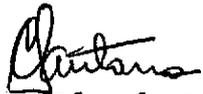


1. Publicação nº <i>INPE-2453-PRE/149</i>	2. Versão	3. Data <i>Junho, 1982</i>	5. Distribuição <input type="checkbox"/> Interna <input checked="" type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>DEE</i>	Programa <i>ESTER2</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>ACOPLADOR HÍBRIDO 3 dB</i> <i>LINHAS DE FITA</i>			
7. C.D.U.: <i>621.3.029</i>			
8. Título <i>INPE-2453-PRE/149</i>		10. Páginas: <i>22</i>	
<p><i>PROJETOS DE ACOPLADORES HÍBRIDOS DE 3 dB,</i> <i>QUE USAM LINHAS DE FITA JUSTAPOSTAS,</i> <i>EM DIELÉTRICOS HOMOGÊNEOS</i></p>		11. Última página: <i>13</i>	
		12. Revisada por	
9. Autoria <i>Benjamim da Silva M.C. Galvão</i> <i>Wilton José Fleming</i>		 <i>Carlos Eduardo Santana</i>	
 Assinatura responsável		13. Autorizada por  <i>Nelson de Jesus Parada</i> Diretor	
14. Resumo/Notas <p><i>Apresenta-se um método de cálculo para projeto de acopladores híbridos de 3 dB, que usam linhas de fita em dielétricos homogêneos. Mostram-se as curvas experimentais para a perda de retorno, isolamento e acoplamento, as quais justificam o método.</i></p>			
15. Observações <i>Submetido para apresentação na 34ª Reunião Anual da SBPC, em Campinas, SP, de 6 a 14 de julho de 1982.</i>			

ABSTRACT

A calculation method is presented for designing 3-dB hybrid couplers using striplines in homogeneous dielectrics. The experimental curves for return loss, isolation and coupling are shown, so justifying the method.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	v
LISTA DE SÍMBOLOS	vii
1 - <u>INTRODUÇÃO</u>	1
2 - <u>PROJETO DO ACOPLADOR HÍBRIDO DE 3 dB, QUE USA LINHAS DE FITA JUSTAPOSTAS EM DIELÉTRICOS HOMOGÊNEOS</u>	1
3 - <u>RESULTADOS E CONCLUSÕES</u>	7
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	13

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1 - Parâmetros geométricos do acoplador	2
2 - Montagem do circuito de duas faces onde ficam as linhas <u>justa</u> postas	3
3 - Configuração final do acoplador	7
4 - Curvas experimentais (frequência central 300 MHz)	9
5 - Curvas experimentais (frequência central 3,5 GHz)	10

LISTA DE SÍMBOLOS

- B - distância entre os planos de terra.
H - distância da linha ao plano de terra.
 P_1, P_2, P_3, P_4 - terminais de acesso do acoplador.
s - distância entre as linhas de fita.
w - largura da linha.
 ϵ - constante dielétrica relativa.

1. INTRODUÇÃO

Existem várias aplicações de componentes de microondas onde é imperativa a minimização de dimensões e peso. Este trabalho tem por finalidade apresentar um método de cálculo de um acoplador híbrido, baseado em idéias já conhecidas, o qual cobre o requisito acima, além de apresentar um desempenho satisfatório na faixa de uma oitava.

A Seção 2 apresenta um exemplo de projeto de um acoplador híbrido de 3 dB, no qual são dadas as expressões usadas nos cálculos, bem como as curvas de projeto. Maiores detalhes teóricos podem ser vistos nas referências bibliográficas.

Na Seção 3 são apresentados os resultados de projetos realizados com as técnicas descritas.

2. PROJETO DO ACOPLADOR HÍBRIDO DE 3 dB, QUE USA LINHAS DE FITA JUSTAPOSTAS EM DIELÉTRICOS HOMOGÊNEOS

No projeto do acoplador é necessário o conhecimento de parâmetros geométricos, os quais são mostrados na Figura 1, onde:

- s - distância entre as linhas de fita,
- H - distância da linha ao plano de terra,
- B - distância entre os planos de terra,
- W - largura da linha,
- ϵ - constante dielétrica relativa.

