

CONTRATO TELEBRÁS

024A/83

RELATÓRIO TÉCNICO

ADITIVO 03

RT - 120

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Diógenes de Oliveira Júnior e aprovada pela Comissão Julgadora em 27/07/84



ESTUDO DA DESCONTINUIDADE TIPO

DEGRAU EM MICROFITAS

DIÓGENES DE OLIVEIRA Jr.  
RUI FRAGASSI SOUZA

081/84

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

AGOSTO 1984

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

## ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO 2 - DESCONTINUIDADES EM MICROFITAS .....	3
2.1. Linhas Planares .....	4
2.2. Linhas de Microfita .....	4
2.3. Descontinuidades em Microfita .....	12
CAPÍTULO 3 - DESCONTINUIDADES TIPO DEGRAU .....	14
3.1. Descontinuidades Tipo Degrau em Microfitas	15
3.2. Métodos de Simulação da Descontinuidade .	24
3.3. Compensação da Descontinuidade .....	25
CAPÍTULO 4 - PROJETO E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE TESTE .....	27
4.1. Projeto do Circuito de Teste .....	28
4.2. Simulação da Resposta em Frequência do Cir cuito de Teste .....	32
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	47
5.1. Utilização da Refletometria Temporal ....	48
5.2. Medidas de Coeficientes de Reflexão .....	48
5.3. Confronto entre Resultados Teóricos e Ex perimentais .....	60
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES .....	74
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	76
APÊNDICE A - ASPECTOS RELEVANTES DOS SUBSTRATOS .....	81
APÊNDICE B - EQUAÇÕES DE LINHA DE TRANSMISSÃO .....	85
APÊNDICE C - RESULTADOS TEÓRICOS PARA LINHAS DE TESTE DE 30Ω E 70Ω .	89
APÊNDICE D - EQUIPAMENTOS DE MEDIDAS .....	96

## SUMÁRIO

Este trabalho apresenta um estudo dos efeitos parasitas introduzidos pelas descontinuidades abruptas tipo degrau em linhas de microfita. Foram feitas medidas em uma série de linhas de teste e confrontou-se estes resultados com os esperados teoricamente, incluindo ou não um modelo a parâmetros concentrados para simular o comportamento da descontinuidade tipo degrau. O uso de tal modelo levou a uma maior concordância entre teoria e prática. Uma série de conclusões é, ainda, apresentada como resultado do confronto acima mencionado.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

A partir da década de 50 as linhas de transmissão planas começaram a ser desenvolvidas, e as suas diversas configurações geométricas tem surgido para atender as inovações tecnológicas dos Circuitos Integrados de Microondas (CIM), que caracterizam-se pelo baixo peso, dimensões reduzidas, alta confiabilidade, melhor reprodutividade, fácil construção e baixo custo.

Uma das configurações geométricas das linhas planares mais aplicadas atualmente em CIM é a linha de microfita. Qualquer tipo de mudança geométrica brusca em circuitos de microfita constitui uma descontinuidade, cuja presença provoca armazenamento de energia reativa e perdas por radiação, mudando drasticamente, em certos casos, a operação dos CIM.

Os filtros e transformadores de impedâncias usando microfitas são normalmente obtidos através de mudanças geométricas abruptas na largura da fita condutora, conhecidas como descontinuidades tipo degrau.

A verificação do comportamento qualitativo e da validade de um modelo elétrico a parâmetros concentrados para simular tal descontinuidade, numa ampla faixa de frequências de microondas, são os principais objetivos deste trabalho.

Para tanto no Capítulo 2, apresenta-se as principais configurações das linhas planares, detalhando-se melhor a linha de microfita. O Capítulo 3 apresenta o modelamento da descontinuidade tipo degrau pelo uso de parâmetros concentrados L e C, além de formas de compensação de seus efeitos parasitas. O Capítulo 4 apresenta o projeto do circuito de teste utilizado na obtenção dos resultados experimentais. O Capítulo 5 mostra como foram feitas as medidas utilizando refletometria temporal e um equipamento analisador de redes, e faz-se um confronto entre teoria e prática, gerando-se uma série de conclusões. No Capítulo 6 apresenta-se uma síntese das conclusões deste trabalho e algumas sugestões para futuros trabalhos na área.

CAPÍTULO 2

DESCONTINUIDADES EM MICROFITAS

## 2.1. LINHAS PLANARES

As Linhas Planares [1] tem sido utilizadas na tecnologia dos Circuitos Integrados de Microondas (CIM) por apresentarem certas vantagens em relação aos circuitos tradicionais em guias de onda, tais como menor tamanho, maior confiabilidade, melhor reprodutividade e menor custo.

Os CIM podem ser híbridos ou monolíticos [2], permitindo que componentes e subsistemas sejam construídos consideravelmente menores e mais leves que os que usam componentes convencionais de microondas.

Os circuitos híbridos apresentam, em geral, uma série de vantagens, tais como, fácil inserção de componentes discretos, certa possibilidade de sintonização, etc. No entanto, em termos mecânicos, por exemplo, estes circuitos são mais susceptíveis a falhas que os circuitos monolíticos.

Os circuitos monolíticos estão sendo largamente utilizados em sistemas de satélites militares, radares e sistemas de satélites domésticos. Tais circuitos não podem sofrer ajustes após sua confecção, exigindo que o projeto tenha uma precisão muito elevada.

Atualmente, os CIM monolíticos usam como matéria prima o Arseneto de Gálio (GaAs) [3],[4].

A partir da década de 50, foram desenvolvidas linhas de transmissão planares [5] na forma de fitas condutoras sobre substratos dielétricos em diversas configurações constituindo uma família cujas configurações principais são mostradas na Fig. 2.1.

## 2.2. LINHAS DE MICROFITA

Neste trabalho, iremos estudar problemas associados às linhas de microfita ("microstrip line"), que chamaremos simplesmente, de microfita. As demais estruturas planares estão descritas em outros trabalhos [5],[6].

Como as demais estruturas planares, a microfita é bastante usada na confecção de circuitos híbridos apresentando as vantagens de baixo peso, dimensões reduzidas, fácil construção, alta con

fiabilidade e baixo custo.

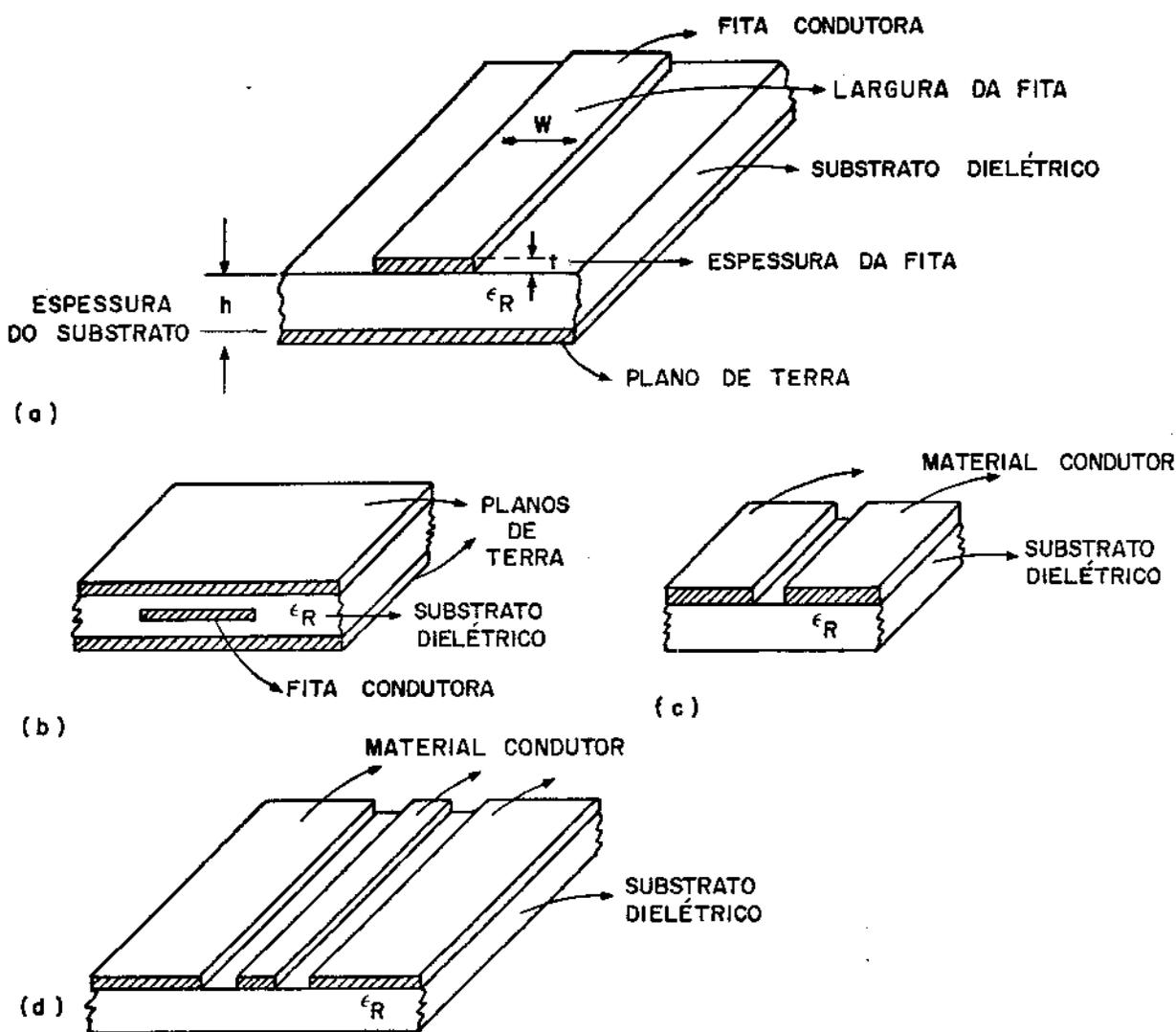


Fig. 2.1 - Linhas planares: (a) microfita; (b) linha de fita, (c) linha fendida, (d) guia de onda coplanar.

Apesar de ter estrutura geométrica simples, a microfita apresenta campos eletromagnéticos complexos. Sua análise exata requer um tratamento matemático muito elaborado.

Entretanto, certas aproximações simples (modo quase-TEM) combinadas com expressões dependentes da frequência resultam em expressões simples e úteis para os projetos usuais na faixa de poucos gigahertz a dezenas de gigahertz.

Uma análise rigorosa mostra que o modo de propagação na microfita é sempre híbrido, devido à presença de dois dielétricos distintos (ar e substrato). A aproximação quase-TEM é geralmente usada na prática, sendo aceitável, sem riscos de modos espúrios, para impedâncias características entre  $25\Omega$  e  $125\Omega$  [2].

Uma representação simplificada dos campos elétrico e magnético da microfita está indicada na Fig. 2.2.

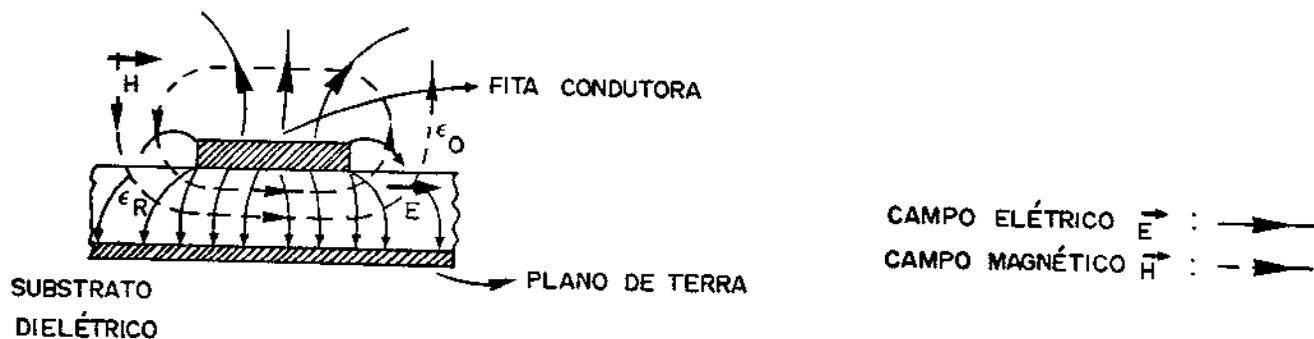


Fig. 2.2 - Configuração dos campos elétrico ( $\vec{E}$ ) e magnético ( $\vec{H}$ ) na microfita (vista frontal) operando no modo dominante quase-TEM.

Os métodos em uso para a análise das microfitas estão apresentados na Tabela 2.1. [5].

Nos métodos do Grupo 1, o modo de propagação é considerado TEM puro e suas análises, baseadas em capacitâncias eletrostáticas, são adequadas para projetos de circuitos abaixo da Banda X, onde as dimensões  $h$  e  $w$  [vide Fig.2.1(a)] são muito menores que o comprimento de onda no substrato dielétrico.

Nos métodos do Grupo 2, o desvio do modo TEM puro é considerado de forma quase empírica [7].

Já nos métodos do Grupo 3, o modo de propagação é sempre de natureza híbrida.

As aproximações seguidas nestes três grupos estão em or

dem crescente tanto de rigor quanto de complexidade analítica.

Tabela 2.1 - Métodos de Análise das Microfitas

<p><u>GRUPO 1</u> Aproximação quase-estática</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Método da Transformação Conforme Modificado</li> <li>- Método da Diferença Finita</li> <li>- Método da Equação Integral</li> <li>- Método Variacional no Domínio da Transformada de Fourier (FTD)</li> </ul>	
<p><u>GRUPO 2</u> Modelos com Dispersão</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Modelo com Modos TEM e TM acoplados</li> <li>- Expressões Empíricas</li> <li>- Modelo tipo Guia de Onda reentrante ("ridge waveguide")</li> <li>- Modelo tipo guia de onda planar</li> </ul>	
<p><u>GRUPO 3</u> Análise de Onda Completa</p>	<p>Microfita Aberta</p>	<p>Microfita Encapsulada</p>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Método da Equação Integral</li> <li>- Método de Galerkin no FTD</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Métodos das Diferenças Finitas</li> <li>- Métodos da Equação Integral</li> <li>- Método de Galerkin no FTD</li> </ul>

Outras características [2] importantes das microfitas são:

- permitem a transmissão de sinais de corrente contínua e alternada
- dispositivos ativos (diodos e transistores) podem ser incorporados facilmente
- o comprimento de onda na linha pode ser consideravelmente reduzido de seu valor no espaço livre, devido à presença dos campos no substrato dielétrico. Assim, as dimensões dos componentes distribuídos podem ser relativamente pequenas.

Qualquer projeto de CIM usando microfita requer equações de síntese, que, basicamente, consiste no cálculo dos valores da largura (W) e do comprimento físico da microlinha, a partir da definição de uma impedância característica  $Z_0$  e de uma constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ef}$  que englobe os efeitos da não-homogeneidade do meio de propagação (dielétrico mais ar).

Ambos estes parâmetros são funções da geometria da linha, da constante dielétrica ( $\epsilon_R$ ) do substrato e da frequência de operação (f).

Como a maior parte das linhas de campo elétrico se concentram abaixo da fita (no substrato), o fluxo elétrico atravessando o ar é pequeno, o que constitui a justificativa da aproximação quase-TEM (Grupo 1), que será utilizada nas análises a seguir. Isto permite o uso da teoria de linhas de transmissão para ondas TEM.

Expressões para síntese (cálculo de W, dados  $Z_0$  e  $\epsilon_R$ ) e análise (cálculo de  $Z_0$ , dados W e  $\epsilon_R$ ) de microfita foram obtidas por Wheeler [1], em 1965, a partir do método da transformação conforme para o cálculo da capacitância eletrostática da linha. Em 1977, Wheeler [8] publicou novas expressões com erro menor que 2% e que incluem a espessura da fita condutora (t) nos cálculos.

Para uma microfita com espessura da fita igual a zero, as equações de Wheeler [8] são:

(a) Síntese:

$$\frac{W'}{h} = 8 \frac{\sqrt{\left[ \exp\left(\frac{Z_0}{42,4} \sqrt{\epsilon_R + 1}\right) - 1 \right] \frac{7 + 4/\epsilon_R}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_R}{0,81}}{\left[ \exp\left(\frac{Z_0}{42,4} \sqrt{\epsilon_R + 1}\right) - 1 \right]} \quad (2.1)$$

(b) Análise:

$$Z_0 = \frac{42,4}{\sqrt{\epsilon_R + 1}} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{4h}{W'}\right) \left[ \left(\frac{14 + 8/\epsilon_R}{11}\right) \left(\frac{4h}{W'}\right) + \sqrt{\left(\frac{14 + 8/\epsilon_R}{11}\right)^2 \left(\frac{4h}{W'}\right)^2 + \frac{1 + 1/\epsilon_R}{2} \pi^2} \right] \right\} \quad (2.2)$$

onde  $W'$  = largura da fita correspondente a  $t = 0$ .

Para o caso de inclusão do valor da espessura não-nula da fita, Wheeler calcula uma variação  $\Delta W'$  no valor de  $W'$  dada por:

$$\Delta W' = \frac{1 + 1/\epsilon_R}{2} \Delta W$$

pmde

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \ln \frac{4 \exp(1)}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{W'/t - 0,26}\right)^2}} \quad (2.3)$$

Nesta situação, o valor físico da largura da fita ( $W$ ) será dado por:

$$W = W' - \Delta W' \quad (2.4)$$

Os comprimentos físicos das microfita são, em geral, calculados em termos do comprimento de onda nestas estruturas ( $\lambda_m$ ) dado por:

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (2.5)$$

onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no vácuo ( $= C_0/f$ ,  $C_0 \approx 3 \times 10^8$  m/s) e  $\epsilon_{ef}$  é o valor da constante dielétrica efetiva, que pode ser calculada por [9]:

$$\epsilon_{ef} = \left[ \frac{Z_0(\epsilon_R = 1)}{Z_0} \right]^2 \quad (2.6)$$

Diversos autores têm pesquisado expressões para a síntese e a análise de microfita [10],[11],[12]. Entre estes, convém salientar as equações de Hammerstad [12] que são bastante precisas com erros inferiores a 1% na condição de espessura nula da fita condutora. Suas expressões são as seguintes (para  $t = 0$ ):

(a) Síntese:

$$\frac{W'}{h} = \begin{cases} \frac{8}{\exp(A) - 2\exp(-A)}, & \text{se } \frac{W'}{h} \leq 2 \text{ (fitas estreitas)} \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_R^{-1}}{2\epsilon_R} \left[ \ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_R} \right] \right\}, & \text{se } \frac{W'}{h} > 2 \text{ (fitas largas)} \end{cases} \quad (2.7)$$

onde

$$A = \frac{\pi}{376,73} \sqrt{2(\epsilon_R + 1)} Z_0 + \frac{\epsilon_R^{-1}}{\epsilon_R + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_R} \right)$$

$$B = \frac{376,73\pi}{2\sqrt{\epsilon_R} Z_0}$$

(b) Análise:

$$\left\{ \begin{aligned} Z_0 &= \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left( \frac{8h}{W'} + 0,25 \frac{W'}{h} \right) && \text{se } \frac{W'}{h} \leq 1 \\ Z_0 &= \frac{376,73}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \left\{ \frac{W'}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W'}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} && \text{se } \frac{W'}{h} > 1 \end{aligned} \right. \quad (2.8)$$

A influência da espessura da fita condutora pode ser desprezada [11] se:

$$\frac{t}{h} \leq 0,005, \quad \frac{W}{h} \geq 0,1 \quad \text{e} \quad 2 \leq \epsilon_R \leq 10 \quad (2.9)$$

O valor de  $\epsilon_{ef}$  é dado por:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_R + 1}{2} + \frac{\epsilon_R - 1}{2} F \left( \frac{W}{h} \right) \quad (2.10)$$

onde

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2, & \text{se } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} & , \text{se } \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

As expressões para  $Z_0$  e  $\epsilon_{ef}$ , considerando a influência da espessura da fita condutora, foram publicadas por vários autores [8],[11],[13],[14].

É importante salientar que todas as equações apresentadas acima não prevêm variações com a frequência. Mas a impedância característica e a constante dielétrica efetiva variam com a frequência devido ao caráter dispersivo do modo de propagação não-TEM existente na microfita, o que não é levado em consideração neste trabalho, devido ao uso da aproximação TEM.

Resultados numéricos computados por Janson [15] mostram que, numa certa faixa de frequência, a impedância característica não varia significativamente. Para a variação de  $\epsilon_{ef}$  com a frequência, pode-se consultar o trabalho de Chudobiak et al [16], onde define-se uma frequência crítica acima da qual deve-se corrigir o valor de  $\epsilon_{ef}$ .

Para a análise das microfitas há um grande volume de expressões fechadas, apresentadas por diversos autores [8],[11],[12],[15],[17],[18],[19], que facilitam o estudo destas estruturas via computador.

Finalmente, devemos ressaltar que nas microfitas uma parcela do sinal de microonda aquece as fitas e os substratos provocando perdas por efeito Joule. Além disso, os campos eletromagnéticos podem ser irradiados, constituindo-se em uma outra fonte de perdas, mas que podem ter um efeito útil no caso de antenas de microfita.

As expressões para as perdas ôhmicas totais foram publicadas por Schneider [11] e Pucel [20] e, para perdas por radiações, há estudos feitos por Lewin [21] e Van der Pawn [22], além de livros totalmente dedicados a esse assunto [23].

### 2.3. DESCONTINUIDADES EM MICROFITAS

Qualquer tipo de mudança geométrica brusca em circuitos de microfitas constitui uma descontinuidade.

A presença de descontinuidades nas microfitas provoca perturbações na distribuição dos campos elétrico e magnético, gerando armazenamento de energia reativa e perdas por radiação, mudando drasticamente, em certos casos, a operação dos CIM [2],[5],[6],[20].

Os tipos mais comuns de descontinuidades e suas aplicações típicas nos CIM [5] são apresentadas na Fig. 2.3.

TIPOS	FORMAS	APLICAÇÕES
LINHAS ABERTAS		TOCOS  FILTRO DE LINHAS ACOPLADAS
ESPAÇAMENTOS		ACOPLAMENTO PARA RESSONADORES
CURVATURAS EM ÂNGULO RETO		LIGAÇÕES DE CIRCUITOS
JUNÇÕES T		TOCOS  CIRCUITOS COM LINHA RAMIFICADA
JUNÇÃO CRUZADA		TOCOS DE BAIXA IMPEDÂNCIA
DEGRAUS NA LARGURA		TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIAS E FILTROS

Fig. 2.3 - Tipos de descontinuidades em microfitas e suas aplicações típicas nos CIM

As descontinuidades em microfita foram estudadas extensiva e detalhadamente [5], havendo algumas soluções rigorosas [24], que utilizam o modelo de guia de onda planar introduzido por Wheeler [1],[8] e depois adaptado por Kompa [7] para incluir os efeitos da dispersão com a frequência.

O procedimento de cálculo que o modelo de guia de onda planar introduz, requer tempo excessivo de computação, sendo, portanto, inconveniente na implementação em CAD ("Computer Aided Design"). Convém ressaltar que a simples determinação do comportamento de uma descontinuidade, não fornece informações úteis para se compensar os seus efeitos. Para o uso de CAD torna-se necessário a obtenção de modelos elétricos, com parâmetros concentrados ou distribuídos, que descrevam aproximadamente o comportamento das descontinuidades.

Caso o efeito de alguma descontinuidade cause mudanças indesejáveis no comportamento do circuito, deve-se procurar um método conveniente de se compensar este efeito, o que geralmente se obtém através de uma mudança geométrica conveniente no local da descontinuidade [25].

Existe uma série de expressões para os parâmetros das descontinuidades mais importantes em microfitas [2],[5],[26],[27],[28]. As componentes capacitivas equivalentes das descontinuidades foram estudadas por Silvester e Benedek [29],[30],[31] e Gupta e Gopinath [32]. As componentes indutivas equivalentes foram analisadas por Thomson e Gopinath [33] e Neale e Gopinath [34].

CAPÍTULO 3

DESCONTINUIDADES TIPO DEGRAU

### 3.1. DESCONTINUIDADES TIPO DEGRAU EM MICROFITAS

Os filtros e transformadores de impedâncias usando microfítas são normalmente obtidos através de mudanças geométricas abruptas na largura da fita, conhecidas como descontinuidades tipo de grau.

As descontinuidades tipo de grau em microfítas podem ser simétricas ou assimétricas quanto à sua estrutura física. Na Fig. 3.1 apresentam-se exemplos destas descontinuidades junto com o circuito elétrico equivalente [2].

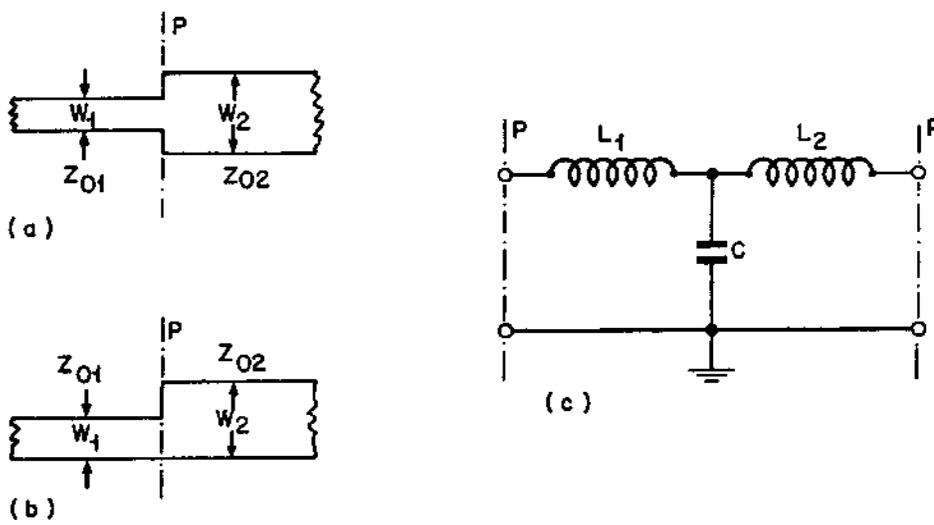


Fig. 3.1 - (a) descontinuidade tipo degrau simétrico  
(b) descontinuidade tipo degrau assimétrico  
(c) circuito elétrico equivalente

Os parâmetros concentrados utilizados na representação da descontinuidade tipo degrau simétrico são a capacitância paralela ( $C$ ) e as indutâncias série equivalentes ( $L_1, L_2$ ).

As expressões analíticas para a capacitância e indutância equivalentes da descontinuidade tipo degrau simétrico em microfítas, obtidas por Garg e Bahl [26] são:

(a) capacitância paralela equivalente:

$$\frac{C}{\sqrt{W_1 W_2}} \text{ (pF/m)} = (4,386 \ln \epsilon_R + 2,33) \frac{W_2}{W_1} - 5,472 \ln \epsilon_R - 3,17 \quad (3.1)$$

Se

$$1,5 \leq \frac{W_2}{W_1} \leq 3,5 \quad \text{e} \quad \epsilon_R \leq 10 ,$$

o erro no uso da relação (3.1) é menor que 10%.

(b) indutância total equivalente:

$$\frac{L}{h} \text{ (nH/m)} = 40,5 \left( \frac{W_2}{W_1} - 1,0 \right) - 32,57 \ln \frac{W_2}{W_1} + 0,2 \left( \frac{W_2}{W_1} - 1 \right)^2 \quad (3.2)$$

Se

$$\frac{W_1}{W_2} \leq 5 \quad \text{e} \quad \frac{W_1}{h} = 1,0 ,$$

o erro no uso da relação (3.2) é menor que 5%.

Fazendo-se uma aproximação de primeira ordem, L pode ser separada em  $L_1$  e  $L_2$  (indicadas na Fig. 3.1) usando o seguinte procedimento [5]:

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{L_{W1}}{L_{W1} + L_{W2}} L \\ L_2 &= \frac{L_{W2}}{L_{W1} + L_{W2}} L \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

onde

$$L_{W1} = \frac{Z_{01} \sqrt{\epsilon_{ef1}}}{C_0} , \quad L_{W2} = \frac{Z_{02} \sqrt{\epsilon_{ef2}}}{C_0} \quad (3.4)$$

e  $Z_{01}, Z_{02} \equiv$  impedâncias características das microfitas  
 $\epsilon_{ef1}, \epsilon_{ef2} \equiv$  constantes dielétricas efetivas das microfitas  
 $C_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$  (velocidade da luz no vácuo)

$L_{W1}$  e  $L_{W2}$  denotam a indutância por unidade de comprimento da microfita de largura  $W1$  e  $W2$ , respectivamente.

Nas Figs. 3.2 a 3.6 apresentam-se as variações de excesso de capacitância ( $C$ ) da descontinuidade, usando-se a expressão (3.1). Os trechos cheios indicam a região onde o erro associado a  $C$  é menor que 10%.

Analisando essas figuras, observamos que  $C=0$  sempre que  $W2=W1$ , independente do valor da constante dielétrica, já que a descontinuidade desaparece nesta situação. Quando  $W2 \neq W1$ , o valor da capacitância é mais elevado para valores maiores de  $\epsilon_R$ , quando fixadas as larguras das fitas metálicas.

Nas Figs. 3.7 e 3.8 apresentam-se o comportamento do excesso de indutância ( $L$ ), introduzido pela descontinuidade, utilizando-se a expressão (3.2). Novamente, para  $W2=W1$  temos  $L=0$ . Na Fig. 3.7 apresenta-se também alguns resultados de outros autores [33],[35], para o caso particular de  $W1/h = 1,0$ , onde pode-se notar um desvio significativo de valores para  $W2/h$  muito afastados da unidade.

