

REALIZAÇÃO EM MICROONDAS DE  
DISCRIMINADOR DE FREQUÊNCIAS  
USANDO LINHA DE RETARDO

MAX HENRIQUE MACHADO COSTA

Orientador - DAVID ANTHONY ROGERS

Co-Orientador - ATTÍLIO JOSÉ GIAROLA

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas - UNICAMP - como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM CIÊNCIAS

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
AGOSTO 1977

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

O importante é que  
a nossa emoção  
sobreviva...

À memória do meu avô Nestor...

Agradeço ...

- ... aos Professores David Anthony Rogers e Attílio José Giarola pela indispensável orientação que forneceram a estes estudos;
- ... aos Professores Hédio Waldman e Rui Fragassi Souza, pelos valiosos comentários;
- ... aos colegas Adaildo Gomes d'Assunção, Antônio Augusto Andrade Araújo e Arlindo Moreira Fartes Filho, que ofereceram valiosa colaboração;
- ... à Srta. Maria Júlia Dini e ao Sr. Carlos Roberto Fernandes Rocha, pelo cuidado na execução dos trabalhos de dactilografia e desenho.

## ÍNDICE

### SUMÁRIO

#### CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

1.1 - Descrição Geral do Sistema de Telecomunicações por Laser

1.1 - Descrição dos Capítulos Subsequentes

Referências Bibliográficas

#### CAPÍTULO II- O DISCRIMINADOR DE FREQUÊNCIAS COM LINHAS DE RETARDO

II.1 - Versão Simplificada do Discriminador

II.2 - Versão Prática do Discriminador

II.3 - Outra versão do Discriminador

II.4 - Distorções e limitações

II.5 - Degradação do Desempenho Causada pelas Características Não Ideais dos Componentes

II.6 - Conclusão

Referências Bibliográficas

#### CAPÍTULO III- ANÁLISE DA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO

III.1 - FM de Faixa Larga

III.2 - FM de Faixa Estreita

Referências Bibliográficas

#### CAPÍTULO IV- OS COMPONENTES DO DISCRIMINADOR E O FILTRO DE PASSA-BAIXAS

IV.1 - O divisor de potência

IV.2 - A linha de retardo

IV.3 - O Acoplador Híbrido de quadratura (3 dB)

IV.4 - O Detetor de Envoltória

III.4.1 - Detetores de Cristal

III.4.2 - Detetores Túnel

III.4.3 - Detetores Schottky

IV.5 - O Somador

IV.6 - O Filtro Passa-Baixa

Referências Bibliográficas

## CAPÍTULO V - PROJETO E CONSTRUÇÃO DO DISCRIMINADOR

V.1 - A técnica utilizada

V.2 - Projeto do Divisor de Potência

V.3 - Projeto de Linha de Retardo

V.4 - Projeto do Acoplador Híbrido

V.5 - Projeto do Detetor

V.6 - Projeto do Filtro Distribuído de Passa-Baixa

V.7 - Construção do Discriminador

Referências Bibliográficas

## CAPÍTULO VI- RESULTADOS OBTIDOS

VI.1 - O Divisor de Potência

VI.2 - O Acoplador Híbrido

VI.3 - Detetores

VI.3.1 - Detetores Túnel

VI.3.2 - Detetor de Cristal

VI.3.3 - Detetor Schottky

VI.4 - O Filtro de Passa-Baixa

VI.5 - O Discriminador de Frequências

VI.5.1 - Testes Estáticos

VI.5.2 - Testes Dinâmicos

## CAPÍTULO VII- CONCLUSÃO

## APÊNDICE A

## SUMÁRIO

Este trabalho consiste no projeto e construção de discriminador de frequências, usando linhas de retardo, para demodular sinais de FM na banda S.

A finalidade desses discriminadores é a utilização no receptor de um sistema de telecomunicações por laser, em desenvolvimento na UNICAMP.

É elaborado um estudo do princípio de operação do discriminador, assim como a análise dinâmica de suas distorções e relação sinal/ruído. Segue-se uma avaliação da degradação de desempenho causada pelas características não ideais dos componentes e um estudo detalhado de todos os componentes do discriminador.

A tecnologia empregada na construção dos circuitos é a de microstrip. São apresentados os resultados obtidos nos testes dos circuitos construídos e uma avaliação da eficiência do processo de demodulação empregado.

Finalmente, um novo circuito de discriminador com linha de retardo é proposta, sugerindo a continuação dos estudos.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Os sistemas de telecomunicações em fibras óticas têm o potencial de oferecer grandes vantagens sobre os sistemas convencionais que utilizam cabos coaxiais ou multipares. O aumento da faixa de informação transmitida, a quase inexistência de diafonia, a completa imunidade à interferência indutiva, a diminuição de peso e tamanho dos sistemas, são algumas dessas vantagens, as quais têm concorrido para o rápido progresso que se verifica na área das comunicações óticas. A possibilidade de se aumentar grandemente o número de canais de voz nos sistemas óticos, permite uma forte redução no custo de operação por canal, tornando-os interessantestambém sob o ponto de vista econômico.

Considerando esses aspectos, o Instituto de Física da Universidade Estadual de Campinas, em seu convênio com a TELEBRÁS, desenvolve estudos e pesquisas, com vistas à construção de um sistema de comunicações, utilizando diodos laser semicondutores.

A finalidade do presente trabalho, é o projeto e construção de uma parte do receptor desse sistema protótipo, a saber, o discriminador de frequências e o filtro de banda básica.

A seguir, explicamos em linhas gerais, o funcionamento do sistema protótipo de comunicações, para que se possa melhor entender o propósito do dispositivo apresentado nesta dissertação.

### 1.1 - Descrição Geral do Sistema de Telecomunicações por Laser

O sistema que se deseja construir, utiliza uma subportadora de microondas modulada em frequência (FM) por um sinal de banda básica com faixa de 400 MHz, resultante da multiplexação de um grande número de canais de vídeo, voz ou dados. Esta subportadora é, por sua vez, aplicada a um diodo laser semicondutor e modula a posição dos pulsos de luz coerente emitidos pelo diodo. Os pulsos do laser são então transmitidos por fibra ótica e, no receptor, processa-se a detecção da subportadora de microondas. Posteriormente, através de um discriminador de frequências, faz-se a recuperação do sinal de banda básica, de 0 a 400 MHz. As Figs. 1.1 e 1.2 mostram os diagramas de blocos do transmissor e do receptor do sistema que se pretende construir.

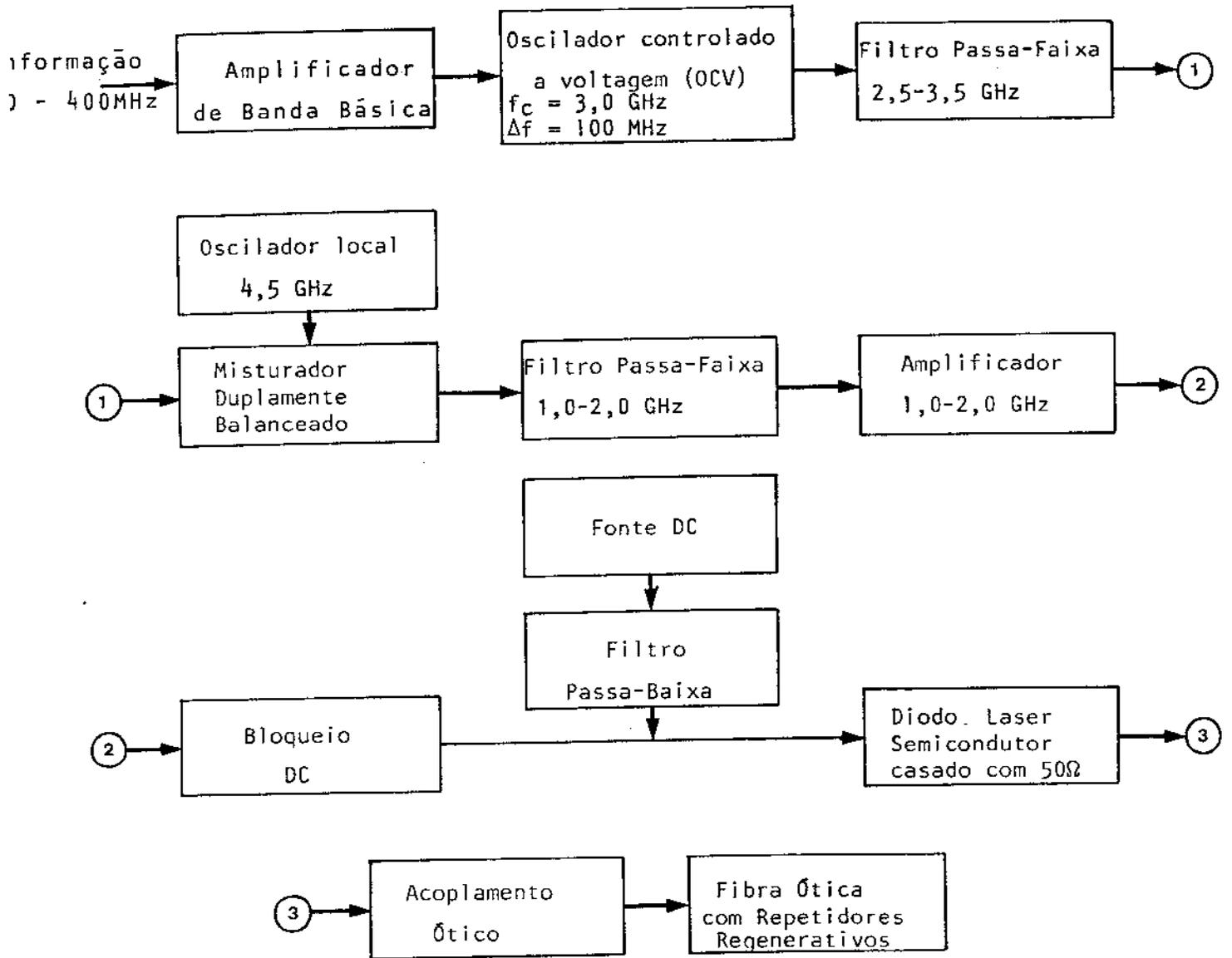


Fig.1.1 - Transmissor do Sistema de Comunicações por Laser

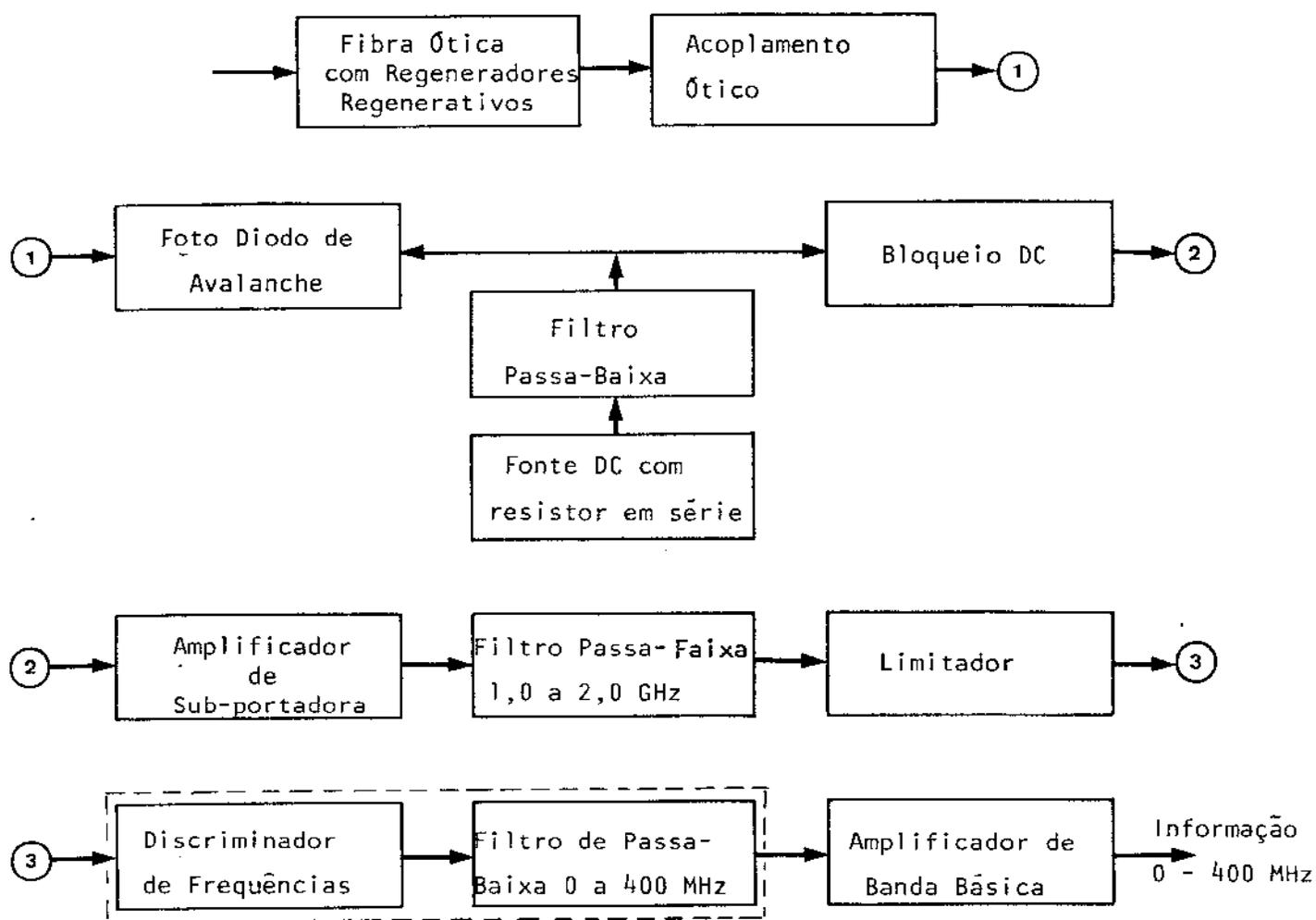


Fig.1.2 - Receptor do Sistema de Comunicações por Laser

O formato de modulação foi escolhido levando-se em consideração um compromisso entre a complexidade e a fidelidade de transmissão que se poderia esperar dos vários formatos de modulação disponíveis. As vantagens oferecidas pela utilização de subportadoras justificaram a opção por um sistema em que o sinal laser é modulado por uma subportadora na faixa de microondas. Na escolha do formato de modulação da subportadora, os formatos digitais foram preteridos, dada a alta taxa de conversão análoga-digital e a complexa multiplexagem necessárias para transmissão a alta velocidade {WH.1}. Antes de verificarmos os critérios que regeram a escolha de um dentre os formatos analógicos para a subportadora, vejamos que tipo de modulação será aplicado ao sinal laser. Paoli e Ripper {PA.1} apresentam várias técnicas para a modulação de amplitude, frequência ou de pulsos, aplicada a diodos laser semicondutores. Dentre as técnicas apresentadas, destaca-se a que se utiliza do acoplamento de modos em laser semicondutores, dada sua capacidade de modular sinais com taxas de informação extremamente altas.

Esta técnica aproveita as pulsações auto-induzidas que ocorrem em lasers semicondutores como resultado do acoplamento dos modos de laser observado sob certas condições{R1.1}. Estas pulsações, conhecidas como auto-pulsos, possuem normalmente frequência entre 0,5 e 3,0 GHz. Um modo direto de modular estes pulsos de luz corrente consiste em se variar suas posições no tempo, obtendo assim modulação por posição de pulsos (MPP). Este formato de modulação é especialmente vantajoso, pois como um formato analógico, ele evita a complexidade inerente à conversão análoga-digital rápida e, simultaneamente, mantém as propriedades de rejeição de ruído características dos sistemas digitais, pois trata-se de uma modulação de pulsos. Para a modulação da posição do auto-pulso, alguns métodos podem ser usados {PA.1}. O mais comum destes métodos consiste no travamento ("locking") da frequência  $\nu_a$  do auto-pulso ótico por uma modulação externa da corrente de injeção do diodo laser com frequência próxima de  $\nu_a$  ou de uma de suas harmônicas.

Quando apenas uma corrente DC (em torno de 100 mA)

é aplicada ao diodo laser, sua emissão de luz é feita de forma pulsada, na frequência  $\nu_a$ . Mas quando a corrente de injeção DC é superposta a uma corrente de frequência de microondas, próxima de  $\nu_a$ , as pulsações do laser acompanharão a frequência do sinal modulador de corrente. Este fenômeno é bastante curioso, principalmente porque, devido ao fato das constantes de tempo envolvidas no processo de pulsação ótica serem iguais ou menores que  $1/\nu_a$ , a frequência do auto-pulso consegue acompanhar rápidas variações ocorridas na frequência do sinal de microondas aplicado ao diodo. Na verdade, a taxa de modulação é limitada a  $\nu_a/2$  apenas pela perda de informação que ocorreria em taxas maiores (\*).

Se a frequência do sinal de travamento for dada por

$$\nu_t = \nu_a \left( 1 + \alpha f(t) \right), \quad (1.1)$$

onde  $\alpha$  é uma constante e  $f(t)$  é uma função arbitrária do tempo, tal que

$$\alpha f(t) \ll 1,$$

o desvio da posição do pulso de sua posição média (determinada para  $\alpha f(t)=0$ ), será dado por {R1.2}

$$P(t) = K - \alpha \int_0^t f(\eta) d\eta, \quad (1.2)$$

onde  $K$  é uma constante de integração. Por exemplo, para modulação senoidal da frequência de travamento,

$$P(t) = K - \frac{\alpha}{2\pi\nu_m} \text{sen}(2\pi\nu_m t), \quad (1.3)$$

onde  $\nu_m$  é a frequência de modulação.

Observamos assim que, se a frequência do sinal de

(\*) De acordo com o teorema de amostragem da teoria de informação, é necessário amostrar-se o sinal a ser transmitido a uma taxa igual a, pelo menos, duas vezes a maior frequência da faixa de informação, para que se possa efetuar a perfeita reprodução do sinal.

travamento for variada rapidamente, de acordo com o sinal de informação que se deseja transmitir, o desvio da posição do pulso de seu valor médio será proporcional à integral do sinal que se deseja transmitir.

O travamento da frequência do auto-pulso proporciona uma vantagem adicional, que consiste no estreitamento dos pulsos de luz. Da largura de aproximadamente 400 ps na ausência de sinal de travamento, passa-se a larguras de pulsos entre 40 e 180 ps, conforme o diodo, quando a subportadora é aplicada. Este estreitamento de pulsos é extremamente vantajoso em sistemas MPP práticos.