Todos os valores, com exceção da largura de fita W, são fixados pelo projetista, de acordo com o tipo de dielétrico e com sua espessura, disponíveis.

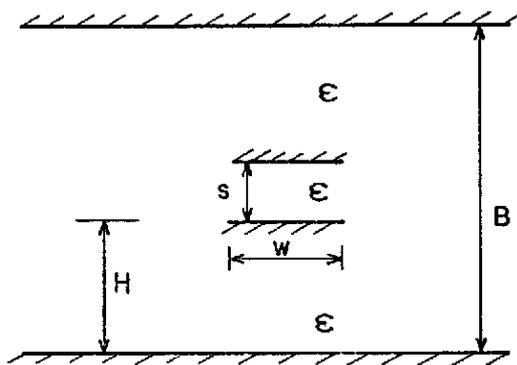


Fig. 1 - Parâmetros geométricos do acoplador.

O acoplador é construído fazendo-se um sanduíche de duas placas de dielétrico de constante relativa ϵ , e espessura H (veja Figura 1), tendo no meio uma placa do mesmo dielétrico, mas de espessura fina, $s < H$, no qual são construídas as linhas de fita.

O circuito formado pelas linhas de fita justapostas tem uma geometria semelhante à da Figura 2.

Deve-se observar que o trecho de linhas de fita justapostas é de um quarto de onda, e as linhas de fita assimétricas nas portas de entrada e saída são de qualquer comprimento.

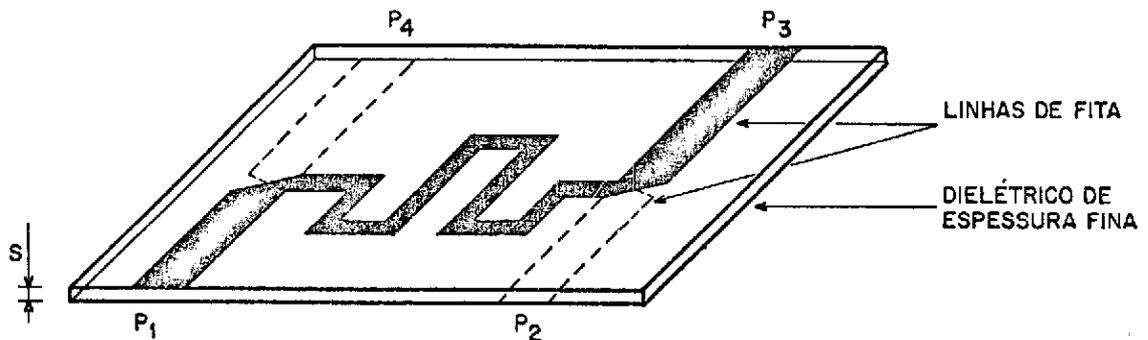


Fig. 2 - Montagem do circuito de duas faces onde ficam as linhas justapostas.

No acoplador ideal, o sinal incidente na porta P_1 terá uma fração de sua potência acoplada através das linhas de fita justapostas à porta P_4 , enquanto a outra parcela da potência é transferida pelo caminho direto até a porta P_3 . A porta P_2 é terminada com uma carga igual à impedância característica da linha e nenhuma potência chega nesta porta.

A impedância característica (50Ω) do circuito das linhas justapostas é calculada através das impedâncias dos modos par (Z_{0e}) e ímpar (Z_{0o}), os quais superpostos representam o sinal transmitido. Estas impedâncias, obtidas a partir das Expressões 4 e 5 a seguir, são funções dos parâmetros geométricos, das capacitâncias estática da linha, da constante dielétrica e do valor de acoplamento que se deseja.