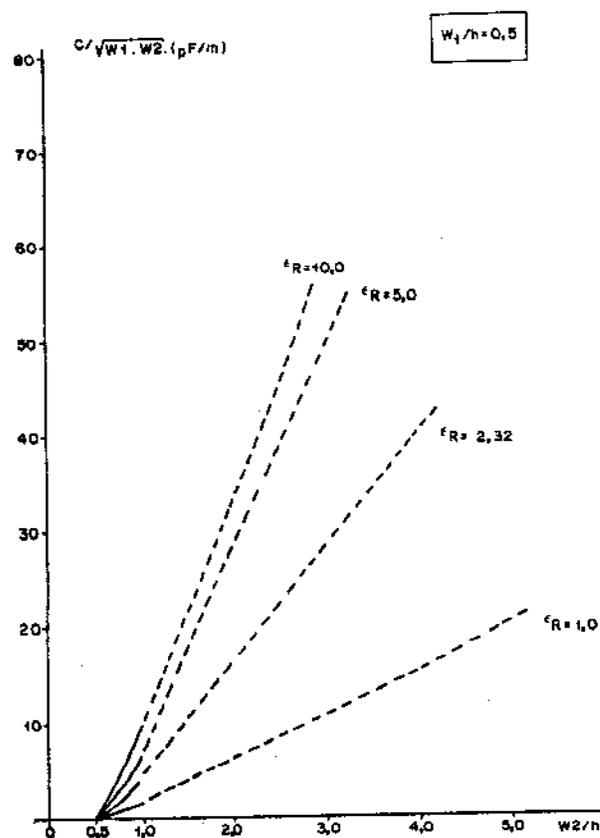


Fig. 3.2 - Variação da capacitância do degrau com a largura  $W2$ , para  $W1$  fixo (valores normalizados) e para vários valores da constante dielétrica do substrato.  $W1/h = 0,5$ .

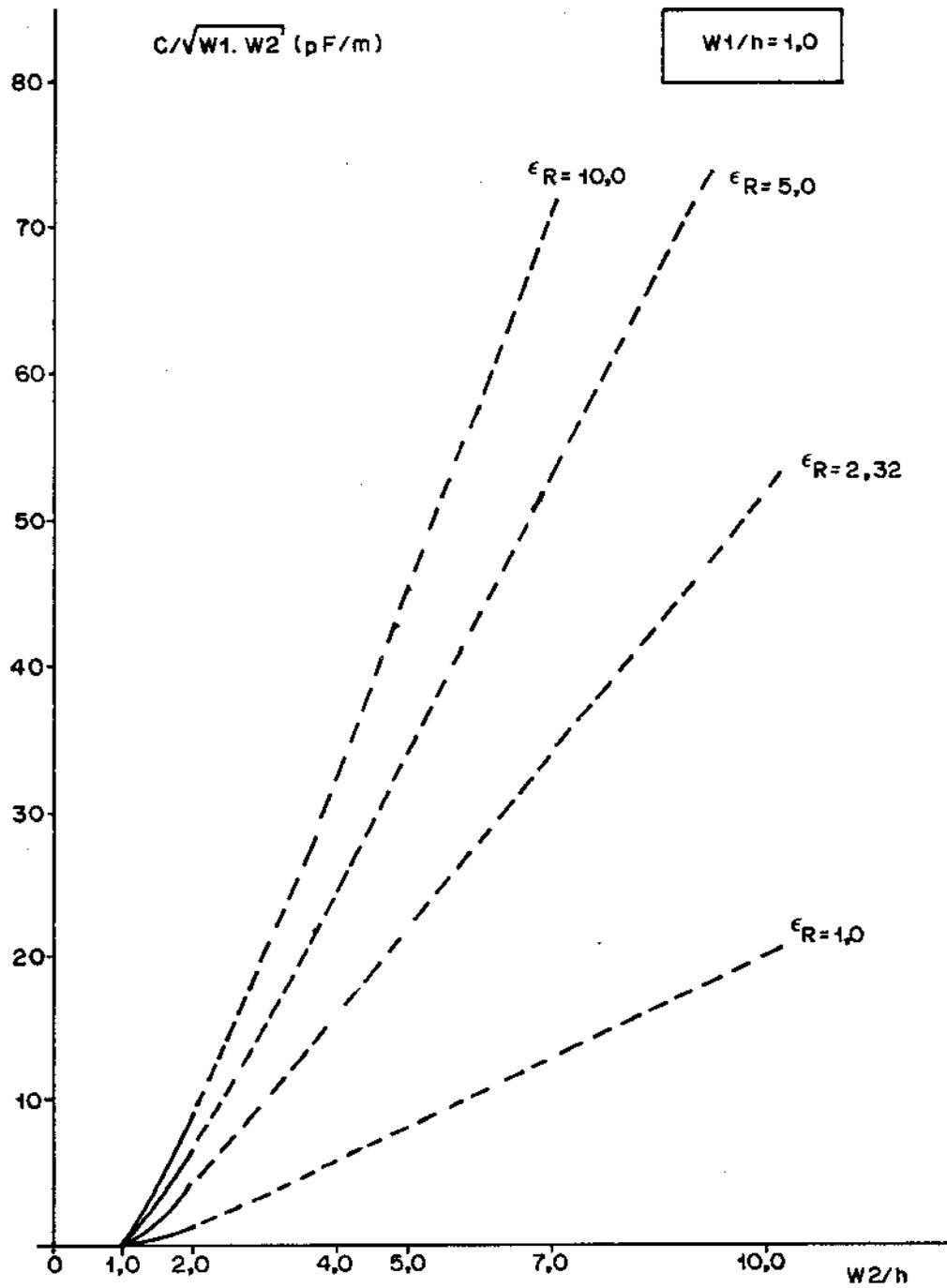


Fig. 3.3 - Variação da capacitância do degrau com a largura  $W_2$ , para  $W_1$  fixo (valores normalizados) e para vários valores da constante dielétrica do substrato.  $W_1/h = 1,0$ .

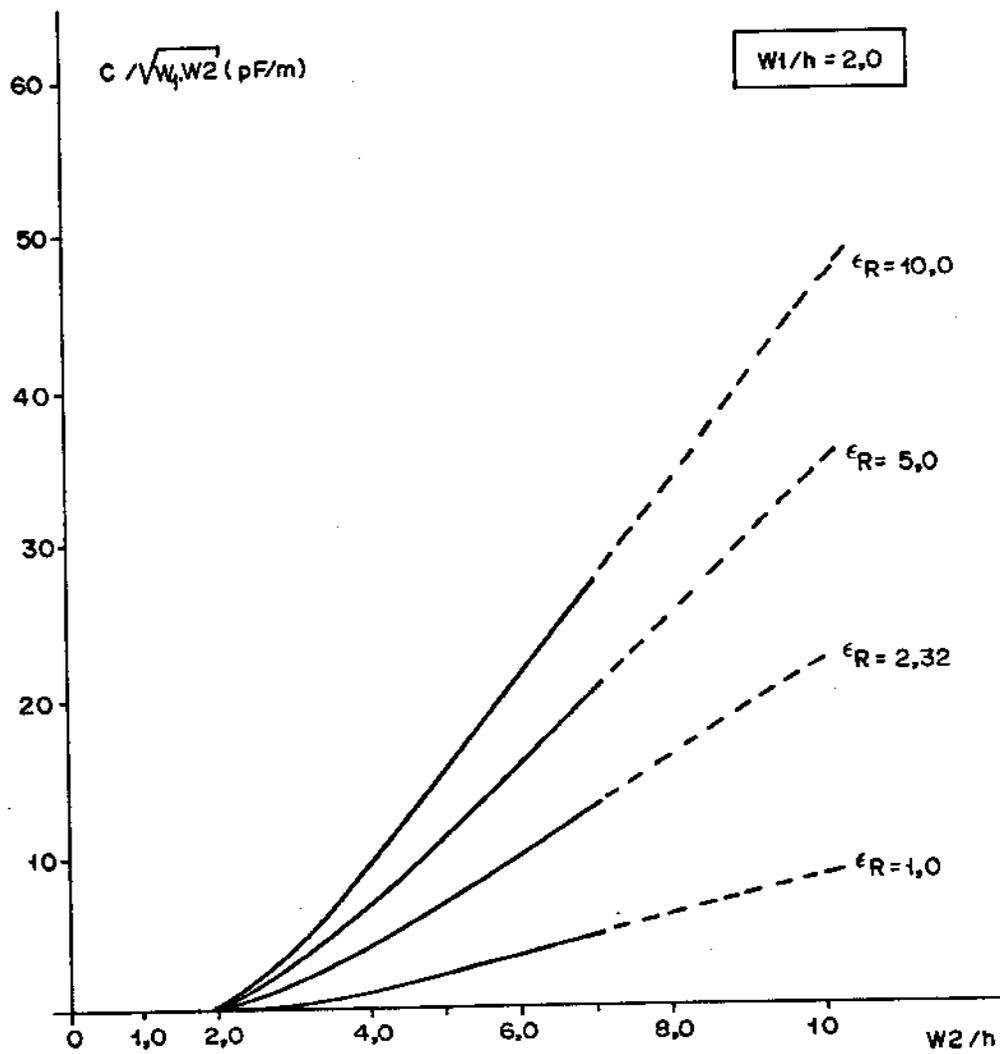


Fig. 3.4 - Variação da capacitância do degrau com a largura  $W_2$ , para  $W_1$  fixo (valores normalizados) e para vários valores da constante dielétrica do substrato.  $W_1/h = 2,0$ .

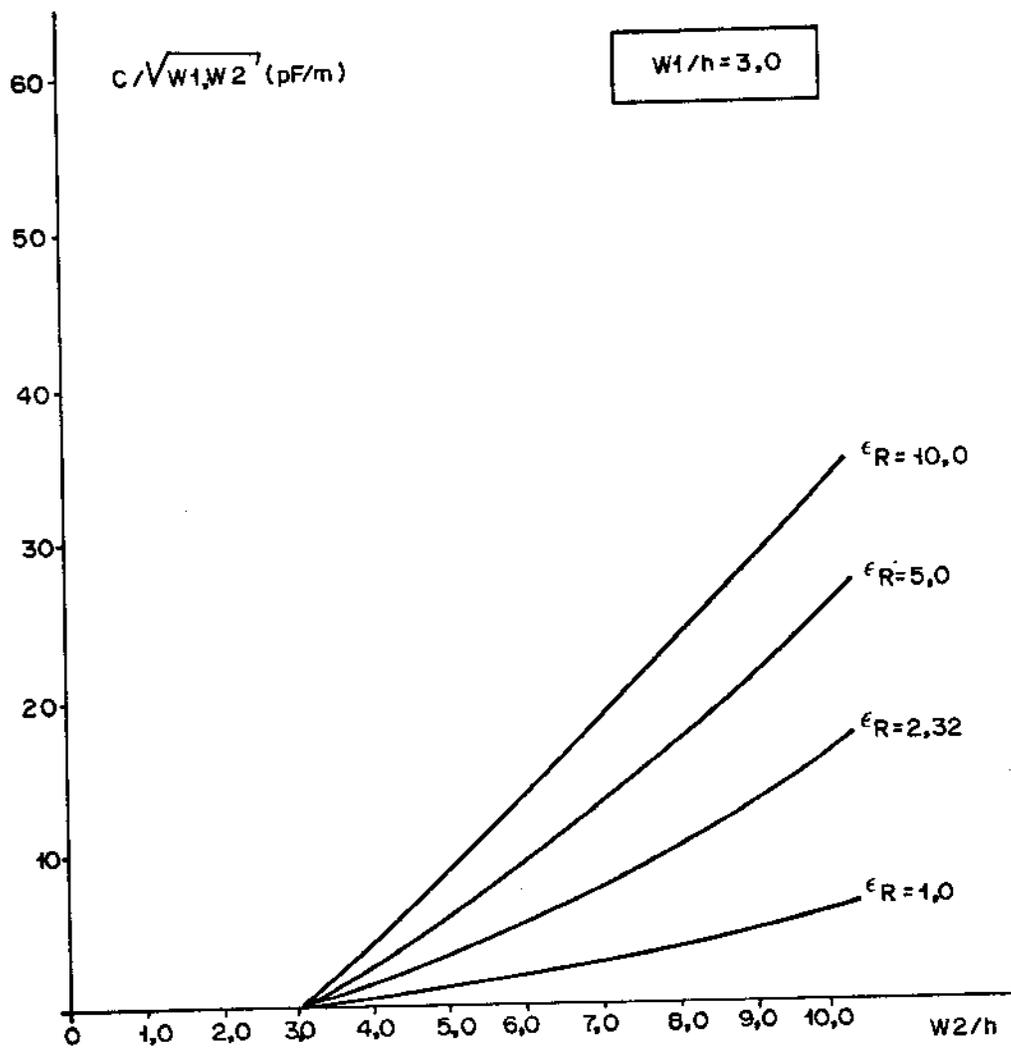


Fig. 3.5 - Variação da capacitância do degrau com a largura  $W_2$ , para  $W_1$  fixo (valores normalizados) e para vários valores da constante dielétrica do subtrato.  $W_1/h = 3,0$ .

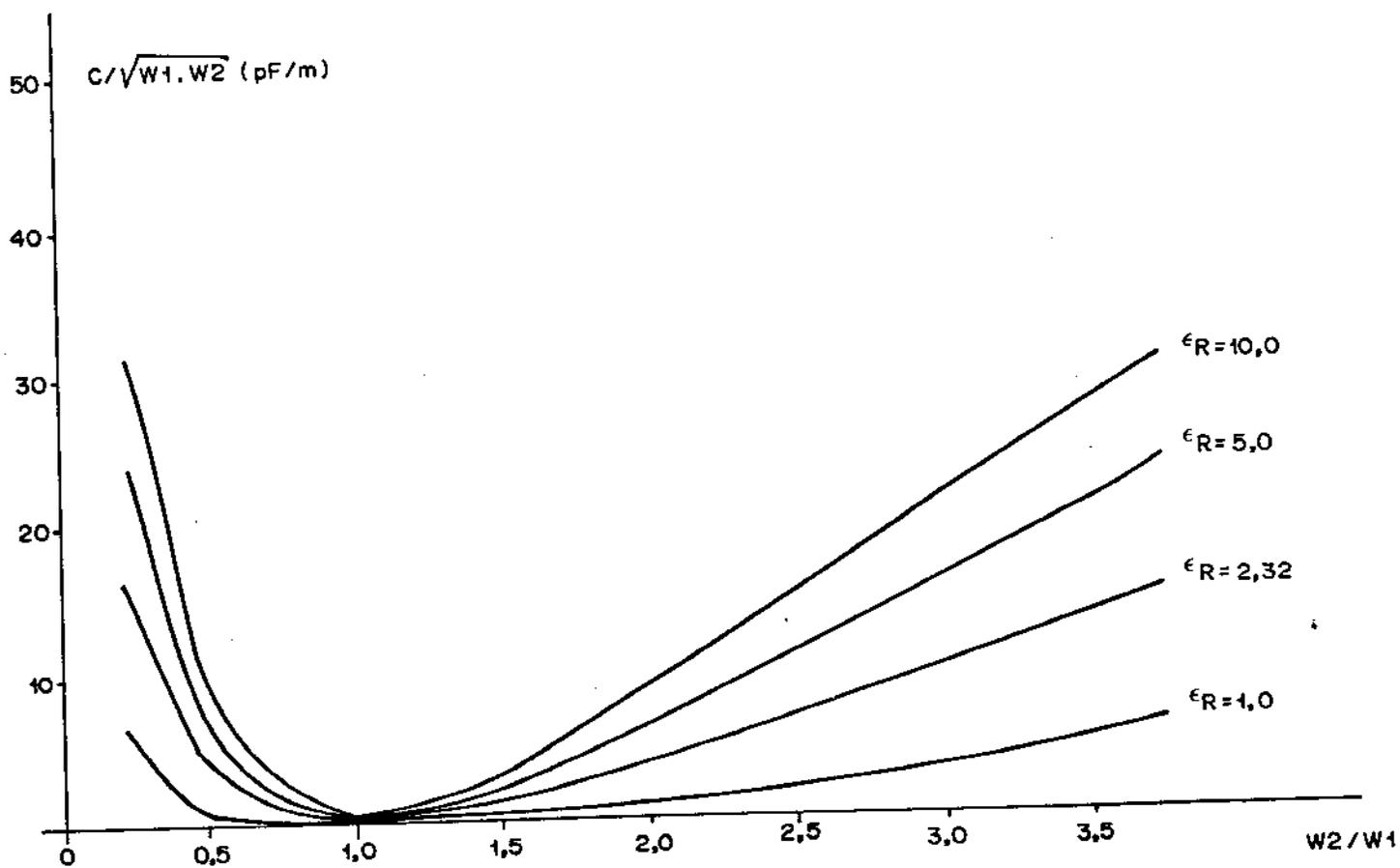


Fig. 3.6 - Variação da capacitância do degrau com a relação  $W_2/W_1$  para vários valores da constante dielétrica do substrato.

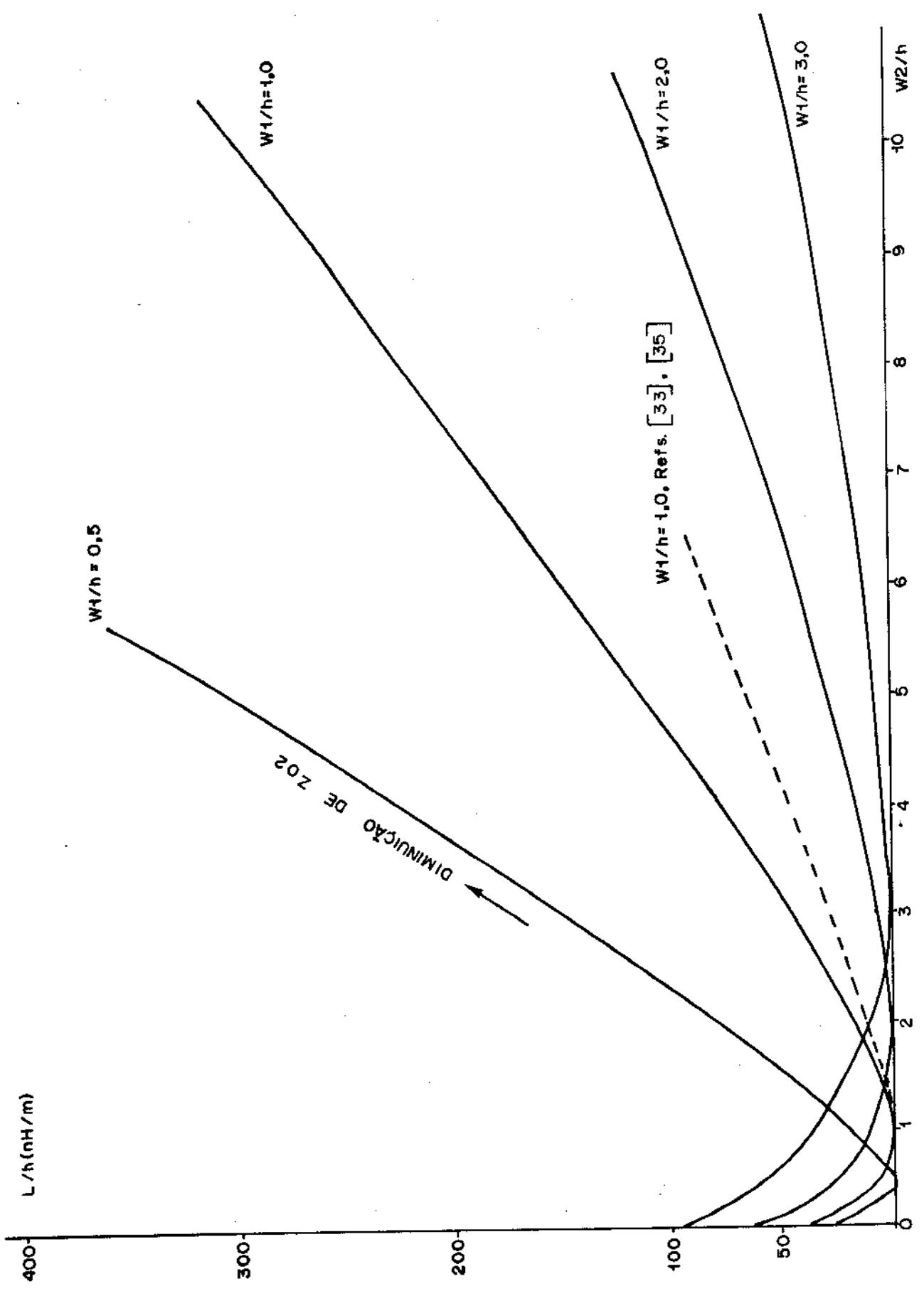


Fig. 3.7 - Variação da indutância do degrau com  $W_2$ , para vários valores de  $W_1$  (valores normalizados). Curva tracejada foi obtida das Refs. [33] e [35].

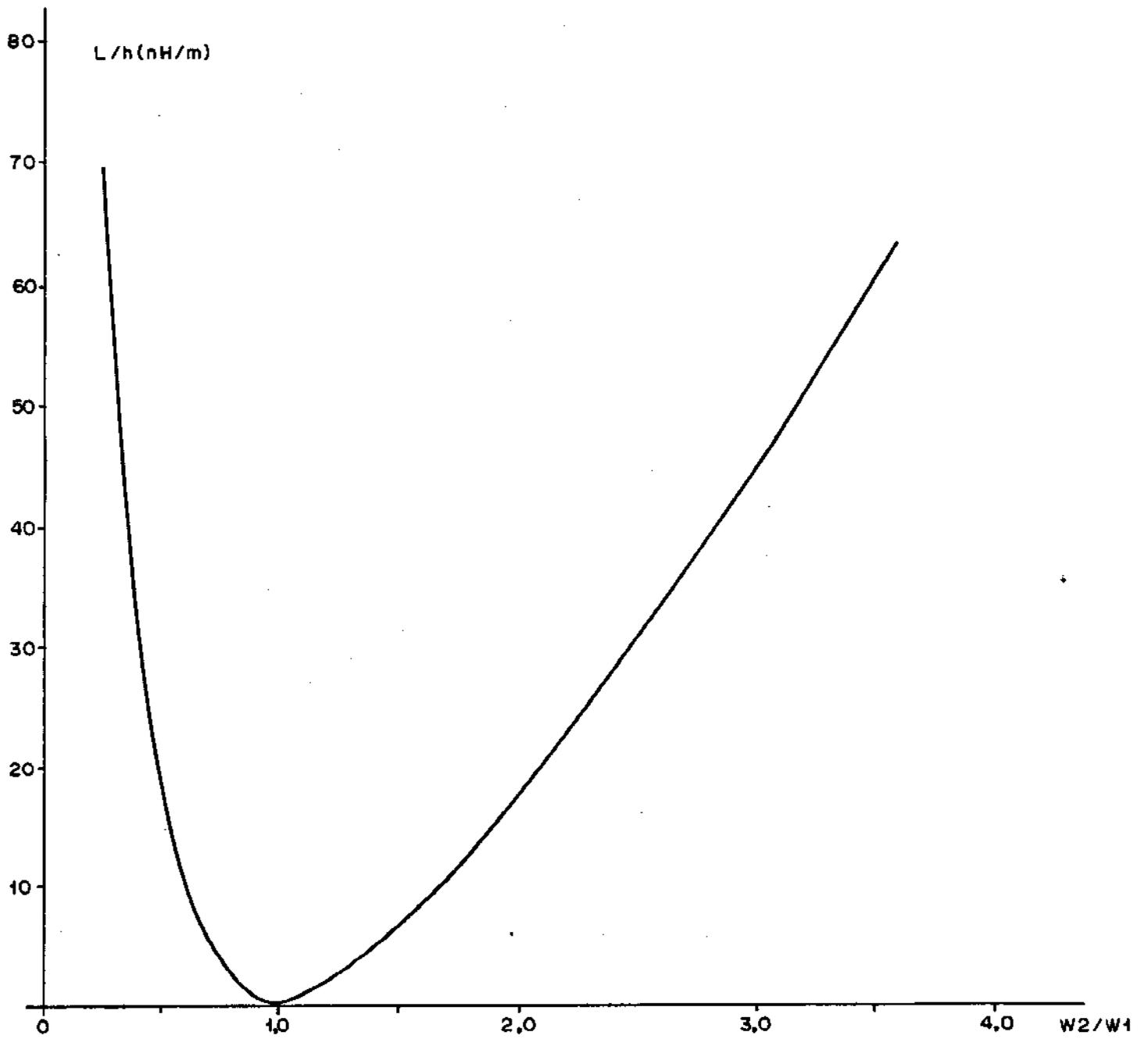


Fig. 3.8 - Variação da indutância do degrau com  $W_2/W_1$ .

### 3.2. MÉTODOS DE SIMULAÇÃO DA DESCONTINUIDADE

Em frequências acima de  $\sim 12$  GHz a descrição da descontinuidade tipo degrau em termos de parâmetros concentrados L e C torna-se cada vez mais precária, sendo mais adequada a sua descrição em termos de parâmetros de espalhamento [2].

Nestas altas frequências, no entanto, torna-se cada vez menos usadas as microfitas, sendo as mesmas substituídas, em geral, por estruturas mais adequadas como, por exemplo, linhas de lâminas ("fin lines").

A variação com a frequência dos parâmetros que descrevem a descontinuidade (dispersão) foram estudadas por vários autores. Easter [27] constatou, através de medidas, a forma de variação da indutância equivalente com a frequência para linhas de várias larguras. Outros autores [24],[36] têm apresentado o comportamento em frequência da descontinuidade em termos de parâmetros de espalhamento. Estes parâmetros fornecem uma descrição exata do comportamento real das descontinuidades em microfitas, porém, através de medidas sofisticadas. Já os parâmetros concentrados L e C, apesar da limitação em frequência nos permitem uma razoável descrição do comportamento teórico da descontinuidade, quando comparado com resultados experimentais, como iremos constatar em capítulos posteriores.

A maioria dos métodos utilizados para descrever a descontinuidade tipo degrau em microfitas estão baseados nas aproximações estáticas, e, portanto, são válidos com boa precisão apenas em baixas frequências [24].

Em síntese, a descrição da descontinuidade tipo degrau utilizando parâmetros concentrados possui a vantagem de fácil implementação em programas computacionais de auxílio a projetos de CIM apesar da abordagem ser limitada em frequência [36]. Já a descrição em termos de parâmetros de espalhamento apresenta a vantagem de uma simulação precisa em qualquer frequência, porém requer medidas mais detalhadas das descontinuidades.

### 3.3. COMPENSAÇÃO DA DESCONTINUIDADE

As descontinuidades em microfita são geralmente compensadas através de uma transição geométrica suave na secção reta da fita condutora [2],[5],[6].

No caso das descontinuidades tipo degrau em microfita, a compensação das reatâncias associadas pode ser obtida através da remoção de porções triangulares apropriadas [25] da fita condutora no degrau. Neste caso, a análise usada foi unidimensional e a compensação não é perfeita. A Fig. 3.9 mostra a compensação dos degraus em microfita, cuja relação de impedâncias é 1:2, através da variação do módulo do coeficiente de reflexão,  $|S_{11}|$ , em função da frequência para vários ângulos de chanframento [ $\theta = 30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $60^\circ$  e  $90^\circ$  (sem chanframento)]. Para  $\theta = 60^\circ$ , observa-se que o comportamento em frequência da descontinuidade compensada aproxima-se da resposta ideal (linha tracejada,  $|S_{11}| = 0,33$ ), em uma faixa de frequência bastante extensa.

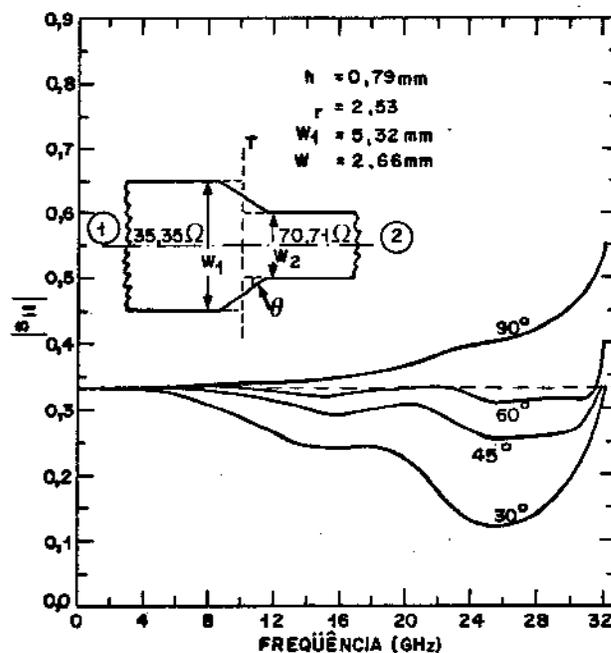


Fig. 3.9 - Compensação da descontinuidade tipo degrau usando transição linear.

Outras maneiras de se obter a compensação do degrau é a través de uma transição tipo cosseno-hiperbólico [37], como pode

ser visto na Fig. 3.10, pela inserção de capacitor concentrado na região do degrau ou pelo seccionamento da microfita mais estreita em "n" linhas paralelas que reproduzam a impedância original [38], como mostrado na Fig. 3.11. Fizemos também algumas simulações usando transições exponenciais na região do degrau, que mostraram uma mudança pequena do VSWR em faixas largas de frequência.

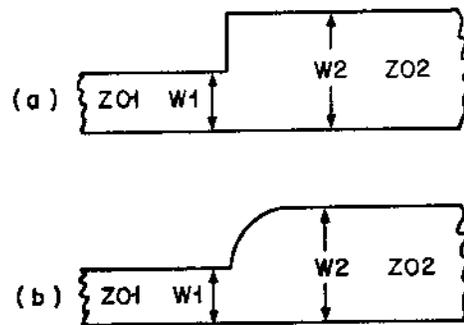


Fig. 3.10 - Compensação do degrau através de transição coseno-hiperbólica  
 a) descontinuidade tipo degrau original  
 b) descontinuidade tipo degrau compensada

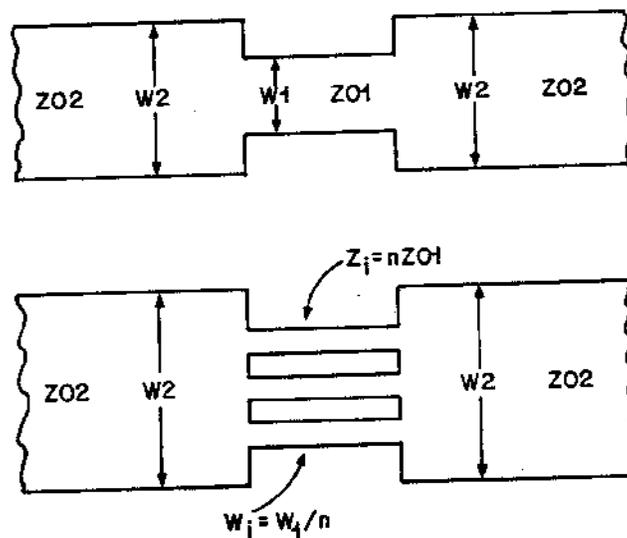


Fig. 3.11 - Compensação do degrau através de seccionamento da microfita mais estreita  
 a) descontinuidade tipo degrau original  
 b) descontinuidade tipo degrau compensada

CAPÍTULO 4

PROJETO E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE TESTE

Visando verificar experimentalmente os efeitos da descontinuidade tipo degrau em microfitas foi projetado um circuito de teste conveniente e feitas simulações de suas respostas em frequência, via computador, para as diversas situações de interesse.