Voltemos agora às considerações sobre a escolha do formato da modulação da subportadora. Como vimos, a frequência dos pulsos óticos acompanha a frequência do sinal de travamento. Se utilizarmos a subportadora como sinal de travamento do auto-pulso, teremos que as variações de frequência da subportadora serão acompanhadas por variações na frequência de repetição dos pulsos de luz e, conseqüentemente, na posição destes pulsos. Portanto, a modulação em frequência da subportadora é necessária e adequada a este sistema de comunicações. Observemos, no entanto, que, como a faixa de informação a ser transmitida é relativamente larga (400 MHz), e como não desejamos grandes desvios na frequência instantânea, que poderiam contribuir com distorções não lineares no sinal transmitido, a modulação em frequência será do tipo faixa-estreita, a qual não utiliza a grande vantagem dos sistemas FM, que é a possibilidade do aumento da relação sinal/ruído com o aumento da faixa do sinal modulado. A modulação FM de faixa estreita é uma modulação aproximadamente linear (\*). Este fato será utilizado no próximo capítulo, quando tratarmos da relação sinal/ruído da demodulação FM.

---

(\*) Uma definição de modulação linear pode ser dada pelo seguinte: o sinal modulado é uma função do sinal modulador  $f(t)$ . Seja  $\psi[f(t)]$  o sinal modulado. A modulação é linear se  $\{d/d[f(t)]\}\{\psi[f(t)]\}$  é independente de  $f(t)$ . Em caso contrário, a modulação é não linear [LA.1].

No transmissor do sistema, mostrado na Fig. 1.1, o sinal de banda básica é devidamente amplificado e aplicado a um oscilador controlado a voltagem (OCV) com frequência central de 3.0 GHz. O nível do sinal na entrada do OCV é calculado para que o desvio máximo da frequência central ( $\Delta f$ ) do OCV seja de , aproximadamente, 100 MHz. Deste modo, o sinal modulado em frequência à saída do OCV, possuirá frequência instantânea, variando entre 2,9 e 3,1 GHz e, como o sinal modulador possui uma faixa de  $f_m = 400$  MHz, a faixa do sinal FM possuirá, de acordo com a regra de Carson {R0.1}, uma largura de

$$B \approx 2(\Delta f + f_m) \approx 1000 \text{ MHz} \approx 1 \text{ GHz} \quad (1.4)$$

Esta é a razão pela qual o sinal é aplicado a um filtro passa-faixa de 2,5 a 3,5 GHz, obtendo-se, à sua saída, u'a melhor relação sinal/ruído (RSR). Efetua-se então o batimento do sinal FM centrado em 3.0 GHz com um tom puro de 4.5 GHz, proveniente de um oscilador local, com um misturador duplamente balanceado. Este tipo de misturador elimina os produtos de inter-modulação produzidos por harmônicas pares de quaisquer dos sinais misturados {WH.1}. Idealmente, teremos à saída do misturador o sinal FM, com seu espectro centrado tanto em 1.5 GHz quanto em 7.5 GHz. A passagem através de um filtro passa-baixa de 1.0 a 2.0 GHz elimina os produtos de inter-modulação indesejados. Observe-se que o batimento produziu apenas um deslocamento no espectro de sinal, mas sua largura de faixa continua inalterada. Obtem-se assim, um sinal FM, centrado em 1.5 GHz, com desvio de frequência instantânea  $\Delta f = 100$  MHz e faixa de 1.0 GHz. A razão pela qual não utilizamos um OCV centrado em 1.5 GHz para a obtenção deste sinal, deve-se ao fato de que, para um dado desvio de frequência  $\Delta f$ , a operação em 1.5 GHz produz u'a maior distorção de harmônicas devidas às não linearidades do OCV que a obtida para o mesmo desvio de frequência com o OCV operando em frequências maiores.

O sinal FM é então amplificado e aplicado ao conjunto formado por um diodo laser com hetero-estrutura de Arseneto de Gálio (GaAs), em série com um resistor de 50 $\Omega$ . Este re

sistor provê o casamento do sinal RF e limita a corrente DC, pois a impedância do diodo é da ordem de  $1\Omega$ . A potência necessária ao travamento da frequência de pulso ótico é da ordem de 1 a 10 dBm, não havendo portanto maiores preocupações quanto ao desperdício de potência no resistor de  $50\Omega$ . O circuito de polarização DC do diodo consiste em uma fonte e um filtro passa-baixas, que impede o carregamento do sinal RF pelo circuito DC. Na ausência deste filtro, observa-se um efeito de toco (stub) com a conseqüente distorção do sinal RF - {C0.1}.

Os pulsos óticos, modulados em posição (MPP) são aplicados através de um acoplador à fibra ótica que constitui o meio de transmissão. A potência ótica fornecida por um diodo laser é da ordem de 10 dBm.

O grande problema da transmissão através de fibras óticas consistia até a pouco tempo, na enorme perda de potência apresentada. Foi somente em 1970 que se conseguiu fabricar fibras com atenuações de 20 dB/Km {JA.1}. Desde então, as pesquisas nestas áreas têm produzido resultados significativos e várias indústrias e universidades já conseguiram produzir fibras com atenuação de 2 dB/Km {JA.1}. No Instituto de Física da UNICAMP, temos à disposição fibras cujas perdas são da ordem de 10 dB/Km. Como a potência ótica necessária à detecção é da ordem de -30 dBm, um sistema que utilizasse essas fibras óticas, deveria possuir repetidores espaçados de 4 Km, aproximadamente.

Vejamos agora o que acontece no receptor, mostrado na Fig. 1.2. O sinal de luz é aplicado a um foto-diodo de avalanche. Quando os ftons de energia  $h\nu$ , maior que a energia de "gap" do semiconductor, interagem com os átomos em uma junção p-n polarizada reversamente, são criados pares elétron-lacuna, que são imediatamente acelerados pela tensão de polarização. Este é o princípio básico da operação de um foto-diodo convencional. Nos fotos-diodos de avalanche, os níveis de dopagem das regiões p e n são tais que, para uma tensão de polarização apropriada, os elétrons livres podem interagir com outros átomos e gerar novos pares elétron-lacuna. Esta é

a condição de avalanche {K0.1}. Os portadores livres criados a partir da interação luminosa ou da interação com outros portadores são acelerados pela tensão de polarização e contribuem para uma corrente no circuito externo do diodo. Quando cessa a incidência luminosa, cessa também a criação de portadores livres e, por conseguinte, a corrente no circuito externo. Como as constantes de tempo envolvidas neste processo são bastante pequenas, os foto-diodos podem acompanhar pulsos luminosos de alta velocidade. A foto-corrente de avalanche pode ser feita proporcional à intensidade de luz incidente na junção. Os foto-diodos de avalanche produzem um ganho interno de corrente, resultando em um maior sinal de saída, e portanto, reduzindo o efeito do ruído da amplificação subsequente. Este ganho depende da tensão de polarização reversa do diodo. No entanto, o processo de avalanche introduz ruído (shot noise) e o ganho do foto-diodo não pode ser aumentado indiscriminadamente. Existe um ganho ótimo que proporciona a máxima sensibilidade ao receptor {JA.1}. A potência luminosa detetada pelo foto-diodo está limitada pelo nível de ruído a valores da ordem de -55 dBm {BA.1}.

Na polarização do diodo utiliza-se um filtro passa-baixa, e um resistor em série com a fonte DC com tensão de 180 a 200 volts. Este resistor tem a finalidade de limitar a corrente DC do diodo. O filtro elimina a possibilidade do circuito DC agir como um toco (stub) para o sinal RF. Um bloqueio DC limita a polarização ao foto-diodo.

O sinal criado pelo foto-diodo a partir das pulsações óticas são amplificados, passam por um filtro passa-faixa de 1.0 a 2.0 GHz para eliminação de ruído externo a esta faixa, e têm seus picos ceifados em um limitador que se destina a eliminar qualquer modulação AM espúria. Temos então um sinal de amplitude constante, modulado em frequência, que aplicamos a um discriminador de frequências de faixa larga. A saída do discriminador, recupera-se o sinal de informação, que é finalmente filtrado por um filtro de passa-baixa, com largura de 400 MHz (igual à faixa de informação) para melhoria da RSR e amplificado ao nível desejado na saída do siste

ma. O presente trabalho trata especificamente do conjunto formado pelo discriminador de frequências e pelo filtro de banda básica (em destaque na Fig. 1.2).

Esperamos que as principais vantagens apresentadas por este sistema sejam o baixo custo dos repetidores regenerativos e a capacidade para transmissão de sinais com centenas de MHz de faixa. Estas vantagens tornam a modulação da posição de auto-pulsos de laser particularmente indicada para sistemas de comunicações de longa distância, onde é grande o número de repetidores regenerativos e, em geral, bastante larga a faixa de informação.

## 1.2 - Descrição dos Capítulos Subsequentes

O Capítulo II apresenta o princípio de operação do discriminador de frequência utilizado. Inicialmente, uma versão simplificada do discriminador é estudada. Segue-se a análise de sua versão prática, e então discute-se quanto às variações nos parâmetros e na topologia do circuito do discriminador, com suas vantagens e desvantagens.

As limitações intrínsecas do processo de discriminação que resultam em distorções lineares e não-lineares são também analisadas. Ainda neste capítulo, estuda-se a degradação do desempenho do discriminador causada pelas características não-ideais de seus componentes.

O Capítulo III consiste em uma análise da RSR no processo de discriminação de frequência, tanto para FM de faixa estreita como para FM de faixa larga. As equações obtidas são usadas para estimar a RSR na saída do sistema de comunicações por laser.

No Capítulo IV, são desenvolvidos estudos sobre os vários componentes do sistema de discriminação de frequências, quais sejam, o divisor de potência compensado, o acoplador híbrido, o detetor de lei quadrática e o somador. Neste capítulo é também estudado o filtro de passa-baixa que segue o discriminador.

O Capítulo V trata do projeto e construção dos circuitos, com a utilização da técnica de microfita. O método de Wheller e o método de Bryant e Weiss para obtenção dos parâmetros de microfita são descritos e o segundo destes métodos é utilizado no projeto dos vários circuitos. Os cálculos de projeto dos vários componentes são minuciosamente descritos. A seguir, discute-se quanto à construção dos circuitos e quanto aos materiais empregados.

O Capítulo IV traz os resultados obtidos nos testes aplicados aos circuitos construídos. Estes resultados englobam as respostas em frequência dos vários componentes, as respostas estática e dinâmica do discriminador, seu desempenho na transmissão de senóides, pulsos, rampas e outras formas de onda, inclusive sinais de vídeo. Os resultados de testes estáticos e dinâmicos, feitos com todo o sistema de comunicações por laser são também apresentados.

No Capítulo de conclusão, são feitas considerações sobre os resultados obtidos, sob o ponto de vista do desempenho do discriminador, assim como sugestões para a melhoria de suas características. Finalmente, um novo tipo de discriminador de frequências que utiliza a auto correlação do sinal FM é sugerido e analisado, abrindo mais um caminho para a continuação das pesquisas.

## REFERÊNCIAS

- {BA.1} Barnoski, M.K., ed. -  
Fundamentals of Optical Communications, New York, Academic Press, 1976, pp.217
- {CO.1} Costa, M.H. & Rogers, D.A. -  
Filtro de Passa-Baixa Aplicado à Polarização de Diodos Laser, Relatório Técnico do Convênio UNICAMP/TELEBRÁS 091/77 - TCJ-SCL, Publicação FEC 16/77, Jul./77
- {JA.1} Jacobs, I. & Miller, S. -  
Optical Transmission of Voice and Data; Spectrum, Fev/1977, pp. 32-41
- {KO.1} Kords, R. -  
Optimize Photodiode Detector Design, Electronic Design, 23, 9/Nov/1972, pp. 84-86
- {LA.1} Lathi, B. P. -  
Communication Systems, New York, John Wiley, 1968, pp.228
- {PA.1} Paoli, T. & Ripper, J. -  
Direct Modulation of Semiconductor Lasers, Proceedings of the IEEE, vol. 58, nº 10, Out/1970, pp. 1457-1465
- {RI.1} Ripper, J & Paoli, T. -  
Mode Configurations in Second Order Mode Locked Semiconductor Lasers, IEEE J. Quantum Electronics, QE-8, 1972, pp. 74-79
- {RI.2} Ripper, J. & Paoli, T. -  
Frequency Pulling and Pulse Position Modulation of Pulsing GaAs Injection Lasers, Applied Physics Letters, vol. 15, nº 7, 1/Out/1969, pp. 203-205
- {RO.1} Rowe, H. E. -  
Signals and Noise in Communication Systems, New York, Van Nostrand, 1965, pp.103-104

{WH.1} Whitmer, R.; Ohlman, R.; Hance, H.; Cuff, K. -  
Ultra-Wide Bandwidth Laser Communications: Part 1 - System  
Consideration for a Satellite Link; Proceedings of the IEEE,  
vol. 58, n° 10, Oct/1970 .

CAPÍTULO 11

O DISCRIMINADOR DE FREQUÊNCIAS COM  
LINHAS DE RETARDO

## 11.1 - Versão Simplificada do Discriminador

O tipo de discriminador que vamos estudar admite várias versões de circuito, embora os princípios básicos sejam os mesmos em todos os casos. Estes discriminadores utilizam linhas de retardo como elementos sensíveis a frequência e combinadores de potência como medidores de fase. Assim, comecemos pela versão mais simplificada possível do discriminador. A Fig. 11.1 abaixo apresenta o diagrama desta versão.

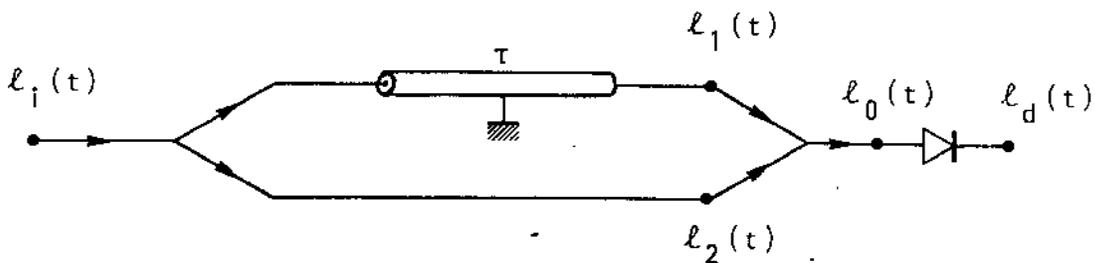


Fig.11.1 - Versão Simplificada do Discriminador.

Seja  $l_i(t)$  um sinal de frequência modulada (FM) de entrada, dado por

$$l_i(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.1$$

onde  $A$  é uma amplitude constante,  $\omega_0$  é a frequência central e  $\phi(t)$  está relacionado com o sinal modulador de frequências através de

$$\omega(t) = k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \quad 11.2$$

Nesta equação  $s(\eta)$  é o sinal modulador de frequência,  $k_f$  é uma constante e  $\eta$  é apenas uma variável auxiliar.

A frequência instantânea do sinal de FM será dada por

$$\omega_i = \frac{d}{dt} \omega_0 t + \phi(t) = \omega_0 + k_f \cdot s(t) \quad 11.3$$

e o desvio máximo da frequência central será

$$\Delta\omega = k_f |s(t)|_{\text{máx}} \quad 11.4$$

O sinal  $\ell_1(t)$  é aplicado a um divisor de potência que o divide em duas partes idênticas. Evidentemente, como a tensão é proporcional à raiz quadrada da potência, os sinais vistos logo depois do divisor de potências serão iguais a

$$\left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right) \cos(\omega_0 t + \phi(t)).$$

Uma das saídas do divisor passa por uma linha de retardo que a atrasa de um tempo  $\tau$ . Assim, os sinais  $\ell_1(t)$  e  $\ell_2(t)$  serão

$$\begin{aligned} \ell_1(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0(t-\tau) + \phi(t-\tau)) = \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau)) \end{aligned} \quad 11.5$$

$$\ell_2(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.6$$

onde não consideramos os percursos iguais percorridos pelos dois sinais. Estes sinais chegam então a um combinador que efetua a sua soma, resultando em  $\ell_0(t)$ . No processo de soma, no entanto, cada sinal é atenuado de 3 dB, condição esta imposta por limitações de circuito. Portanto, temos que

$$\begin{aligned} \ell_0(t) &= \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau)) + \\ &+ \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad 11.7$$

Usando a identidade trigonométrica

$$\cos a + \cos b = 2 \cos \left( \frac{a-b}{2} \right) \cdot \cos \left( \frac{a+b}{2} \right) \quad 11.8$$

obtemos

$$\begin{aligned} \ell_0(t) = A \cos \left( \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} \right) \cdot \\ \cdot \cos \left( \omega_0 t + \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau)}{2} \right) \end{aligned} \quad 11.9$$

Podemos observar que  $\ell_0(t)$  é uma senóide de frequência  $\omega_0$  modulada em amplitude por

$$R(t) = A \cos \left( \frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{\phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} \right) \quad 11.10$$

e modulada em fase por

$$\psi(t) = \left( \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau)}{2} \right) \quad 11.11$$

Veamos agora o que vem a ser a diferença entre  $\phi(t)$  e  $\phi(t-\tau)$ . Como já vimos,

$$\phi(t) = k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \quad 11.12$$

Portanto

$$\phi(t-\tau) = k_f \int_{-\infty}^{t-\tau} s(\eta) d\eta \quad 11.13$$

Temos então que

$$\begin{aligned} \phi(t) - \phi(t-\tau) &= k_f \int_{t-\tau}^t s(\eta) d\eta = \\ &= k_f \int_{-\infty}^{\infty} s(\eta) \cdot G_{\tau} \left( t - \frac{\tau}{2} - \eta \right) d\eta \end{aligned} \quad 11.14$$

onde  $G_{\tau}(t)$  é a função "porta", mostrada na Fig. 11.2.

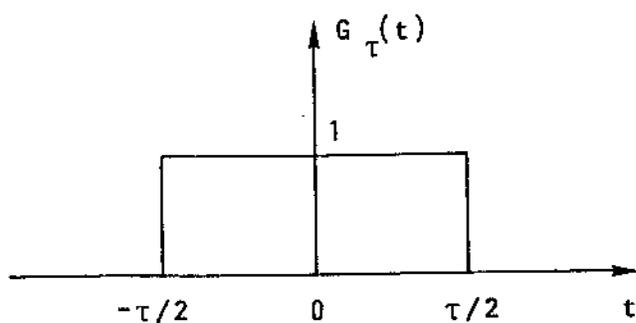


Fig. 11.2 - Função "porta"

e definida como

$$G_{\tau}(t) = \begin{cases} 1 & , \quad |t| < \tau/2 \\ 0 & , \quad |t| > \tau/2 \end{cases} \quad 11.15$$

A última expressão da equação 11.14 pode ser reconhecida como a convolução entre  $s(t)$  e  $G_{\tau}(t-\tau/2)$ . Logo

$$\phi(t) - \phi(t-\tau) = k_f \cdot s(t) * G_{\tau}(t-\tau/2) \quad 11.16$$

Vejamos qual o significado desta convolução. Se o intervalo  $\tau$  for suficientemente pequeno, de modo que a informação  $s(t)$  seja aproximadamente constante nesse intervalo, a convolução no instante  $t$  poderá ser aproximada pela área do retângulo mostrado na Fig. 11.3, isto é,

$$\phi(t) - \phi(t-\tau) \approx k_f \cdot \tau \cdot s(t) \quad 11.17$$

A Fig. 11.3 é mostrada a seguir.