A sequência de cálculo destas impedâncias e, consequentemente, da largura da linha é a seguinte:

a) Conhecido S/B, calcula-se, através da condição (Young, 1974):

$$\frac{W/B}{1 - S/B} \geq 0,35 , \quad (1)$$

um valor inicial para W/B.

b) Com o valor inicial W/B, calculam-se as relações para as capacitâncias estáticas dos modos par e ímpar, ou seja:

$$\frac{C'_{fe}}{\epsilon} = 0,4413 + \frac{1}{\pi} \left[\ln\left(\frac{1}{1 - S/B}\right) + \frac{S/B}{1 - S/B} \ln(B/S) \right] \quad (2)$$

e

$$\frac{C'_{fo}}{\epsilon} = \frac{B/S}{\pi} \left[\ln\left(\frac{1}{1 - S/B}\right) + \frac{S/B}{1 - S/B} \ln(B/S) \right]. \quad (3)$$

c) Obtêm-se Z_{oe} e Z_{oo} através das expressões:

$$Z_{oe} = \frac{188,3/\sqrt{\epsilon'}}{\frac{W/B}{1 - S/B} + \frac{C'_{fe}}{\epsilon}} \quad (4)$$

e

$$Z_{oo} = \frac{188,3/\sqrt{\epsilon'}}{\frac{W/B}{1 - S/B} + \frac{W}{S} + \frac{C'_{fe}}{\epsilon}} . \quad (5)$$

d) A quantidade de potência acoplada está relacionada com estas impedâncias, pelas expressões:

$$Z_{oe} = Z_o \sqrt{\frac{1 + C_o}{1 - C_o}} , \quad (6)$$

$$Z_{00} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - C_0}{1 + C_0}}, \quad (7)$$

onde:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{00}}, \quad (8)$$

e o acoplamento em dB vale

$$C = -20 \log C_0. \quad (9)$$

Se o acoplamento está fora do especificado, procura-se outro valor de W/B e repetem-se os cálculos até se obter o valor desejado, como pode ser visto na tabela do exemplo de projeto que vem a seguir.

Abaixo representa-se o projeto de um acoplador híbrido de 3 dB na faixa de UHF, cujos dados de projeto são:

- $f_0 = 400$ MHz (frequência central),
- $\epsilon = 2,22$,
- $S = 0,015$ " ,
- $H = 0,062$ " ,
- $S/B = 0,1079$,
- impedâncias nos acessos de entrada e saída = 50Ω .

Da Expressão 1 deve-se tomar $W/B \geq 0,31224$ e calcular através das Expressões 2 e 3,

$$\frac{C'_{fe}}{\epsilon} = 0,56338$$

$$\frac{C'_{fo}}{\epsilon} = 1,13125.$$

Monta-se a Tabela 1, a partir das Expressões 4, 5, 6, 7, 8 e 9. Vê-se que um valor conveniente de projeto é $W/B = 0,465$, ou seja, $W = 0,465 (0,139") = 0,064635"$, ou $W = 1,642 \text{ mm}$.

TABELA 1

VALORES DOS PARÂMETROS CALCULADOS

W/B	0,4	0,45	0,46	0,465	0,47
Z_{oe}	125,89	118,90	117,65	117,0	116,445
Z_{oo}	24,02	21,86	21,48	21,29	21,11
Z_o	54,99	50,98	50,27	49,9	49,579
C	3,35	3,23	3,21	3,196	3,184

A largura da linha de fita assimétrica de 50Ω pode ser obtida das curvas de projeto (Howe, 1974), visto que:

$$\sqrt{\epsilon} Z_o = 74,5\Omega \text{ e}$$

$$s = b - H = (2H + S) - H = 0,077" ,$$

encontra-se

$$W \cong 0,11" .$$

Escolheu-se a configuração do circuito de modo que ficasse reduzida, construindo-se a linha numa forma sinuosa, como é visto na Figura 3.