#### 4.1. PROJETO DO CIRCUITO DE TESTE

A configuração ideal para o estudo dos efeitos da descontinuidade tipo degrau em microfitas seria aquela que contivesse apenas uma descontinuidade na junção das microfitas de diferentes impedâncias características, como mostrado na Fig. 4.1 a fim de que, casando-se as impedâncias da porta de entrada e de saída do circuito, com a fonte e com a carga, pudessemos medir diretamente o coeficiente de reflexão na descontinuidade em função da frequência.

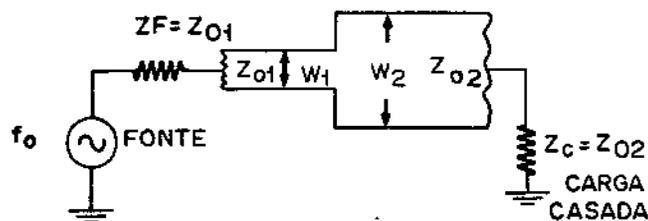


Fig. 4.1 - Configuração ideal do circuito de teste para estudo da descontinuidade tipo degrau em microfita.

Na prática dispúnhamos, apenas, de carga casada para o valor padrão de  $50\Omega$ . Assim, o projeto do circuito de teste teve que conter microfitas de entrada e saída com impedâncias características igual a este valor, a fim de atender às exigências de casamento nas medidas. Isto implicou numa configuração que contivesse duas descontinuidades tipo degrau, como pode ser visto na Fig. 4.2.

Observando o circuito da Fig. 4.2 constatamos que entre as descontinuidades da microfita central (de impedância característica  $Z_{02}$ ) haverá uma onda estacionária de acordo com cada valor de

$Z_{02}$  escolhido. Para não haver interação entre os efeitos parasitas das duas descontinuidades, a separação entre as mesmas deve ser bem maior que a altura do dielétrico que serve de base à microfita. A separação usada entre as descontinuidades (8 cm) satisfaz plenamente esta condição.

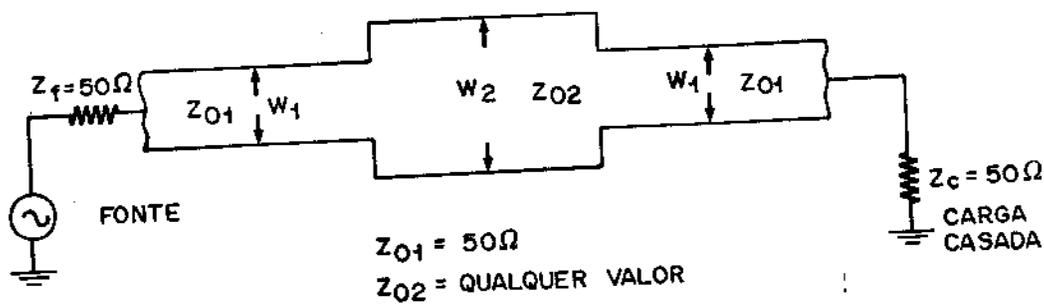


Fig. 4.2 - Configuração prática do circuito de teste para o estudo da descontinuidade tipo degrau em microfita.

Precaução análoga deve ser tomada entre as descontinuidades e os conectores, o que foi feito pelo uso de separações de 5 cm entre conectores e descontinuidades.

No projeto do circuito de teste selecionamos vários valores da impedância característica da microfita central ( $Z_{02}$ ) para obtermos larguras variadas da microfita central ( $W_2$ ), possibilitando uma verificação mais abrangente da influência da descontinuidade em microfitas largas e estreitas. Neste sentido foram fixados os valores de 20 $\Omega$ , 30 $\Omega$ , 70 $\Omega$  e 80 $\Omega$  para a impedância característica da microfita central.

Escolheu-se o substrato laminado de microfibras de vidro reforçada (RT - DUROID 5870) com as seguintes características:  $\epsilon_R = 2,32$ ,  $h = 1,60$  mm e dimensões superficiais 20,06 cm x 13,00 cm. Para

maiores detalhes sobre substratos dielétricos, em geral, vide o A pêndice A.

O projeto do circuito de teste teve a sua síntese feita através do programa computacional MICHAM ("Microstrip Hammerstad") que utiliza as expressões apresentadas por Hammerstad [12] no cálculo da largura ( $W/h$ ) e da constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{ef}$ ), tendo como dados de entrada os valores de  $Z_0$  e  $\epsilon_R$ . Na Tabela 4.1 apresentam-se os resultados desses cálculos para  $\epsilon_R = 2,32$ .

$Z_{02}(\Omega)$	$W/h$	(mm)	$\epsilon_{ef}$
20	9,9523	15,92	2,1044
30	6,0239	9,64	2,0416
50	2,9702	4,75	1,9540
70	1,7255	2,76	1,8940
80	1,3512	2,16	1,8700

Tabela 4.1 - Valores da largura e da constante dielétrica efetiva da microfita usando as relações de Hammerstad (2.7), (2.9) e (2.10), para  $\epsilon_R = 2,32$  e  $h = 1,60$  mm

Para teste adicional dos possíveis efeitos parasitas dos conectores usando equipamento de refletometria temporal, foi também incluída uma microfita em aberto de impedância característica de  $50\Omega$ . Para evitar quaisquer acoplamentos indesejáveis entre linhas sucessivas dos campos eletromagnéticos propagantes, estas foram espaçadas de um fator  $10h$ , o que corresponde a 16 mm.

A configuração final do circuito de teste está apresentada na Fig. 4.3.

As microfitas da Fig. 4.3 foram confeccionadas utilizando as facilidades do Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED) da UNICAMP, através de técnicas de litografia [2], usando um coordenatôgrafo que traça o "lay-out" do circuito projetado sobre uma folha de Rubylith, com precisão de 0,01 mm.

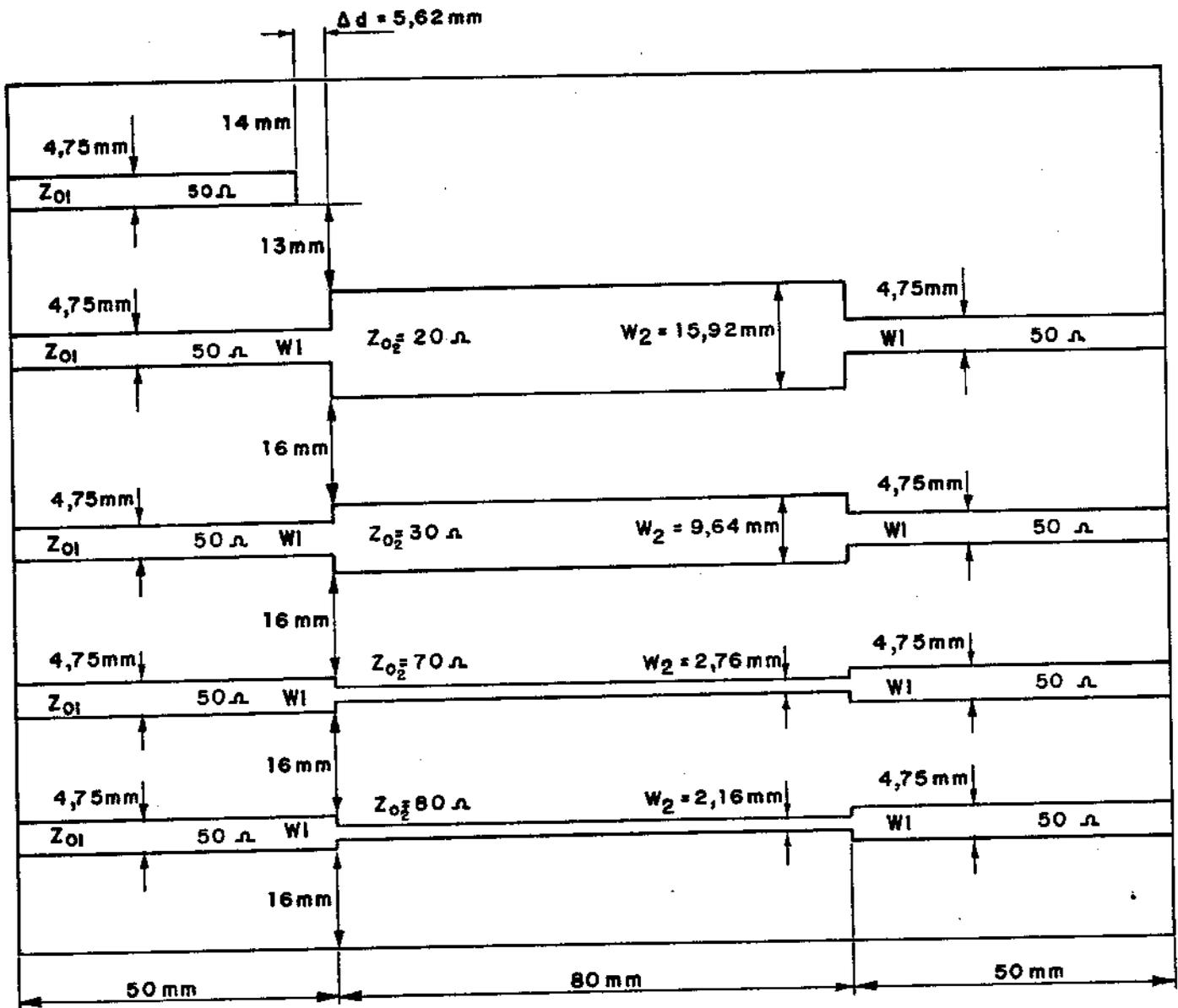


Fig. 4.3 - Configuração do circuito de teste para microfita com descontinuidade tipo degrau na largura.

A máscara para definição da distribuição do circuito foi obtida utilizando uma foto-redução de 4:1. O erro máximo envolvido na confecção da máscara do circuito de teste, pelo processo de fotolitografia, foi de 2  $\mu\text{m}$ .

Os conectores utilizados no circuito de teste foram da Amphenol (modelo 901-131-2), nos quais se adaptou pinos de cobre rosqueáveis e banhados com prata, para servir de fixação dos mesmos no plano de terra. A Fig. 4.4 mostra detalhes da fixação de um conector no circuito de teste.

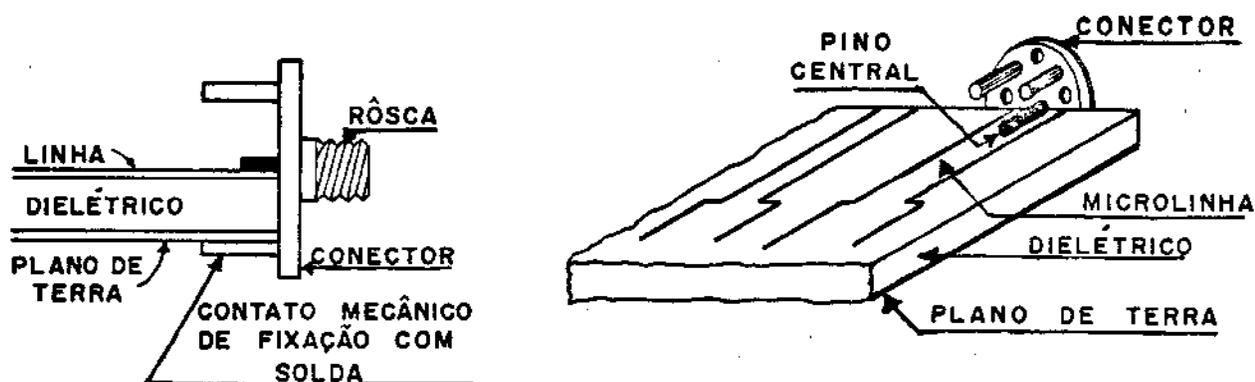


Fig. 4.4 - Forma de fixação de conectores no circuito de teste.

#### 4.2. SIMULAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE TESTE

Para se obter a resposta teórica em frequência do circuito de teste, incluindo os efeitos parasitas da descontinuidade, optou-se pelo método de simulação da descontinuidade usando os parâmetros concentrados L e C, pois estes têm aplicação numa ampla faixa de frequências, como citado na Seção 3.2.

Selecionou-se a faixa de frequências de 0,11 GHz a 13,00 GHz. A simulação usou o programa MECAP ("Microwave Engineering Circuit Analysis Program") [39], que permite analisar circuitos com mais de uma realimentação, com carga e fonte reativas e também com uma realimentação que envolva as demais. Contém vários tipos de elementos de circuitos disponíveis que podem ser conectados em cascata conforme o caso de interesse.

Este programa requer, em geral, a definição dos seguintes dados de entrada:

- ZL1 - parte resistiva da impedância de carga,
- ZL2 - parte reativa da carga: valor positivo (nH), se carga indutiva  
: valor negativo (pF), se carga capacitiva
- ZS1 - parte resistiva da impedância da fonte,
- ZS2 - parte reativa da impedância da fonte: valor positivo (nH), se carga indutiva

valor negativo (pF), se carga capacitiva

- FO - frequência central
- NEL - número total de elementos
- NFEED - número total de realimentações seqüenciais, menos a envolvente
- NDIR - número de elementos no caminho direto
- NFREQ - número de frequências de teste
- IENV - indicação da existência de realimentação envolvente:  
1 = sim, 0 = não
- ALPHA - atenuação em dB, por comprimento de onda
- FREQ(I) - conjunto das frequências de teste,  $1 \leq I \leq \text{NFREQ}$

Para o caso particular do estudo das discontinuidades tipo po degrau em microfita, houve necessidade dos seguintes tipos de elementos de circuito definidos no programa:

- Linha reta e singela (elemento NTYPE = 1)

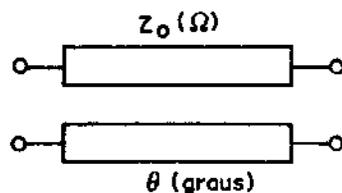


Fig. 4.5 - Linha de transmissão de impedância característica  $Z_0$  e comprimento elétrico  $\theta$

Os parâmetros de entrada correspondentes são:

$Z_0(\Omega)$  = impedância característica da microfita

$\theta(\text{graus})$  = comprimento elétrico da linha na frequência central FO

No Apêndice B mostram-se algumas relações úteis para o cálculo de alguns parâmetros de linhas de transmissão.

- Indutância e capacitância em paralelo (elemento NTYPE=4)

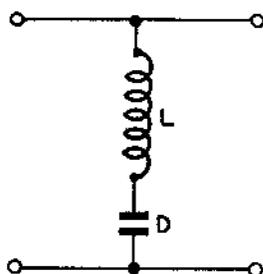


Fig. 4.6 - Associação LC série em paralelo com a linha de transmissão.

Os parâmetros de entrada correspondentes são:

L em nH

$$D = \frac{1}{C} \text{ em pF}^{-1}$$

- Indutância e capacitância em série (elemento NTYPE = 5)

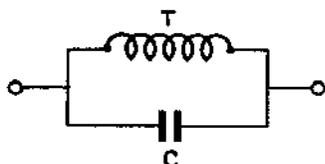


Fig. 4.7 - Associação LC paralela em série com a linha de transmissão

Os parâmetros de entrada correspondentes são:

$$T = \frac{1}{L} \text{ em nH}^{-1}$$

C em pF

Os elementos de circuitos descritos foram associados convenientemente em cascata para simular a configuração prática do circuito de teste apresentado na Fig. 4.2. A Fig. 4.8 mostra qualitativamente como é feito este cascadeamento.

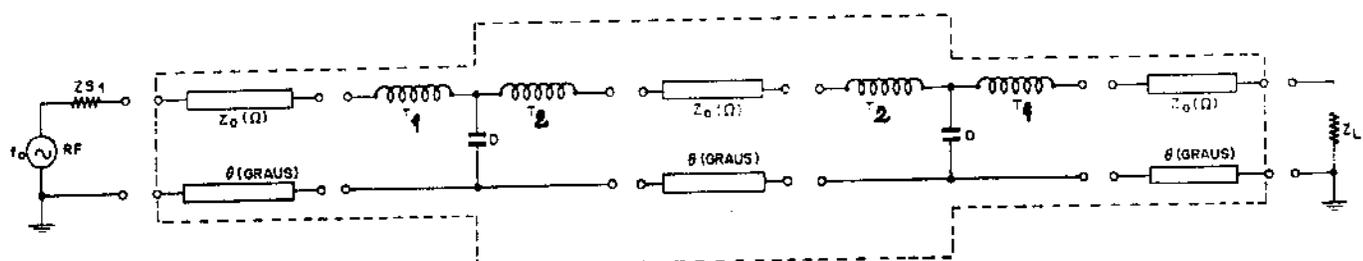


Fig. 4.8 - Associação dos elementos de circuito em cascata, para efeito de simulação da configuração prática do circuito de teste.

Nas simulações feitas os parâmetros concentrados L e C foram inicialmente supostos ambos nulos; a seguir foi dado valor não-nulo apenas para L, depois para C e, finalmente, ambos os parâmetros foram supostos não-nulos. Este procedimento permite verificar a influência isolada de cada um desses parâmetros na resposta do circuito.

Os dados de entrada utilizados nas simulações dos circuitos de teste foram:

$$ZL1 = 50\Omega$$

$$ZL2 = 0$$

$$ZS1 = 50\Omega$$

$$ZS2 = 0$$

$$F0 = 4,5 \text{ GHz}$$

$$NEL = 3(\text{min.}) \text{ a } 9(\text{máx.}), \text{ conforme o caso}$$

$$NFEED = 0$$

$$NDIR = \text{igual a NEL}$$

NFREQ = 70

IENV = 0

ALPHA = 0; 0,0005 dB/λ para  $f \leq 10$  GHz; 0,0012 dB/λ para  $f > 10$  GHz

As frequências utilizadas [FREQ(I)] estão apresentadas na Tabela 4.2.

0,1100	0,4594	2,00	6,25	10,75
0,1210	0,5053	2,25	6,50	11,00
0,1331	0,5559	2,50	6,75	11,25
0,1464	0,6155	2,75	7,00	11,50
0,1610	0,6770	3,00	7,25	11,75
0,1771	0,7447	3,25	7,50	12,00
0,1948	0,8192	3,50	7,75	12,25
0,2143	0,9011	3,75	8,00	12,50
0,2357	0,9973	4,00	8,50	12,75
0,2593	1,090	4,25	8,75	13,00
0,2852	1,199	4,50	9,00	
0,3138	1,451	4,75	9,50	
0,3452	1,596	5,00	9,75	
0,3779	1,7560	5,50	10,00	
0,4176	1,850	5,75	10,35	

Tabela 4.2 - Frequências de teste utilizadas, em GHz

Os valores de C e L foram calculados através das expressões (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4) do Capítulo 3, tendo como dados os valores constantes da Tabela 4.1 da Seção 4.1. Os resultados finais estão apresentados na Tabela 4.3.

Nas Figs. 4.9 a 4.13 apresentam-se as respostas teóricas para a linha de teste de 20Ω para as várias combinações envolvendo os parâmetros da primeira linha da Tabela 4.3. Como pode ser observado nas figuras, a inserção isolada da indutância ou capacitância

não apresenta diferenças visuais de relevância com relação ao caso em que estes parâmetros são tomados simultaneamente nulos. Por este motivo, para as demais linhas de teste apresentamos apenas as condições extremas: parâmetros concentrados ambos nulos e ambos não-nulos.

Z ( $\Omega$ )	C(pF)	L(nH)	L <sub>1</sub> (nH)	L <sub>2</sub> (nH)	T <sub>1</sub> (nH) <sup>-1</sup>	T <sub>2</sub> (nH) <sup>-1</sup>	D(pF) <sup>-1</sup>
20	0,108	0,911x10 <sup>-1</sup>	0,644x10 <sup>-1</sup>	0,267x10 <sup>-1</sup>	15,5	37,4	9,27
30	0,301x10 <sup>-1</sup>	0,302x10 <sup>-1</sup>	0,187x10 <sup>-1</sup>	0,115x10 <sup>-1</sup>	53,5	87,2	33,20
70	0,937x10 <sup>-2</sup>	0,186x10 <sup>-1</sup>	0,782x10 <sup>-2</sup>	0,108x10 <sup>-1</sup>	128,0	92,8	107,0
80	0,175x10 <sup>-1</sup>	0,371x10 <sup>-1</sup>	0,145x10 <sup>-1</sup>	0,226x10 <sup>-1</sup>	69,2	44,2	57,1

Tabela 4.3 - Valores teóricos de L e C e demais parâmetros, para simulações do circuito de teste

Nas Figs. 4.14 a 4.16 apresentam-se as respostas para a linha de teste de 80 $\Omega$ , envolvendo os dados da última linha da Tabela 4.3. As curvas correspondentes às linhas de 30 $\Omega$  e 70 $\Omega$  encontram-se no Apêndice C.

Não houve diferenças relevantes entre os valores da resposta em frequência, para atenuação não nula ( $\alpha \neq 0$ ) e nula ( $\alpha = 0$ ); logo, não serão apresentados gráficos separados correspondentes a esses casos.

Observa-se nos gráficos de VSWR versus frequência, para todas as linhas e em todos os casos simulados teoricamente, uma periodicidade na ocorrência dos máximos e dos mínimos de VSWR.

Considerando-se o caso sem atenuação e com valores de L e C nulos, para todas as linhas, no ponto onde  $f = 0$  Hz o comprimento de onda na microfita tende a infinito e, nesta situação, a microfita total equivale a um curto-circuito entre a fonte e a carga, resultando em um casamento perfeito (VSWR = 1). Os valores seguintes

em que o  $VSWR = 1$  denotam a ocorrência de casamento na entrada da linha central ( $Z_{02}$  na Fig. 4.2). Os pontos em que isto ocorre são dados por

$$(n+1) \frac{\lambda_0}{2} = \sqrt{\epsilon_{ef}} \ell, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

e as frequências correspondentes são dadas por:

$$f_{\min} = \frac{C_0(n+1)}{2\sqrt{\epsilon_{ef}} \ell}$$

Na Tabela 4.4 mostram-se as frequências em que  $VSWR = 1$  na entrada, para todas as linhas de teste.

Os valores onde ocorre  $VSWR$  máximo evidenciam as frequências em que há o descasamento máximo no circuito, quando a impedância de entrada da linha central ( $Z_{02}$ ) atinge valores extremos com relação a  $50\Omega$ .

Os pontos de ocorrência desses máximos são dados por

$$(2n+1) \frac{\lambda_0}{4} = \sqrt{\epsilon_{ef}} \ell, \quad n = 0, 1, 2, \dots,$$

e as frequências correspondentes são dadas por

$$f_{\max} = \frac{C_0(2n+1)}{4\sqrt{\epsilon_{ef}} \ell}$$

Na Tabela 4.5 mostram-se as frequências em que  $VSWR$  da entrada é máximo para todas as linhas de teste.

Observar, ainda, que quanto menor a impedância característica da linha central ( $Z_{02}$ ) com relação a  $50\Omega$ , maior o valor máximo de  $VSWR$ . Caso análogo ocorre para as linhas estreitas quando nos afastamos de  $50\Omega$ . Quando os valores dos parâmetros concentrados  $L$  e  $C$  são levados em consideração, os máximos de  $VSWR$ , para todas as linhas, sofrem um pequeno decréscimo.

VALORES DE n	$Z_{02} = 20\Omega$	$Z_{02} = 30\Omega$	$Z_{02} = 70\Omega$	$Z_{02} = 80\Omega$
0	1,293	1,312	1,362	1,371
1	2,585	2,625	2,725	2,742
2	3,877	3,937	4,087	4,113
3	5,170	5,249	5,448	5,484
4	6,463	6,561	6,810	6,885
5	7,755	7,874	8,172	8,226
6	9,048	9,186	9,534	9,597
7	10,340	10,498	10,896	10,968
8	11,633	11,810	12,258	12,339
9	12,925	13,123	13,620	13,710

Tabela 4.4 - Frequências onde VSWR = 1 ( $f_{\min}$ ), em GHz

VALORES DE n	$Z_{02} = 20\Omega$ VSWR = 6,25 máx	$Z_{02} = 30\Omega$ VSWR = 2,85 máx	$Z_{02} = 70\Omega$ VSWR = 2,00 máx	$Z_{02} = 80\Omega$ VSWR = 2,75 máx
0	0,646	0,651	0,680	0,685
1	1,939	1,953	2,040	2,055
2	3,231	3,250	3,400	3,425
3	4,524	4,550	4,760	4,795
4	5,816	5,850	6,120	6,165
5	7,109	7,150	7,480	7,535
6	8,401	8,450	8,840	8,905
7	9,694	9,750	10,200	10,275
8	10,986	11,050	11,560	11,645
9	12,279	12,350	12,920	13,010

Tabela 4.5 - Frequências onde VSWR é máximo ( $f_{\max}$ ), em GHz

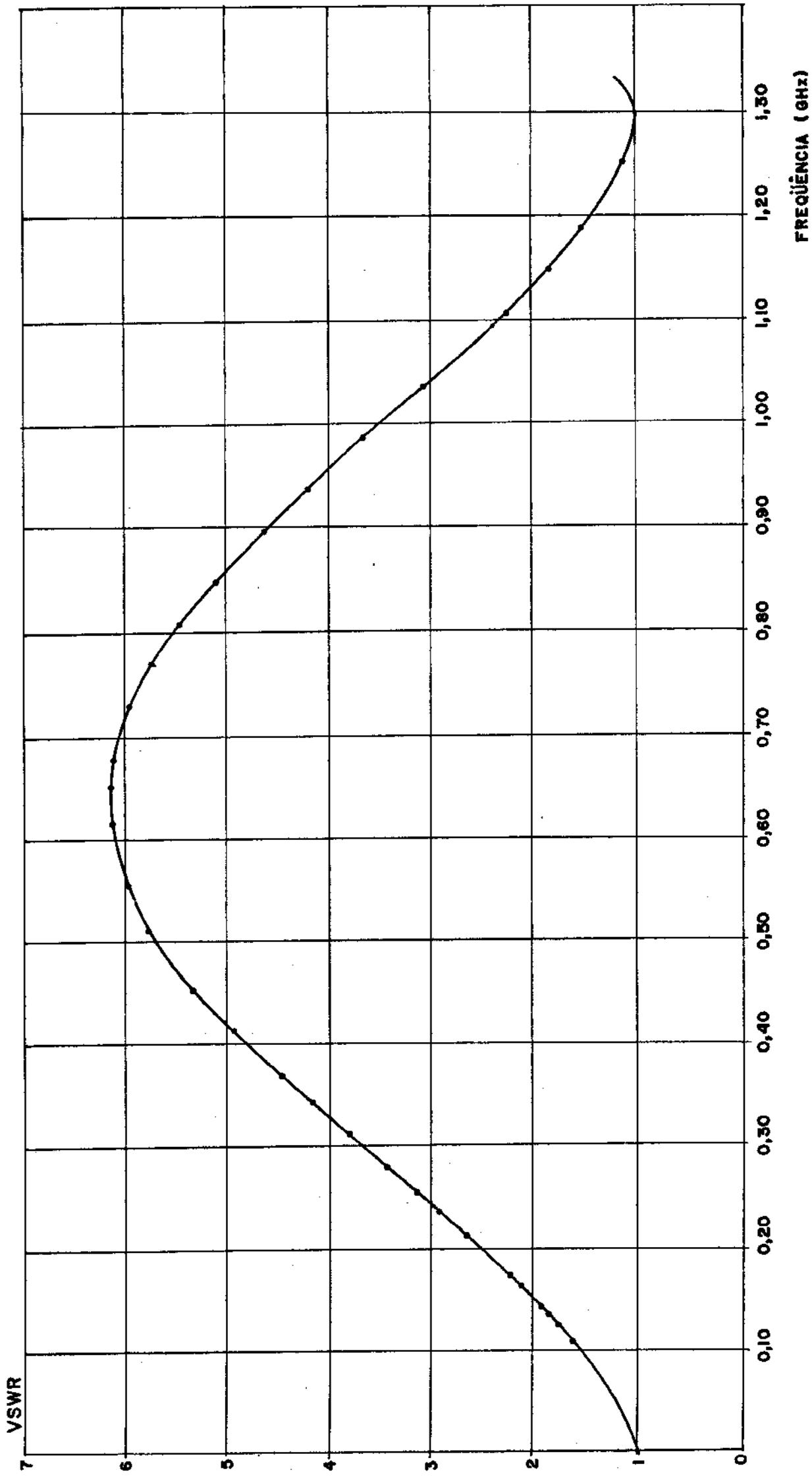
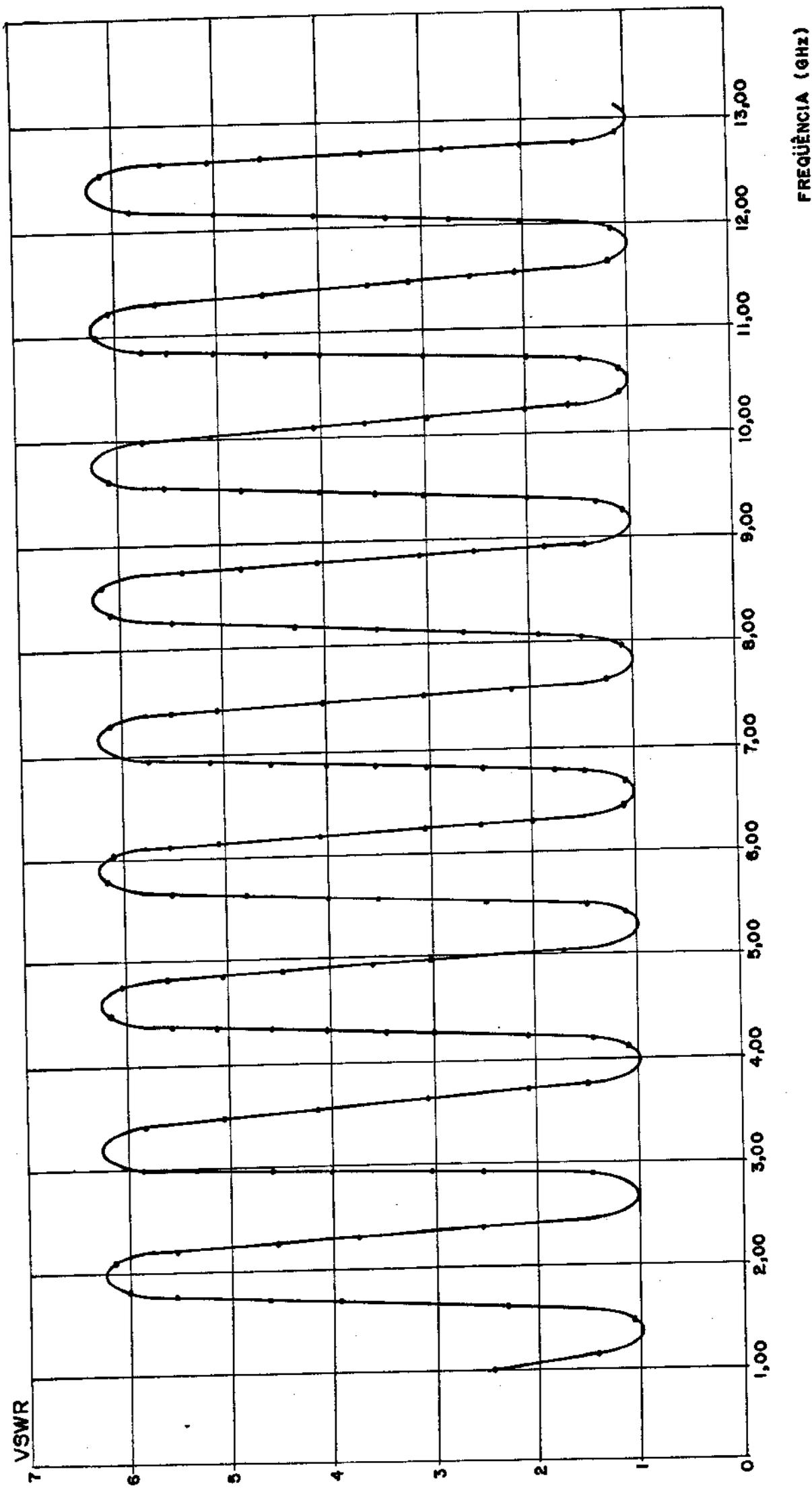


Fig. 4.9 - Resposta teórica, em baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $20\Omega$  (Fig.4.3), no caso em que  $L_1$ ,  $L_2$  e  $C$  são nulos.