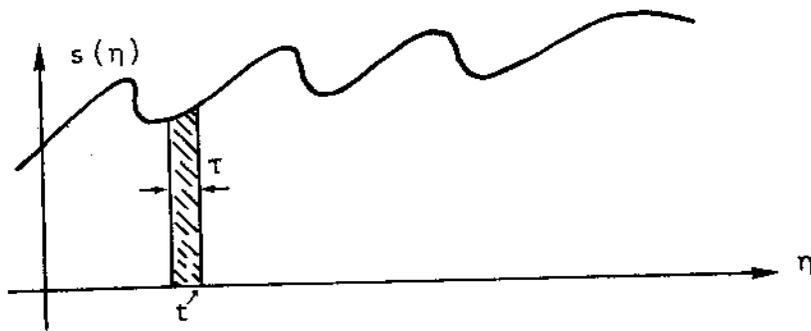


Fig. 11.3 - Aproximação de  $s(t) * G_{\tau}(t-\tau/2)$  pela área de um retângulo.

Chamando de  $\theta(t)$  o argumento de  $R(t)$  em 11.10, temos

$$\theta(t) \cong \frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{k_f \cdot \tau \cdot s(t)}{2} =$$

$$= \frac{\tau}{2} \left( \omega_0 + k_f s(t) \right) =$$

$$= \frac{\tau}{2} \omega_i(t)$$

11.18

onde usamos a equação 11.3.

O sinal  $\ell_0(t)$  é aplicado a um detetor de envoltória. Este detetor pode efetuar uma detecção linear ou de lei quadrática, dependendo, em geral, do nível de potência de  $\ell_0(t)$ . Seja inicialmente o caso de detecção linear da envoltória. A saída do detetor será dada por (Eq. 11.10)

$$\ell_d(t) = k_{\ell} | R(t) | =$$

$$= A k_{\ell} |\cos \theta(t)| \equiv$$

$$\equiv A k_{\ell} \left| \cos \frac{\tau \omega_i(t)}{2} \right|$$

11.19

onde  $k_{\ell}$  é uma constante determinada pelo detetor linear de envoltória (suposto casado).

Observemos a curva de  $\ell_d(t)$  em função do ângulo  $\theta(t)$ , mostrada na Fig. 11.4.

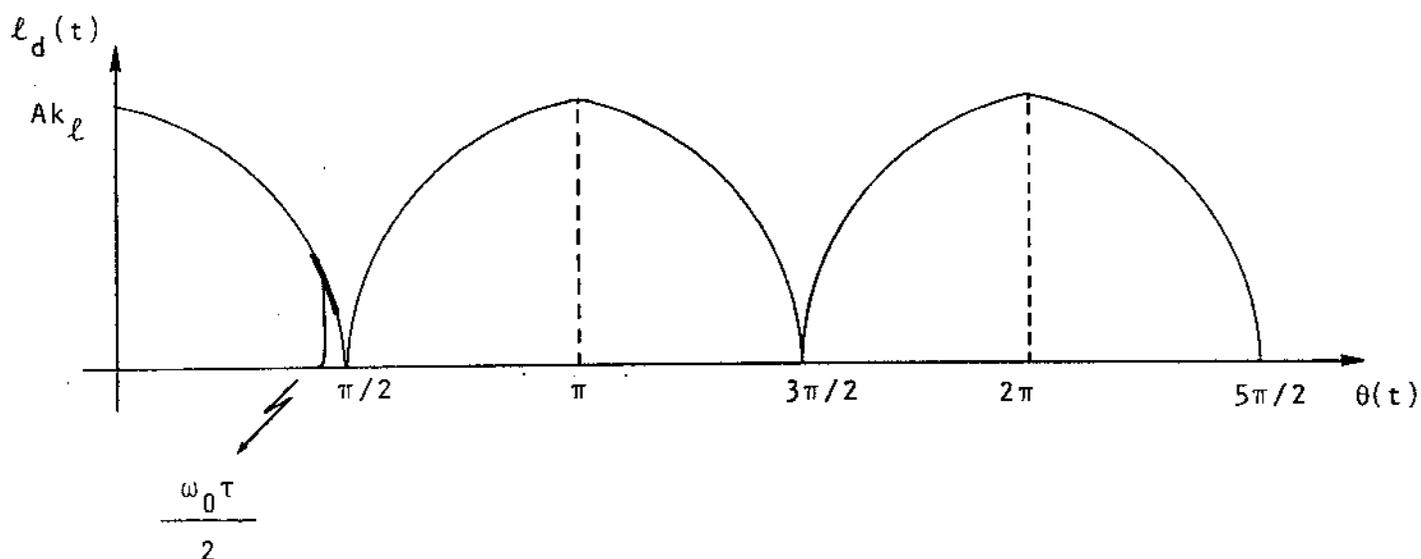


Fig. 11.4 - Curva da saída do detetor linear de envoltória. Um dos valores de  $\omega_0 \tau / 2$  apropriados à demodulação é assinalado.

Como vimos em 11.18

$$\theta(t) \equiv \frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{k_f \tau s(t)}{2} \quad 11.20$$

Nesta equação, consideremos o termo variável no tempo  $k_f \tau s(t)/2$  muito menor em valor absoluto que o termo quiescente  $\omega_0 \tau / 2$ . Se fizermos  $(\omega_0 \tau / 2)$  um pouco menor que  $\pi/2$  e pusermos a con

dição de que

$$\left(\frac{\pi}{2} - \theta(t)\right) \geq 0 \quad 11.21$$

teremos o sinal  $\ell_d(t)$  variando em torno de

$$A k_\ell \left| \cos \frac{\omega_0 \tau}{2} \right|$$

em uma região da curva da Fig. 11.4 em que

$$|\cos \theta(t)| \cong \left| \frac{\pi}{2} - \theta(t) \right| \quad 11.22$$

Deste modo podemos aproximar  $\ell_d(t)$  por

$$\ell_d(t) \cong A k_\ell \left| \frac{\pi}{2} - \theta(t) \right| \quad 11.23$$

Lembrando que  $|X| = X$  para  $X \geq 0$ , e considerando a condição imposta Eq. 11.21, obtemos

$$\ell_d(t) \cong A k_\ell \left( \frac{\pi}{2} - \theta(t) \right) \quad 11.24$$

Da equação 11.18, temos

$$\begin{aligned} \ell_d(t) &\cong \frac{A k_\ell}{2} \left( \pi - \tau \omega_i(t) \right) = \\ &= \frac{A k_\ell}{2} \left( \pi - \omega_0 \tau - k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right) \end{aligned} \quad 11.25$$

Com a eliminação do termo DC de 11.25 chegamos a

$$\ell_d(t) \Big|_{AC} \cong \left( \frac{A \cdot k_\ell \cdot k_f \cdot \tau}{2} \right) s(t) \quad 11.26$$

Este é o resultado que desejávamos, ou seja, um sinal proporcional ao sinal de informação  $s(t)$ . O sinal  $\ell_d(t)|_{AC}$  é também proporcional à amplitude  $A$  do sinal FM. Assim, é necessário que haja um limitador para garantir a constância da amplitude  $A$  e evitar que variações espúrias desta amplitude venham a distorcer a saída do discriminador.

Observemos também que o ganho do sistema é proporcional ao intervalo  $\tau$ . Portanto o intervalo  $\tau$  ótimo deverá ser suficiente mente curto para que não haja distorções apreciáveis no sinal demodulado e longo o bastante para que se obtenha um nível de potência razoável na saída do discriminador.

Evidentemente, podemos operar em inúmeras outras regiões da curva da Fig. 11.4 em que  $|\cos \theta|$  é aproximadamente linear. A cada uma dessas regiões corresponderá um valor de  $\omega_0\tau/2$ . O sinal negativo em 11.26 pode ser eliminado se fizermos  $\omega_0\tau/2$ , por exemplo, um pouco maior que  $\pi/2$ , de modo que a derivada de  $|\cos \theta|$  com relação a  $\theta$  seja positiva.

Da equação 11.25 notamos que

$$\left( \ell_d(t) - \pi \frac{A k_\ell}{2} \right)$$

é proporcional à frequência instantânea  $\omega_i(t)$ . Esta é uma das principais características deste discriminador. Ele responde à frequência instantânea do sinal FM, definida como a derivada de sua fase em relação ao tempo. A frequência instantânea  $\omega_i$  deve ser distinguida da frequência espectral  $\omega_s$ .

Em casos especiais, as frequências instantânea e espectral podem possuir o mesmo valor numérico, porque são ambas medidas com as mesmas unidades, mas em geral elas não coincidirão. Um exemplo simples ajudará a ilustrar a diferença entre estas frequências.

Um sinal  $\ell(t) = A \cos \omega_0 t$  pode ser representado por um impulso na frequência espectral  $\omega_s = \omega_0$  (considerando apenas as frequências positivas). A frequência instantânea de  $\ell(t)$  será

$$\omega_i \stackrel{\Delta}{=} \frac{d\phi}{dt} = \omega_0$$

11.27

Neste caso,  $\omega_s$  e  $\omega_i$  são ambos iguais a  $\omega_0$ . Se o sinal  $\ell(t)$  é modulado em amplitude para formar uma série de pulsos de RF retangulares de 1  $\mu$ s de duração com taxa de repetição de 1 pulso por segundo, a frequência espectral consistirá de uma série de impulsos espaçados de  $2\pi$  rad/seg, com posições fixas, e uma distribuição de amplitudes da forma  $(\text{sen}X)/X$ , centrada em  $\omega_0$ , se estendendo até frequências infinitas. A frequência instantânea, no entanto, será apenas  $\omega_0$  quando o sinal estiver presente e não será definida quando o sinal estiver ausente. Analogamente, o espectro de um sinal modulado em frequência pode se estender por uma faixa considerável enquanto a frequência instantânea será uma simples função do tempo. Em nosso discriminador, a resposta varia com esta frequência instantânea.

Vejamos agora a resposta do discriminador quando se usa detecção quadrática da envoltória de  $\ell_0(t)$ . Neste caso, a saída do detetor será o quadrado da envoltória  $R(t)$  obtida na equação 11.10.

$$\begin{aligned} \ell_d'(t) &= k_q |R(t)|^2 = \\ &= A^2 k_q (\cos \theta(t))^2 \end{aligned} \quad 11.28$$

onde  $k_q$  é determinada pela eficiência do detetor de lei quadrática (suposto casado).

Utilizando o identidade trigonométrica

$$\cos^2 a = \frac{1}{2} (1 + \cos 2a) \quad 11.29$$

temos

$$\ell_d'(t) = \frac{A^2 k_q}{2} [1 + \cos 2\theta(t)] \quad 11.30$$

Assim, da equação 11.18,

$$\ell_d'(t) = \frac{A^2 k_q}{2} \left[ 1 + \cos \left( \omega_0 \tau + k_f \int \tau \cdot s(t) \right) \right] =$$

$$= \frac{A^2 k_q}{2} \left[ 1 + \left( \cos \tau \cdot \omega_i(t) \right) \right] \quad 11.31$$

A Fig. 11.5 mostra a curva de  $\ell_d(t)$  em função do ângulo  $\alpha = \tau \theta(t) = \tau \omega_i(t)$ .

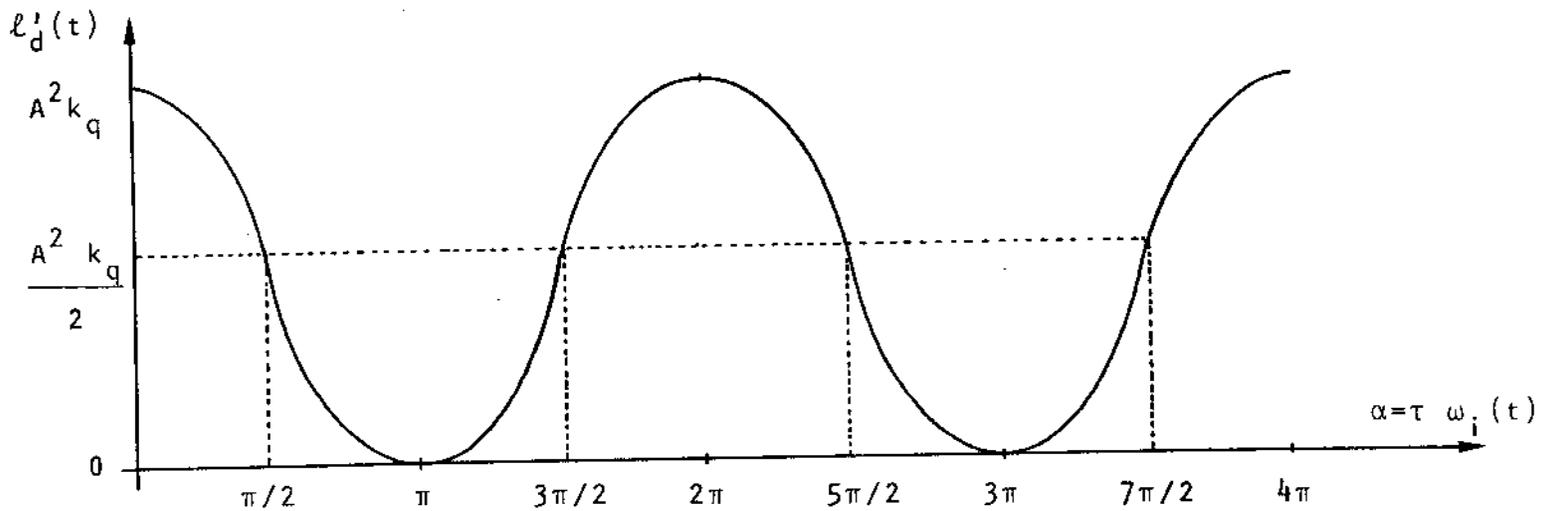


Fig. 11.5 - Curva de Saída do detetor quadrático da envoltória.

Se fizermos

$$\omega_0 \tau = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots, \frac{(2n-1)\pi}{2} \quad 11.32$$

onde  $n$  é um inteiro positivo, e se

$$|k_f \cdot \tau \cdot s(t)| \ll \frac{\pi}{2}, \quad \forall t \quad 11.33$$

podemos aproximar

$$\cos \left( \frac{(2n-1)\pi}{2} + k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right) \cong \begin{cases} k_f \cdot \tau \cdot s(t), & n \text{ par} \\ -k_f \cdot \tau \cdot s(t), & n \text{ ímpar} \end{cases} \quad 11.34$$

Desta forma, eliminando o termo DC, teremos

$$e_d'(t) \Big|_{AC} = \pm \left( \frac{A^2 k_q k_f \tau}{2} \right) s(t) \quad 11.35$$

Este é um resultado semelhante ao da equação 11.26. Como naquela equação, a saída do detetor de lei quadrática é proporcional ao sinal de informação  $s(t)$  e obtemos assim a demodulação do sinal de FM.

Novamente, o intervalo  $\tau$  contribui para o ganho do discriminador. No entanto, neste caso, a saída varia com o quadrado da amplitude do sinal de FM, tornando maior a necessidade de um limitador na entrada do discriminador.

Convém notar que, embora a variável da abcissa do gráfico da Fig. 11.5 seja proporcional à frequência  $\omega_i(t)$ , não podemos interpretar aquela curva como sendo a da resposta de um filtro. Isto porque toda a análise foi feita no domínio do tempo e a frequência instantânea  $\omega_i(t)$  é uma função do tempo que não deve ser confundida com frequência espectral, como vimos anteriormente.

Analisemos agora uma outra forma do discriminador com linha de retardo que chamaremos de versão prática. Esta foi a versão implementada e utilizada em nossos testes.

## 11.2 - Versão Prática do Discriminador

Neste caso, o combinador de potências da versão anterior é substituído por um acoplador híbrido. A vantagem dessa substituição se deve ao fato de que acima de 1 GHz, bons acopladores híbridos são mais fáceis de serem implementados na prática do que bons combinadores de potência do tipo junção T [WH.1]. O acoplador híbrido de 3 dB usado é um dispositivo de quatro portas cuja representação é aquela mostrada na Fig. 11.6.

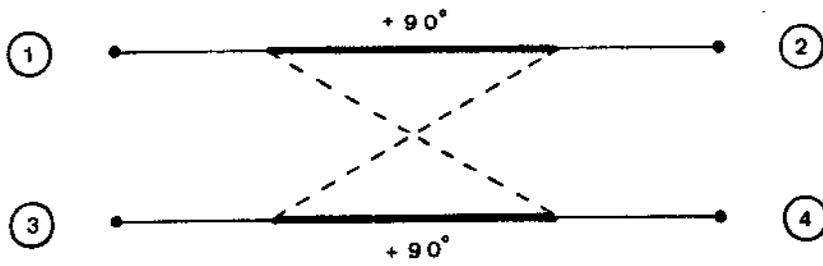


Fig. 11.6 - Acoplador Híbrido

Este acoplador será analisado em detalhes no Capítulo IV. Por ora, precisamos saber apenas que se aplicarmos um sinal  $V_1$  (com frequência igual à frequência central  $\omega_c$  de operação do acoplador híbrido) à porta 1, com todas as outras portas casadas, as respostas obtidas serão dadas por

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \angle +90^\circ \quad 11.36$$

$$\frac{V_3}{V_1} = 0 \quad 11.37$$

$$\frac{V_4}{V_1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 0^\circ \quad 11.38$$

A Fig. 11.7 mostra a segunda versão do discriminador.