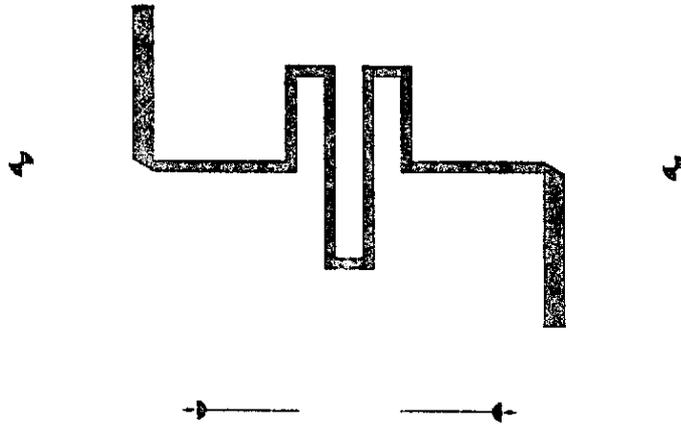


Fig. 3 - Configuração final do acoplador.

Deve-se manter uma distância mínima entre os ramos paralelos de cada face, para evitar um acoplamento indesejável. Verificou-se que um bom valor para esta separação é da ordem de três vezes a largura da linha.

3. RESULTADOS E CONCLUSÕES

Apresenta-se a seguir os resultados dos projetos de dois acopladores. A Figura 4 mostra as curvas obtidas para um acoplador, cuja frequência central é 300 MHz.

Os valores das características típicas encontradas na faixa de 200-400 MHz foram:

- a) Acesso direto.
 - Balanco de amplitude na faixa: 1 dB.
 - Acoplamento em 300 MHz: 3 dB.
 - Perda de retorno < 24 dB.

- b) Acesso acoplado.
Balanço de amplitude na faixa: 0,5 dB.
Acoplamento em 300 MHz: 2,5 dB.
Perda de retorno < 24 dB.

- c) Isolação < 26 dB.

A Figura 5 mostra as curvas obtidas para um acoplador na faixa de 2,33 MHz a 4,66 MHz, com as seguintes características:

- a) Acesso direto.
Balanço de amplitude na faixa: 1 dB.
Acoplamento em 3,5 GHz: 3 dB.
Perda de retorno < 14 dB.

- b) Acesso acoplado.
Balanço de amplitude na faixa: 1 dB.
Acoplamento em 3,5 GHz: 3 dB.
Perda de retorno < 16 dB.

- c) Isolação < 18 dB.

Dos resultados conclui-se que os valores obtidos estão de acordo com o esperado, o que justifica o método de cálculo.

Vale salientar que nestes projetos apresentados desejou-se um acoplamento de 3 dB na frequência central, provocando um balanço de amplitude maior que 0,5 dB, tanto na porta principal como na porta acoplada. Se for desejado que isto não ocorra, deve-se projetar o acoplador com um acoplamento menor (Howe, 1974).

