

Arquivo CASCODE.CKT

(arquivo TOUCHSTONE-EESOF do amplificador cascode)

Touchstone/RF (TM) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
CASCODE9.CKT 01/04/80 - 20:42:50

INOME DO ARQUIVO-CIRCUITO: AMPLIFICADOR CASCODE
IDESCricao:
IDATA/AUTOR: SAMUEL
IRENOMEAR (*F5) E EDITAR (F5) P/ CRIAR NOVO ARQUIVO-CIRCUITO

DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
TIME PS
COND /OH

ANG DEG

VAR

LF1W.25 0.84198 2
LF2W.25 0.44780 2
LS=1
CB=100000
CP=0.1
CP1=0.15
ZF=103
ZF1=77
RF=390
RS=100
RS1=10
RE1=20
RE2=20
RG1=1000
RG2=1000
RG3=1000
RD2=50
RD3=150

IEQN

CKT ! (BLOCO OBRIGATORIO)
TLIN 111 1 ZW50 142.32680 144 EH1 16.64963 90 F=3
TL0C 111 0 ZW50 53.22585 144 EH1 25.82545 180 F=3
CAP 1 0 C^CP
SLC 1 2 L^LS C^CB
CAP 2 0 C^CP
SRL 2 3 R^RG1 L^LS
CAP 2 3 C^CP
SLC 3 0 L^LS C^CB
CAP 3 0 C^CP
TLIN 2 4 Z^ZF EH2 27.67660 90 F=3
S2PA 4 5 6 \SAMUEL\AT-8110.S2P
TLIN 6 0 Z^ZF1 EH2 11.71388 20 F=3
TLIN 5 7 Z^ZF EH2 2.07201 90 F=3
SRL 7 77 R^RE1 L^LS
TLIN 77 9 Z=100 E=30 F=4

Touchstone/RF (TH) -Ver[1.45-Lot 100]-Ser(30136-2892- 1000)
CASCODE9.CKT 01/04/80 - 20:42:52

SRL 9 99 R^RS1 L^LS
TLIN 99 11 Z^ZF E=2 F=3
S2PB 13 12 11 \SAMUEL\AT-8110.S2P
TLIN 13 14 Z^ZF EN2 3 20 F=3
SRL 14 143 R=0 L=0
SRL 143 141 R^RG2 L^LS
CAP 143 141 C^CP
SLC 141 0 L^LS C^CB
CAP 141 0 C^CP
SLC 143 0 L^LS C=100000
CAP 143 0 C=0.1
TLIN 12 15 Z^ZF EN2 18.73055 90 F=3
SRL 15 16 R^RD2 L^LS
SLC 16 0 L^LS C^CB
CAP 16 0 C^CP
TLIN 15 17 ZH50 143.98060 144 EN75 75 120 F=3
SRL 17 18 R^RF L^LS
CAP 17 18 C^CP1
CAP 18 0 C^CP
SLC 18 19 L^LS C^CB
CAP 19 0 C^CP
TLIN 19 2 ZH50 139.95670 144 EN10 10.00063 120 F=3
CAP 15 0 C^CP
SLC 15 20 L^LS C^CB
CAP 20 0 C^CP
SRL 20 200 R^RG3 L^LS
CAP 20 200 C^CP
SLC 200 0 L^LS C^CB
CAP 200 0 C^CP
TLIN 20 21 Z^ZF EN1 18.36583 90 F=3
S2PC 21 22 23 \SAMUEL\AT-8110.S2P
TLIN 23 0 Z^ZF1 EN2 4.47485 20 F=3
TLIN 22 24 Z^ZF EN3 3.60240 90 F=3
SRL 24 25 R=5 L^LS
SRL 25 250 R^RD3 L^LS
CAP 25 250 C^CP
SLC 250 0 L^LS C^CB
CAP 250 0 C^CP
CAP 25 0 C^CP
SLC 25 26 L^LS C^CB
CAP 26 0 C^CP
TLIN 26 27 ZH50 50.00073 144 EN1 1.14865 90 F=3
DEF2P 111 27 DIST
TERM
PROC

OUT
DIST K
DIST S11 SC2
DIST S22 SC2
DIST DB[S21] GR1
DIST DB[S22] GR1A
DIST DB[S11] GR1A
FREQ !(BLOCO OBRIGATORIO)
SWEEP 0.001 4.001 .25
!SWEEP 0.001 8.001 .50

GRID
GR1 6 26 2
GR1A -20 0

OPT
RANGE 0.001 3.501
DIST DB[S21]=19.0
!DIST DB[S21]<20.0
DIST DB[S22]<-10
DIST DB[S11]<-10

RANGE 0.001 8.001
DIST K>1.5
TOL

Apêndice XII

Informações do programa TOUCHSTONE

O programa TOUCHSTONE é uma ferramenta de projeto profissional destinado a engenheiros de RF/microondas. Com este programa é possível a realização de análise linear e otimização dos circuitos simulados.

A execução do programa pode ser feita em computadores do tipo IBM PC-XT e AT, HP Vectra ou terminais VAX e SUN.

O programa se baseia em análise nodal e permite três formas básicas de saída de dados: retangular, carta de Smith e tabular. Os seguintes parâmetros podem ser analisados: fator de estabilidade, figura de ruído, atraso de grupo, parâmetros de espalhamento, máximo ganho disponível e outros.

É importante ressaltar que a correta utilização do programa requer o conhecimento de princípios básicos de técnicas de microondas, podendo abreviar significativamente o tempo de projeto de um dado circuito.