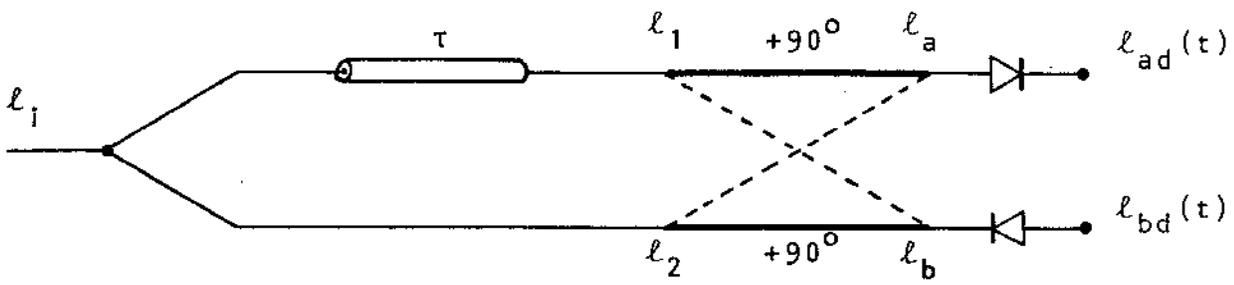


Fig. 11.7 - Versão Prática do Discriminador

Como anteriormente, (eq. 11.5 e 11.6)

$$l_1(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0(t-\tau) + \phi(t-\tau)) \quad 11.39$$

$$l_2(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.40$$

As saídas do acoplador híbrido de 3 dB, temos, por superposição,

$$l_a(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau) + \pi/2) + \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.41$$

$$l_b(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau)) + \frac{A}{2} \cos(\omega_0 t + \phi(t) + \pi/2) \quad 11.42$$

A identidade trigonométrica da equação 11.8 nos leva a:

$$l_a(t) = A \cos\left(\frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} - \frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau) + \pi/2}{2}\right) \quad 11.43$$

$$\begin{aligned} \ell_b(t) &= A \cos \left( \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \cdot \\ &\quad \cdot \cos \left( \omega_0 t + \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau) + \pi/2}{2} \right) \end{aligned} \quad 11.44$$

Observamos que  $\ell_a(t)$  e  $\ell_b(t)$  são senóides de frequência  $\omega_0$ , moduladas em amplitude por

$$R_a(t) = A \cos \left( \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} - \frac{\pi}{4} \right) \quad 11.45$$

e

$$R_b(t) = A \cos \left( \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \quad 11.46$$

respectivamente, e moduladas em fase por

$$\psi_a(t) = \psi_b(t) = \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau) + \pi/2}{2} \quad 11.47$$

Deste modo, a detecção de envoltória das saídas do acoplador híbrido pode recuperar a informação contida no sinal de FM. Seja inicialmente a detecção linear das envoltórias de  $\ell_a(t)$  e  $\ell_b(t)$ . Na Fig. 11.7 podemos observar que o detetor aplicado a  $\ell_b(t)$  está invertido, de modo que as saídas dos dois detetores são

$$\begin{aligned} \ell_{ad}(t) &= k_\ell |R_a(t)| = \\ &= A \cdot k_\ell \left| \cos \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} - \frac{\pi}{4} \right| \end{aligned} \quad 11.48$$

$$\begin{aligned} \ell_{bd}(t) &= -k_\ell |R_b(t)| = \\ &= -A \cdot k_\ell \left| \cos \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} + \frac{\pi}{4} \right| \end{aligned} \quad 11.49$$

Como anteriormente, (equação 11.17)

$$\phi(t) - \phi(t-\tau) = k_f \cdot \tau \cdot s(t) \quad 11.50$$

Façamos, como na equação 11.18

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} \cong \\ &\cong \frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{k_f \cdot \tau \cdot s(t)}{2} = \\ &= \frac{\tau}{2} \omega_i(t) \end{aligned} \quad 11.51$$

A Fig. 11.8 mostra as curvas de  $\ell_{ad}(t)$  e  $\ell_{bd}(t)$  em função de  $\theta(t)$ .

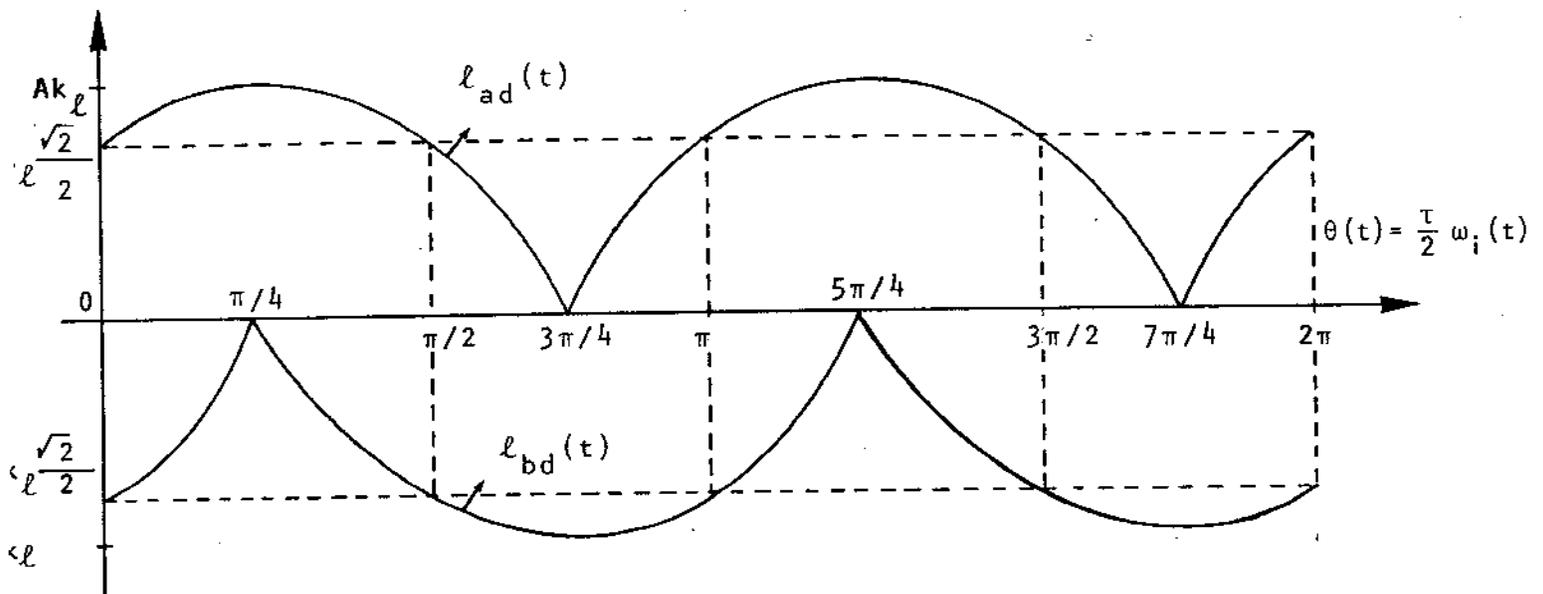


Fig. 11.8 - Curvas das saídas dos detetores lineares de envoltória.

Estas curvas possuem regiões em que são aproximadamente lineares, isto é, regiões em que suas derivadas com relação a  $\theta(t)$  são

quase constantes. Dada uma frequência  $\omega_0$ , o intervalo  $\tau$  deve ser escolhido para que o valor médio de  $\theta(t)$  ocorra em uma dessas regiões "lineares" e possamos aproximar o sinal de informação pela saída de um dos detetores. Algumas dessas regiões, para a curva de  $\ell_{ad}(t)$  são:

$$1) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{3\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \leq \frac{3\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.52$$

$$2) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{3\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \geq \frac{3\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.53$$

$$3) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{7\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \leq \frac{7\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.54$$

$$4) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{7\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \geq \frac{7\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.55$$

Para se utilizar a saída  $\ell_{bd}(t)$ , temos que escolher outras regiões. Exemplos das regiões que podem ser usadas para demodulação com  $\ell_{bd}(t)$  são:

$$1) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \leq \frac{\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.56$$

$$2) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \geq \frac{\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.57$$

$$3) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{5\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \leq \frac{5\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.58$$

$$4) \frac{\omega_0 \tau}{2} \text{ próximo de } \frac{5\pi}{4} \text{ e } \theta(t) \geq \frac{5\pi}{4}, \quad \forall t \quad 11.59$$

Evidentemente, estamos supondo que

$$|k_f \cdot \tau \cdot s(t)| \ll \frac{\pi}{2}, \quad \forall t \quad 11.60$$

ou que

$$\tau \cdot \Delta\omega \ll \frac{\pi}{2} \quad 11.61$$

É interessante observar que se fizermos  $\omega_0\tau/2$  corresponder a uma das quinas das curvas da Fig. 11.8, como por exemplo  $\omega_0\tau/2 = 3\pi/4$  para a curva de  $\ell_{ad}(t)$ , o sinal demodulado por  $\ell_{ad}(t)$  sofrerá uma distorção não linear bastante forte, causada pela abrupta descontinuidade da derivada de  $\ell_{ad}(t)$  com relação a  $\theta(t)$ . Na verdade esta distorção é tão forte que se a informação transmitida for uma senóide de frequência  $\omega_m$ , o sinal demodulado será uma forma de onda periódica com fundamental igual a  $2\omega_m$ . A não-linearidade do discriminador causou a multiplicação de frequências. Este fato é apresentado mais claramente no Capítulo VI, que trata dos testes efetuados no discriminador.

Uma das desvantagens da detecção linear é o fato de que a demodulação é obtida quando se opera muito perto de uma das quinas das curvas mostradas na Fig. 11.8, correndo-se o risco de afetar o sinal de informação com uma apreciável distorção não-linear.

Se a detecção das envoltórias de  $\ell_a(t)$  e  $\ell_b(t)$  obedece a uma lei quadrática, temos

$$\begin{aligned} \ell'_{ad}(t) &= k_q |R_a(t)|^2 \\ &= A^2 k_q \cos^2 \left( \theta(t) - \frac{\pi}{4} \right) = \\ &= \frac{A^2 k_q}{2} \left( 1 + \cos \left( 2\theta(t) - \frac{\pi}{2} \right) \right) = \\ &= \frac{A^2 k_q}{2} \left( 1 + \text{sen} \left( \tau \omega_i(t) \right) \right) \end{aligned} \quad 11.62$$

onde fizemos uso da equação 11.51 e das identidades trigonométricas

$$\cos^2 a = \frac{1}{2} (1 + \cos 2a) \quad 11.63$$

$$\cos (a - \pi/2) = \text{sen } a \quad 11.64$$

Analogamente, obtemos

$$l'_{bd}(t) = \frac{-A^2 k_q}{2} \left( 1 - \text{sen}(\tau \omega_i(t)) \right) \quad 11.65$$

A Fig. 11.9 mostra as curvas de  $l'_{ad}(t)$  e  $l'_{bd}(t)$  com relação ao ângulo  $\alpha(t) = \tau \omega_i(t)$ .

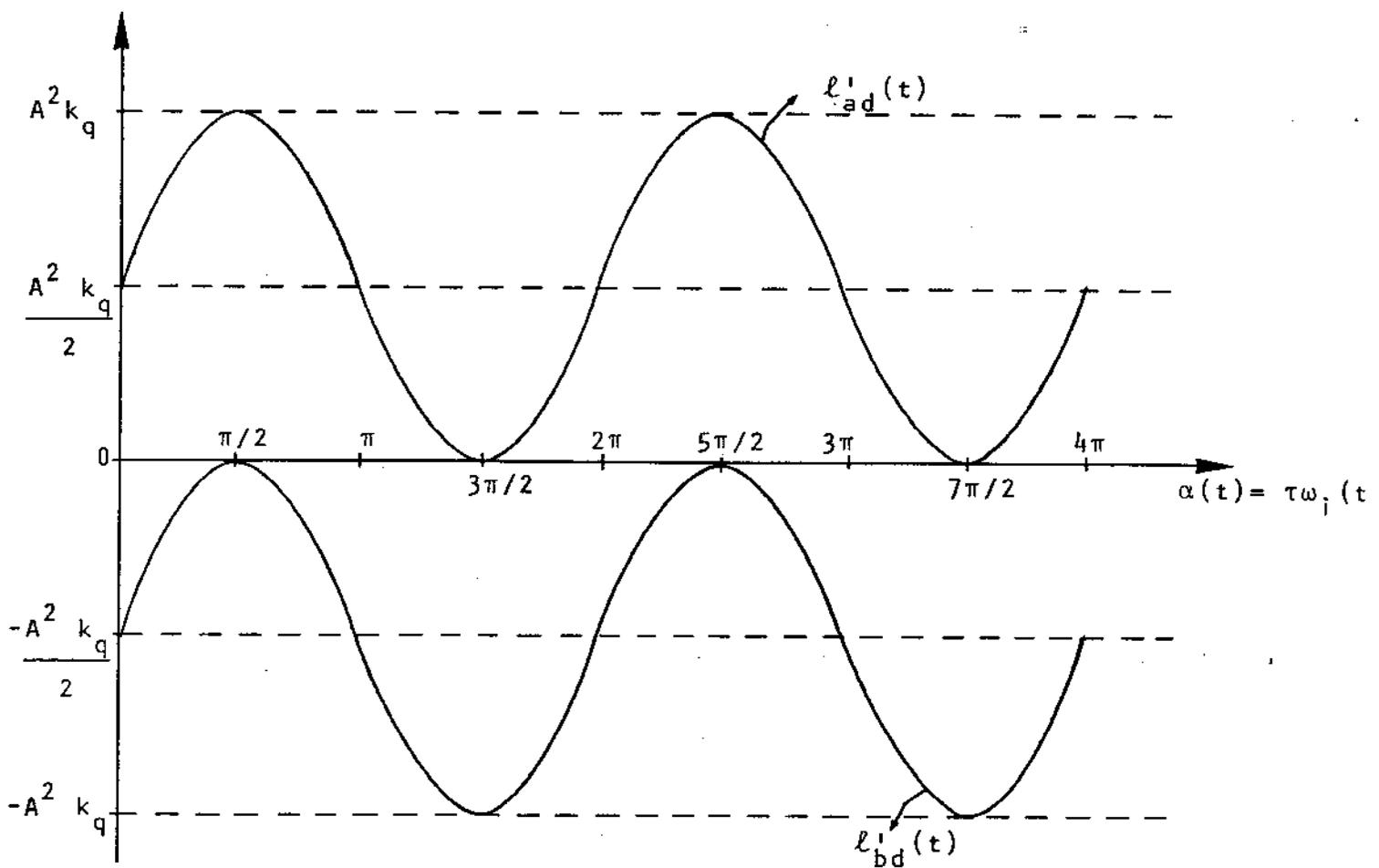


Fig. 11.9 - Curvas das saídas dos detetores quadráticos de envoltória.

Estas curvas são duas senóides da mesma fase e amplitude diferindo apenas no nível DC.

A equação 11.3 nos dá

$$\alpha(t) = \tau \omega_i(t) = \omega_0 \tau + k_f \cdot \tau \cdot s(t). \quad 11.66$$

Assim, o ângulo  $\alpha(t)$  possui uma componente quiescente  $\omega_0 \tau$  e uma componente variável proporcional ao sinal de informação  $s(t)$ . Fazendo

$$\omega_0 \tau = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots, m\pi; \quad m \text{ inteiro positivo} \quad 11.67$$

e considerando que o desvio de  $\alpha(t)$  de seu valor quiescente é muito pequeno quando comparado com  $\pi/2$ ,

$$|k_f \cdot \tau \cdot s(t)| \ll \frac{\pi}{2}, \quad \forall t \quad 11.68$$

podemos aproximar as saídas dos detetores de lei quadrática por

$$\mathcal{L}'_{ad}(t) \cong \begin{cases} \frac{A^2 k_q}{2} \left( 1 + k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right); & \omega_0 \tau = m\pi; \quad m \text{ par} \\ \frac{A^2 k_q}{2} \left( 1 - k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right); & \omega_0 \tau = m\pi; \quad m \text{ ímpar} \end{cases} \quad 11.69$$

$$\mathcal{L}'_{bd}(t) \cong \begin{cases} \frac{-A^2 k_q}{2} \left( 1 - k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right); & \omega_0 \tau = m\pi; \quad m \text{ par} \\ \frac{-A^2 k_q}{2} \left( 1 + k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right); & \omega_0 \tau = m\pi; \quad m \text{ ímpar} \end{cases} \quad 11.70$$

Chegamos assim aos resultados desejados. A menos de um nível DC, que pode ser eliminado por um capacitor de acoplamento, as saídas dos detetores de lei quadrática são proporcionais ao sinal de informação.

Lembramos que toda esta análise foi feita no domínio do tempo e que as saídas dos detetores respondem à variações na frequência instantânea  $\omega_i(t)$  que varia linearmente com o sinal de informação. Anteriormente, já ressaltamos a diferença entre frequência instantânea e frequência espectral.

Quando fizemos a detecção linear das envoltórias  $R_a(t)$  e  $R_b(t)$ , pudemos observar que as regiões apropriadas à demodulação não ocorriam simultaneamente nas duas curvas da Fig. 11.8. No entanto, isto não é verdade para a detecção quadrática. As regiões adequadas à demodulação, quais sejam,  $\alpha(t) = m\pi$ , valem para as duas saídas  $l'_{ad}(t)$  e  $l'_{bd}(t)$ . Desta forma, podemos obter um ganho de 6 dB no sinal demodulado fazendo a soma dos sinais  $l'_{ad}(t)$  e  $l'_{bd}(t)$ .

$$\text{Seja } l'_0(t) = l'_{ad}(t) + l'_{bd}(t) \quad 11.71$$

Desta forma,

$$l'_0(t) \cong \begin{cases} \left( A^2 \cdot k_q \cdot k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right), & \omega_0 \tau = m\pi ; m \text{ par} \\ \left( -A^2 \cdot k_q \cdot k_f \cdot \tau \cdot s(t) \right), & \omega_0 \tau = m\pi ; m \text{ ímpar} \end{cases} \quad 11.72$$

Além do ganho, a utilização de  $l'_0(t)$  nos oferece a vantagem da eliminação do nível DC.

A Fig. 11.10 mostra um discriminador completo que fornece o sinal demodulado  $l'_0(t)$ , assim como a curva de  $l'_0(t)$  em função de  $\alpha(t)$ .