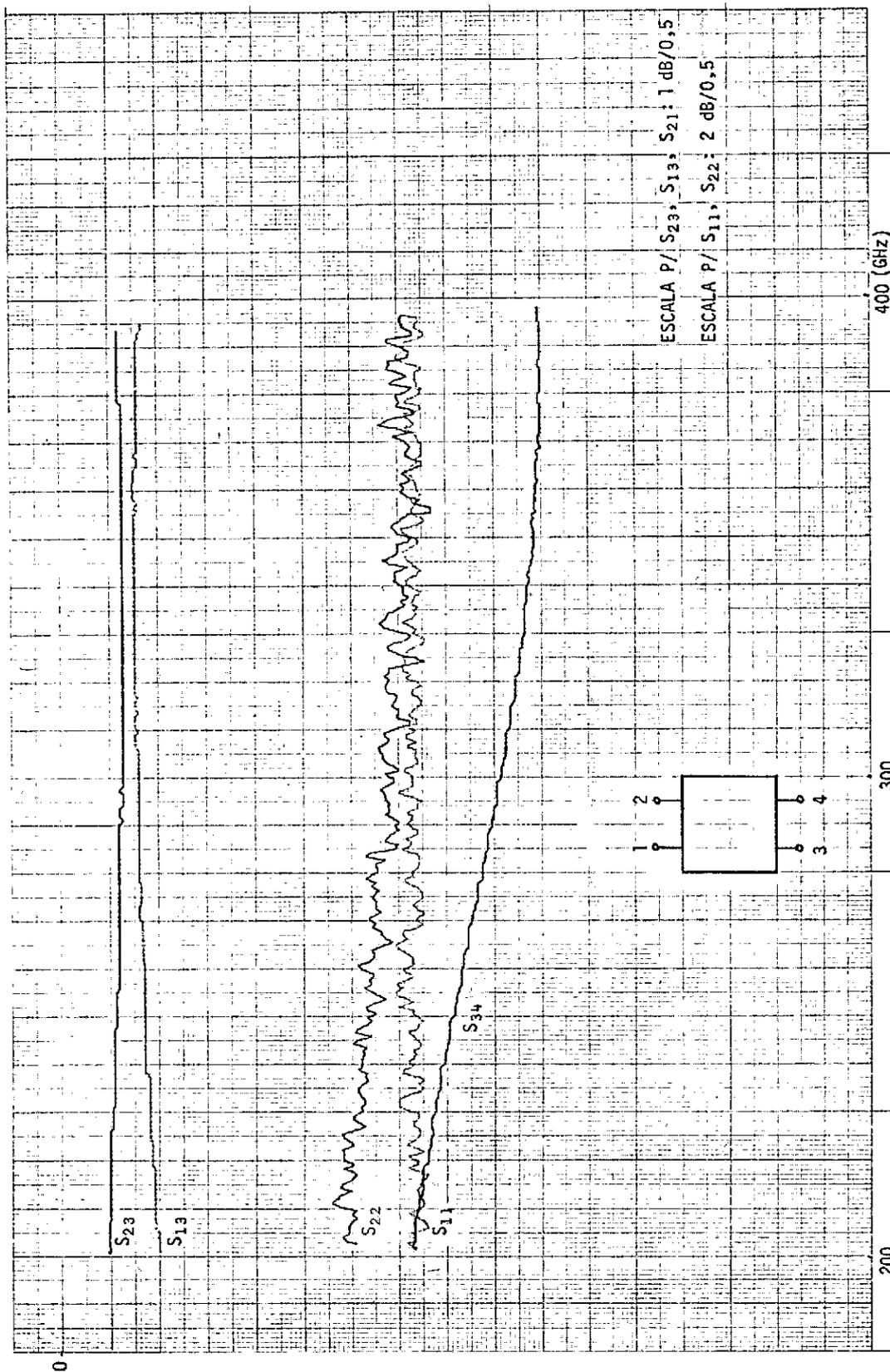


Fig. 4 - Curvas experimentais (frequência central 300 MHz).