FREQUÊNCIA (GHz)

Fig. 4.10 - Resposta teórica, em altas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $20\Omega$  (Fig.4.3], no caso em que  $L_1$ ,  $L_2$  e C são nulos.

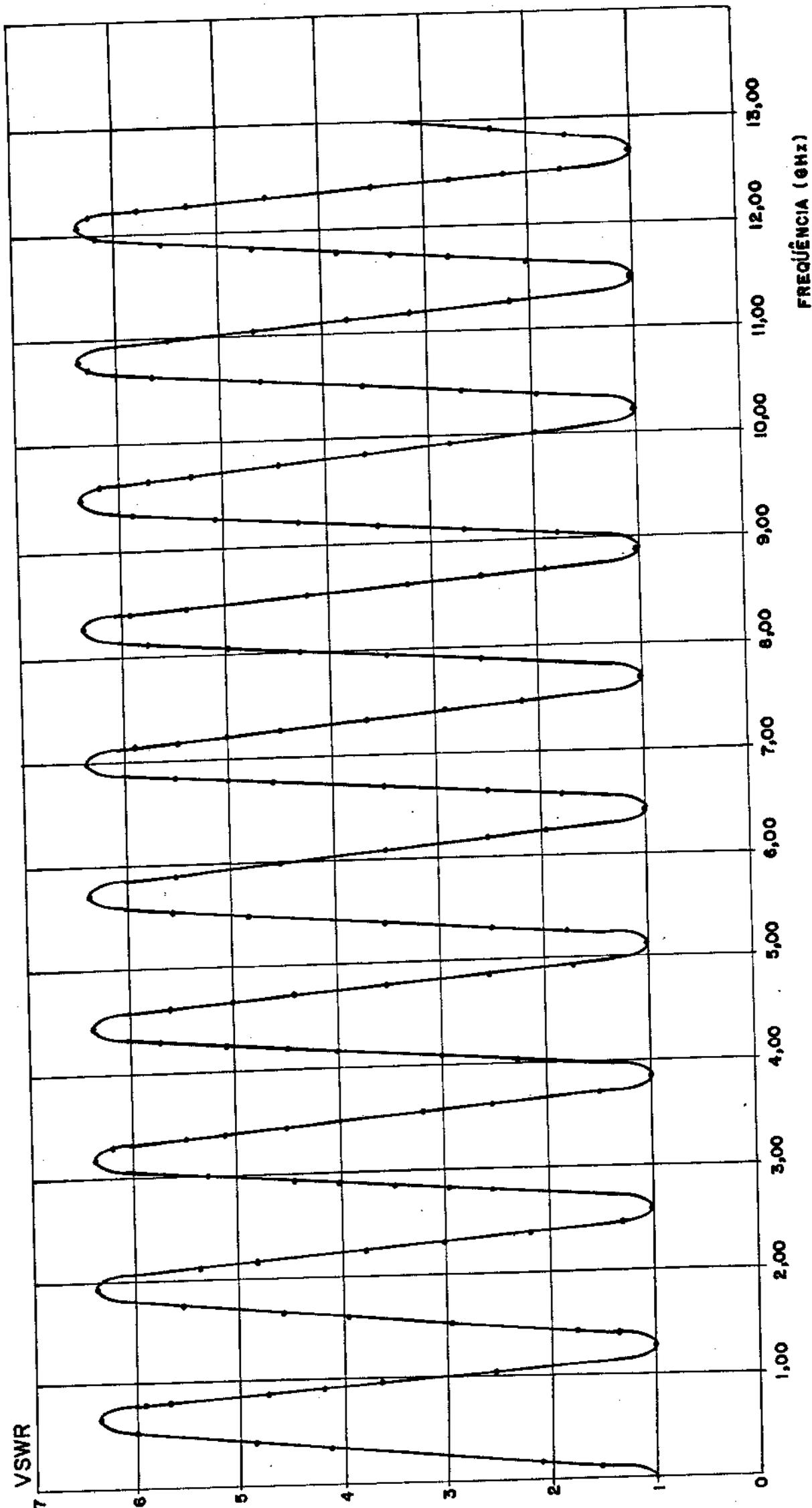


Fig. 4.11 - Resposta teórica para a linha de teste com impedância característica igual a  $20\Omega$  (Fig.4.3), no caso em que  $L_1$  e  $L_2$  são nulos e  $C = 0,108$  pF.

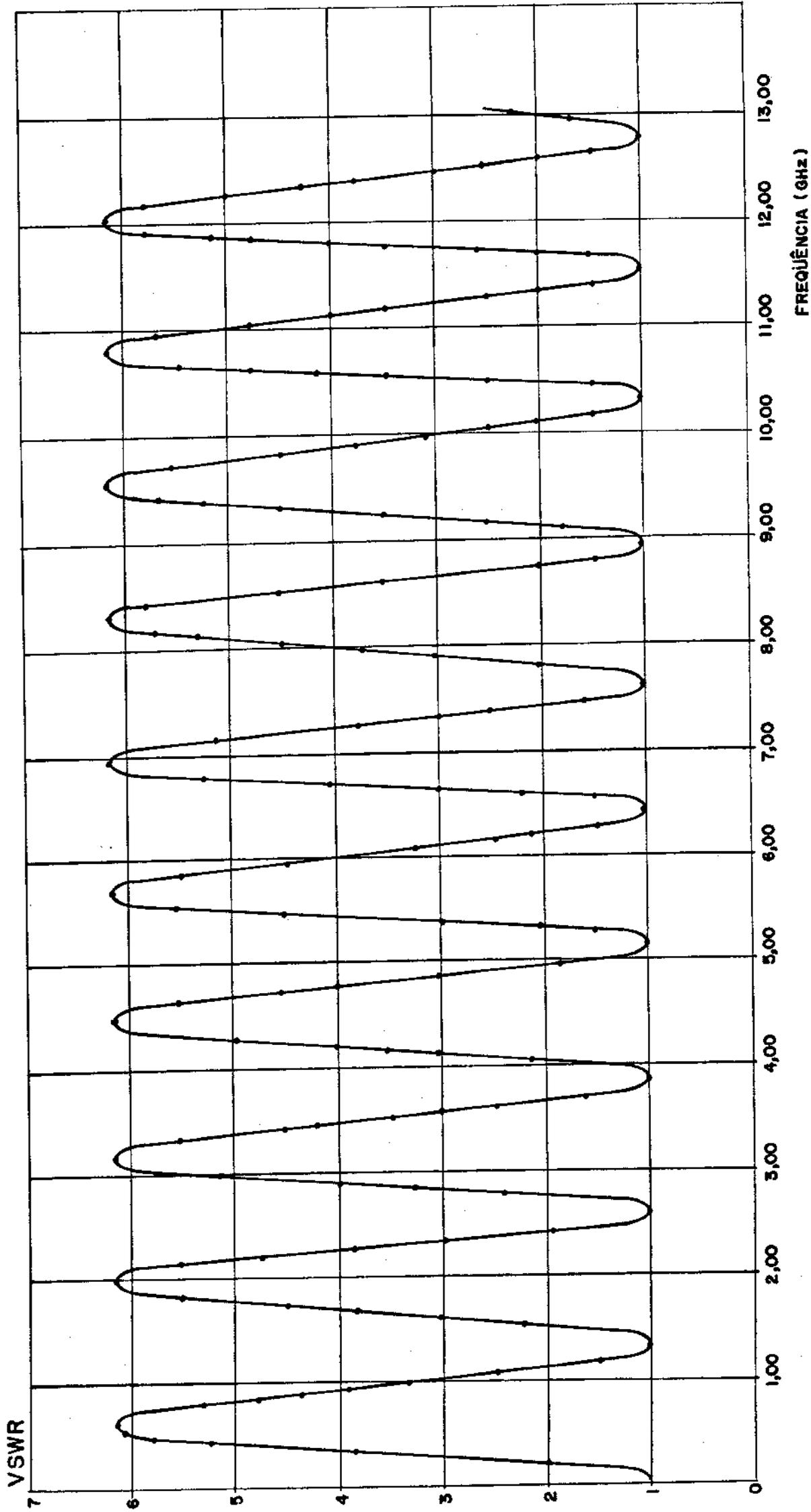
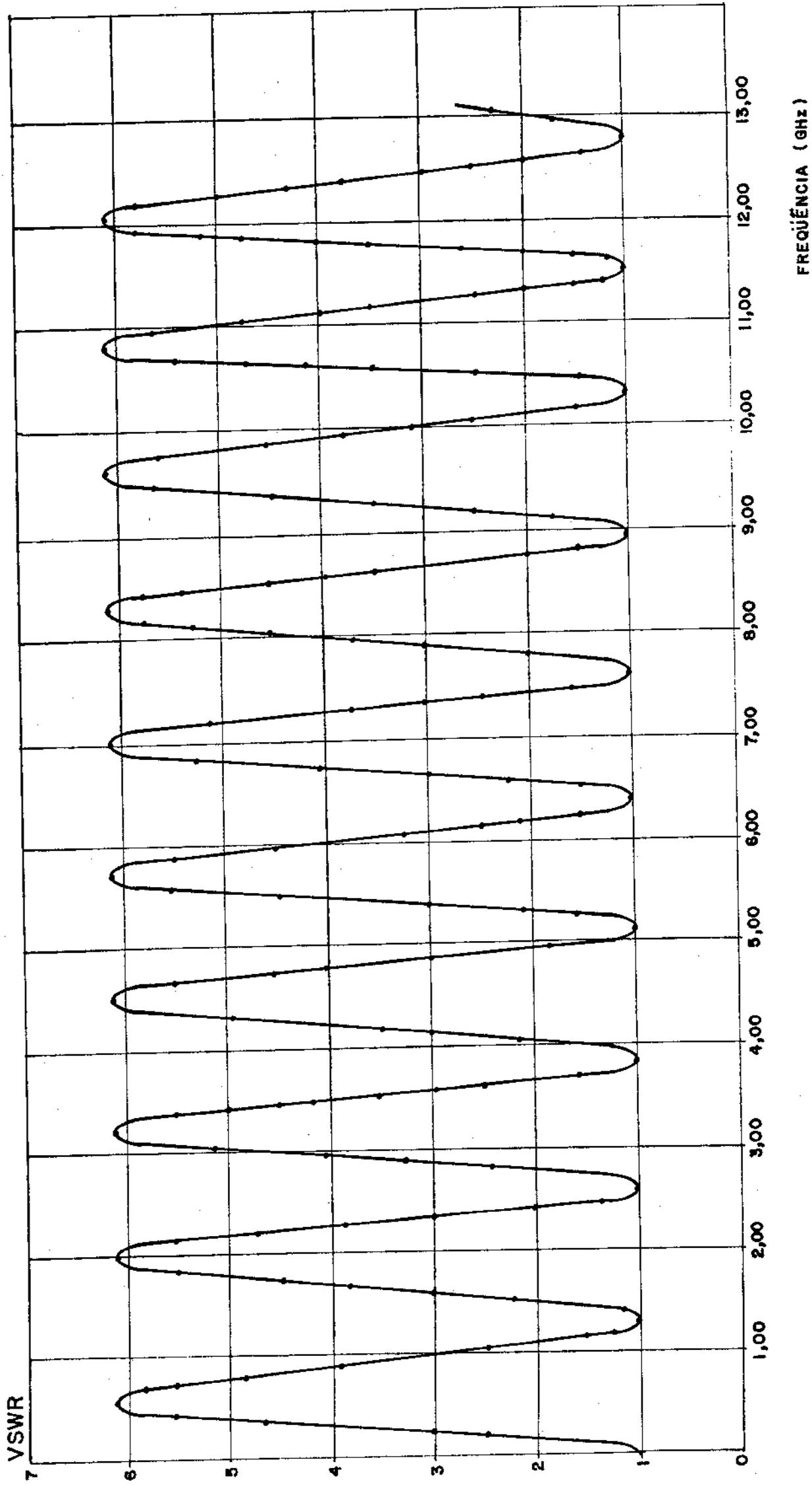


Fig. 4.12 - Resposta teórica para a linha de teste com impedância característica igual a  $20\Omega$   
 (Fig.4.3), no caso em que  $C \hat{=} nulo$  e  $L_1 = 0,0644nH$  e  $L_2 = 0,0267nH$ .



FREQUÊNCIA (GHz)

Fig. 4.13 - Resposta teórica para a linha de teste com impedância característica igual a  $20\Omega$   
 (Fig.4.3), no caso em que  $C = 0,108\text{pF}$ ,  $L_1 = 0,0644\text{nH}$  e  $L_2 = 0,0267\text{nH}$

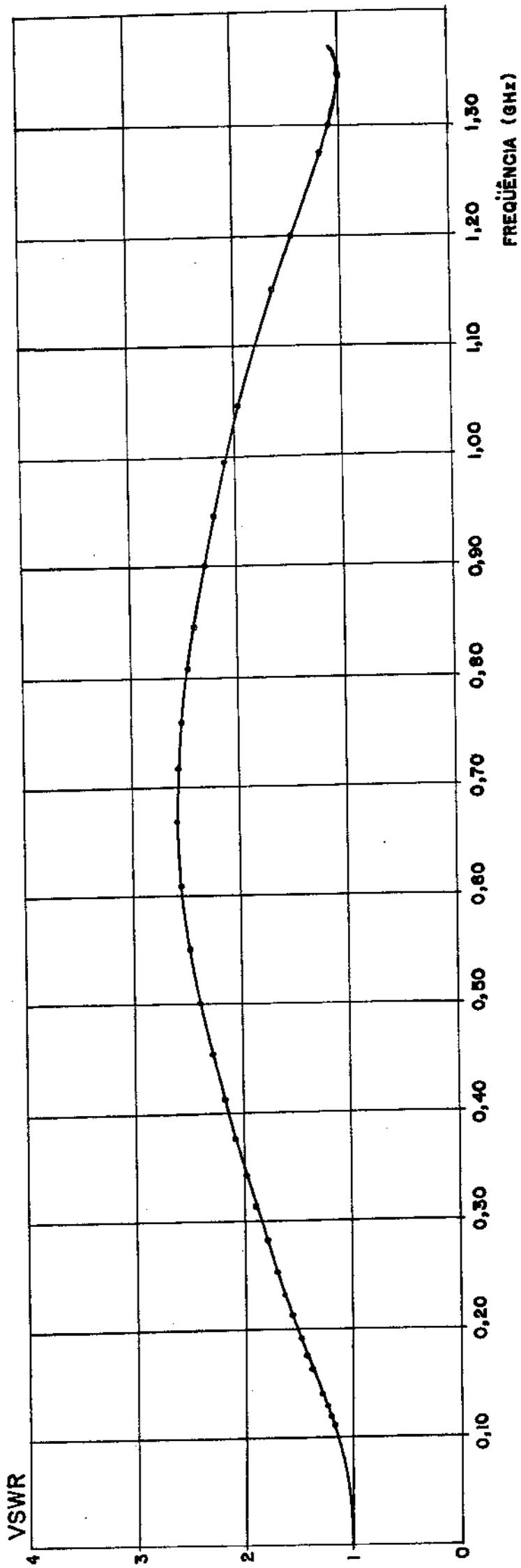


Fig. 4.14 - Resposta teórica, em baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $80\Omega$  (Fig.4.3), no caso em que  $L_1$ ,  $L_2$  e  $C$  são nulos.

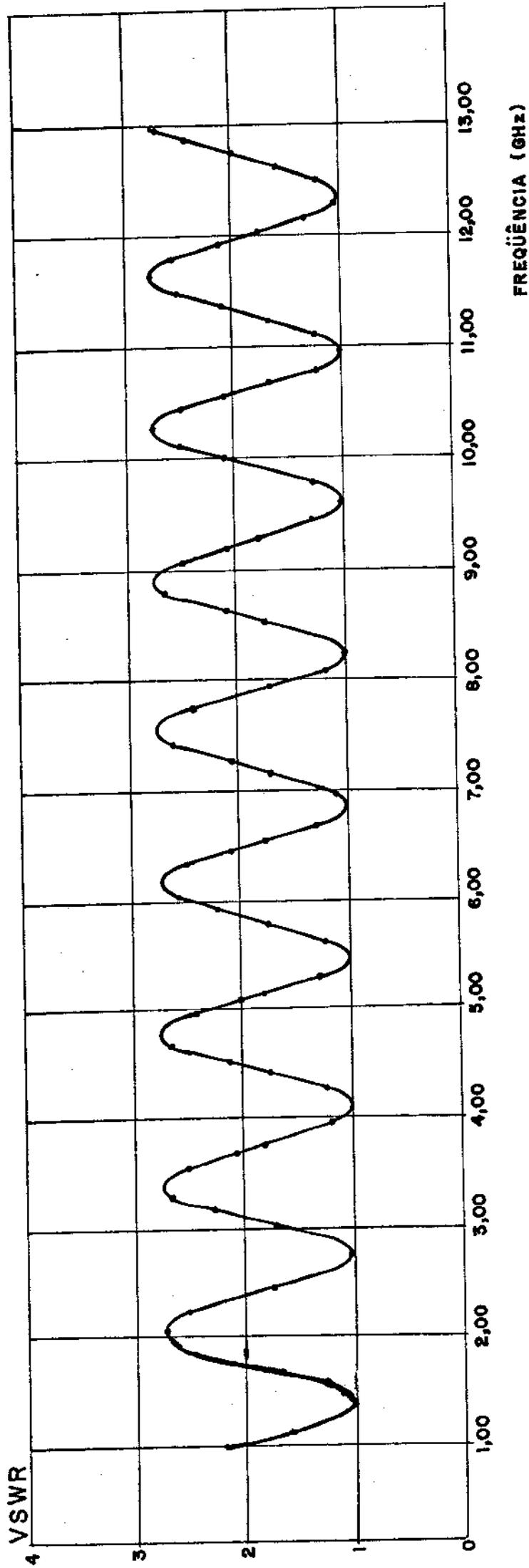


Fig. 4.15 - Resposta teórica, em altas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $80\Omega$  (Fig.4.3), no caso em que  $L_1$ ,  $L_2$  e  $C$  são nulos.

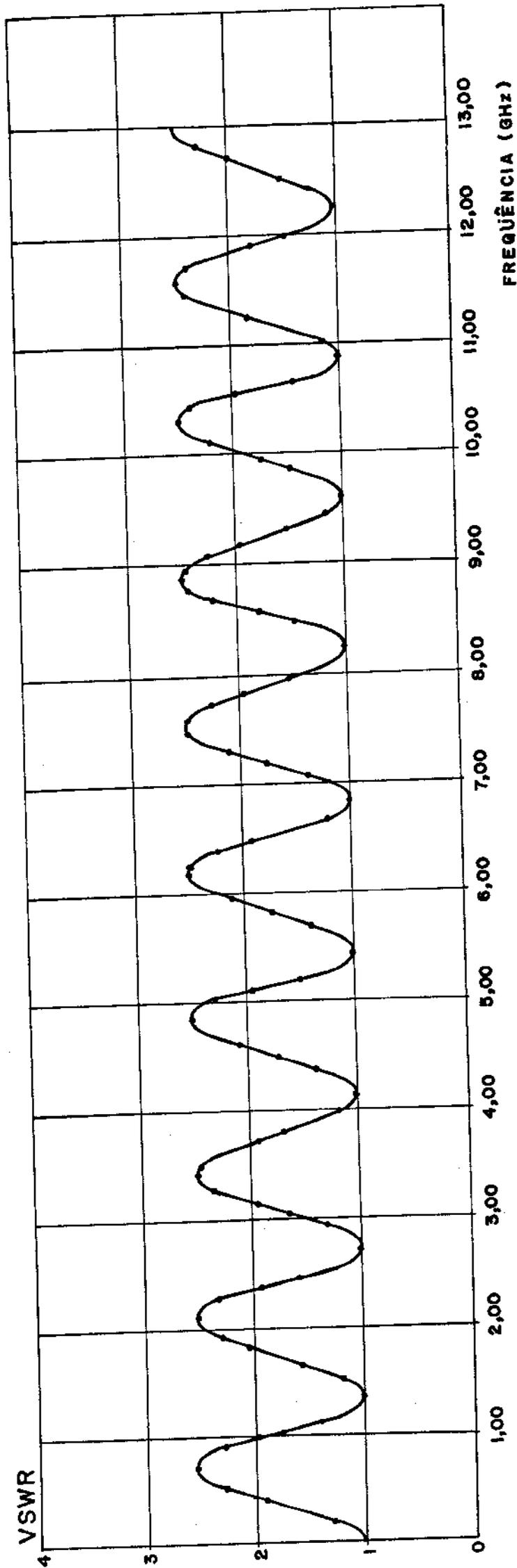


Fig. 4.16 - Resposta teórica, para a linha de teste com impedância característica igual a  $80\Omega$  (Fig.4.3), no caso em que  $C = 0,0175\text{pF}$ ,  $L_1 = 0,0145\text{nH}$  e  $L_2 = 0,0226\text{nH}$ .

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1. UTILIZAÇÃO DE REFLETOMETRIA TEMPORAL

A verificação qualitativa da uniformidade das linhas do circuito de teste e dos possíveis efeitos parasitas introduzidos pelos conectores foi efetuada utilizando um equipamento de Refletometria no Domínio Temporal (TDR). Algumas características do TDR utilizado encontram-se no Apêndice D.

Casando-se as saídas das linhas do circuito de teste com uma carga não-refletiva de  $50\Omega$ , foi possível visualizar e fotografar as formas de onda do sinal resultante na entrada do circuito de vido às várias reflexões envolvidas.

Em seguida foi trocada a entrada pela saída e vice-versa, tendo-se observado que as formas das ondas dos sinais resultantes eram iguais, conforme pode ser visto nas Figs. 5.1(a) e 5.1(b). Concluiu-se, portanto, que as linhas e conectores utilizados não apresentaram efeitos parasitas relevantes.

Na Fig. 5.2(a) apresenta-se um esboço traçado diretamente da tela do TDR, mostrando as referências de calibração (curto, aberto e casamento em  $50\Omega$ ) além dos pontos de entrada e de saída das linhas onde estão localizados os conectores, quando a linha central ( $Z_{02}$ ) possui impedância característica de  $30\Omega$ .

Na Fig. 5.2(b) apresenta-se uma fotografia obtida diretamente da tela do TDR nesta situação.

### 5.2. MEDIDAS DE COEFICIENTES DE REFLEXÃO

Para se estudar o comportamento das descontinuidades tipo degrau em microfita, submeteu-se o circuito de teste a medidas de coeficientes de reflexão em função da frequência. Os resultados das medidas serão confrontados com os resultados teóricos obtidos pelas simulações no computador (Capítulo 4). Os coeficientes de reflexão serão convertidos para coeficientes de onda estacionária (VSWR) em toda a faixa de frequência utilizada de 0,11 GHz a 13,00 GHz. As medidas em frequência foram feitas utilizando um Sistema Analisador de Redes da HP (8750-A), cujas interligações encontram-se mostrados no Apêndice D.

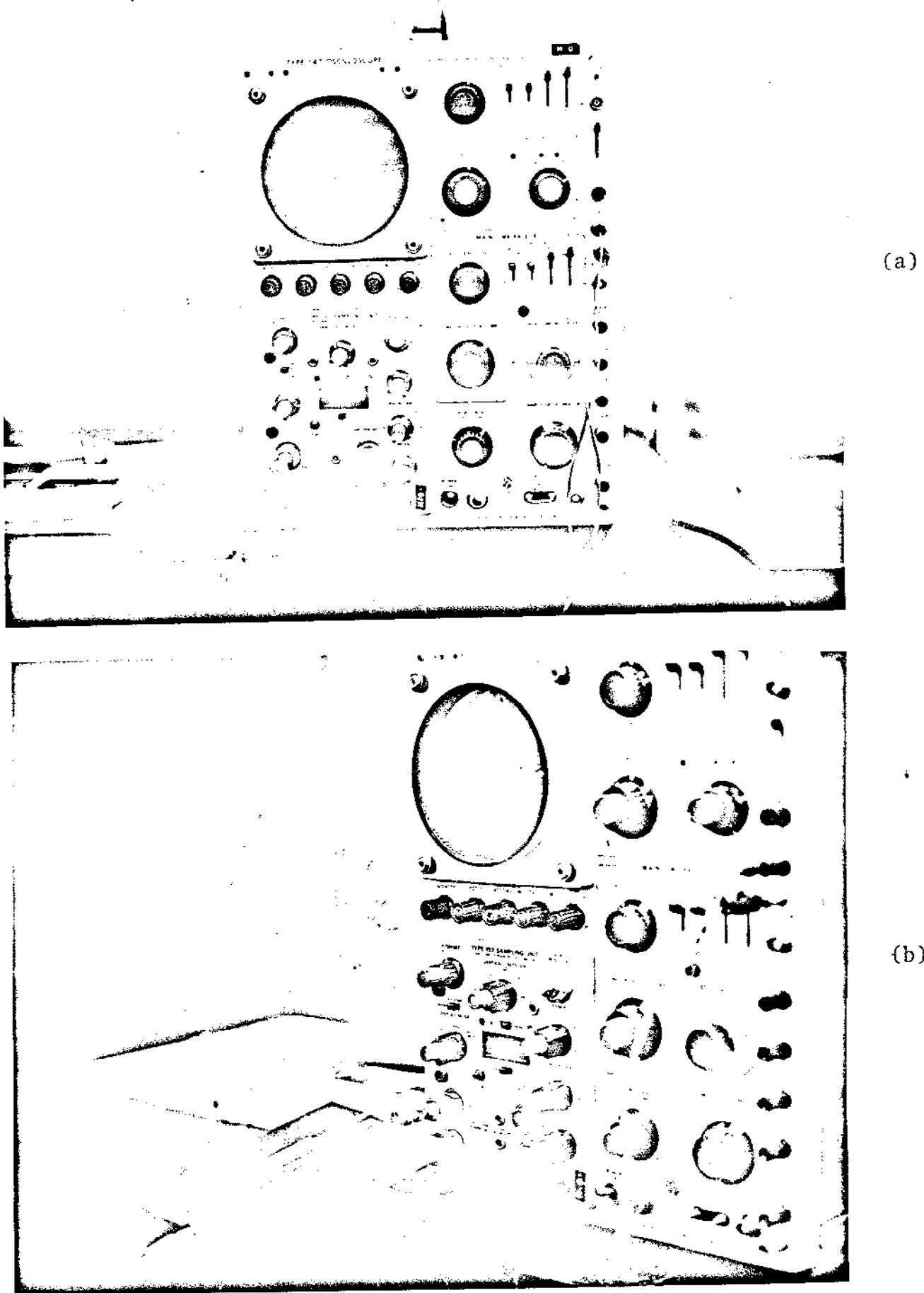
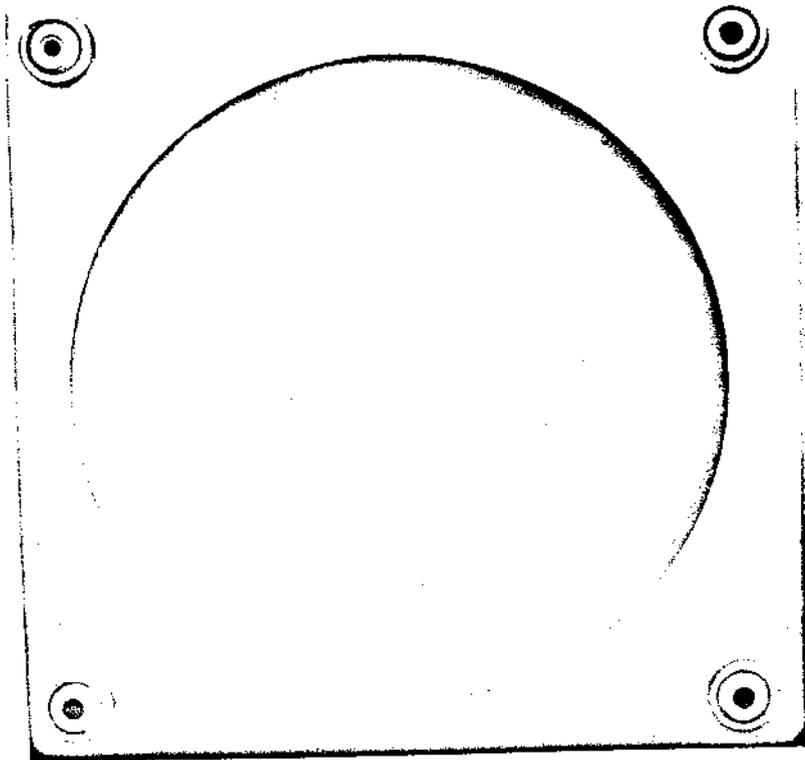
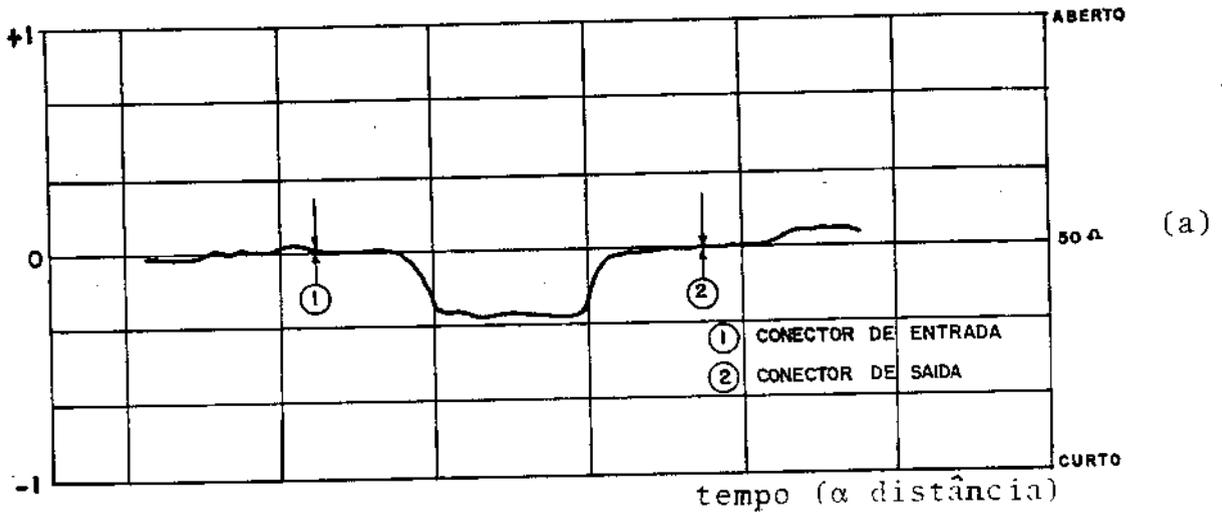


Fig. 5.1 - Vista geral da montagem utilizada na refletometria temporal. Linha central sob teste com impedância característica de  $30\Omega$ . (a) ligação direta; (b) ligação inversa.