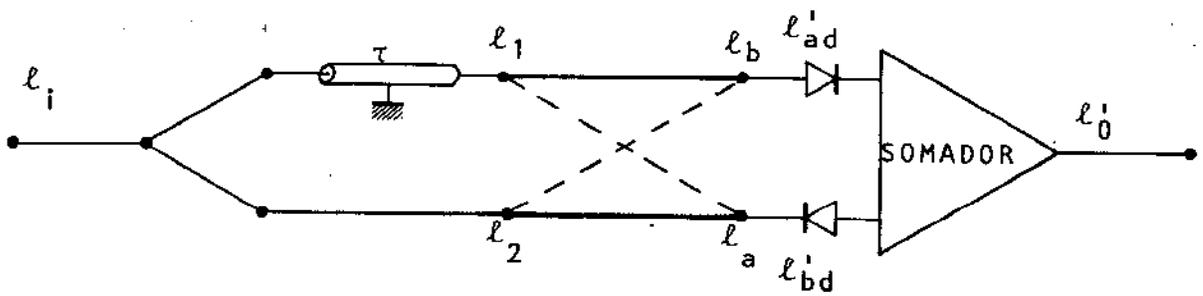


Fig. 11.10 - (a) Variação da versão prática do discriminador

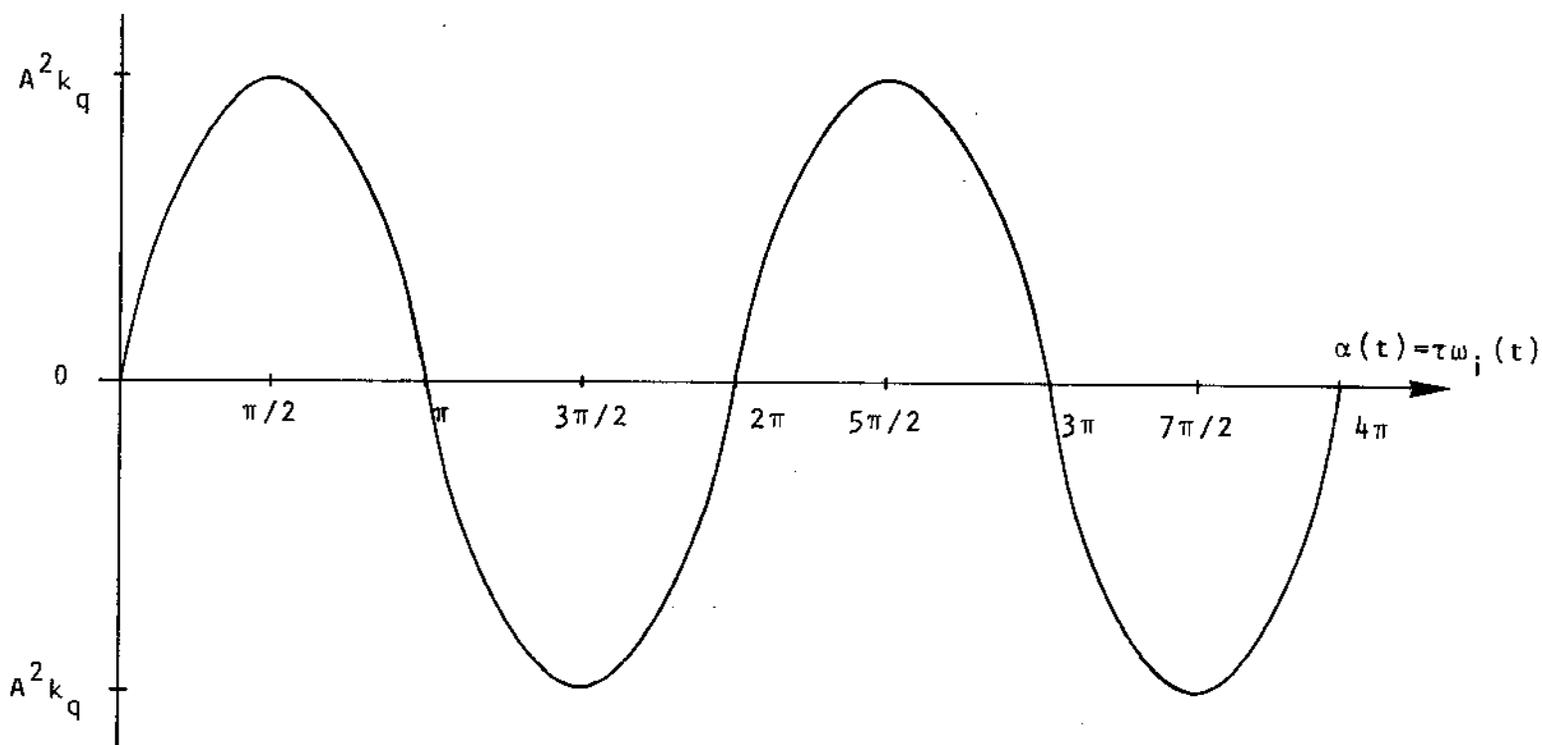


Fig.11.10 - (b) Curva da saída do somador.

Em todos esses discriminadores, o elemento sensível à frequência é a linha de retardo. O atraso  $\tau$  fornecido por esta linha é constante e depende apenas do seu comprimento  $\Delta L$  e da velocidade de fase do sinal em seu meio. Logo, a diferença de fase entre seus extremos  $\omega\tau$  ( $\omega$  é a frequência do sinal incidente) será proporcional à frequência do sinal. O acoplador híbrido faz então uma medição desta diferença de fase e assim conseguimos recuperar o sinal de informação contido nas variações da frequência instantânea do sinal.

Vejamos agora mais um circuito capaz de demodular sinais de FM, por intermédio de uma linha de retardo.

### 11.3 - Outra Versão do Discriminador

A Fig. 11.11 mostra o diagrama da versão que apresentamos nesta seção.

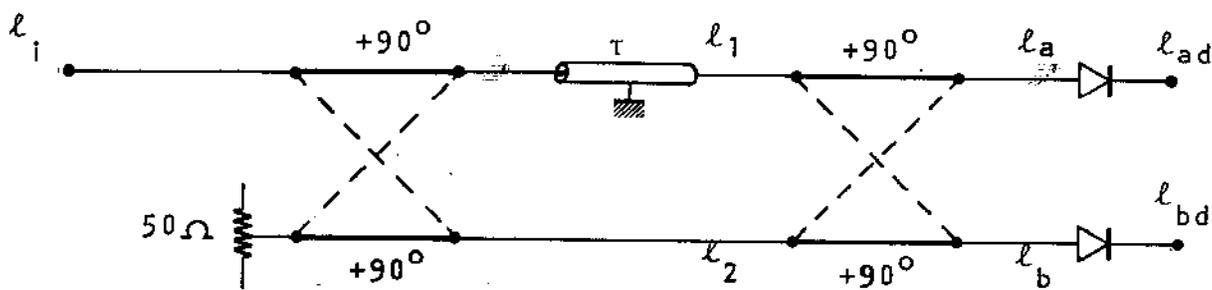


Fig. 11.11 - Outra versão do Discriminador

O divisor de potência foi substituído por um outro acoplador-híbrido, com uma de suas portas terminada em  $50\Omega$ .

Seja o sinal de FM de entrada dado por

$$l_i(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.73$$

Assim,

$$l_1(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0(t-\tau) + \phi(t-\tau) + \pi/2) \quad 11.74$$

$$l_2(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.74$$

Passando pelo segundo acoplador híbrido, temos

$$l_a(t) = \frac{A}{2} \left[ \cos(\omega_0(t-\tau) + \phi(t-\tau) + \pi) + \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \right] \quad 11.76$$

$$l_b(t) = \frac{A}{2} \left[ \cos(\omega_0(t-\tau) + \phi(t-\tau) + \pi/2) + \cos(\omega_0 t + \phi(t) + \pi/2) \right] \quad 11.77$$

A identidade trigonométrica da equação 11.8 nos leva a

$$l_a(t) = A \cos \left( \theta(t) - \frac{\pi}{2} \right) \cos \left( \omega_0 t + \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau) + \pi}{2} \right) \quad 11.78$$

$$l_b(t) = A \cos \theta(t) \cos \left( \omega_0 t + \frac{-\omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau) + \pi}{2} \right) \quad 11.79$$

onde, como anteriormente,

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \frac{\omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)}{2} \cong \\ &\cong \frac{\omega_0 \tau}{2} + \frac{k_f \cdot \tau \cdot s(t)}{2} \end{aligned} \quad 11.80$$

Obtemos, assim, dois sinais cujas envoltórias são

$$\begin{aligned} R_a(t) &= A \cos \left( \theta(t) - \frac{\pi}{2} \right) = \\ &= A \operatorname{sen} \theta(t) \end{aligned} \quad 11.81$$

$$R_b(t) = A \cos \theta(t) \quad 11.82$$

Note-se que desta vez, os dois detetores possuem a mesma direção.

Evidentemente, se fizermos a detecção linear destas envoltórias, obteremos

$$\begin{aligned} l_{ad}(t) &= k_\ell |R_a(t)| = \\ &= A k_\ell |\operatorname{sen} \theta(t)| \end{aligned} \quad 11.83$$

$$\begin{aligned} l_{bd}(t) &= k_\ell |R_b(t)| = \\ &= A k_\ell |\cos \theta(t)| \end{aligned} \quad 11.84$$

onde  $k_\ell$  é uma constante que depende da eficiência dos detetores.

As curvas da Fig. 11.12 mostram  $\ell_{ad}(t)$  e  $\ell_{bd}(t)$  como função de  $\theta(t)$ .

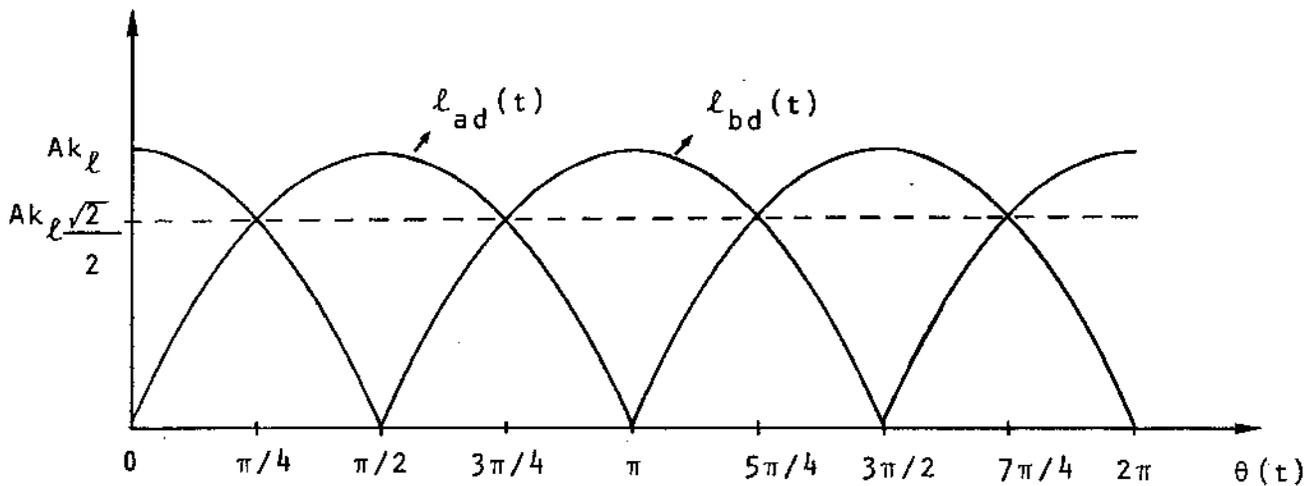


Fig. 11.12 - Curvas das saídas dos detetores lineares de envoltória.

Podemos utilizar as regiões lineares desta curva para fazer a demodulação, como anteriormente. Outra possibilidade, no entanto, é tomar a razão entre  $\ell_{ad}(t)$  e  $\ell_{bd}(t)$  obtendo

$$\ell_r(t) = \frac{\ell_{ad}(t)}{\ell_{bd}(t)} = |\tan \theta(t)| \quad 11.85$$

A Fig. 11.13 mostra a variação de  $\ell_r(t)$  com  $\theta(t)$ .

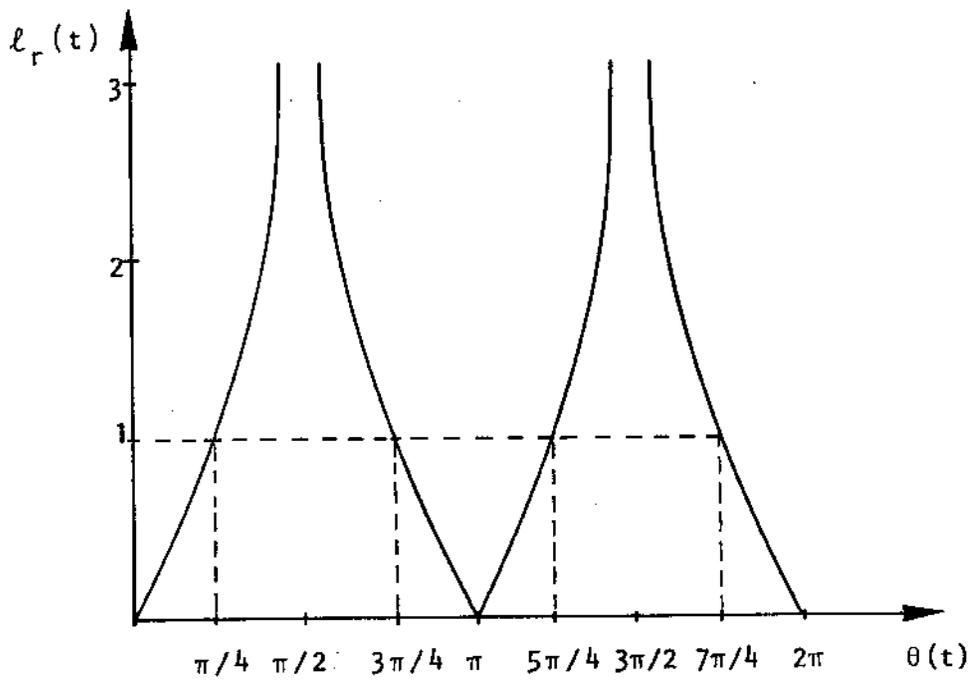


Fig. 11.13. - Curva da razão entre as saídas dos detetores lineares.

Esta curva possui regiões aproximadamente lineares e, portanto, adequadas à demodulação, nas proximidades de  $\theta = 0, \pi, 2\pi, \dots, n\pi$ . Como nos casos anteriores de detecção linear de envoltória, existem quinas na curva de  $l_r(t)$  muito próximas das regiões lineares, que podem distorcer seriamente o sinal de informação demodulado. Portanto, deve-se tomar cuidado para que o intervalo de variação de  $\theta(t)$  não inclua os múltiplos de  $\pi$ .

A vantagem oferecida pela demodulação através de  $l_r(t)$  é a alta rejeição de AM, pois  $l_r(t)$  não varia com a amplitude do sinal FM de entrada. No entanto, a linearidade oferecida neste caso não é tão boa quanto nos casos anteriores, em que a saída variava com  $|\cos \theta|$  ou  $|\sin \theta|$ , como veremos na próxima seção.

Contudo, mais frequentemente a potência do sinal de FM esta

rã na região de operação quadrática dos detetores. Neste caso, as saídas serão

$$l'_{ad}(t) = A^2 k_q \text{sen}^2 \theta(t) \quad 11.86$$

$$l'_{bd}(t) = A^2 k_q \text{cos}^2 \theta(t) \quad 11.87$$

Como anteriormente, estas funções podem ser usadas para a demodulação, mas vejamos outras possibilidades. A razão entre estes dois sinais, será

$$\frac{l'_{ad}(t)}{l'_{bd}(t)} = \tan^2 \theta(t) \quad 11.88$$

que não é particularmente desejável. Contudo, o logaritmo desta razão

$$\begin{aligned} \text{Ln} \left[ \frac{l'_{ad}(t)}{l'_{bd}(t)} \right] &= \text{Ln} \tan^2 \theta(t) = \\ &= 2 \text{Ln} |\tan \theta(t)| \end{aligned} \quad 11.89$$

possui uma forma semelhante à de  $\tan \theta$ , com o dobro do número de polos, e pode ser usada para demodulação. Assim como  $l_r(t)$ , a função  $\text{Ln} \tan \theta(t)$  oferece a vantagem de ser imune às variações de amplitude do sinal de FM.

O processo de divisão de sinais, normalmente obedece à seguinte sequência: tomam-se os logaritmos dos sinais, efetua-se a subtração e então toma-se o anti-logaritmo da diferença [W1.2]. Desta forma, o uso da função  $2 \text{Ln} |\tan \theta(t)|$  economiza uma operação.

A Fig.11.14 apresenta um esboço da função  $\text{Ln} |\tan \theta|$ . As regiões aproximadamente lineares ocorrem em torno dos pontos  $\theta$  tais que  $\text{Ln} |\tan \theta| = 0$ .

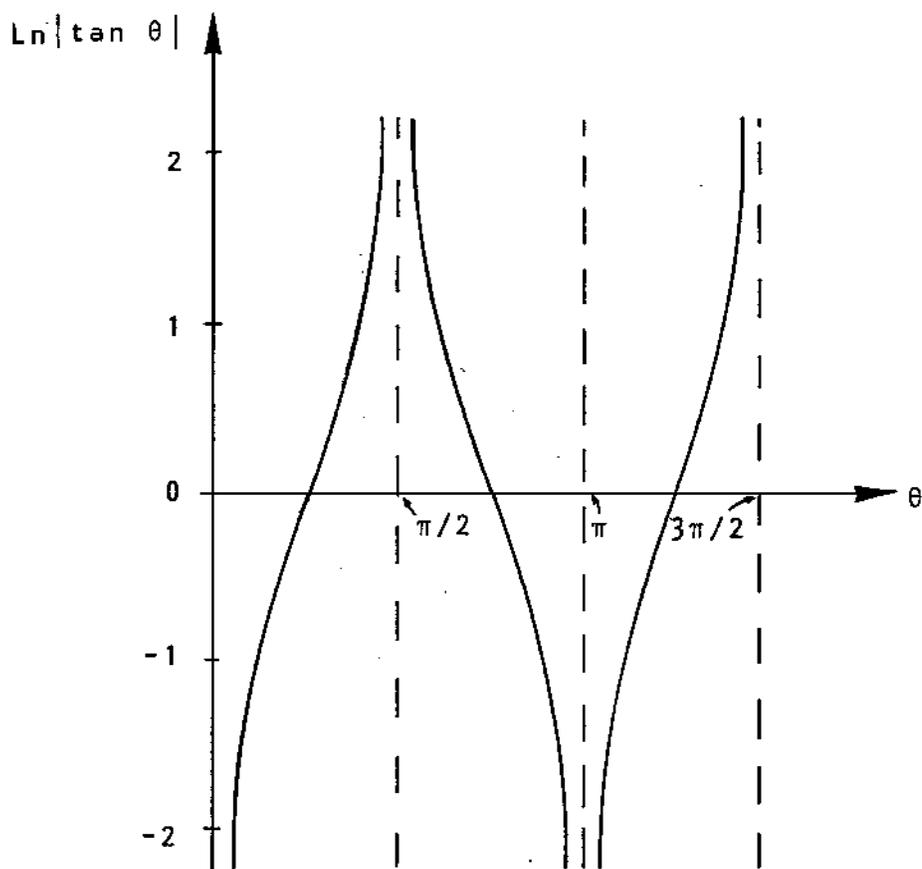


Fig. 11.14 - Curva do logaritmo da razão entre as saídas dos detetores quadráticos.

Os sinais demodulados por todos esses discriminadores são sujeitos a certas distorções. Na próxima seção estudamos a natureza destas distorções e como minimizá-las ou corrigi-las.

#### 11.4 - Distorções e limitações

Na seção 11.1 vimos que (equação 11.16)

$$\phi(t) - \phi(t-\tau) = k_f s(t) * G_\tau(t-\tau/2) \quad 11.90$$

Se a informação  $s(t)$  for aproximadamente constante durante o intervalo  $\tau$ , podemos aproximar (equação 11.17)

$$\phi(t) - \phi(t-\tau) \cong k_f \cdot \tau \cdot s(t) \quad 11.91$$

No entanto, se o sinal de informação variar rapidamente,

Isto é, possuir uma faixa larga, esta aproximação não mais será válida.