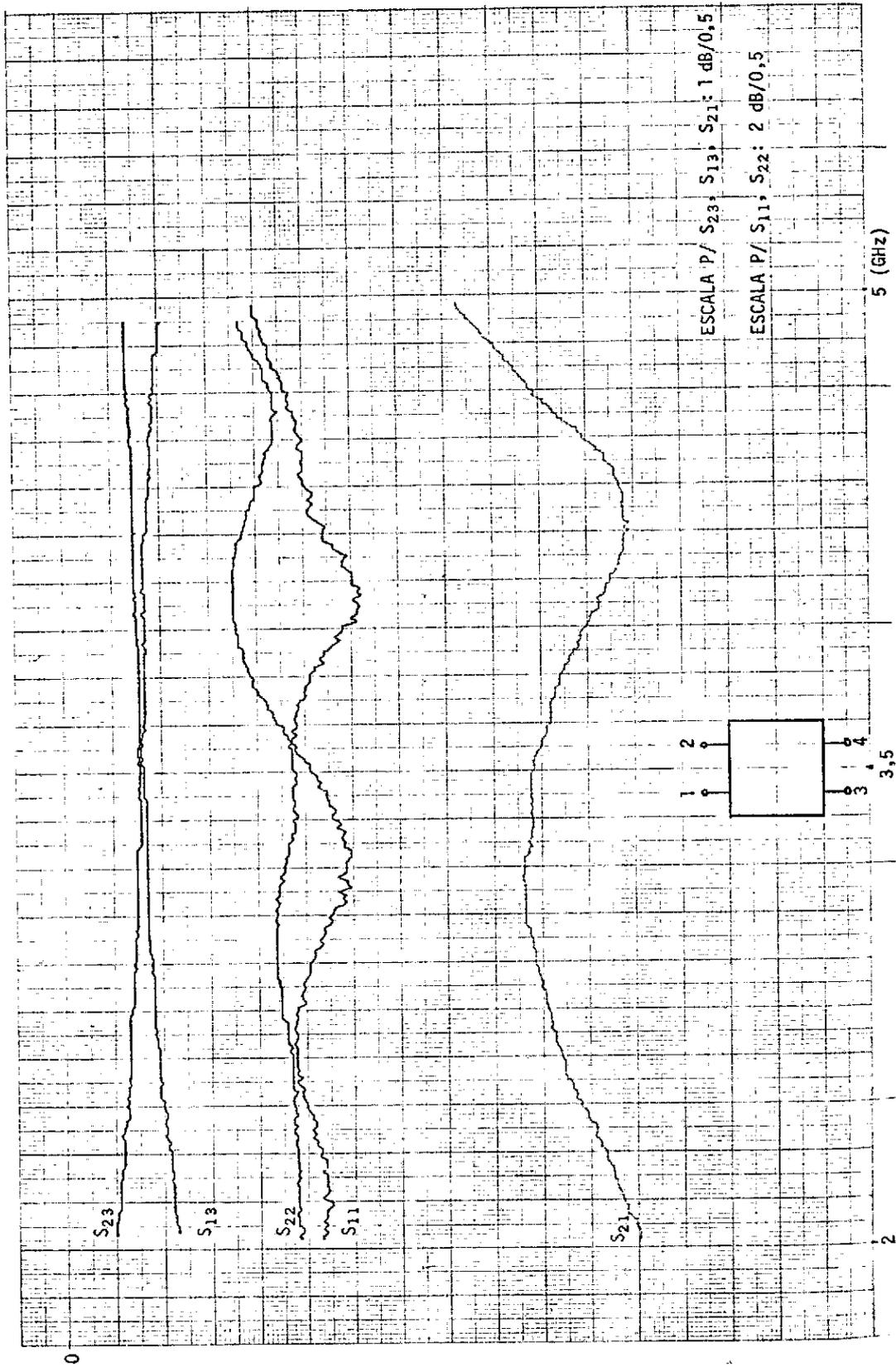


Fig. 5 - Curvas experimentais (frequência central 3,5 GHz).

Melhoras de desempenho devem ocorrer se no processo de fabricação dos híbridos os seguintes cuidados forem tomados:

- a) Blindagem do circuito, para evitar irradiação e perda do sinal.
- b) Melhor precisão na realização das linhas justapostas, aumentando-se o acoplamento.
- c) Melhor solda (mais plana possível) à linha de 50Ω e o conector.

Novos híbridos serão construídos, com os cuidados citados anteriormente, e os resultados obtidos, publicados oportunamente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- HOWE Jr., H. *Stripline line circuit design*. Dedham, MA, Artech House, 1974.
- YOUNG, L. *Parallel coupled lines and directional couplers*. Dedham, MA, Artech House, 1972.