(b)

Fig. 5.2 - (a) Esboço da forma de onda obtida pelo TDR quando a impedância característica da linha central é  $30\Omega$   
(b) Fotografia do sinal obtido diretamente do TDR na condição do item (a)

A cada medida efetuada (em cada frequência selecionada), o circuito de teste era desconectado e o sistema era recalibrado utilizando cargas em curto e em aberto para manter sempre a mesma referência de leitura (5dB/divisão, na vertical). Na unidade de vídeo HP182-T, deste sistema, foram lidos os valores dos módulos dos coeficientes de reflexão ( $\rho$ ), em decibéis versus frequência. Os resultados apresentaram-se confiáveis apenas na faixa de 0,33 GHz até 13,00 GHz.

Conhecendo-se o módulo do coeficiente de reflexão pode -se calcular o coeficiente de onda estacionária (VSWR) utilizando-se as relações:

$$\rho(\text{dB}) = -20 \log \rho \rightarrow \rho = e^{\rho(\text{dB})/20} \quad (5.1)$$

$$\text{VSWR} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (5.2)$$

Com estes valores experimentais de VSWR construíram - se os gráficos das Figs. 5.3 a 5.10 para as linhas de teste com impedâncias características centrais 20 $\Omega$ , 30 $\Omega$ , 70 $\Omega$  e 80 $\Omega$ . Os resultados mostram uma certa periodicidade em frequência dos valores de máximo e de mínimo VSWR, que seguem de perto o comportamento teórico já apresentado no Capítulo 4.

Foi também feito um teste de verificação qualitativa do grau de irradiação das estruturas de teste. A experiência consistiu em percorrer-se a linha sob teste, a uma distância fixa da mesma, com uma pequena lâmina metálica estando a linha alimentada por um gerador de varredura operando automaticamente entre 0,33 e 13,00 GHz e observando-se a resposta obtida na unidade de vídeo HP182-T. Verifica-se que a linha com impedância característica de 20 $\Omega$  era a mais perturbada por tal operação, para uma dada separação, a partir de uma mínima frequência de alimentação.

Para as linhas com impedâncias características crescentes, e para a mesma separação da lâmina de teste, as perturbações tornam-se igualmente importantes a partir de frequências de alimentação crescentes. Aumentando-se a separação lâmina/linha as perturbações decresciam. A partir de 11 cm de separação não foi mais

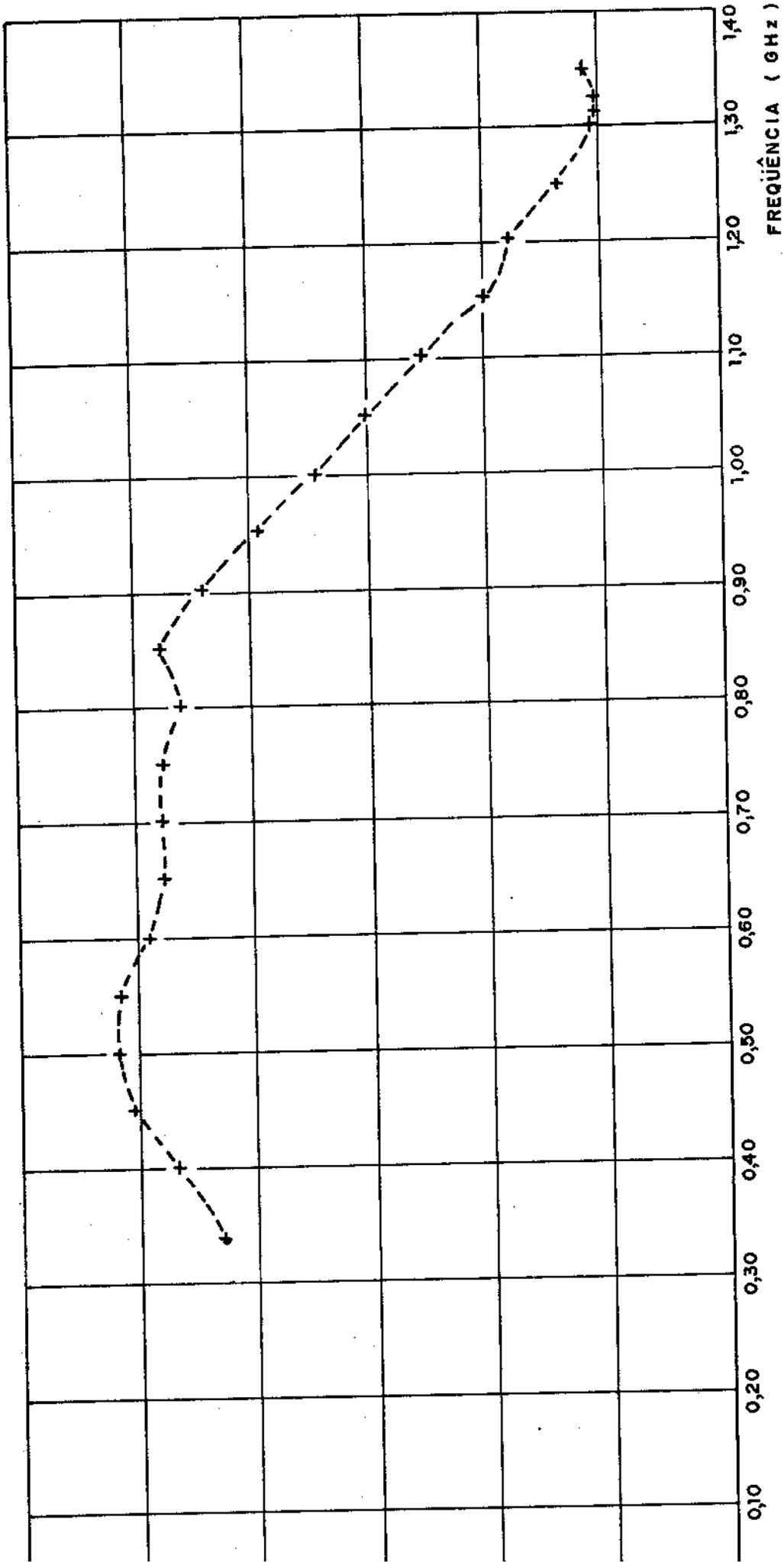


Fig. 5.3 - Valores experimentais do VSWR, em baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $20\Omega$ , ( $\epsilon_R = 2,32$ )

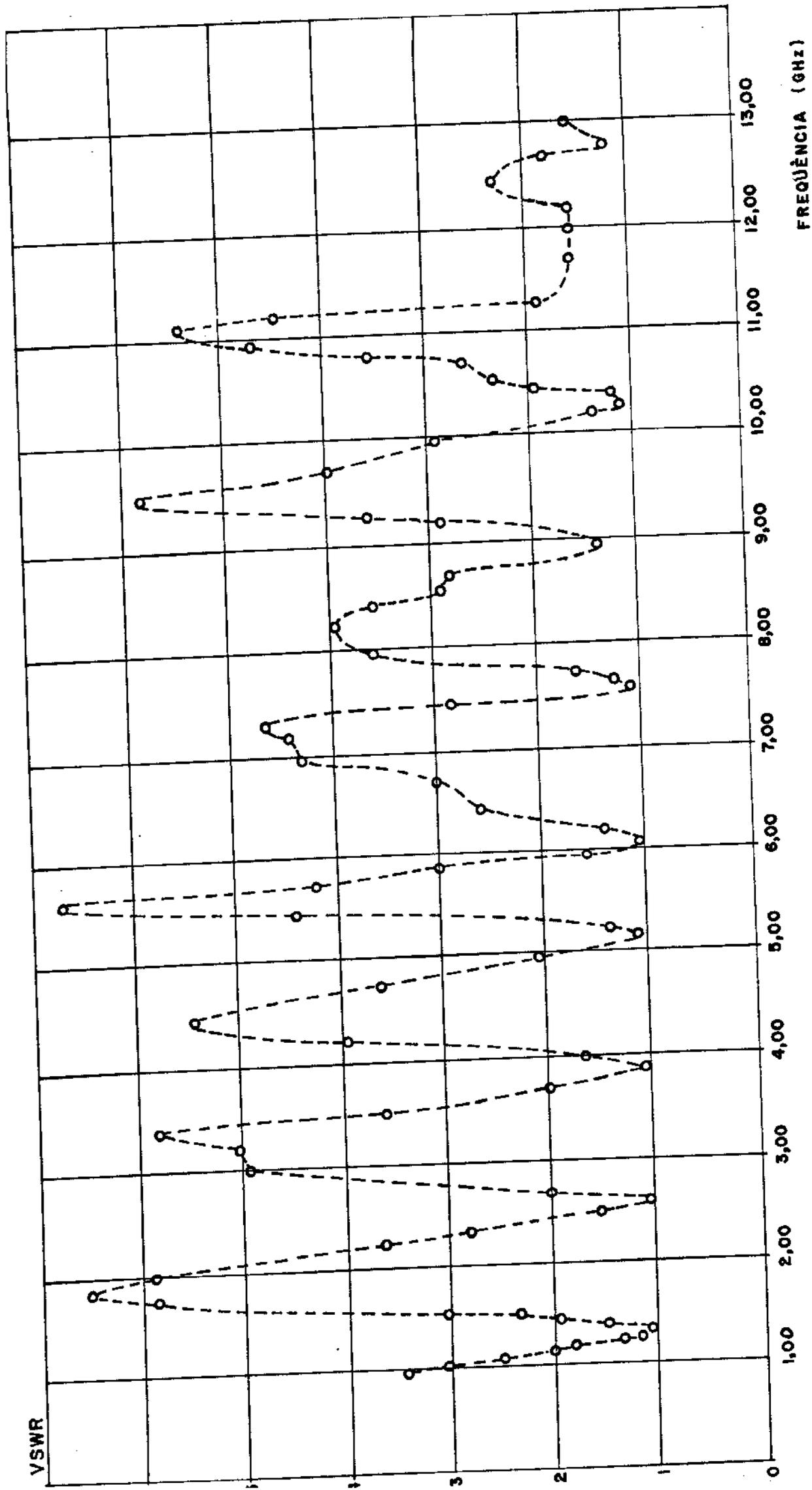


Fig. 5.4 - Valores experimentais do VSWR, em altas frequências, para a linha de teste com impedância característica de 20Ω ( $\epsilon_R = 2,32$ )

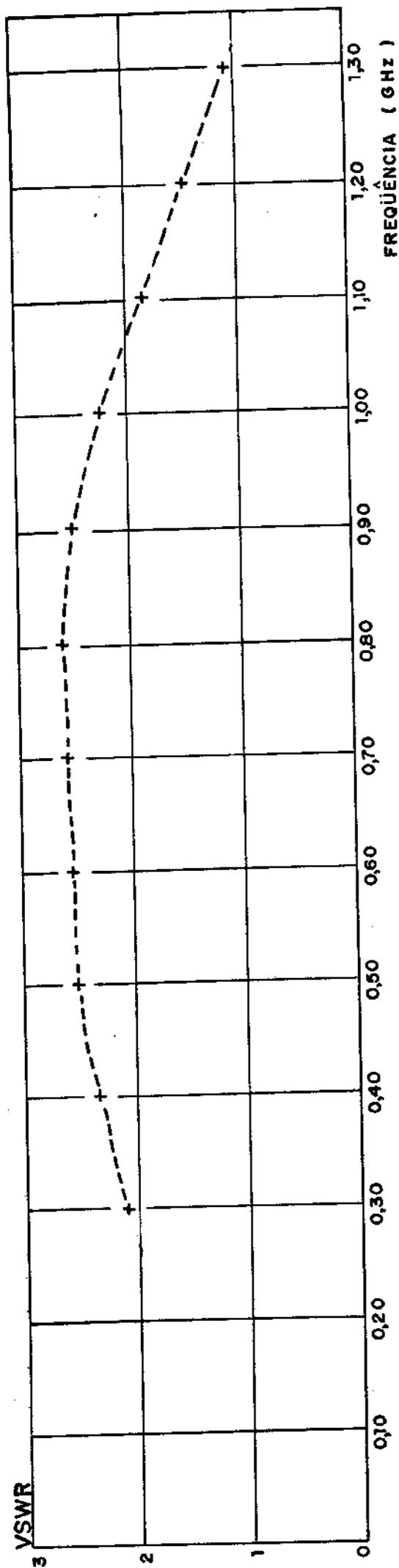


Fig. 5.5 - Valores experimentais do VSWR, em baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $30\Omega$  ( $\epsilon_R = 2,32$ )

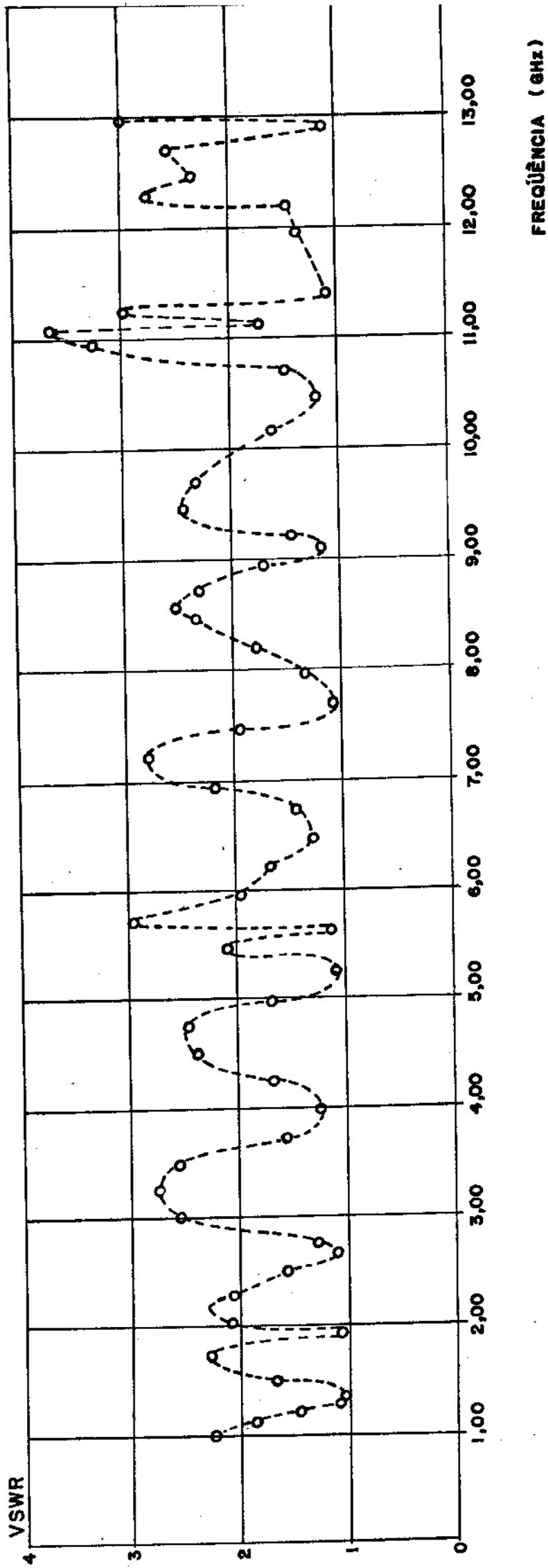


Fig. 5.6 - Valores experimentais do VSWR, para altas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $30\Omega$  ( $\epsilon_R = 2,32$ )

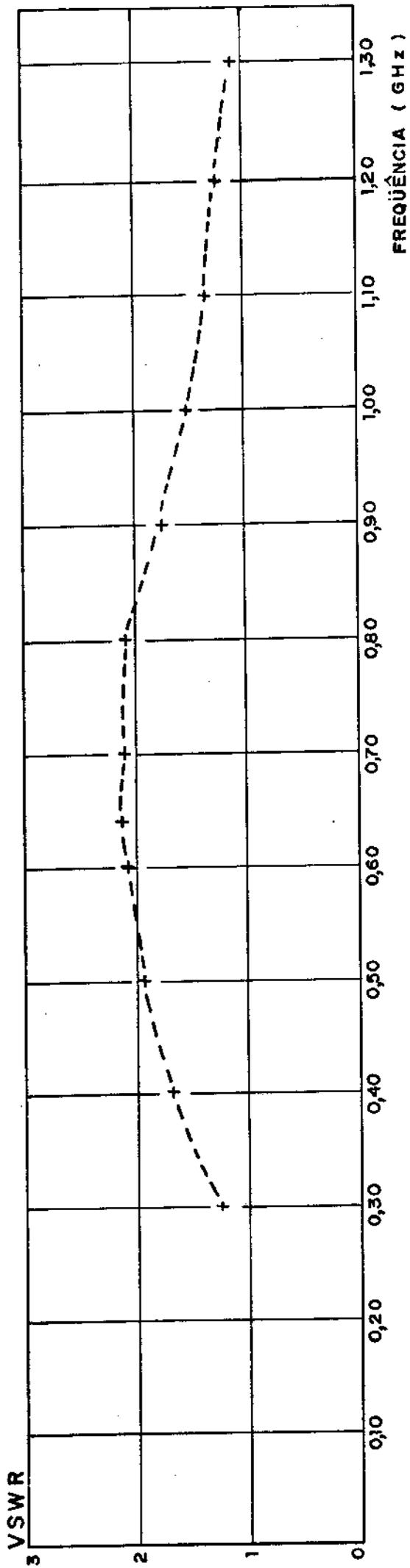


Fig. 5.7 - Valores experimentais do VSWR, para baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $70\Omega$  ( $\epsilon_R = 2,32$ )

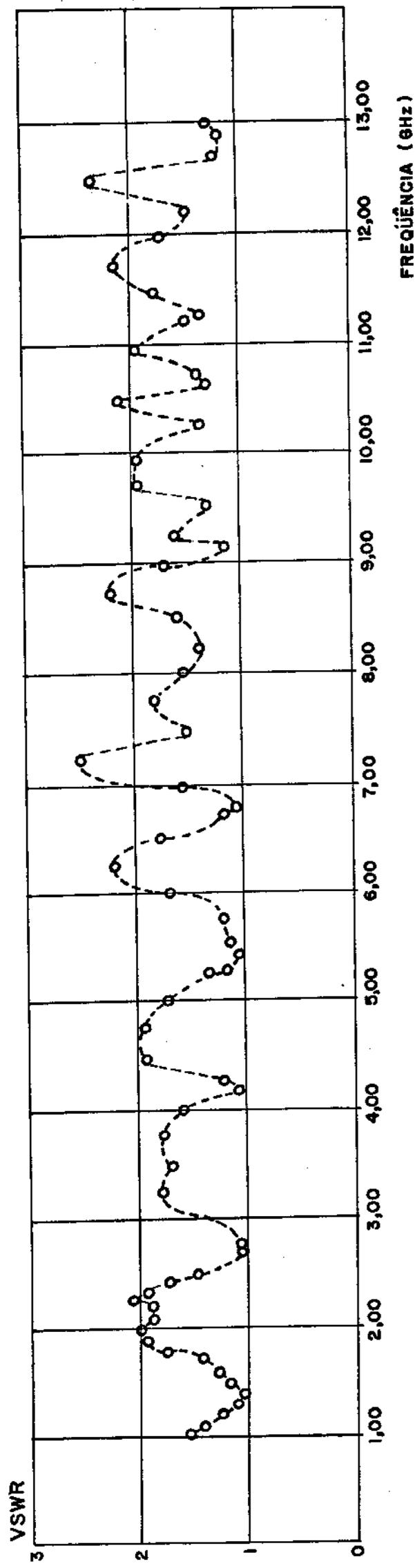


Fig. 5.8 - Valores experimentais do VSWR, para altas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $70\Omega$  ( $\epsilon_R = 2,32$ )

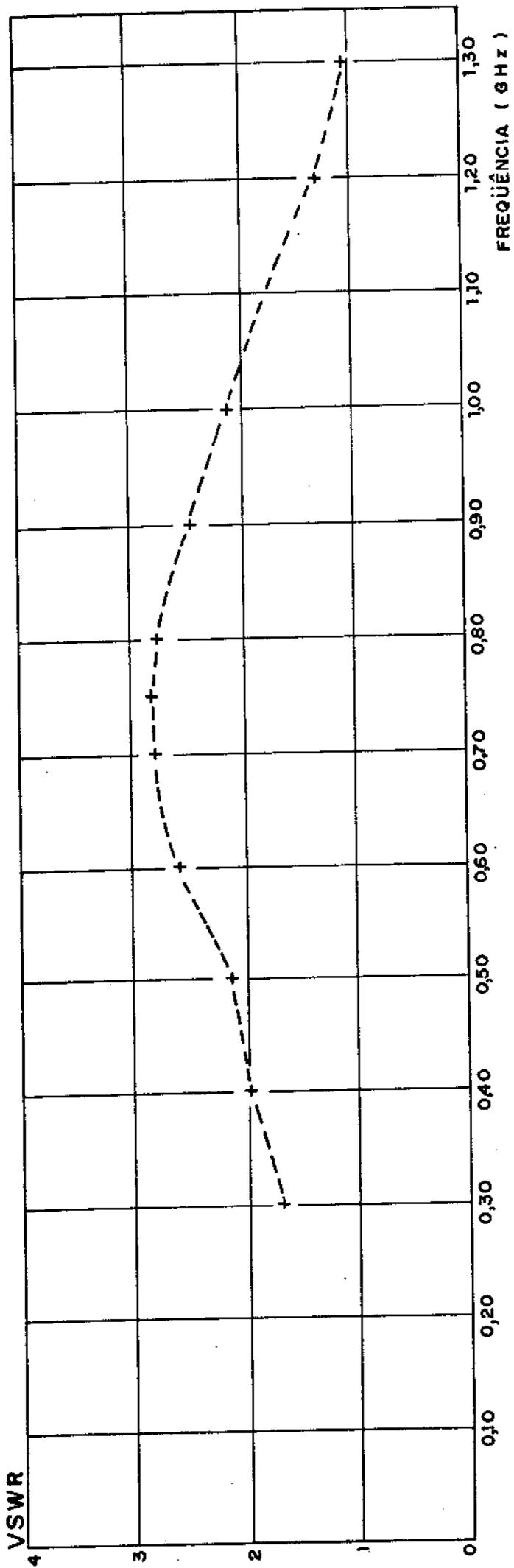


Fig. 5.9 - Valores experimentais do VSWR, para baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $80\Omega$  ( $\epsilon_R = 2,32$ )

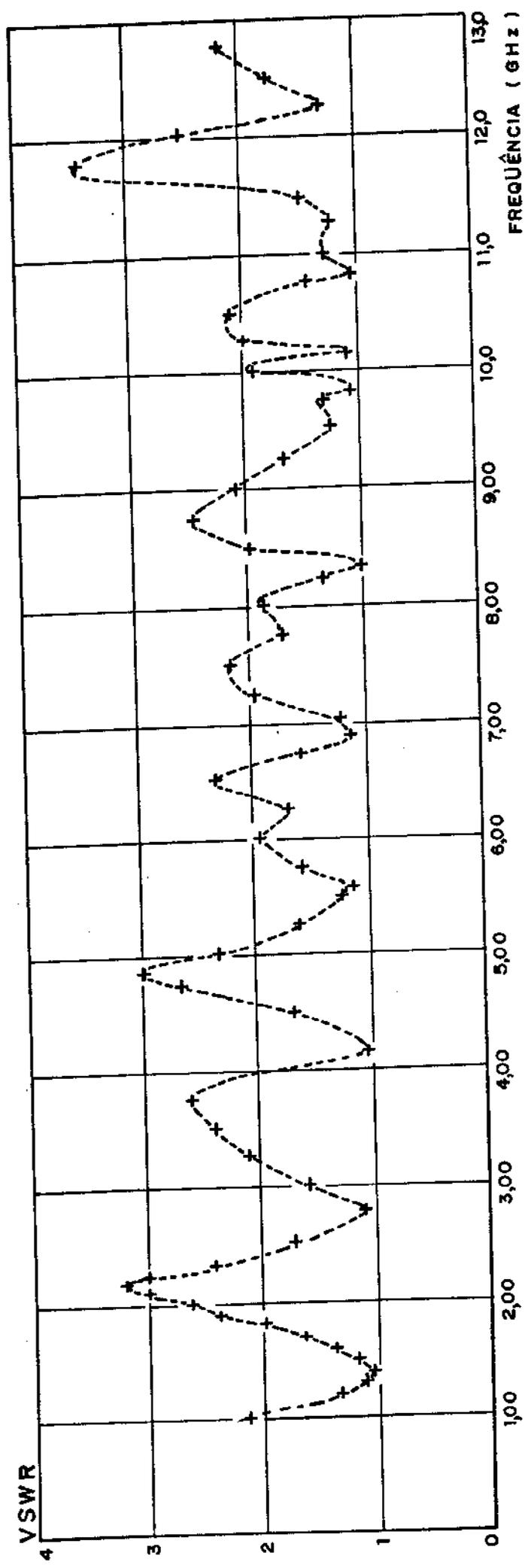


Fig. 5.10 - Valores experimentais do VSWR, para altas frequências, para a linha de teste com impedância característica de  $80\Omega$  ( $\epsilon_R = 2,32$ )

possível observar perturbações nas linhas. As perturbações, no nosso entender, são devidas ao carregamento capacitivo da placa de teste e à irradiação.

### 5.3. CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS

Nesta seção serão confrontados os resultados obtidos nas Seções 4.2 (teóricos) e 5.2 (experimentais). O procedimento utilizado nos confrontos será exemplificado tomando-se a linha com impedância característica  $20\Omega$ . Caso análogo valerá para as demais linhas ( $30, 70$  e  $80\Omega$ ). Nas Figs. 5.11 a 5.18 apresentam-se as várias situações possíveis, para a linha de  $20\Omega$ , incluindo ou não as indutâncias ou capacitâncias que compõem o modelo teórico empregado. Visualmente observamos não ser possível uma conclusão definitiva a respeito da melhoria, ou não, da concordância entre resultados teóricos e experimentais pelo uso do modelo a parâmetros concentrados. Devido a este fato, optou-se pelo cálculo de um parâmetro de erro, utilizando os pontos indicados nas figuras, empregando a seguinte expressão:

$$\text{erro relativo} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\text{VSWR}_{\text{Experimental},n} - \text{VSWR}_{\text{Teórico},n})^2 \quad (5.3)$$

onde usou-se 70 pontos de confronto ( $N = 70$ ). Utilizando este procedimento para todas as linhas, confeccionou-se a Tabela 5.1.

$Z_{02} (\Omega)$	$W2/W1$ ou $W1/W2$	$L_1, L_2, C = 0$	$L_1, L_2 = 0$ $C \neq 0$	$L_1, L_2 \neq 0$ $C = 0$	$L_1, L_2, C \neq 0$
20	3,35	97,86	127,39	98,74	73,11
30	2,02	14,11	13,74	8,61	9,23
70	1,17	5,59	5,66	5,11	5,46
80	2,19	7,60	7,74	7,41	7,13

Tabela 5.1 - Erro Relativo entre os resultados teóricos e experimentais, com e sem parâmetros concentrados, para todas as linhas de teste

Observar na Tabela 5.1 os seguintes fatos:

- a.1 - o uso isolado de indutâncias ou capacitâncias no modelo a parâmetros concentrados não garante um melhor ajuste entre resultados teóricos e experimentais, como pode ser observado para as linhas de 20, 70 e 80Ω.
- a.2 - com relação à linha de 50Ω e para o mesmo grau de descontinuidade ( $W2/W1$  para linhas largas igual a  $W1/W2$  para linhas estreitas), as linhas largas (baixa impedância característica) apresentam maiores erros relativos, entre teoria e prática, que linhas estreitas.
- a.3 - o uso do modelo completo a parâmetros concentrados sempre melhora a concordância entre resultados teóricos e experimentais com relação ao caso em que não são considerados os efeitos parasitas da descontinuidade tipo degrau.