Seja

$$u(t) = \phi(t) - \phi(t-\tau) \quad 11.92$$

Logo,

$$u(t) = k_f s(t) * G_\tau(t-\tau/2) \quad 11.93$$

A Transformada de Fourier da função porta é dada por

$$F[G_\tau(t)] = \tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \quad 11.94$$

onde  $\text{Sa}(\omega\tau/2)$  é a função de amostragem definida como

$$\text{Sa}(X) = \frac{\text{sen } X}{X} \quad 11.95$$

Usando os Teoremas de deslocamento e convolução no domínio do tempo [LA.2], temos

$$F[u(t)] = U(\omega) = k_f \cdot \tau \cdot S(\omega) \cdot \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \cdot e^{-j\omega\tau/2} \quad 11.96$$

onde  $S(\omega)$  é a Transformada de Fourier de  $s(t)$ .

Se passarmos o sinal  $s(t)$ , com função de densidade espectral (Transformada de Fourier)  $S(\omega)$ , através de um filtro linear com resposta dada por

$$H(\omega) = \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) = \text{Sa}(\pi f\tau) \quad 11.97$$

seguido por uma linha de retardo ideal de atraso  $\tau/2$  e por um amplificador de ganho  $k_f \cdot \tau$ , como mostrado na Fig. 11.15, obteremos à saída um sinal de Transformada  $U(\omega)$ , como na equação 11.96.

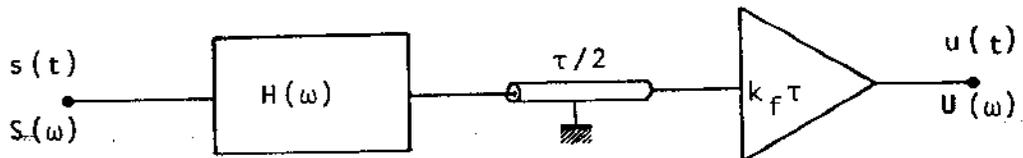


Fig. 11.15 - Circuito equivalente à equação 11.96.

Assim,  $u(t)$  é igual ao sinal  $s(t-\tau/2)$  aumentado por um amplificador de ganho  $k_f \cdot \tau$  e distorcido linearmente por um filtro de resposta  $H(\omega)$ . Este tipo de distorção vem introduzir limitações na largura da faixa de informação que pode ser demodulada pelo discriminador. Estas limitações dependerão do atraso  $\tau$  empregado. Quanto maior o valor de  $\tau$ , mais estreita deve ser a faixa de informação. Por outro lado, uma redução no valor de  $\tau$  provoca uma diminuição do fator de ganho  $k_f \cdot \tau$ . Portanto, deve-se buscar uma solução de compromisso para o atraso  $\tau$ . Evidentemente,  $\tau$  deve também satisfazer as condições para que o ângulo  $\omega_0 \tau$  seja apropriado à demodulação, isto é, esteja numa das regiões aproximadamente lineares das saídas dos detetores.

Da Fig. 11.5 verificamos que os valores de  $\omega_0 \tau$  adequados à demodulação com a versão simplificada do discriminador são (equação 11.32)

$$\omega_0 \tau = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots, \frac{(2n-1)\pi}{2}; n \text{ inteiro positivo} \quad 11.98$$

No Capítulo I vimos que o sistema que desejamos construir utilizará um sinal de FM com frequência central de

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1.5 \text{ GHz} \quad 11.99$$

Substituindo o valor de  $\omega_0$  dado pela equação 11.99 na equação 11.98, obtemos os valores de atraso  $\tau$  que podem ser usados na versão simplificada do discriminador (considerando operação quadrática dos detetores).

Seja  $n=1$ , isto é,  $\omega_0 \tau = \pi/2$ . Neste caso temos

$$\tau \Big|_{n=1} = \frac{\pi}{2 \times 2\pi f_0} = \frac{1}{4f_0} = \frac{1}{6} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.100$$

Analogamente, temos

$$\tau \Big|_{n=2} = \frac{1}{2} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.101$$

$$\tau \Big|_{n=3} = \frac{5}{6} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.102$$

Em cada um desses valores de tempo de atraso corresponderá uma resposta do filtro de distorção linear  $H(\omega)$ . Da equação 11.97, calculamos

$$\begin{aligned} H(\omega) \Big|_{n=1} &= \text{Sa} \left( \pi f \cdot \frac{10^{-9}}{6} \right) = \\ &= \text{Sa} (0.5236 f \times 10^{-9}) \end{aligned} \quad 11.103$$

$$H(\omega) \Big|_{n=2} = \text{Sa} (1.5708 f \times 10^{-9}) \quad 11.104$$

$$H(\omega) \Big|_{n=3} = \text{Sa} (2.6180 f \times 10^{-9}) \quad 11.105$$

A Fig. 11.16, a seguir, mostra as respostas do filtro linear para esses três valores de  $n$ .

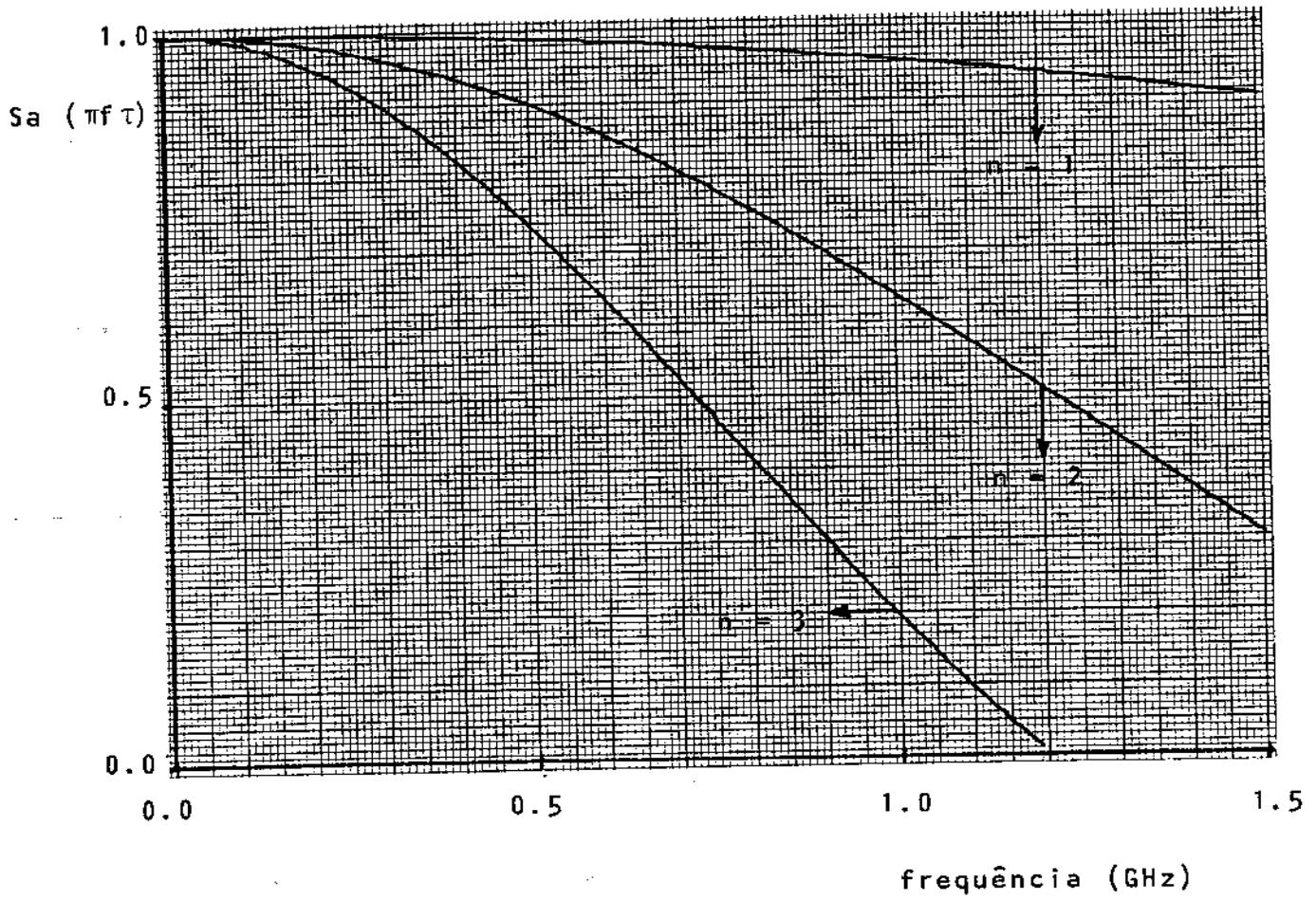


Fig. 11.16 - Curvas de Distorção Linear  
(versão simplificada do  
discriminador)

O limite superior da faixa do sinal de informação, isto é, do sinal modulador, é designado por  $f_m = \omega_m/2\pi$ . O sistema que pretendemos construir deverá ser capaz de transmitir sinais de até 400MHz. Portanto,

$$f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = 400 \text{ MHz} \quad 11.106$$

A distorção linear  $H(\omega)$ , como evidencia a Fig. 11.16, introduzirá uma atenuação nas componentes de alta frequência do sinal. Os valores de  $H(\omega_m)$  ( $\omega_m$  dado pela equação 11.106) para os três primeiros valores de  $n$ , isto é, para os três melhores casos da versão simplificada do discriminador serão

$$H(\omega_m) = 0.9929 \quad ; \quad n=1$$

$$H(\omega_m) = 0.9355 \quad ; \quad n=2 \quad 11.107$$

$$H(\omega_m) = 0.8270 \quad ; \quad n=3$$

Observamos claramente o aumento da distorção linear com o aumento do tempo de atraso  $\tau$ . Para o caso em que  $n=1$ , a distorção é bastante pequena, praticamente imperceptível, pois a maior frequência da faixa de informação sofre uma atenuação de menos de 1%.

Para os casos em que  $n=2$  ou  $n=3$ , a distorção é um pouco mais pronunciada, mas ainda suficientemente pequena para ser aceitável. Nos casos em que esta distorção torna-se apreciável, podemos tentar corrigi-la através de uma pré-ênfase, isto é, passando o sinal  $s(t)$  por um filtro linear de resposta em frequência igual a...  $H_1(\omega) = [H(\omega)]^{-1}$  antes de aplicá-lo ao modulador de FM, isto é, ao OCV. Deste modo, temos (equação 11.96)

$$\begin{aligned} U(\omega) &= k_f \tau S(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau/2} \cdot H(\omega) \cdot [H(\omega)]^{-1} = \\ &= k_f \tau S(\omega) e^{-j\omega\tau/2} \end{aligned} \quad 11.108$$

e nos livramos da incômoda presença de  $H(\omega)$ .

Esta fórmula mágica também possui suas limitações, pois evidentemente, é impossível recuperar o espectro do sinal nas fre

quências em que  $H(\omega) = 0$ .

Vejamos agora como esta distorção linear afeta os sinais demodulados pela versão prática do discriminador. Da Fig. 11.9 e da equação 11.67, temos que os valores do ângulo  $\omega_0\tau$  adequados à demodulação são

$$\omega_0\tau = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots, m\pi \quad m \text{ inteiro positivo} \quad 11.109$$

Consideremos os cinco primeiros valores de  $m$ . Assim, temos

$$\tau \Big|_{m=1} = \frac{1}{3} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.110$$

$$\tau \Big|_{m=2} = \frac{2}{3} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.111$$

$$\tau \Big|_{m=3} = 1 \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.112$$

$$\tau \Big|_{m=4} = \frac{4}{3} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.113$$

$$\tau \Big|_{m=5} = \frac{5}{3} \times 10^{-9} \text{ seg.} \quad 11.114$$

As respostas do filtro  $H(\omega)$  correspondentes a cada um desses valores de  $\tau$  são

$$\begin{aligned} H(\omega) \Big|_{m=1} &= \text{Sa} \left( \frac{\pi f}{3} \times 10^{-9} \right) = \\ &= \text{Sa} (1.0472 f \times 10^{-9}) \end{aligned} \quad 11.115$$

$$H(\omega) \Big|_{m=2} = \text{Sa} (2.0944 f \times 10^{-9}) \quad 11.116$$

$$H(\omega) \Big|_{m=3} = \text{Sa} (3.1416 f \times 10^{-9}) \quad 11.117$$

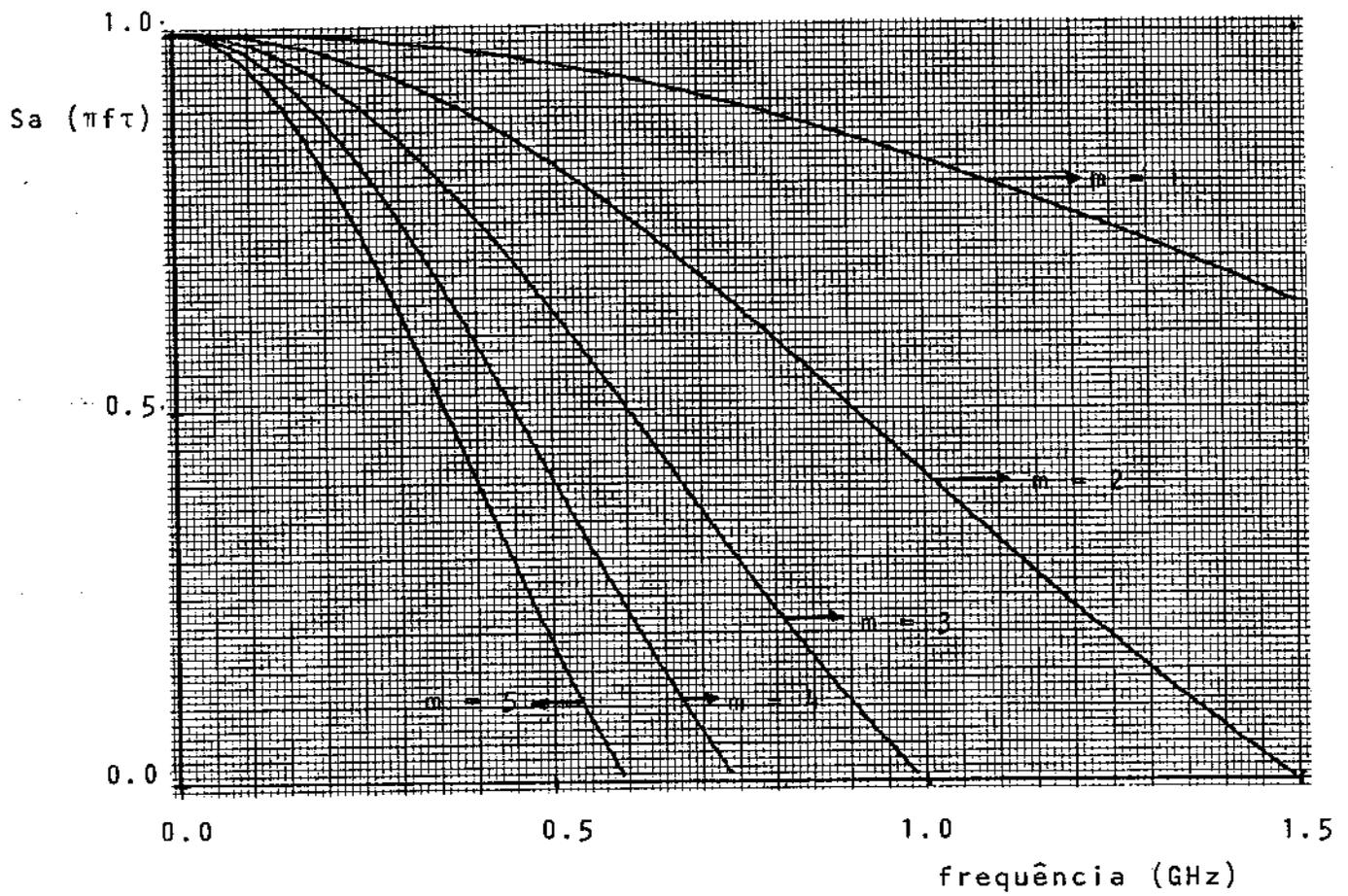


Fig. II.17 - Curvas de Distorção Linear  
(versão Prática do  
discriminador)

$$H(\omega) = \text{Sa} (4.1888 f \times 10^{-9}) \quad \text{II.118}$$

$m=4$

$$H(\omega) = \text{Sa} (5.2360 f \times 10^{-9}) \quad \text{II.119}$$

$m=5$

A Fig.11.17 mostra as curvas destas respostas.

Os valores de  $H(\omega)$  no limite superior de nossa faixa de informação  $\omega_m = 2\pi \times 400 \times 10^6$  rad/seg são

$$\begin{aligned} H(\omega_m) &= 0,9710, \quad m=1 \\ H(\omega_m) &= 0,8870, \quad m=2 \\ H(\omega_m) &= 0,7568, \quad m=3 \\ H(\omega_m) &= 0,5936, \quad m=4 \\ H(\omega_m) &= 0,4135, \quad m=5 \end{aligned} \quad \text{II.120}$$

Observamos que para  $m=1$ , isto é, no melhor caso da versão prática do discriminador, a distorção é insignificante. Para  $m=2$  a distorção é ainda bastante pequena e para  $m=3$  temos em  $f=400\text{MHz}$  quase que o ponto de 3 dB do filtro (0,5 em potência e 0,707 em tensão). Para  $m=4$  e  $m=5$  é aconselhável o uso de pré-ênfase para corrigir os efeitos da distorção linear.

Pode causar espêcie o fato de que o filtro linear de res-  
posta

$$H(\omega) = \text{Sa} \left( \frac{\omega\tau}{2} \right) \quad \text{II.121}$$

não possa ser realizado fisicamente. Isto porque a resposta ao im-  
pulso deste filtro é (vide Fig.11.18)

$$h(t) = G_{\tau}(t) \quad \text{II.122}$$

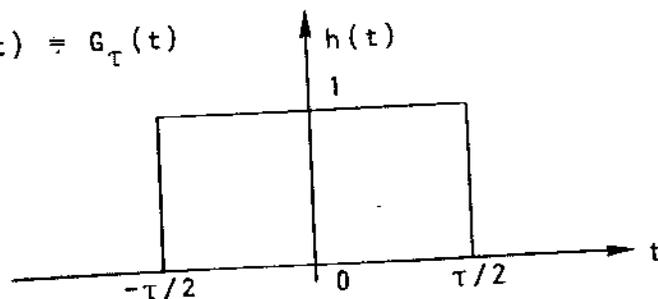


Fig.11.18  
Anti-transformada de  $H(\omega)$

e assim  $h(t)$  não satisfaz a condição de causalidade {LA.3} que impõe  $h(t) = 0$  para  $t < 0$ .

No entanto, podemos observar que  $H(\omega)$  está sempre acompanhado do termo  $e^{-j\omega\tau/2}$ , e o filtro de resposta

$$\begin{aligned} H_2(\omega) &= H(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau/2} = \\ &= S_a\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \cdot e^{-j\omega\tau/2} \end{aligned} \quad 11.123$$

satisfaz perfeitamente a condição de causalidade. O motivo pelo qual isolamos  $H(\omega)$  de seu termo de fase foi a intenção de mostrar o verdadeiro causador das distorções lineares sofridas pelo sinal de informação.

Além da distorção linear que acabamos de estudar, o sinal de informação é também afetado por uma distorção não linear devida ao fato de tomarmos uma função não linear de  $u(t)$  como uma aproximação de  $u(t)$ .

Em todas as versões do discriminador estudadas, as funções não lineares que tomamos como aproximações do sinal de informação assumiram três formas básicas. A primeira delas foi a forma senoidal, obtida na maior parte dos casos (vide Figs. 11.4, 11.5, 11.8, 11.9 e 11.10). Para esta função a aproximação envolvida foi do tipo

$$\text{sen} X \cong X \quad \text{para } X \ll \pi/2 \quad 11.124$$

A segunda forma observada foi a da função tangente (vide Fig. 11.13). Neste caso a aproximação foi do tipo

$$\text{tan} X \cong X \quad \text{para } X \ll \pi/2 \quad 11.125$$

Finalmente, a terceira forma vista foi (Fig. 11.14) a da função  $(\text{Ln tan } X)$ , caso em que a aproximação foi do tipo

$$\text{Ln tan } (X + \pi/4) \cong 2X \quad \text{para } X \ll \pi/4 \quad 11.126$$

Na equação 11.126 usamos o fato de que a derivada de  $\ln \tan (X+\pi/4)$  com relação a  $X$ , no ponto em que  $X = 0$  é

$$\left. \frac{d}{dX} \left( \ln \tan (X+\pi/4) \right) \right|_{X=0} = \left. \frac{2}{\sin (2X+\pi/2)} \right|_{X=0} = 2 \quad 11.127$$

A tabela 11.1 apresenta informações quanto aos desvios da linearidade destas três funções para os ângulos de  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  e  $30^\circ$ , isto é, para  $\pi/18$ ,  $\pi/9$ , e  $\pi/6$  rad, respectivamente.

$f(X)$ \ $X$	$10^\circ$ ou $\pi/18 =$ $=0,17453$ rad	$20^\circ$ ou $\pi/9 =$ $=0,34907$ rad	$30^\circ$ ou $\pi/6 =$ $=0,52360$ rad
sen X	0,17365	0,34202	0,50000
$\frac{\text{sen } X}{X}$	0,99495	0,97980	0,95493
desvio de linearidade para sen X	-0,51%	-2,02%	-4,507%
tan X	0,17633	0,36397	0,57735
$\frac{\text{tan } X}{X}$	1,01030	1,04269	1,10266
desvio de linearidade para tan X	+1,03%	+4,27%	+10,27%
$\ln \tan (X+\pi/4)$	0,35638	0,76291	1,31696
$\frac{\ln \tan (X+\pi/4)}{2X}$	1,02095	1,09279	1,25760
desvio de linearidade para $\ln \tan X$	+2,1%	+9,28%	+25,76%

Tabela 11.1

Podemos verificar que a função  $\ln \tan(X+\pi/4)$  não possui muito boa linearidade em torno de  $X=0$ . A melhor linearidade é apresentada pela função seno, que possui um desvio de apenas 4,5% para um ângulo de  $30^\circ$ .

Dos desvios de linearidade apresentados na Tabela 11.1, observamos que a distorção provocada pela função seno é caracterizada por uma atenuação dos picos do sinal, enquanto para as outras duas funções esta distorção apresenta-se com uma amplificação dos picos do sinal demodulado. Tomando o desvio de linearidade de 4,5% como satisfatório e considerando operação quadrática dos detetores, podemos permitir variações de  $\pm \pi/6$ , em torno do valor quiescente, no argumento da função seno. Este argumento, no caso mais comum de operação quadrática dos detetores, é dado por

$$\alpha(t) = \tau \omega_1(t) = \omega_0 \tau + k_f \tau s(t) \quad 11.128$$

Logo,

$$|k_f \tau \cdot s(t)| \leq \pi/6 \quad 11.129$$

Como vimos na equação 11.4, o desvio máximo de frequência central  $\omega_0$  é

$$\Delta\omega = k_f \cdot \left| s(t) \right|_{\text{máx}} \quad 11.130$$

Assim, da equação 11.129 e 11.130, temos

$$\tau \cdot \Delta\omega \leq \pi/6 \quad 11.131$$

$$\therefore \tau \cdot \Delta f \leq 1/12 \quad 11.132$$

A cada valor de  $\tau$  corresponderá um desvio máximo da frequência central que nos garantirá um desvio de linearidade não superior a 4,5%. A tabela 11.2 mostra os valores de  $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$  para diferentes valores do tempo de atraso  $\tau$ . Nesta tabela consideramos frequência central de 1,5 GHz e desvio de linearidade máximo de 4,5%.

$\omega_0 \tau$	$\tau$ (ns)	$\Delta f$ (MHz)	$\beta$
$\pi/2$	0,1667	500,0	1,250
$\pi$	0,3333	250,0	0,625
$3\pi/2$	0,5000	166,7	0,417
$2\pi$	0,6667	125,0	0,313
$5\pi/2$	0,8333	100,0	0,250
$3\pi$	1,0000	83,3	0,208
$7\pi/2$	1,1667	71,4	0,179
$4\pi$	1,3333	62,5	0,156
$9\pi/2$	1,5000	55,6	0,139
$5\pi$	1,6667	50,0	0,125

Tabela 11.2

O índice de modulação FM é definido como

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad 11.133$$

Considerando  $f_m = 400$  MHz, isto é, a maior frequência de informação que pretendemos transmitir em nosso sistema de comunicações, obtemos os valores de  $\beta$  apresentados na Tabela 11.2.

Com o aumento do tempo de atraso  $\tau$  temos que o índice de

modulação  $\beta$  exigido para as mesmas condições de linearidade se torna cada vez menor. Para valores de  $\beta$  muito menores que 1, a modulação FM é dita de faixa estreita. Estas considerações serão úteis no próximo capítulo, quando estudarmos a relação sinal/ruído (RSR) oferecida pelo discriminador.

Um outro aspecto relativo às limitações deste sistema de demodulação é o de que o sinal obtido à saída do detetor é a envoltória de uma senóide de frequência  $\omega_0$  que está modulada em amplitude e também em fase, como vimos nas equações 11.9, 11.43, 11.44, 11.78 e 11.79. Deste modo, é preciso que a frequência  $\omega_0$  do sinal modulado seja muito maior que o limite superior da faixa do sinal de banda básica. Em caso contrário, ter-se-á uma grande variação do sinal modulador no intervalo de um ciclo do sinal modulado, e perder-se-á o sentido de envoltória.

Portanto, embora as Figs. 11.16 e 11.17 mostrem uma insignificante distorção não linear para  $n=1$  e  $m=1$ , mesmo em frequência tão altas quanto a frequência central do sinal de FM, e embora se possa fazer a distorção não-linear também desprezível, pelo uso de um desvio de frequência suficientemente pequeno, a faixa do sinal de informação transmitido não poderá ir muito além dos 400 MHz que desejamos.

#### 11.5 - Degradação do Desempenho Causada pelas Características Não Ideais dos Componentes

Uma das vantagens desse tipo de discriminador de frequência é que seu desempenho não é sensivelmente afetado pelas características não ideais de seus componentes. Assim, as respostas calculadas nas seções anteriores são aproximações razoáveis das respostas obtidas na prática.

Nesta seção, analisamos a degradação do desempenho da versão do discriminador mostrada na Fig. 11.10a.

O divisor de potência à entrada do discriminador deve dividir em duas partes iguais a potência do sinal de entrada, cuja faixa se estende de 1 a 2 GHz. A utilização de um divisor de potência compensado, de duas seções de  $\lambda_0/4$  (\*), nos proporciona uma resposta em frequência suficientemente plana para que não precisemos nos preocupar com a influência deste divisor sobre a degradação do desempenho do discriminador.

Da mesma forma, as perdas no meio de transmissão (em nosso caso, microfita) não comprometem o bom funcionamento do discriminador.

O acoplador híbrido, apresentado na Fig. 11.6, deve dividir igualmente a potência que incide na porta 1 entre as portas 2 e 3 (equações 11.36 a 11.38). No entanto, pode ocorrer na prática que esta divisão não seja simétrica, de modo que uma das saídas receba um pouco mais da metade da potência incidente na porta 1. Quando isto ocorre, as equações 11.36 e 11.38 não mais se aplicam. Em seu lugar, teremos, por exemplo,

$$\frac{V_2}{V_1} = c \angle 90^\circ \quad 11.133$$

$$\frac{V_3}{V_1} = c' \angle 0^\circ \quad 11.134$$

onde estamos supondo que a quadratura entre as saídas não é afetada.

A parcela da potência incidente na porta 1 que se dirige para a porta 4 é bastante pequena e pode ser desprezada. Pelo menos motivo, pode-se desprezar a potência refletida na porta 1. Deste modo, toda a potência incidente na porta 1 (considerando todas as outras portas casadas) será repartida entre as portas 2 e 3. Logo,

$$\left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{V_3}{V_1}\right)^2 = 1 \quad 11.135$$

$$c^2 + c'^2 = 1 \quad 11.136$$

---

(\*)  $\lambda_0$  é o comprimento de onda (na microfita) correspondente à frequência central  $\omega_0$  de operação do discriminador.

Consideremos o caso em que a divisão de potência é apenas um pouco desequilibrada. Assim façamos

$$C = \frac{\sqrt{2}}{2} (1 - \epsilon) \quad 11.137$$

onde  $\epsilon \ll 1$  11.138

A partir da equação 11.136, desprezando  $\epsilon^2$ , obtemos

$$C' = \frac{\sqrt{2}}{2} (1 + \epsilon) \quad 11.139$$

Vejamos o efeito que este desbalanceamento pode causar, por exemplo, na saída  $\ell_a(t)$ . A equação 11.41 passará a ser

$$\ell_a(t) = \frac{A}{2}(1-\epsilon) \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau) + \pi/2) + \frac{A}{2}(1+\epsilon) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 11.140$$

O segundo membro desta equação pode ser representado pela soma de dois fatores, como mostrado na Fig. 11.19, onde

$$|F_1| = \frac{A}{2} (1-\epsilon) \quad ; \quad |F_2| = \frac{A}{2} (1+\epsilon)$$

$$\psi_1 = \omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau) + \pi/2 \quad 11.141$$

$$\psi_2 = \omega_0 t + \phi(t)$$

A Fig. 11.19 é apresentada a seguir.

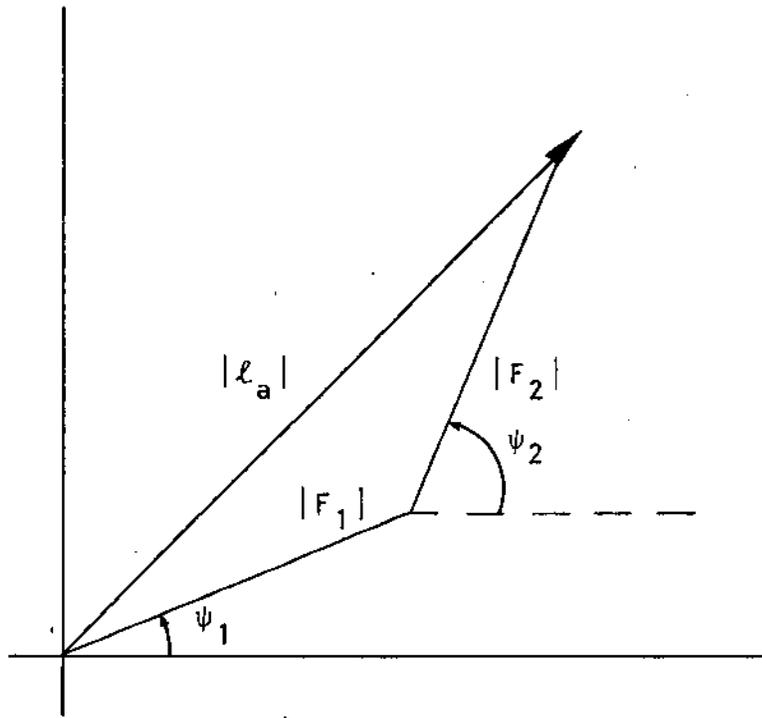


Fig.11.19 - Representação fasorial da equação 11.140

Aplicando a Lei dos Co-senos, temos

$$|l_a(t)|^2 = |F_1|^2 + |F_2|^2 + 2|F_1| \cdot |F_2| \cos(\psi_1 - \psi_2) \quad 11.142$$

ou

$$|l_a(t)|^2 = \frac{A^2}{4} (1-\epsilon)^2 + \frac{A^2}{4} (1+\epsilon)^2 + \frac{2A^2}{4} (1+\epsilon)(1-\epsilon) \cos(\omega_0\tau + \phi(t) - \phi(t-\tau) - \pi/2) \quad 11.143$$

Observando que  $|l_a(t)|^2$  é igual ao quadrado da envoltória  $R_a(t)$  e considerando, como antes, que  $l'_{ad}(t) = k_q R_a^2(t)$ , chegamos a

$$l'_{ad}(t) = \frac{A^2 k_q}{2} \left[ (1+\epsilon^2) + (1-\epsilon^2) \operatorname{sen}(\omega_0\tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)) \right] \quad 11.144$$

Comparando com a equação 11.62, observamos que o efeito do desbalanceamento do acoplador híbrido foi uma pequena redução no

termo que multiplica a função seno e um pequeno aumento no termo constante desta equação. Como estes desvios são proporcionais a  $\epsilon^2$ , podemos desprezã-los. Assim, um pequeno desequilíbrio no acoplador híbrido não prejudicará de modo sensível o desempenho do discriminador.

Consideremos, agora, o problema do casamento de impedâncias nos detetores. Embora se procure casar a impedância de entrada dos detetores com a do circuito que os alimenta, dificilmente se consegue um acoplamento perfeito. Portanto, uma parte do sinal incidente nos detetores será refletida. Evidentemente, estas reflexões acarretarão uma redução na sensibilidade do discriminador. Convém notar que a função principal do discriminador é a de demodular corretamente sinais de FM. Sua sensibilidade, embora seja também um requisito importante, não deve ser considerada como fator primordial, inclusive porque o sinal demodulado pelo discriminador deverá ser ainda devidamente amplificado. Portanto, devemos nos preocupar em verificar o quanto as reflexões nos detetores podem afetar o processo de demodulação. Para fazer esta verificação, precisamos conhecer o destino dos sinais refletidos. As reflexões ocorridas nos detetores se propagarão pelo discriminador na direção reversa. Imaginemos o caso extremo em que toda a potência incidente nos detetores é refletida. Podemos representar o percurso do sinal refletido com um outro discriminador colocado em série com o primeiro, como mostrado na Fig. 11.20.

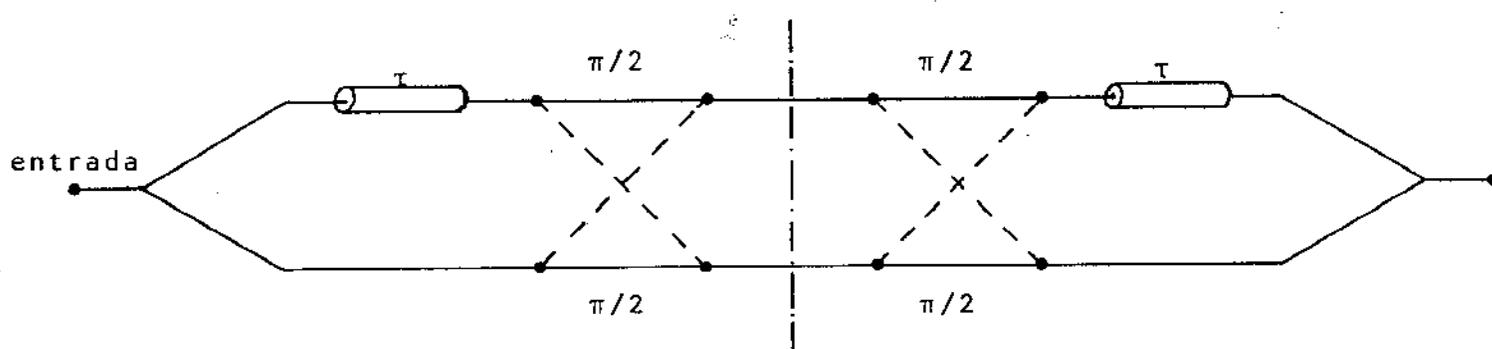


Fig.11.20 - Circuito análogo ao percorrido pelo sinal refletido nos detetores.

Os dois acopladores híbridos colocados frente a frente formam um circuito conhecido como acoplador de 0 dB {H0.1}. Este circuito possui uma aplicação muito útil que é a de permitir o cruzamento de duas linhas sem que elas se interfiram. Um sinal incidente na porta 1 da Fig. 11.21 será transmitido sem atenuação (0 dB) para a porta 4, assim como um sinal incidente na porta 3 será recebido sem atenuação na porta 2.

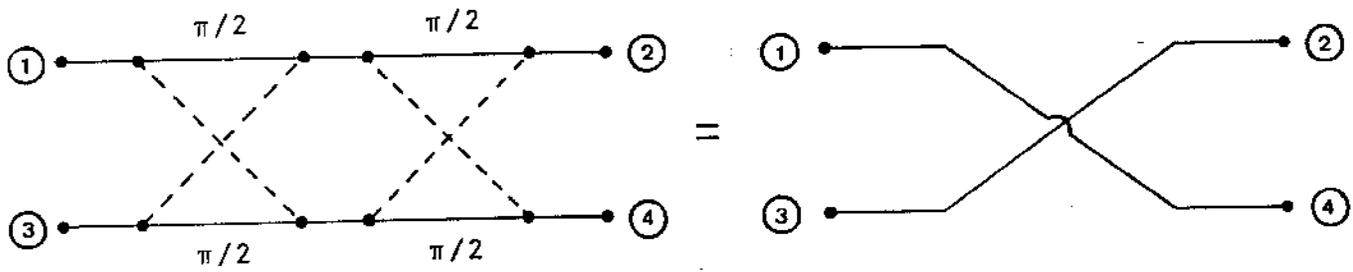


Fig.11.21 - Acoplador de 0 dB

Esta propriedade do acoplador de 0 dB nos permite simplificar o circuito da Fig.11.20 transformando-o no circuito da Fig. 11.22.