Com os dados da Tabela 5.1 foram traçadas as duas curvas apresentadas na Fig. 5.19. A curva tracejada não inclui o modelo a parâmetros concentrados para simular as descontinuidades tipo de grau e a curva contínua o inclui. Apesar do número reduzido de pontos utilizados no traçado dessas curvas podemos concluir que:

- b.1 - existe uma região de erro relativo mínimo em torno de  $Z_{02} = 50\Omega$  ( $W2/W1 \rightarrow 1$ ) para as duas curvas, correspondendo a situação de pequena descontinuidade no degrau.
- b.2 - o uso do modelo da descontinuidade é mais eficiente para linhas largas (baixa impedância) que para linhas estreitas. Isto pode ser observado na Fig. 5.20 onde traçamos a diferença,  $\Delta$ , entre as duas curvas apresentadas na Fig. 5.19.
- b.3 - a concordância entre teoria (com ou sem modelo) e prática de grada-se progressivamente com o aumento da relação  $W2/W1$  (ou  $W1/W2$  para linhas estreitas, para manter a relação de larguras sempre maior que a unidade).

Supondo válida a conclusão b.3 é conveniente apresentarmos como varia  $W2/W1$  com a constante dielétrica  $\epsilon_R$  do substrato. Isto está mostrado na Fig. 5.21 para valores de  $\epsilon_R$  entre 2,22 e 10 ,

utilizando valores da Referência [40]. Da figura, notamos uma tendência geral de aumento de  $W_2/W_1$ , para uma mesma descontinuidade de impedâncias, ao aumentarmos a constante dielétrica do substrato. Logo, deve-se esperar uma degradação da concordância teoria/prática ao aumentarmos  $\epsilon_R$  nesta faixa de valores.

Um dos principais motivos de maior discrepância entre resultados teóricos e práticos para linhas de baixa impedância característica ( $20\Omega$ , por exemplo), com relações de alta impedância ( $80\Omega$ , por exemplo), deve-se à maior irradiação dessas linhas, já que trabalhamos com dielétricos espessos e de baixa constante dielétrica, que facilitam este processo [41]. A linha central (quando  $Z_{02} \neq 50\Omega$ ) pode ser considerada como um ressoador de duas portas de acesso (cavidade tipo transmissão), em torno das frequências de ressonância ( $VSWR = 1$ ). Estes efeitos tornam-se cada vez mais acentuados com o aumento da frequência utilizada.

Outro fato importante a ser salientado é que não foi considerada a dispersão nas microfitas analisadas. A constante dielétrica efetiva começa a desviar-se do valor estático acima de 1 GHz, ocasionando variações na impedância característica e no comprimento de onda  $\lambda_m$  [41]. A menos de uma pequena queda possível em baixa frequência (abaixo de  $\approx 1,5$  GHz), a impedância característica aumenta monotonicamente com a frequência, sendo este efeito mais pronunciado para linhas de baixa impedância [42],[43]. Isto acarreta uma menor descontinuidade de impedâncias nas linhas, com o aumento da frequência, tendendo a diminuir o VSWR. Quanto a  $\lambda_m$ , sua tendência é diminuir em relação ao seu valor não-dispersivo, com o aumento da frequência, já que o  $\epsilon_{ef}$  tende a aumentar com a frequência [2],[5],[16],[44]. Como estes efeitos não são muito pronunciados até  $\approx 13,0$  GHz, eles foram totalmente ignorados no análise efetuada.

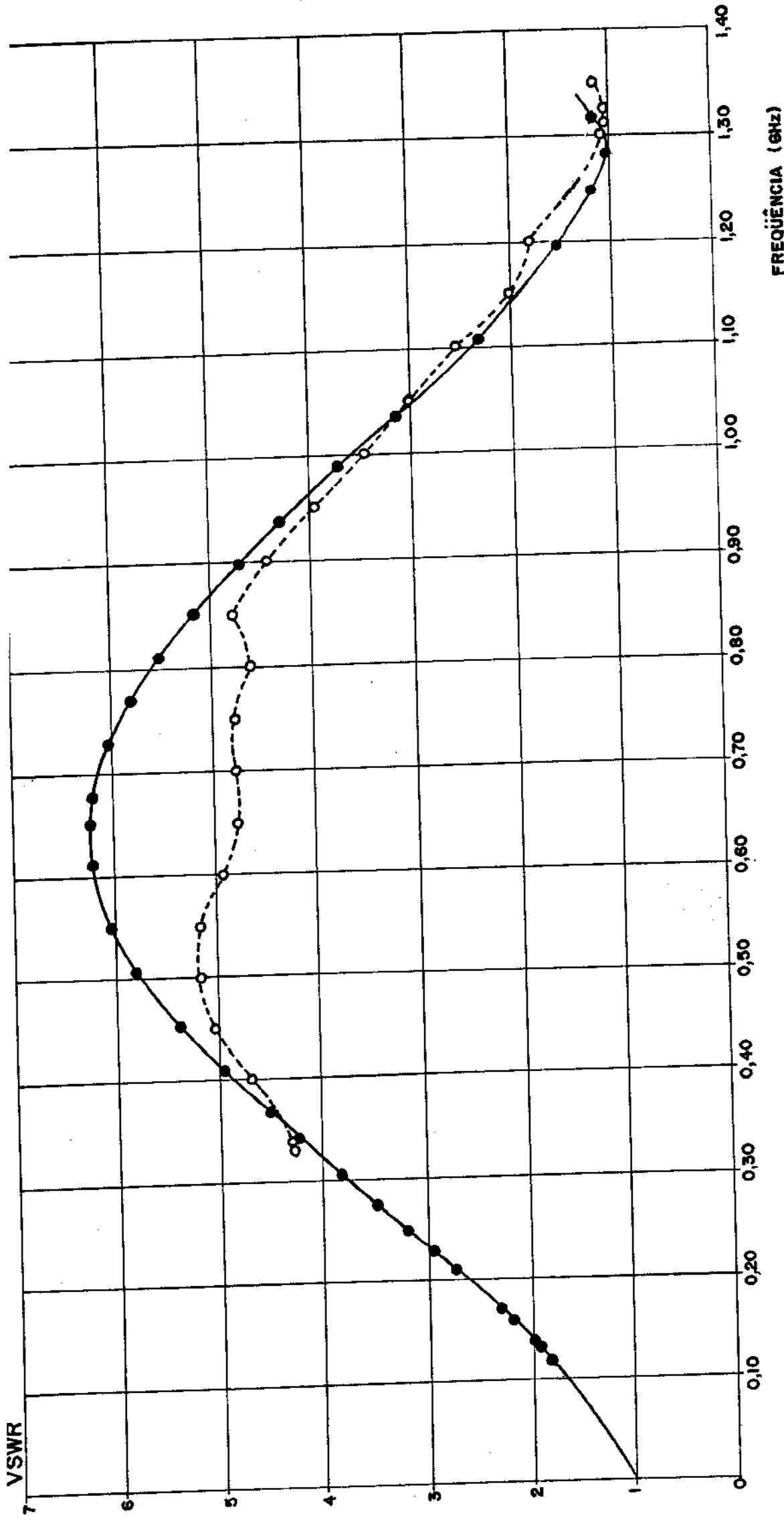
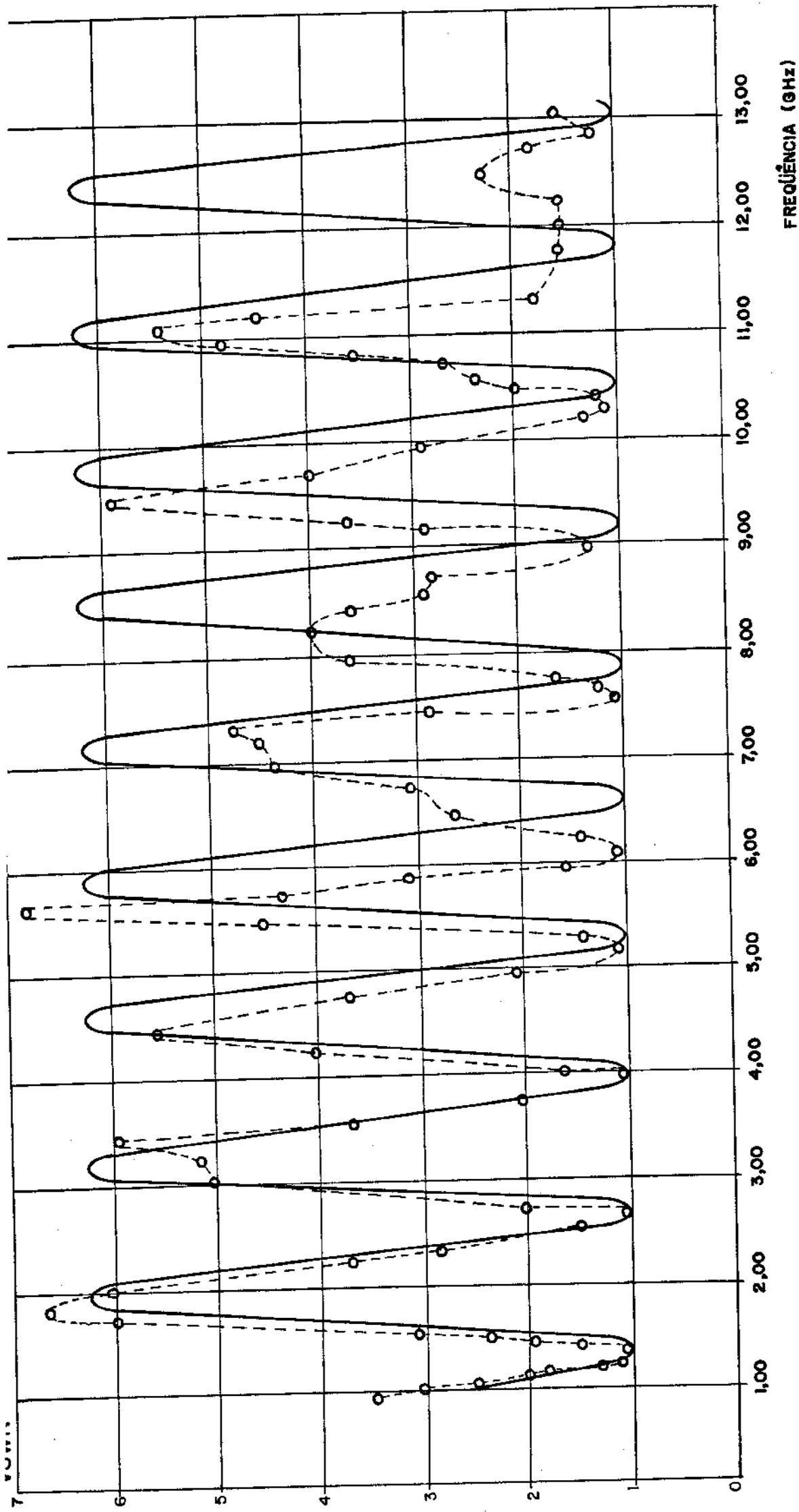


Fig. 5.11 - Confronto entre resultados teóricos (linha cheia) e experimentais (linha tracejada), em baixas frequências, para a linha com impedância característica de 20Ω. O modelo teórico não leva em consideração os efeitos parasitas do degrau (C,L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> nulos).



FREQUÊNCIA (GHz)

Fig. 5.12 - Confronto entre resultados teóricos (linha cheia) e experimentais (linha tracejada), em altas frequências, para a linha com impedância característica de 20Ω.

O modelo teórico não leva em consideração os efeitos parasitas do degrau (C, L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> nulos).

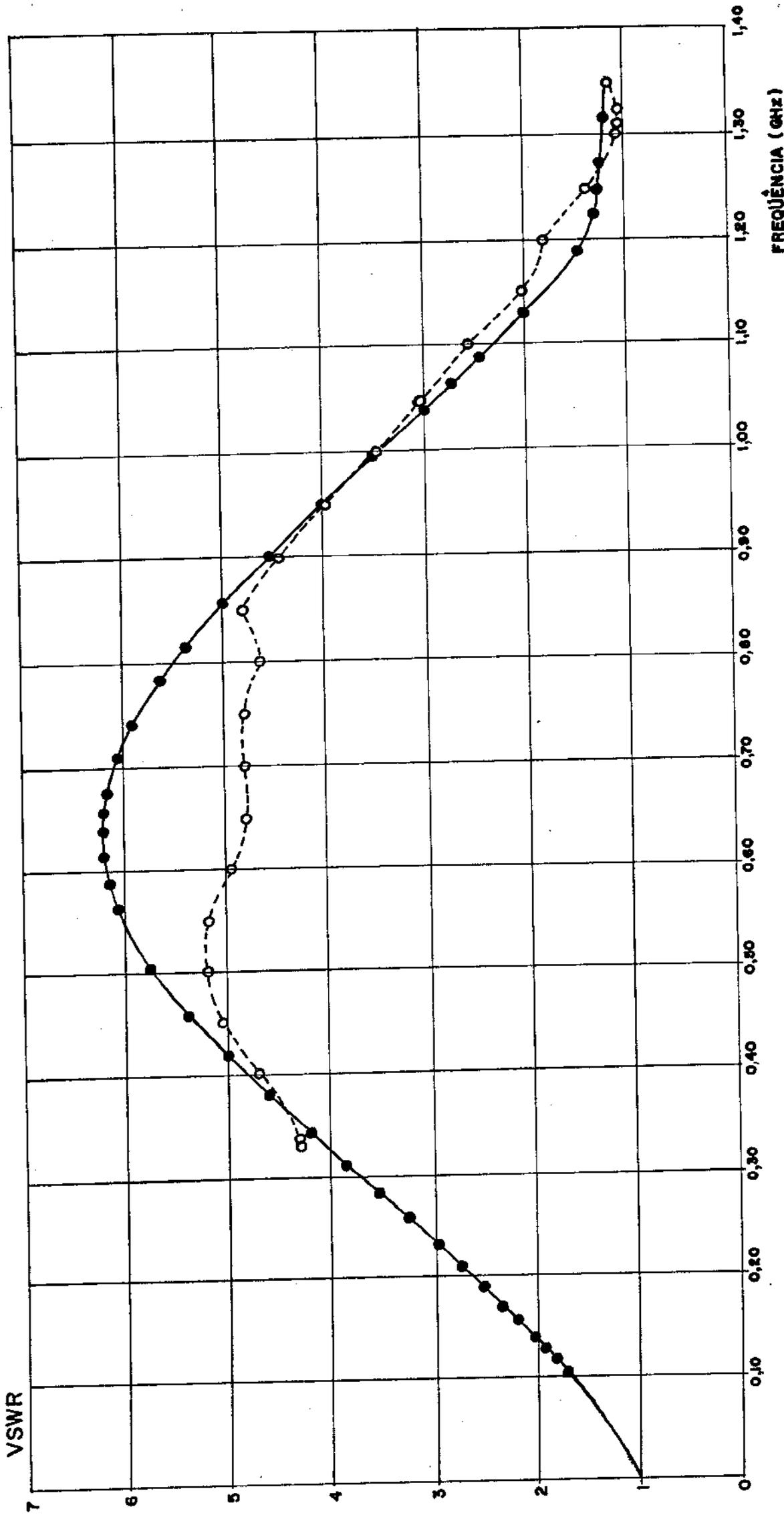


Fig. 5.13 - Confronto entre resultados teóricos (curva cheia) e experimentais (curva tracejada), em baixas frequências, para a linha com impedância característica de  $20\Omega$ . O modelo teórico leva em consideração apenas o efeito capacitivo dos degraus, ( $L_1, L_2$  nulos e  $C = 0,108$  pF).

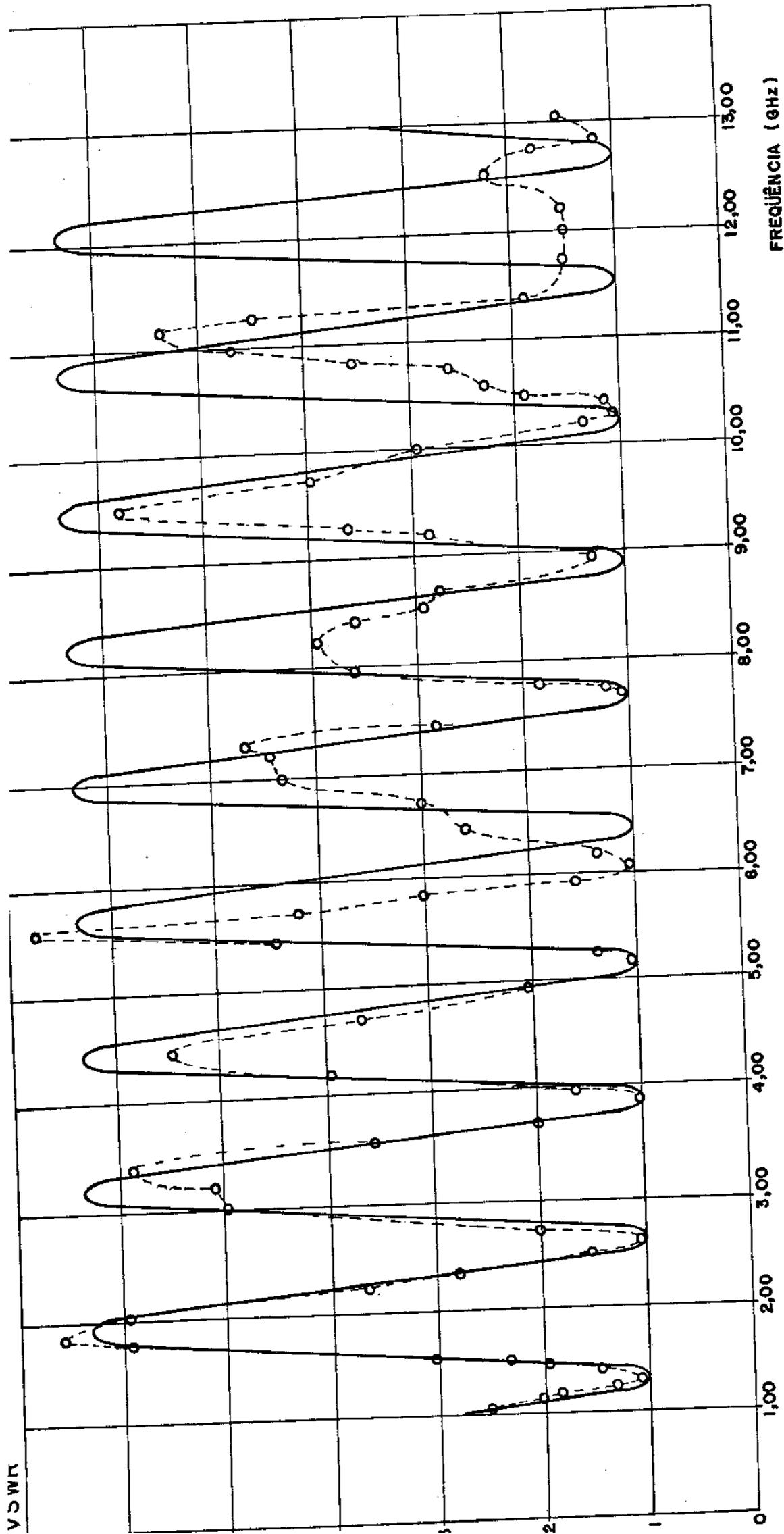


Fig. 5.14 - Confronto entre resultados teóricos (curva cheia) e experimentais (linha tracejada), em altas frequências, para a linha com impedância característica de  $20\Omega$ . O modelo teórico leva em consideração apenas o efeito capacitivo dos degraus, ( $L_1, L_2$  nulos e  $C = 0,108$  pF)

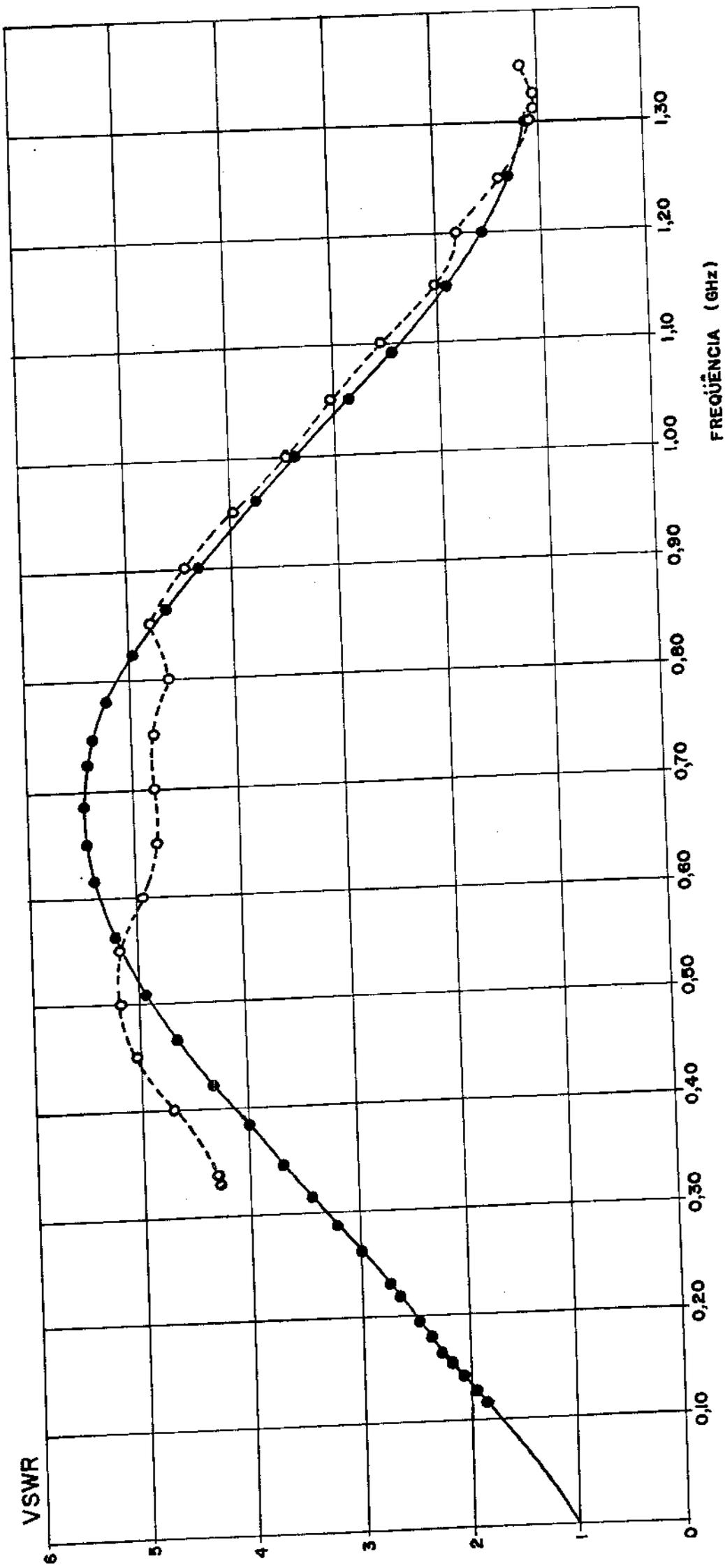


Fig. 5.15 - Confronto entre resultados teóricos (curva cheia) e experimentais (linha tracejada), em baixas frequências, para a linha com impedância característica de  $20\Omega$ . O modelo teórico leva em consideração apenas o efeito indutivo dos degraus (C nulo,  $L_1 = 0,0644\text{nH}$  e  $L_2 = 0,0267\text{nH}$ )

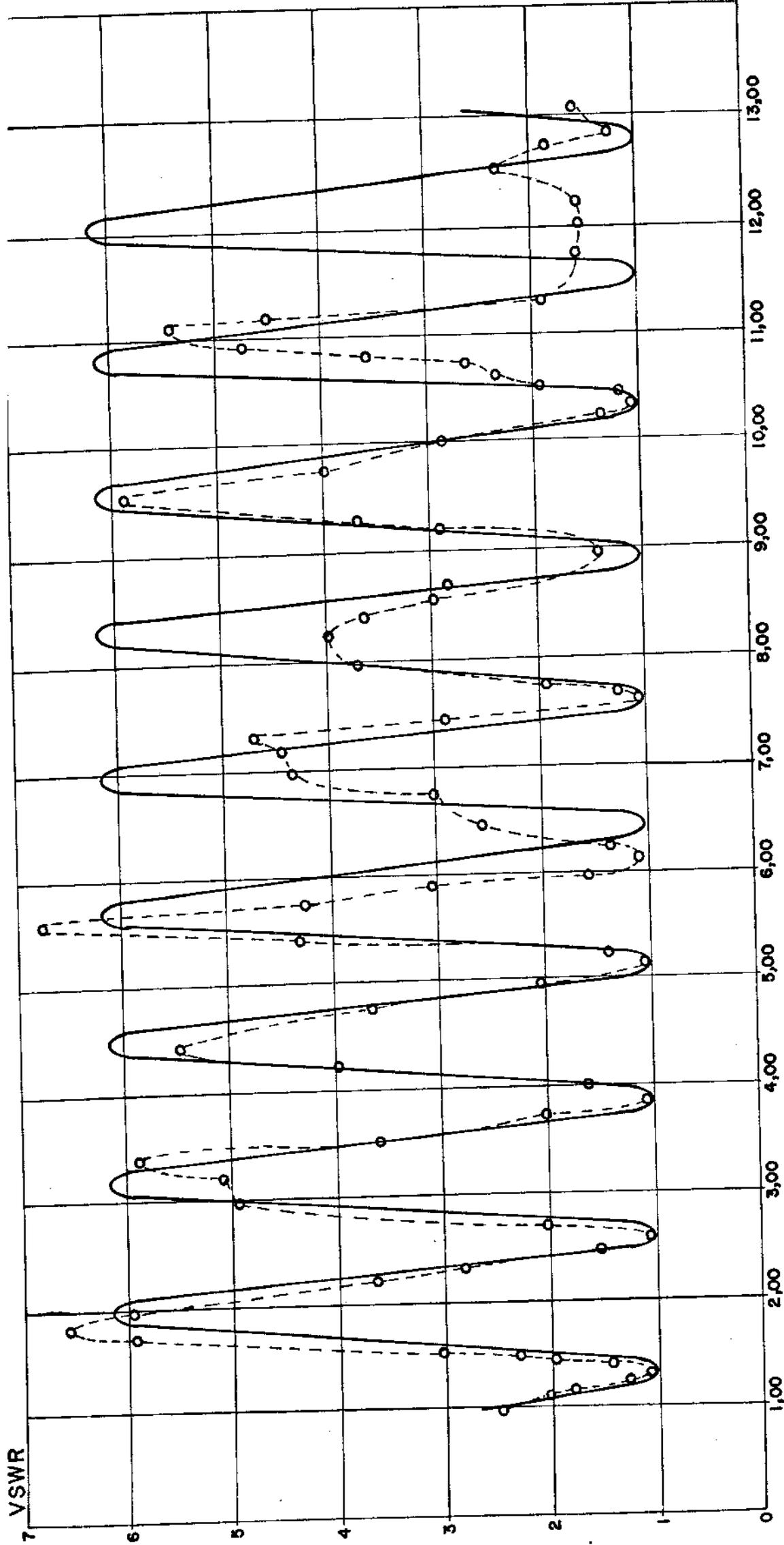


Fig. 5.16 - Confronto entre resultados teóricos (curva cheia) e experimentais (curva tracejada), em altas frequências, para a linha com impedância característica de  $20\Omega$ .

O modelo teórico leva em consideração apenas o efeito indutivo dos degraus (C nulo e  $L_1 = 0,0644\text{nH}$  e  $L_2 = 0,0267\text{nH}$ )

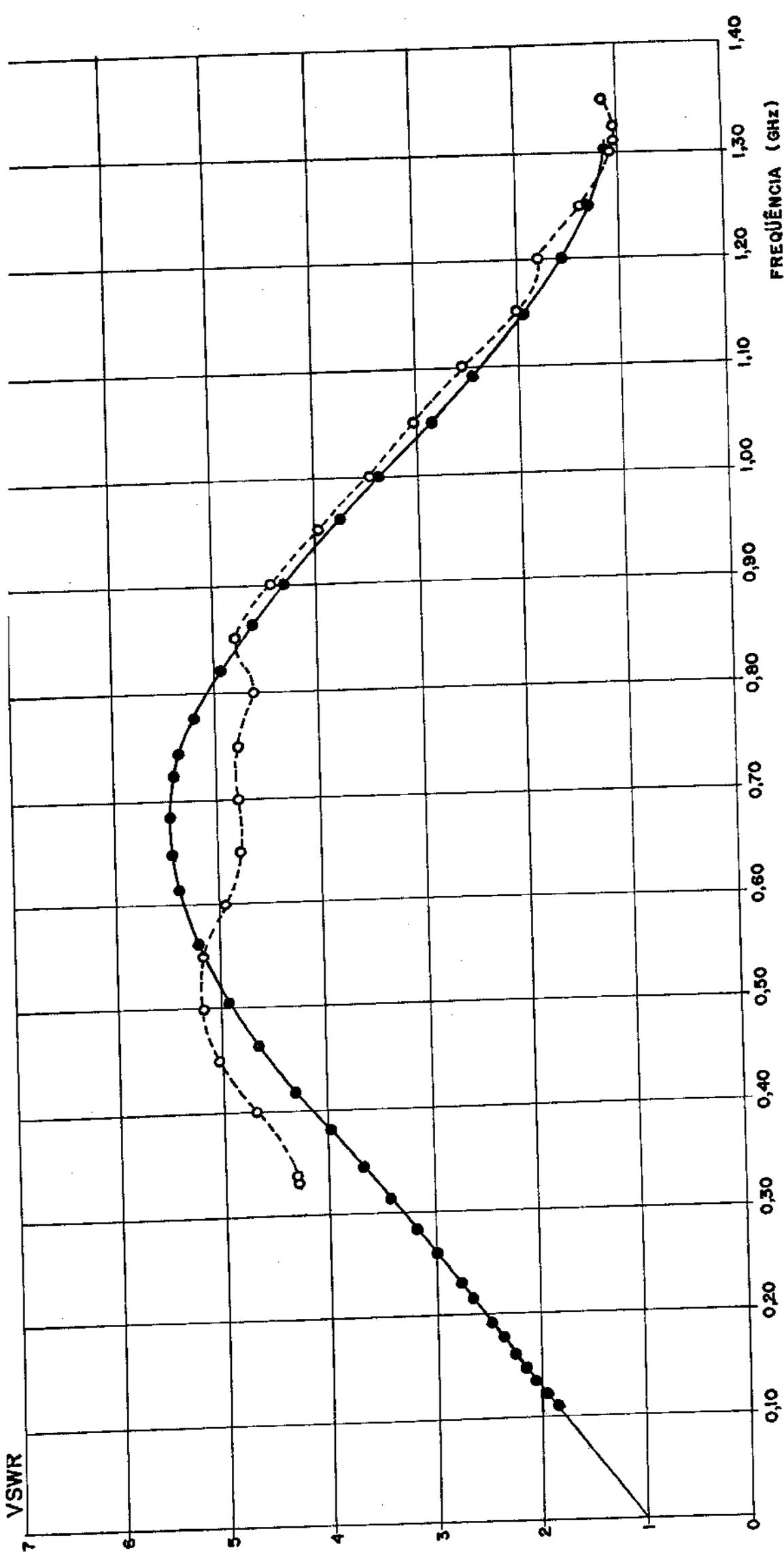
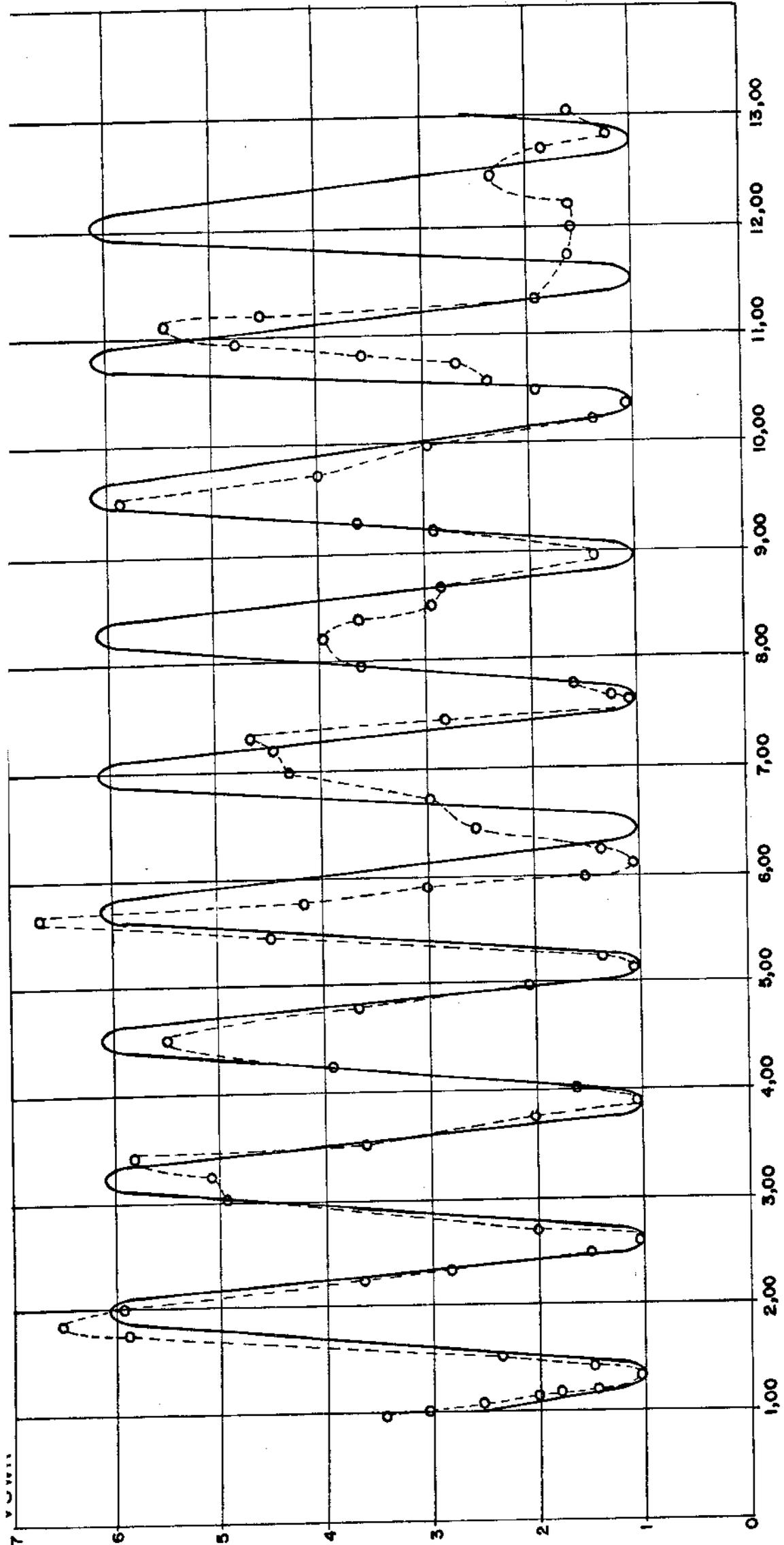


Fig. 5.17 - Confronto entre resultados teóricos (curva cheia) e experimentais (curva tracejada), em baixas frequências, para a linha com impedância característica de  $20\Omega$ . O modelo teórico leva em consideração os efeitos capacitivo e indutivo dos de graus ( $C = 0,108 \text{ pF}$ ,  $L_1 = 0,0644 \text{ nH}$  e  $L_2 = 0,0267 \text{ nH}$ )



FREQUÊNCIA (GHz)

Fig. 5.18 - Confronto entre resultados teóricos (curva cheia) e experimentais (curva tracejada), em latas frequências, para a linha com impedância característica de  $20\Omega$ . O modelo teórico leva em consideração os efeitos capacitivo e indutivo dos de graus ( $C = 0,108 \text{ pF}$ ,  $L_1 = 0,0644 \text{ nH}$  e  $L_2 = 0,0267 \text{ nH}$ )

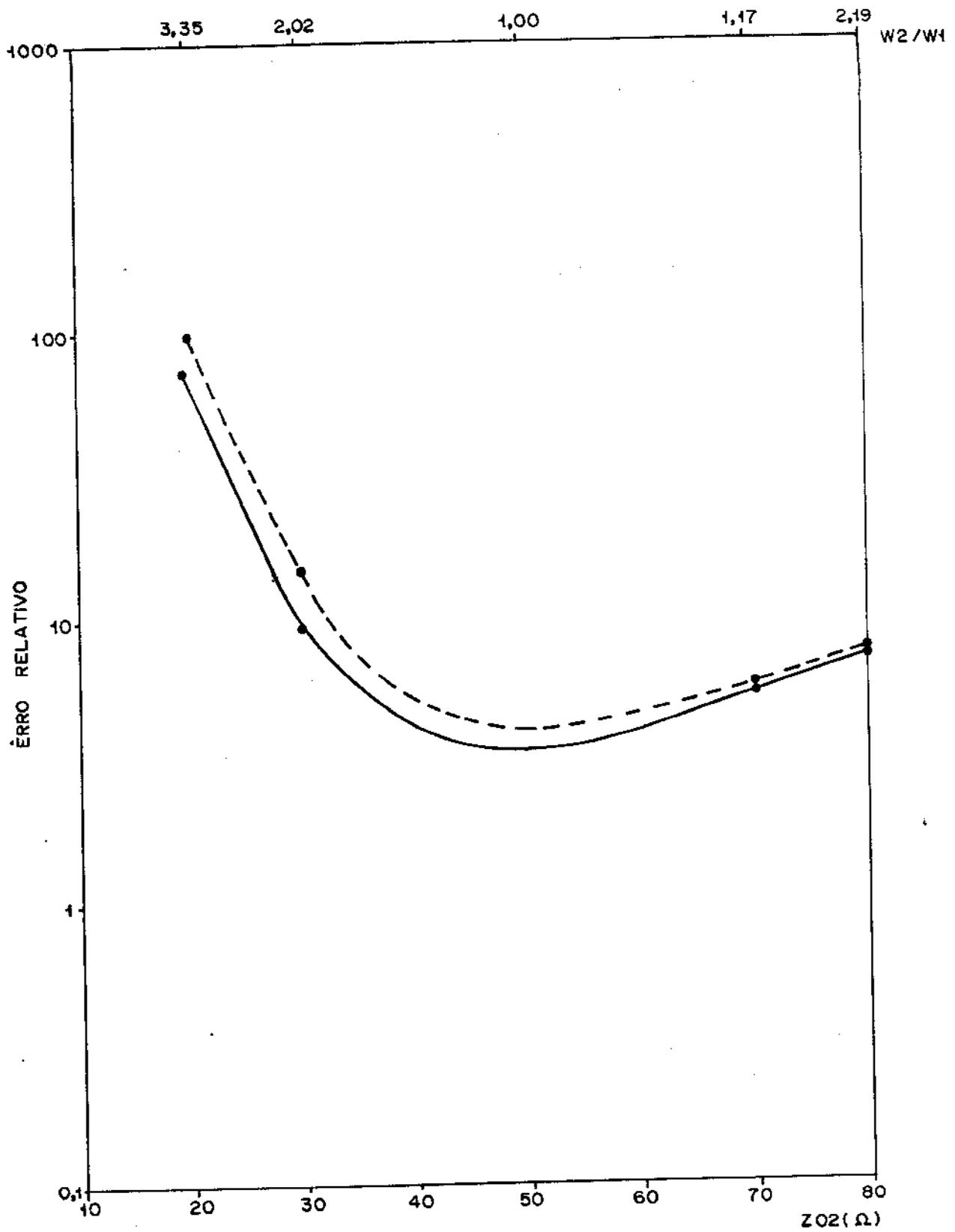


Fig. 5.19 - Variação do erro relativo, entre teoria e valores experimentais, com a impedância característica da linha central. Na linha tracejada a teoria não inclui os efeitos parasitas dos degraus e na linha cheia a teoria utiliza o modelo a parâmetros concentrados para os degraus na largura da fita condutora.

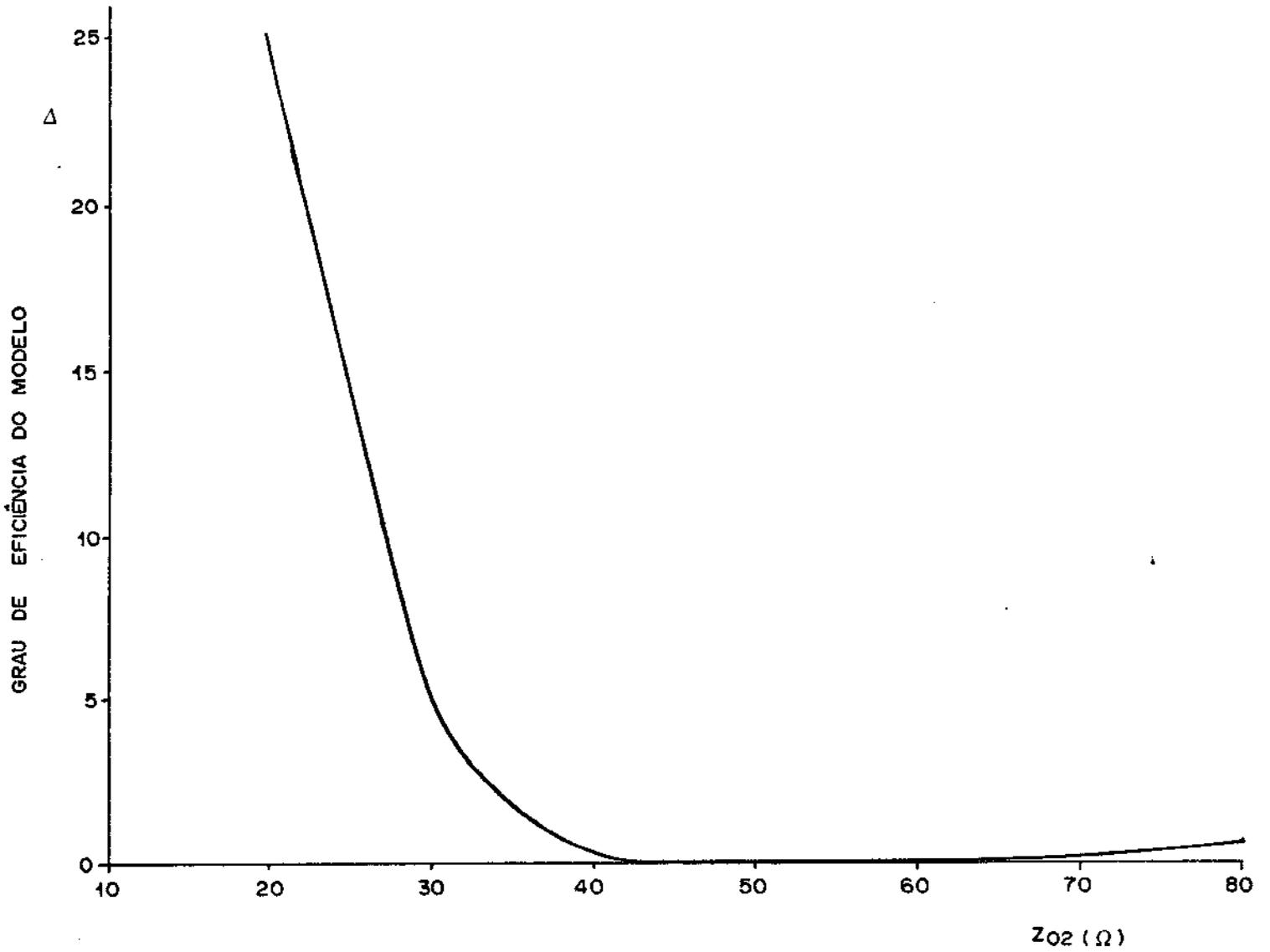


Fig. 5.20 - Grau de eficiência ( $\Delta$ ) do modelo de descontinuidade a parâmetros concentrados em função da impedância característica da linha, relativo a  $50\Omega$ .

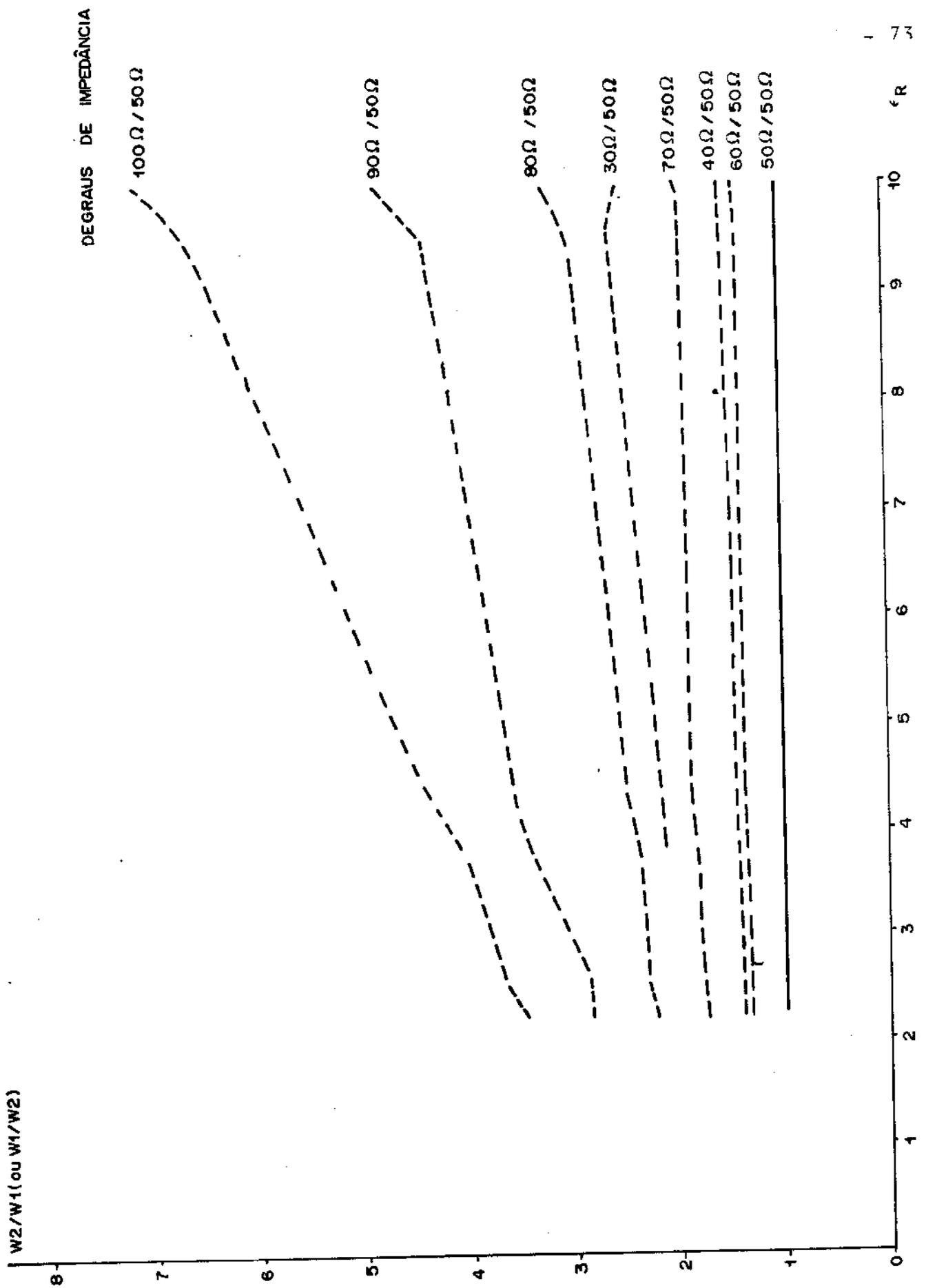


Fig. 5.21 - Variação da relação entre larguras de fitas, para de graus de impedância característica, com a constante dielétrica do substrato.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

A linha de microfita vem sendo muito utilizada na tecnologia dos CIM, apresentando as vantagens de baixo peso, dimensões reduzidas, fácil construção e inserção de componentes discretos, alta confiabilidade e baixo custo. A confecção de vários dispositivos nesta tecnologia requer mudanças geométricas abruptas na largura das microfitas, o que constitui as descontinuidades tipo degrau. Estas, porém, introduzem efeitos parasitas devido ao armazenamento de energia reativa e perdas por radiação, o que pode mudar drasticamente, em certos casos, a operação esperada dos CIM.

O trabalho aqui apresentado visou esclarecer alguns pontos importantes do comportamento da descontinuidade tipo degrau em microfitas.

Verificou-se que o uso do modelo completo a parâmetros concentrados para a descontinuidade tipo degrau, sempre melhora a concordância entre teoria e prática, numa ampla faixa de frequências, relativamente ao caso em que não são considerados os efeitos parasitas. O modelo apresentou-se mais eficiente para linhas largas (baixas impedâncias). A concordância entre teoria (com ou sem o modelo da descontinuidade) e prática degrada-se com o aumento do grau de descontinuidade de impedâncias.

Para uma mesma descontinuidade de impedâncias, há uma tendência geral de aumento da relação entre as larguras das linhas associadas, com o aumento da constante dielétrica do substrato. Devido a isto, pode ser esperado um aumento da degradação da concordância teoria/prática ao aumentarmos  $\epsilon_R$  (na faixa de 2,2 a 10).

Foram também apresentadas algumas propostas de certos autores para compensar os efeitos parasitas da descontinuidade de tipo degrau, quando se requer um alto grau de concordância entre projeto teórico e prático.

Não foram considerados nas simulações, os efeitos dispersivos que provocam variações da constante dielétrica efetiva e da impedância característica das linhas com a frequência, além das perdas ôhmicas e por radiação. Levando em consideração todos esses fatores, pode-se esperar uma melhor concordância entre teoria e prática. No entanto, estes tópicos ficam aqui apenas como sugestões para trabalhos futuros nesta área.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - WHEELER, H.A.: "Transmission Line of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-13, nº 3, pp. 172-175 , março 1965.
- [2] - EDWARDS, T.C.: Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley and Sons, 1981.
- [3] - ABBOT, D.A., et al.: "Monolithic Gallium Arsenide Circuits Show Great Promise", Microwave Systems News, vol. 9 , nº 8, pp. 73-96, agosto 1979.
- [4] - GREILING, P.T., et al.: "Why Design Logic with GaAs and How?" Microwave Systems News, Vol. 10, nº 1, pp. 48-60, janeiro 1980.
- [5] - GUPTA, K.C., R.GARG e I.J.BAHL: Microstrip Lines and Slotlines, Artech-House Inc., 1979.
- [6] - GUPTA, K.C., R.GARG e R.CHADHA: Computer-Aided Design of Microwave Circuits, Artech-House Inc., 1981.
- [7] - KOMPA, G. e R.MEHRAN: "Planar Waveguide Model for Calculating Microstrip Components", Electronics Letters, vol.11, nº 19, pp. 459-460, setembro 1975.
- [8] - WHEELER, H.A.; "Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, nº 8, pp. 631-647 , agosto 1977.
- [9] - SABBATINI Jr., N. et al.: Estudo de Compensação de Descontinuidades em Linhas de Microfita", Publ. FEC 043/83, DEE/FEC/UNICAMP, julho 1983.
- [10] - OWENS, R.P.; "Accurate Analytical Determination of Quasi-Static Microstrip Line Parameters", REE-Radio Electronic and Engineer, 46, nº 7, pp. 360-364, julho 1976.

- [11] - SCHNEIDER, M.V.: "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits", Bell System Tec. Journal, vol. 48, nº 5/6, pp. 1421-1444, maio/junho 1969.
- [12] - HAMMERSTAD, E.O.: "Equations for Microstrip Circuit Design" 5<sup>th</sup> European Microwave Conference Digest, pp. 268-272, 1975.
- [13] - BAHL, I.J. e R.GARG: "Simple and Accurate Formulas for Microstrip with Finite Strip Thickness", Proc. IEEE, vol. 65, pp. 1611-1612, 1977.
- [14] - WEALE, J.R. e M.A.R. GUSTON: "Variation of Microstrip Impedance with Thickness", Electronics Letters, Vol.5, nº 11, pp. 697-698, novembro 1969.
- [15] - JANSEN, R.H.: "High Speed Computation of Single and Coupled Microstrip Parameters including dispersion, high-order modes, losses and finite strip thickness", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, nº 2, pp. 75-82, fevereiro 1978.
- [16] - CHUDOBIAK, W.J. et al.: "Dispersion in microstrip", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-19, nº 9, pp. 783-784, setembro 1971.
- [17] - BRYANT, T.G. e J.A. WEISS: "Parameters of Microstrip", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-19, nº 4, pp. 418-419, abril 1971.
- [18] - FREY, J. e A.KIMURA: Microwave Integrated Circuits, Artech House Inc., 1980.
- [19] - GIAROLA, A.J.: "Impedance of Single and Parallel Coupled Microstrip Lines", 21<sup>st</sup> Annual Southwestern IEEE Conference and Exhibition, pp. 154-159, abril 1979.
- [20] - DENLINGER, E.J.: "Losses of Microstrip Lines", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, nº 6, pp. 513-522, junho 1980.

- [21] - MOHAMAD, D.A. e L. LEWIN: "Radiation from Microstrip Discontinuities", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques vol. MTT-27, nº 8, pp. 722-723, Agosto 1979.
- [22] - VANDER PAWN, L.J.: "Radiation of Electromagnetic Power by Microstrip Configurations", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, nº 9, pp. 719-725, setembro 1977.
- [23] - BAHL, I.J. e P. BARTHIA : Microstrip Antennas, Artech House Inc., 1980.
- [24] - WOLFF, I. e W. MENZELL: "A Method for Calculating the Frequency dependent Properties of Microstrip Discontinuities", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, nº 2, pp. 107-112, fevereiro 1977.
- [25] - CHADHA, R. e K.C. GUPTA: "Compensation of Discontinuities in Planar Transmission Lines", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, nº 12, pp. 2151 - 2155, dezembro 1982.
- [26] - GARG, R. e I.J. BAHL: "Microstrip Discontinuities", Int. J. Electronics, vol. 45, nº 1, pp. 81-84, julho 1978.
- [27] - EASTER, B. et al.: "Theoretical and Experimental Methods for Evaluating Discontinuities in Microstrip", REE, vol. 48, nº 1/2, pp. 73-84, janeiro/fevereiro 1978.
- [28] - EASTER, B.: "The Equivalent Circuit of Some Microstrip Discontinuities", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-23, nº 8, pp. 655-660, agosto 1975.
- [29] - SILVESTER, P. e P. BENEDEK: "Equivalent Capacitances of Microstrip Open Circuits", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, nº 11, pp. 511-516, agosto 1972.
- [30] - BENEDEK, P. e P. SILVESTER: "Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, nº 11, pp. 729-733, novembro 1972.

- [31] - SILVESTER, P. e P. BENEDECK: "Microstrip Discontinuity Capacitances for Right-Angled Bends, T-junctions and Crossings", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-21, n° 5, pp. 341-346, maio 1973.
- [32] - GUPTA, C. e A. GOPINATH: "Capacitance Parameters of Discontinuity in Microstrip Lines", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, n° 10, pp. 831-836, outubro 1978.
- [33] - THOMSON, A.F. e A. GOPINATH: "Calculation of Microstrip Discontinuity Inductances", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-23, n° 8, pp. 648-655, Agosto 1975.
- [34] - NEALE, B.M. e A. GOPINATH: "Microstrip Discontinuity Inductances", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, n° 10, pp. 827-831, outubro 1978.
- [35] - GOPINATH, A. et al.: "Equivalent Circuit Parameters of Microstrip Step Change in Width and Cross Junction", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-24, n° 3, pp. 142-144, março 1976.
- [36] - MEHRAN, R.: "Computer-Aided Design of Microstrip Filters Considering Dispersion, Loss and Discontinuity Effects", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-27, n° 3, pp. 239-244, março 1979.
- [37] - MALHARBE, J.A.G. e A. STEYN: "The Compensation of Step Discontinuities in TEM-Mode Transmission Lines", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, n° 11, pp. 883-885, novembro 1978.
- [38] - NALBANDIAN, V. e W. STEENART: "Discontinuities in Symmetric Striplines Due to Impedance Steps and Their Compensations", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, n° 9, pp. 573-578, setembro 1972.

- [39] - ANDRADE F<sup>o</sup>, V.B., R.F. SOUZA e D.A. ROGERS, Análise e Otimização de Circuitos de Microonda auxiliadas por Computador (Programa MECAP e NOVA), Relatório Técnico RT-79, Convênio UNICAMP/TELEBRÁS, dezembro 1980.
- [40] - Ha, T.T., Solid-State Microwave Amplifier Design, John Wiley, 1981, pp. 288-295.
- [41] - Belohoubek, E. e E. Denlinger, "Loss Considerations for Microstrip Resonators", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-23, n<sup>o</sup> 6, pp. 522-526, junho 1975.
- [42] - GETSINGER, W.J., "Measurement of the Characteristic Impedance of Microstrip over a Wide Frequency Range", 1982 IEEE MTT-S Symposium Digest, pp. 342-344, 1982.
- [43] - JANSEN, R.H. e N.H.L. KOSTER, "New Aspects Concerning the Definition of Microstrip Characteristic Impedance as a Function of Frequency", 1982 IEEE MTT-S Symposium Digest, pp. 305-307, 1982.
- [44] - CARLIN, H.J., "A Simplified Circuit Model for Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, n<sup>o</sup> 9, pp. 589-591, setembro 1973.

APÊNDICE A

ASPECTOS RELEVANTES DOS SUBSTRATOS DIELÉTRICOS

Os parâmetros mais importantes na escolha de substratos dielétricos são [1],[2]:

- Tangente de perdas: para uso em frequências de microondas as perdas nos substratos devem ser mínimas, o que requer alto grau de pureza do material.
- Constante dielétrica: quanto maior o valor de  $\epsilon_R$ , maior a miniaturização do circuito que pode ser obtida.
- Superfície altamente polida: as perdas em frequências de microondas dependem grandemente do grau de polimento superficial dos substratos. Tipicamente para uso na banda X, a rugosidade não deve ultrapassar 0,1 $\mu$ m.
- Aderência à fita condutora: quanto mais polida a superfície, tanto mais difícil é a aderência. Isto é resolvido inserindo-se uma finíssima camada de metal ativo, cromo ou titânio, intermediário entre o substrato e a fita condutora.
- Baixos valores de h: quanto menor o valor da espessura do dielétrico, tanto menor a irradiação da microfita.

Além desses parâmetros acima, os substratos devem apresentar alto grau de resistência mecânica, bom isolamento elétrico e uniformidade de material.

Uma grande variedade de substratos de PTFE (Politetra-Fluoretileno), Poliestireno, Polifeina, Polifenileno e Cerâmica, permitem uma considerável flexibilidade na seleção que preencha as exigências do projeto e aplicação.

Outros parâmetros também importantes na escolha adequada de substratos dielétricos para a confecção de circuitos de microfita, são: intervalo de temperatura de operação, coeficiente de expansão térmica, condutibilidade térmica, absorção de umidade, maquinabilidade e soldabilidade.

As perdas nos substratos dielétricos foram analisados por Gupta [3] e Hammerstad-Bekkadal [1], e suas expressões são, respectivamente:

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_R(\epsilon_{ef} - 1) \text{tg} \delta}{\sqrt{\epsilon_{ef}} (\epsilon_R - 1) \lambda_0} \text{ dB/unidade de comprimento de medida de } \lambda_0$$

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_R(\epsilon_{ef} - 1) \text{tg}\delta}{\epsilon_{ef}(\epsilon_R - 1) \lambda_m} \quad \begin{matrix} \text{dB/unidade de comprimento} \\ \text{de medida de } \lambda_m \end{matrix}$$

onde  $\text{tg}\delta$  é a tangente de perdas do material do substrato. Na maioria dos casos,  $\text{tg}\delta \approx 10^{-5}$ .

A Tabela A.1 mostra a comparação de características de alguns substratos dielétricos comuns para microfitas.

Propriedades (à 25°C)	Alumina	PTFE Microfibra de Vidro Reforçada (RT Duroid) 5880	TEFLON Laminado de Tecido de Vidro (K-6098) 3M	PTFE Microfibra de Vidro Reforçada (RT Duroid) 5870
Constante 1 MHz Dielétrica 10GHz	9,9 9,8	2,2 2,2 ± 0,02	2,2 ± 0,05 2,45 ± 0,04	2,32 2,32
Tangente 1MHz de perdas 10GHz	0,0004 0,0004	0,0004 0,0009	0,0008 0,0018	0,0005 0,0012
Intervalo de Temperatura Útil (°C)	até 1600	-27 a +260	-27 a +260	-27 a +260
Condutividade Térmica (W/m/K)	36,7	0,26	0,11	0,26
Coefficiente de Expansão Térmica	6,7 x 10 <sup>-6</sup>	5 x 10 <sup>-6</sup>	9-10 x 10 <sup>-6</sup>	7,24 x 10 <sup>-5</sup>
Resistividade (Ωcm)	> 10 <sup>14</sup>	2 x 10 <sup>7</sup>	10 <sup>13</sup>	2 x 10 <sup>13</sup>
Tensão de Ruptura Dielétrica (kV/mm)	7,9	11,8 (pouco tempo)	5	11,8 (pouco tempo)
Absorção de Água	Impermeável	0,015%	0,024%	0,3%
Maquinabilidade	Muito Pobre	BOA	BOA	BOA
Solderabilidade	BOA	BOA	BOA	BOA

Tabela A.1 - Características de Laminados usuais para microfitas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] Edwards, T.C., Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley and Sons, 1981.
- [2] Bahl, I.J. e P. Barthia, Microstrip Antennas, Artech House Inc., 1980.
- [3] Gupta, K.C., R. Garg, I.J. Ball, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House Inc., 1979.

APÊNDICE B

EQUAÇÕES PARA LINHAS DE TRANSMISSÃO

1. Comprimento de onda na microfita (em metros):

$$\lambda_m = \frac{C_0}{f \sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

onde:  $C_0 = 3 \times 10^8$  m/s (velocidade da luz no vácuo)

$f$  = frequência [Hz]

$\epsilon_{ef}$  = constante dielétrica efetiva da microfita

2. Constante de fase para microfita (em rad/m):

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_m}$$

3. Comprimento elétrico da linha (em radianos):

$$\theta = \beta \ell$$

$$\theta = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{ef}} f \ell}{C_0}$$

onde:  $\ell$  = comprimento físico da linha [m]

4. Conversão de comprimento elétrico em radianos para graus:

$$\theta \text{ (graus)} = \frac{\theta \text{ (rad)} \times 180^\circ}{\pi}$$

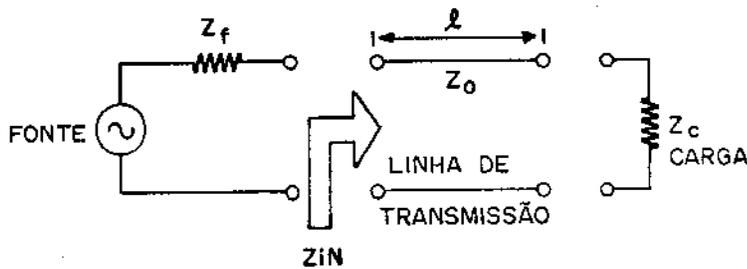
5. Impedância característica da linha (em  $\Omega$ ):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

onde:  $L$  = indutância por unidade de comprimento (H/m)

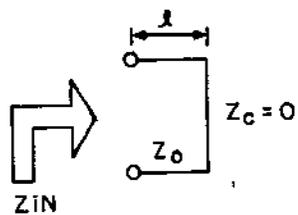
$C$  = capacitância por unidade de comprimento (F/m)

6. Impedância Característica na entrada de uma linha de transmissão uniforme sem perdas:



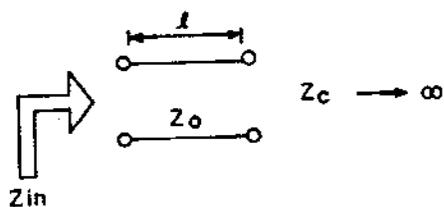
$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_C + jZ_0 \operatorname{tg} \beta l}{Z_0 + jZ_C \operatorname{tg} \beta l}$$

Caso as linhas forem terminadas em curto-circuito:



$$Z_{IN_{CC}} = j Z_0 \operatorname{tg} \beta l$$

Para linhas terminadas em circuito aberto:



$$Z_{IN_{CA}} = -j Z_0 \operatorname{coth} \beta l$$

7. Reflexão e Coeficiente de onda estacionária de voltagem (VSWR):

Em todos os casos, exceto na condição de casamento perfeito, a carga terminal reflete alguma energia que sobre ela incide.

A interferência entre as ondas incidente e refletida viajando à mesma velocidade mas em sentidos opostos causa um campo padrão de onda estacionária:

O coeficiente de reflexão de voltagem  $\Gamma$  é dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}$$

A relação entre a amplitude máxima e mínima da onda estacionária é chamada de coeficiente de onda estacionária de voltagem, VSWR, é dado por:

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Para a condição de casamento perfeito,  $Z_C = Z_0$ , o coeficiente de reflexão é  $\Gamma = 0$  e  $\text{VSWR} = 1$ .

Podemos escrever:

$$\Gamma = \rho \angle \phi$$

onde:  $\rho = |\Gamma|$  = módulo do coeficiente de reflexão

$\phi$  = fase do coeficiente de reflexão

A relação entre o módulo do coeficiente de reflexão e o VSWR é dada por:

$$\rho = |\Gamma| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1}$$

APÊNDICE C

RESULTADOS TEÓRICOS PARA AS LINHAS DE TESTE  
COM IMPEDÂNCIAS CARACTERÍSTICAS DE  $30\Omega$  E DE  $70\Omega$

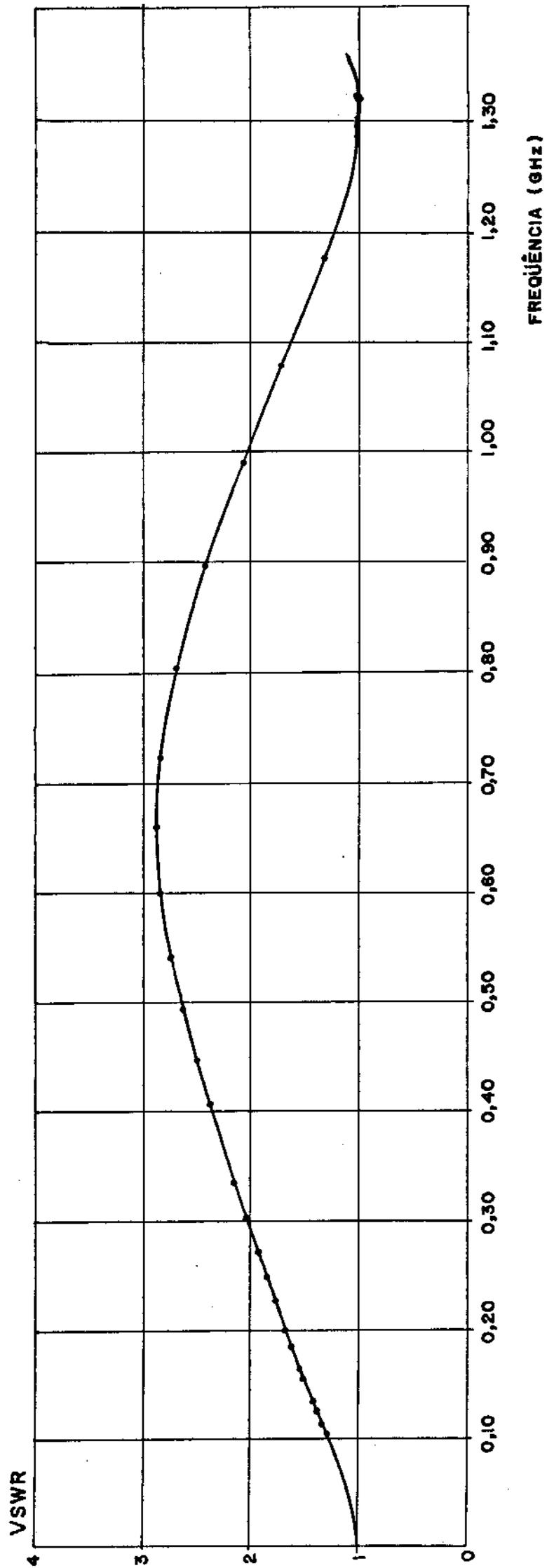


Fig. C.1 - Resposta teórica, em baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $30\Omega$  (vide Fig.4.3), no caso em que C, L<sub>1</sub> e L<sub>2</sub> são nulos.

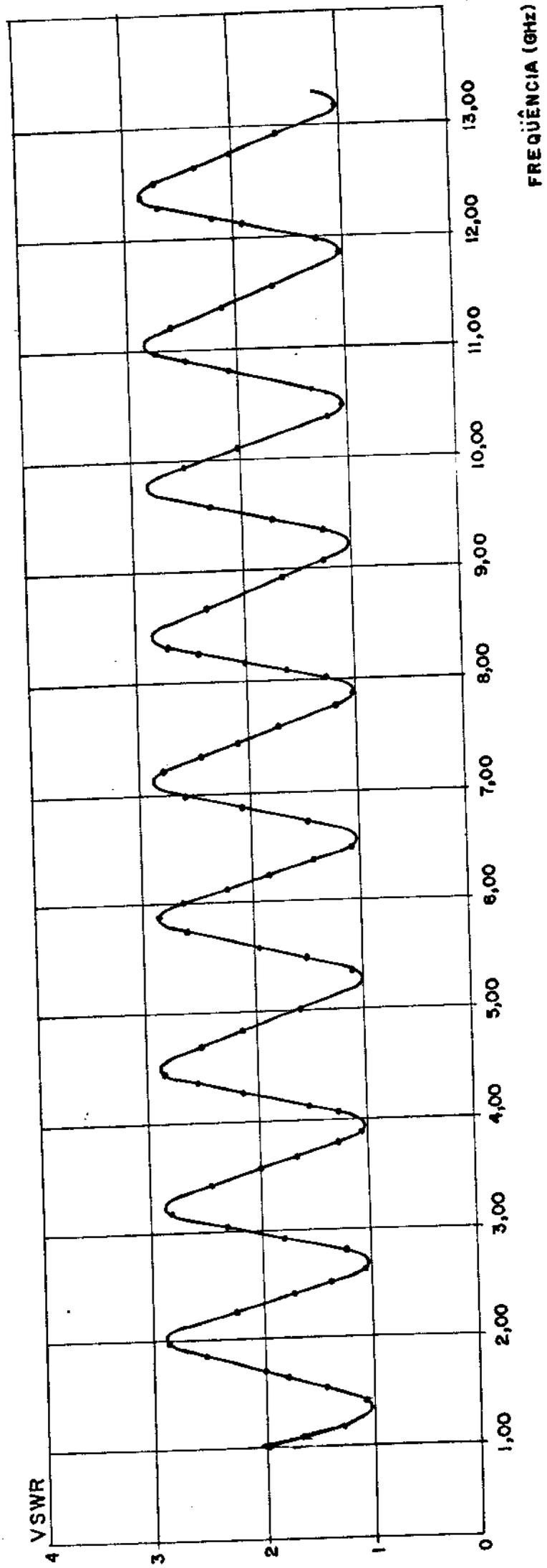


Fig. C.2 - Resposta teórica, em altas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $30\Omega$ , no caso em que C, L<sub>1</sub> e L<sub>2</sub> são nulos.

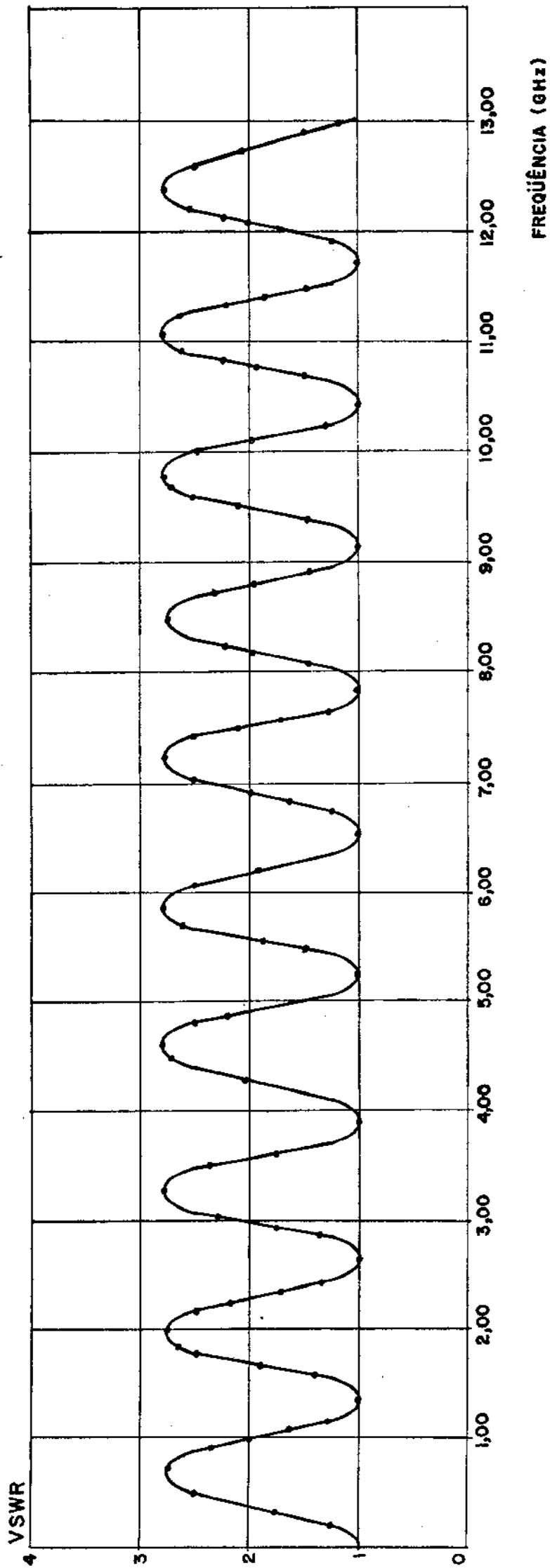


Fig: C.3 - Resposta teórica para a linha de teste com impedância característica igual a  $30\Omega$ , no caso em que  $C = 0,0301$  pF,  $L_1 = 0,0187$  nH e  $L_2 = 0,0115$  nH.

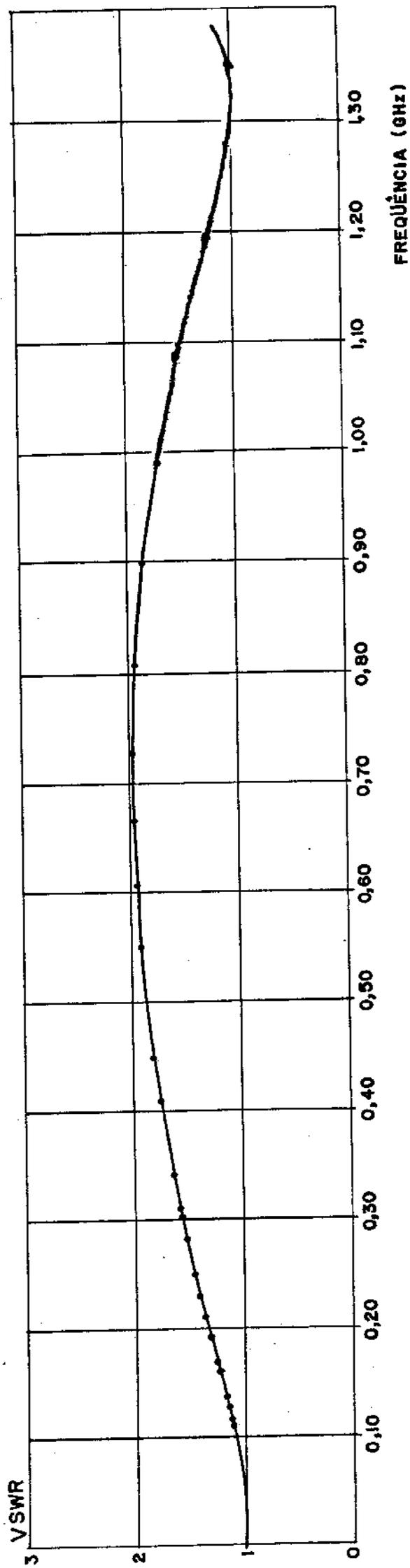


Fig. C.4 - Resposta teórica, em baixas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $70\Omega$  (vide Fig.4.3), no caso em que C,  $L_1$  e  $L_2$  são nulos.

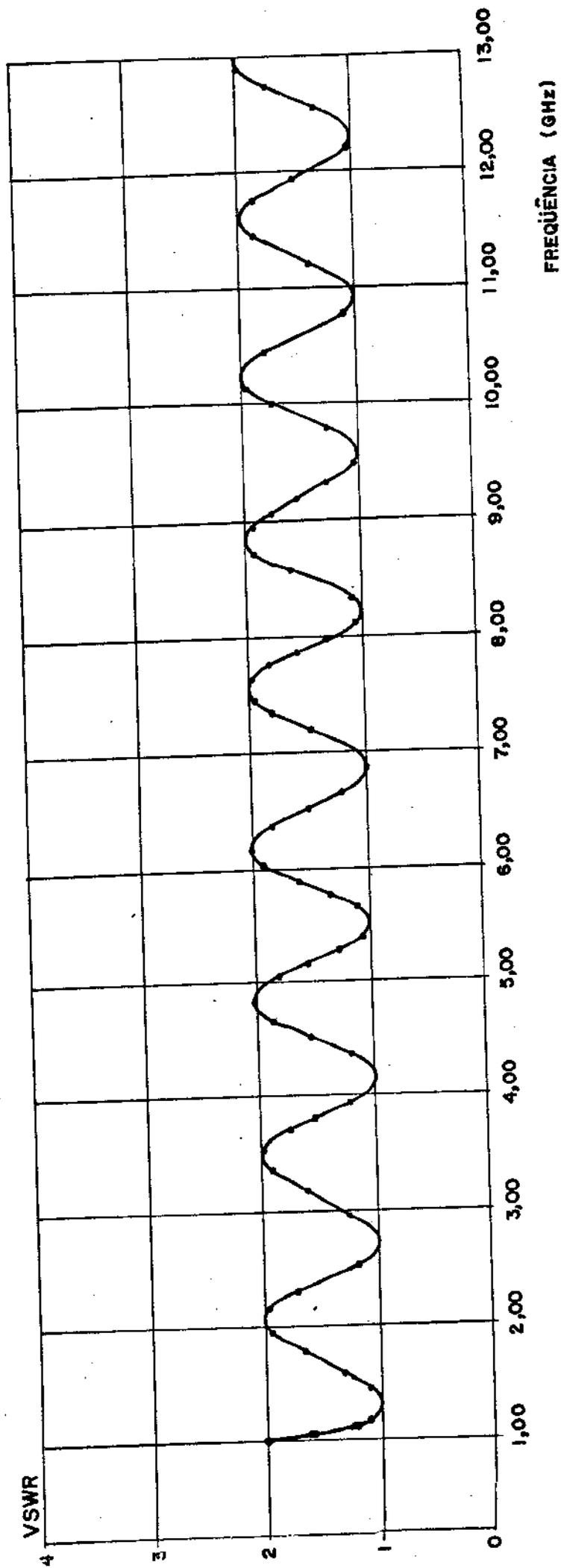


Fig. C.5 - Resposta teórica, em altas frequências, para a linha de teste com impedância característica igual a  $70\Omega$ , no caso em que C, L<sub>1</sub> e L<sub>2</sub> são nulos.

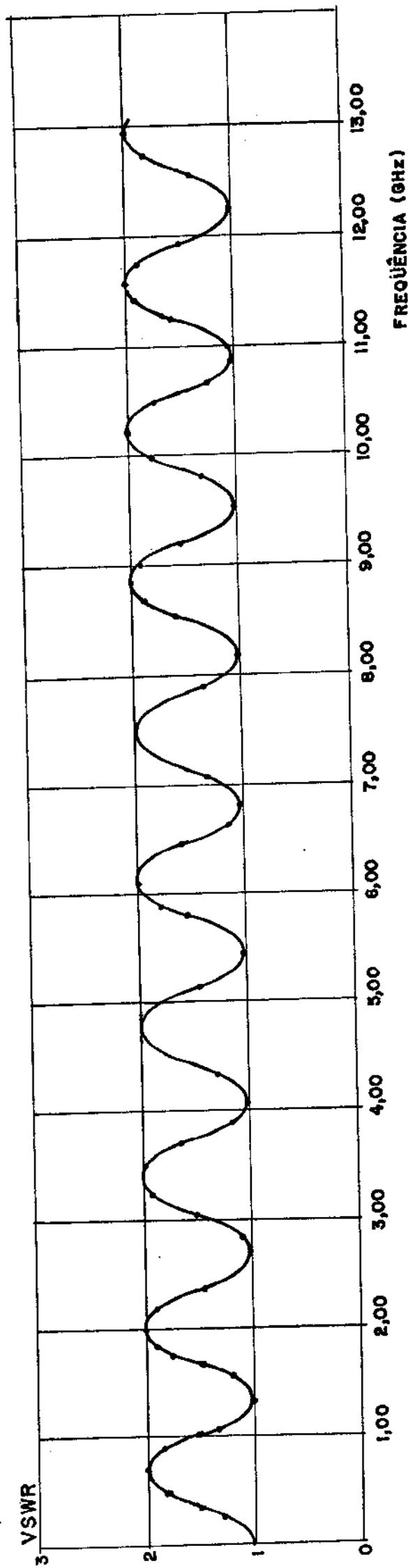


Fig. C.6 - Resposta teórica para a linha de teste com impedância característica igual a  $70\Omega$ , no caso em que  $C = 0,00937$  pF,  $L_1 = 0,00782$  nH e  $L_2 = 0,0108$  nH

APÊNDICE D

EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIDAS

### D.1. REFLETOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO - TDR

Um sistema TDR permite medir respostas de cabos a um sinal tipo degrau.

As medidas são feitas utilizando os sinais refletidos pelas descontinuidades do cabo, fornecendo informações tais como: distância da descontinuidade aos terminais de entrada da linha e o caráter (indutivo, capacitivo ou resistivo) dessa descontinuidade.

O equipamento utilizado foi o TDR-152 [1], da Tektronix, cuja ligação ao circuito é mostrada na Fig. D.1.

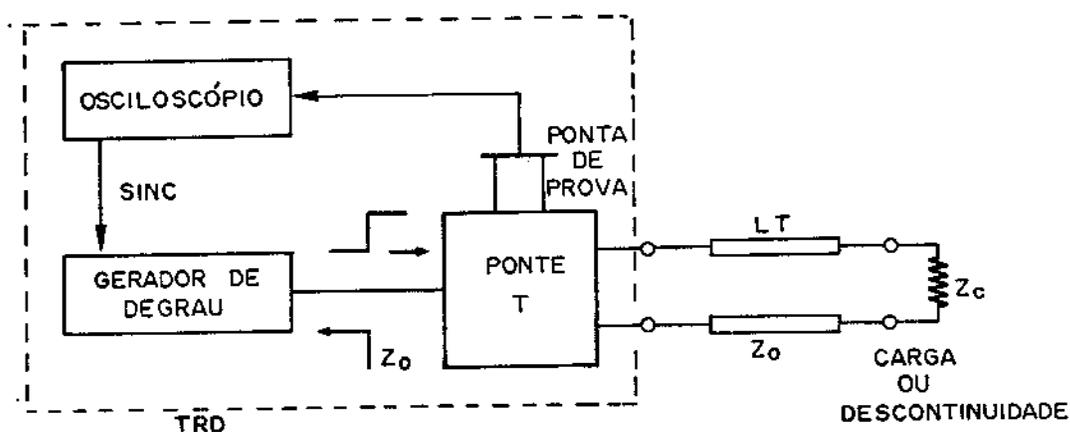


Fig. D.1 - Ligação do TDR ao circuito de teste

Para obter as fotos dos sinais do vídeo do TDR, a fim de verificar a simetria das linhas, houve uma calibração em curto e em aberto do TDR, e as saídas do circuito de teste foram casados com  $50\Omega$  para que houvesse apenas reflexão nas descontinuidades das linhas de microfita.

Em geral podemos dizer que o sistema TDR localiza as descontinuidades isoladamente e permite obter uma aproximação de seus valores para as linhas de transmissão. Porém, não mede o VSWR diretamente e nem separa os sinais refletidos de duas descontinuidades muito próximas, devido ao tempo de subida finito do sinal tipo degrau.

Nas referências [1] e [2] existem informações detalhadas da potencialidade e de como operar corretamente este tipo de aparelho.

## D.2. O SISTEMA ANALISADOR DE REDES

O Sistema Analisador de Redes deve ser usado quando se deseja medir os parâmetros de transmissão ou de reflexão de um circuito de teste.

Em geral, a transmissão complexa e o coeficiente de reflexão caracterizam suficientemente quaisquer dispositivos ou circuitos de teste.

Os parâmetros de transmissão e reflexão podem ser também descritos em termos de parâmetros lineares S, de espalhamento que são usualmente medidos com o dispositivo ou o circuito de teste, entre uma carga de  $50\Omega$  e uma fonte de  $50\Omega$ , para evitar oscilações.

O arranjo experimental básico para a utilização do Sistema Analisador de Redes é visto na Fig. D.2 [3].

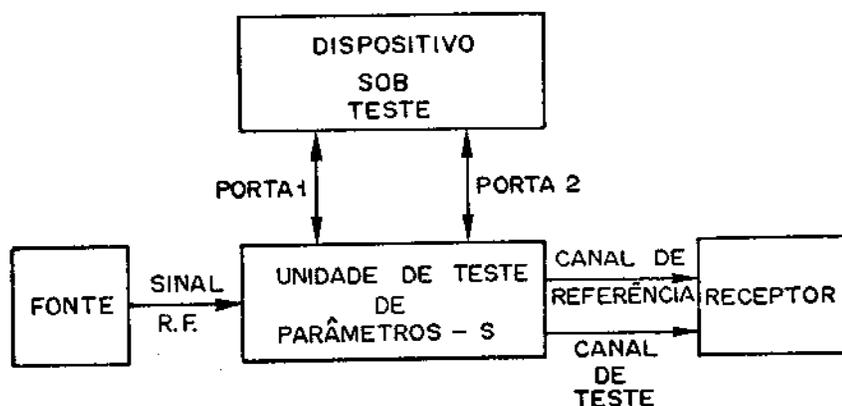


Fig. D.2 - Arranjo Experimental Básico do Sistema Analisador de Redes

Os tipos de medidas possíveis usando este sistema analisador de redes é mostrado na Fig. D.3.

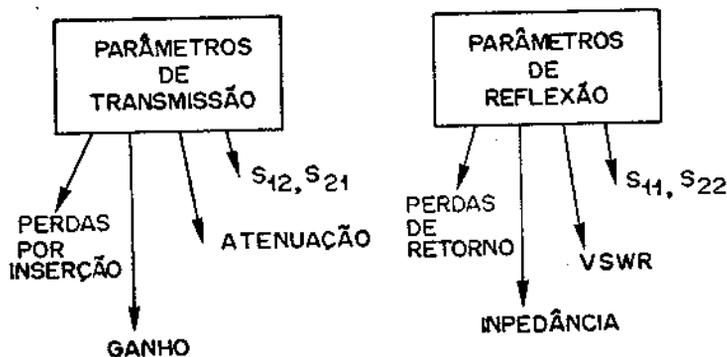


Fig. D.3 - Tipos de Medidas possíveis usando o Sistema Analisador de Redes

Nas Referências [3] e [4] existem informações detalhadas sobre as potencialidades e sobre o modo de operação correta de tal sistema. No trabalho realizado utilizou-se este sistema para medir-se o coeficiente de reflexão. Uma visão geral do sistema pode ser vista na Fig. D.4.



Fig. D.4 - Vista geral do Sistema Analisador de Redes

As unidades que compuseram este sistema analisador de redes são mostradas esquematicamente na Fig. D.5, onde utilizamos:

- Fonte: HP 166A
- Normalizador: HP 8760A
- Analisador de Redes: HP 8750A
- Unidade de Vídeo: HP 182T
- Ponte Refletômetro: HP 11666A
- Unidades encaixáveis: HP 86222A (0,01 - 2,4 GHz)  
HP 86290A (2,4 - 18,0 GHz)
- Conversor Harmônico de Frequência: HP 8750A

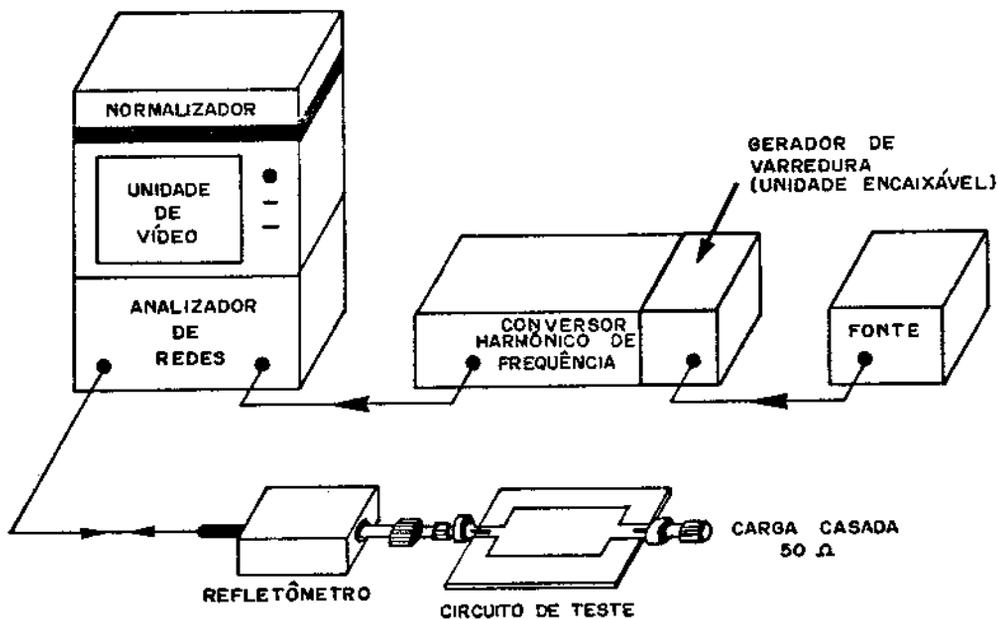


Fig. D.5 - Unidades e interligações do Sistema  
Analisador de Redes utilizado nas medidas de reflexão

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] Tektronix, Handbook of Time Domain Reflectometer - TDR-1S2, 1980.
- [2] Adam, S.F., Microwave Theory and Applications, Prentice-Hall, 1969, pp. 457-489.
- [3] Oliver, B.M. e J.M.Cage, Electronic Measurements and Instrumentation, McGraw-Hill, 1971, pp. 686-702.
- [4] Hewlett Packard, Microwave Network Analyser Applications, Application Note 117-1, junho 1970.