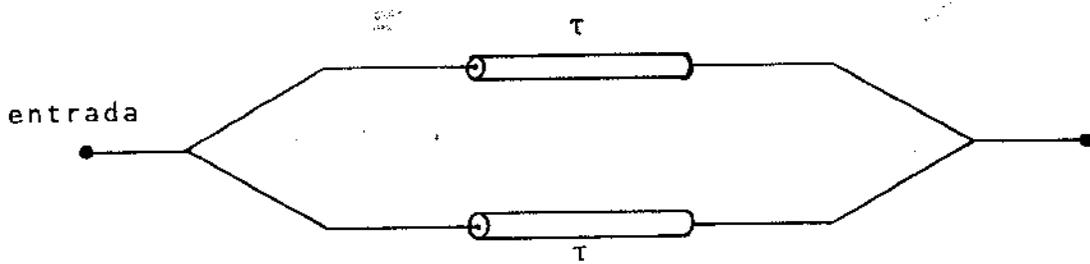


Fig.11.22 - Simplificação do circuito percorrido pelo sinal refletido nos detetores.

Podemos observar que os sinais refletidos nos detetores chegarão em fase ao divisor de potência (se propagando das saídas para a entrada) e assim serão totalmente devolvidos à entrada do discriminador. Supondo que esta entrada esteja casada, concluímos que os sinais refletidos pelos detetores não mais entrarão no discriminador, e por conseguinte não afetarão o processo de demodulação. Em todo este raciocínio estivemos supondo que os componentes do discriminador eram ideais (a menos, é claro, dos detetores). No entanto, em um discriminador real uma parte dos sinais refletidos nos detetores, será novamente refletida pelo acoplador híbrido ou pelo divisor de potência e voltará aos detetores, se somando ao sinal de entrada. Isto poderá prejudicar seriamente o funcionamento do discriminador. Um modo de se evitar este tipo de problema consiste em introduzirmos um outro acoplador híbrido antes de cada detetor, como mostrado na Fig. 11.23 {SA.1}. As reflexões dos detetores chegarão em fase na porta 3, terminada em  $50\Omega$ , e serão dissipadas. As reflexões que chegarão à porta 1 estarão em contra-fase e serão canceladas.

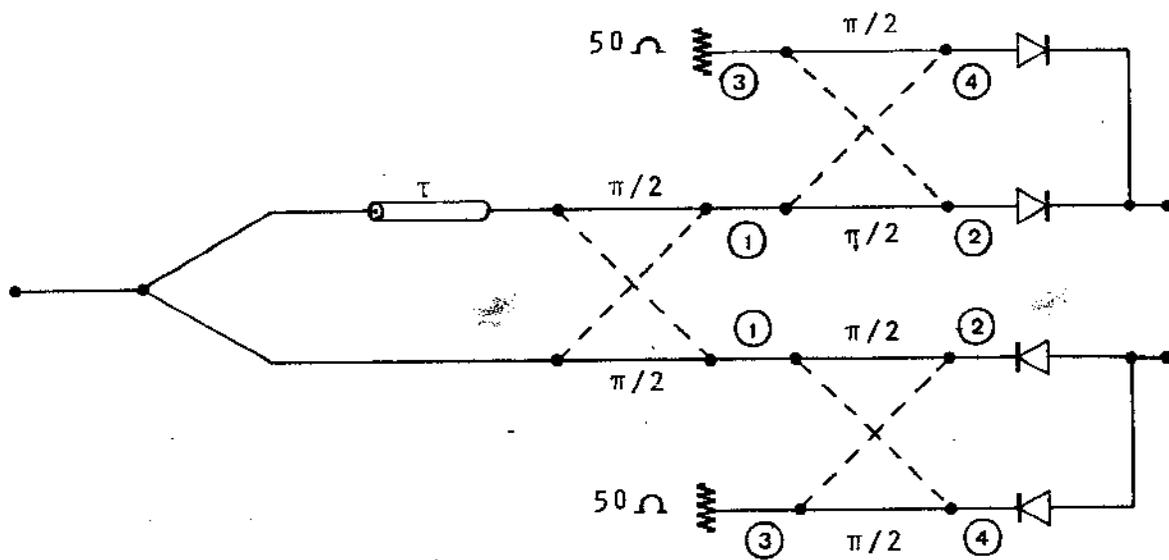


Fig. 11.23 - Arranjo para eliminar os efeitos das reflexões nos detetores.

Deste modo evita-se que os sinais refletidos nos detetores venham a ser novamente aplicados aos detetores e prejudiquem a correta demodulação da informação.

Um último aspecto que devemos considerar consiste na diferença de sensibilidade dos detetores. Nos cálculos feitos nas seções anteriores, estivemos supondo que as constantes determinadas pelas sensibilidades dos detetores ( $k_\ell$  ou  $k_q$ ) eram iguais. Na prática, é muito provável que os detetores apresentem sensibilidades um pouco diferentes. Vejamos que efeitos esta diferença pode causar na demodulação. Sejam, por exemplo,  $k_{qa}$  e  $k_{qb}$  as constantes dos dois detetores do discriminador da Fig. 11.10a. As saídas destes detetores serão dadas por (equações 11.62 e 11.65).

$$\ell'_{ad}(t) \cong \frac{A^2 k_{qa}}{2} \left( 1 + \text{sen}(\tau \cdot \omega_i(t)) \right) \quad 11.145$$

$$\ell'_{bd}(t) \cong \frac{A^2 k_{qb}}{2} \left( 1 - \text{sen}(\tau \cdot \omega_i(t)) \right) \quad 11.146$$

supondo (sem perda de generalidade)  $k_{qa}$  um pouco maior que  $k_{qb}$ , podemos traçar as curvas mostradas na Fig. 11.24.

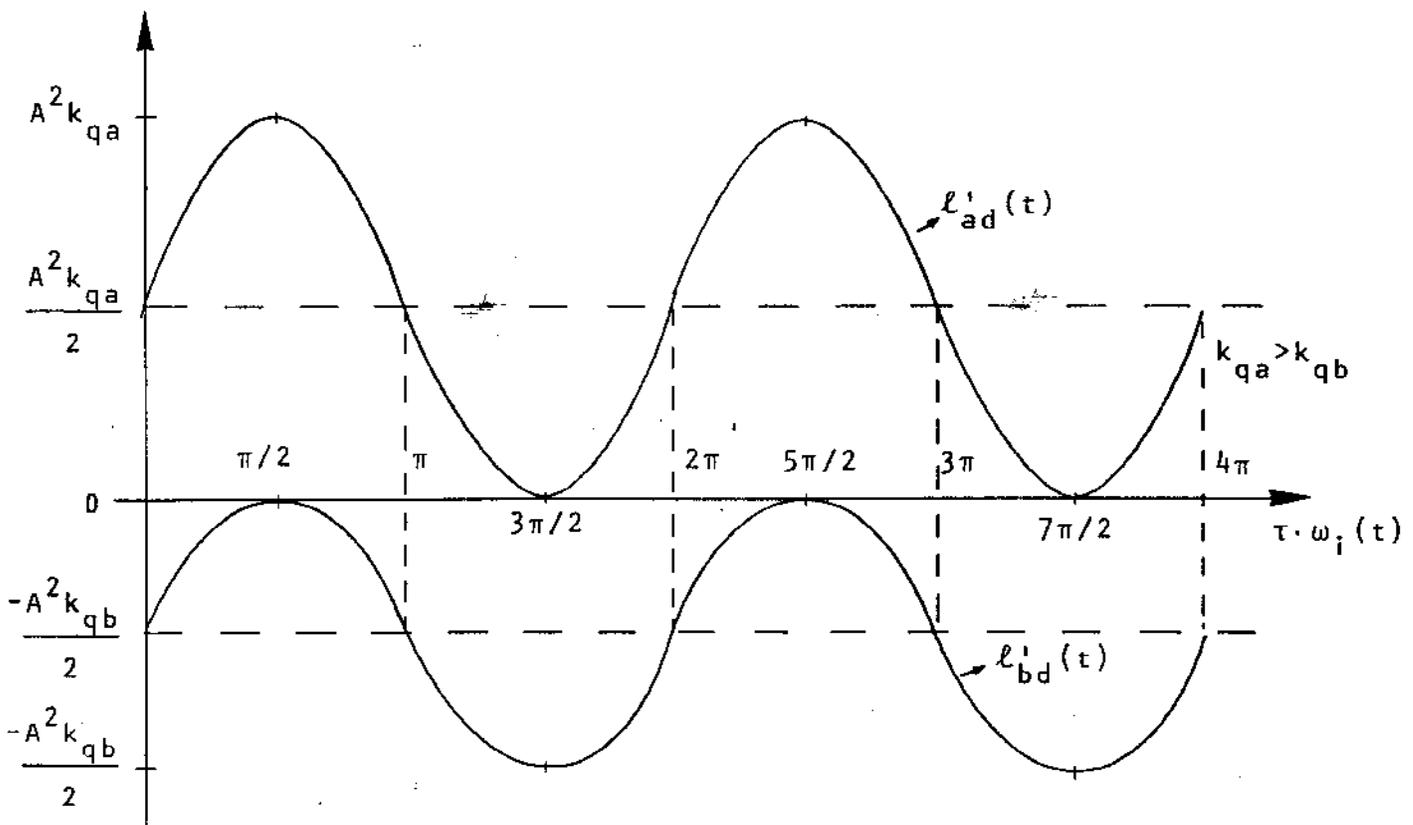


Fig. IV.24 - Curva das saídas dos detetores quadráticos com sensibilidades diferentes

É claro que a saída de qualquer dos detetores pode ser usada na demodulação. No caso de efetuarmos a soma de  $\ell'_{ad}(t)$  e  $\ell'_{bd}(t)$  teremos à saída do somador uma curva como a da Fig. 11.25.

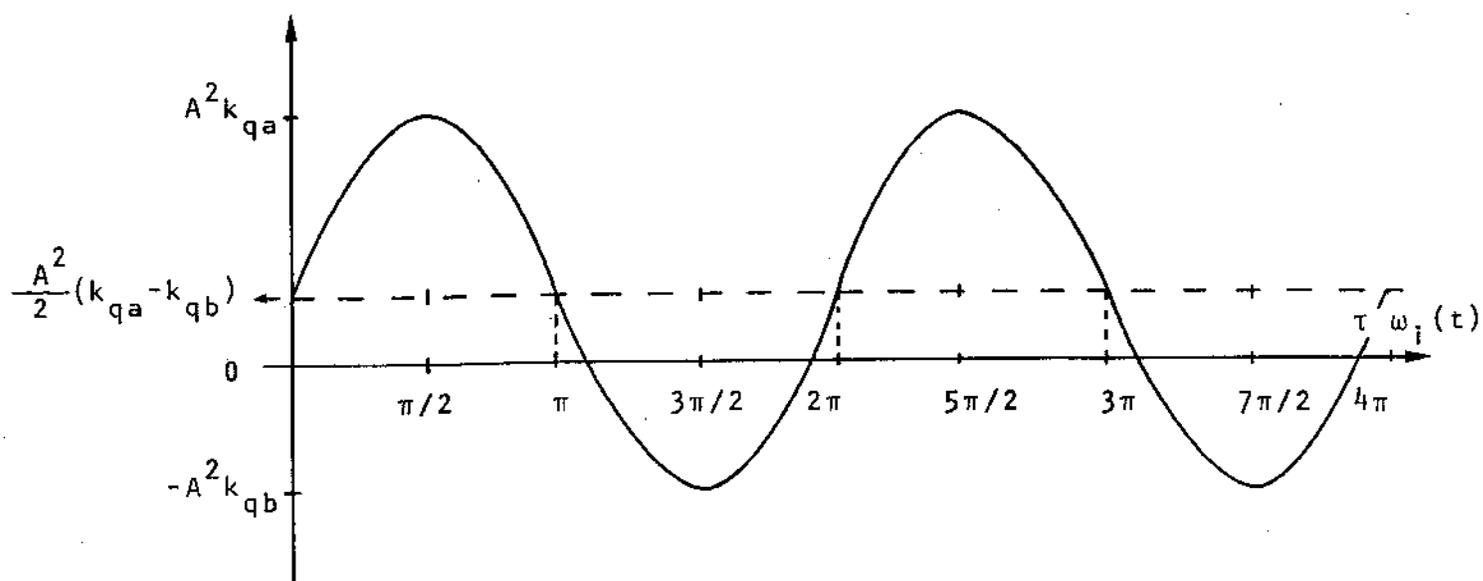


Fig. 11.25 - Resposta do discriminador para detetores com sensibilidades diferentes.

Portanto, a diferença entre as sensibilidades dos detetores não deve ser encarada como problema, pois ele apenas introduz um nível DC na saída do somador, o que não afeta a qualidade da demodulação.

Observamos, assim, que as características reais dos componentes do discriminador que ora estudamos não afetam de maneira sensível o processo de recuperação de informação.

## 11.6 - Conclusão

O discriminador estudado neste capítulo é um dispositivo de construção bastante rígida, e não possui componentes críticos.

Este discriminador utiliza a defasagem fornecida por uma linha de retardo para transformar modulação de frequência em modulação de amplitude. A saída tem-se um sinal que varia com a frequência instantânea do sinal de entrada.

No processo de demodulação verifica-se uma distorção linear, que pode ser corrigida através de uma pré-ênfase, e uma distorção não linear que pode ser minimizada pela escolha apropriada do desvio de frequência  $\Delta f$ .

As características não ideais dos componentes não comprometem o desempenho do discriminador, o que vem a facilitar sua implementação prática.

## REFERENCIAS

### CAPÍTULO II

- {HO.1} Howe, Jr., H.; Stripline Circuit Design,  
Dedham, Mass., Artech House, 1974, pp. 265-266
- {LA.2} Lathi, B.; Communication Systems, New York,  
John Wiley, 1968, pp. 75,80,81
- {LA.3} Lathi, B.; ref. cit., pp.120-122
- {SA.1} Saul, D.; Design a Ka-Band Polar  
Frequency Discriminator, Microwaves,  
Abril/1976, pp. 74-80
- {WI.1} Wilkens, M.; Kincheloe, Jr., W.;  
Microwave Realizations of Broadband  
Phase and Frequency Discriminators,  
Technical Report nº 1962/1966 - 2,  
Stanford Electronics Laboratories,  
Stanford University, Nov./1968, pp. 3
- {WI.2} Wilkens, M.; Kincheloe, Jr., W.;  
ref. cit., pp. 12

CAPÍTULO III

ANÁLISE DA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO

Neste capítulo, calculamos as relações sinal/ruído (RSR) em contradas antes e depois do discriminador.

Consideremos o receptor de FM formado pelos blocos do diagrama mostrado na Fig.III.1.

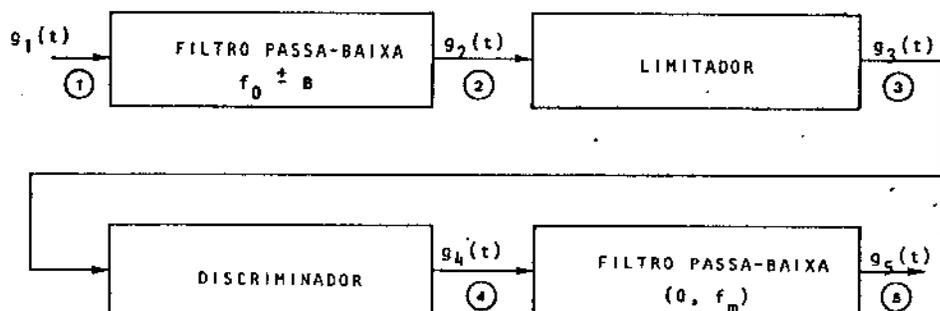


Fig.III.1 - Receptor de FM

O primeiro filtro elimina o ruído externo à faixa do sinal de FM. Considerando a regra de Carson (equação 1.4), a faixa deste filtro se estenderá de  $(f_0 - \Delta f - f_m)$  até  $(f_0 + \Delta f + f_m)$ . A saída do discriminador contém o sinal de informação de faixa  $f_m$  e o ruído de faixa  $B = f_m + \Delta f$ . Pode-se, assim, melhorar a relação sinal/ruído da saída, removendo-se o ruído externo à faixa de informação com o filtro de passa-baixa de frequência de corte  $f_m$ .

Consideremos separadamente os dois casos extremos de FM de faixa larga e FM de faixa estreita.

### III.1 - FM de Faixa Larga

Quando o desvio máximo de frequência ( $\Delta f$ ) é muito maior que a faixa do sinal modulador ( $f_m$ ), isto é,

$$\Delta f \gg f_m \quad \text{III.1}$$

temos o caso de FM de faixa larga.

Para calcular a potência do sinal de saída e a potência do ruído de saída (no ponto 5 da Fig.III.1) podemos supor que cada uma dessas potências pode ser calculada independen

mente. Assim, para calcular a potência de sinal de saída, desprezaremos o ruído e para calcular a potência de ruído de saída suporemos que a portadora não é modulada. Pode-se mostrar que esta suposição é válida para FM de faixa larga e ruído branco {LA.4}.

Seja, inicialmente, o sinal de FM sem ruído.

Se

$$g_3(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad \text{III.2}$$

é o sinal de FM à entrada do discriminador, como na equação 11.1, sua potência normalizada será dada por

$$S_1 = \frac{A^2}{2} \quad \text{III.3}$$

Consideremos, para maior simplicidade, que o limitador não atenua sensivelmente a amplitude do sinal de FM. Assim, a potência nos pontos 2 e 3 do receptor da Fig. III.1 é praticamente a mesma.

A equação 11.72 nos fornece a saída da versão do discriminador mostrada na Fig. 11.10. Seja, por exemplo,  $m$  par. Então,

$$\begin{aligned} g_4(t) &= A^2 k_q \tau \cdot k_f \cdot s(t) = \\ &= \gamma k_f s(t) \end{aligned} \quad \text{III.4}$$

onde fizemos

$$\gamma = A^2 k_q \tau.$$

Supondo o filtro passa-baixa como ideal, temos que  $g_0(t)$  será também o sinal visto à saída do receptor da Fig. III.1 (ponto 5). Assim, a potência normalizada do sinal de saída será

$$S_0 = \gamma^2 k_f^2 \overline{s^2(t)} \quad \text{III.5}$$

Para calcular as potências de ruído à entrada  $N_1$  e à

saída  $N_0$  observamos que a faixa do sinal de FM de faixa larga é igual a

$$2B = 2(\Delta f + f_m) \cong 2\Delta f \quad 111.6$$

Portanto, a potência de ruído no ponto 2 do receptor será {LA.5}

$$N_i = 2 \mathcal{N} \Delta f \quad 111.7$$

Na equação 111.7, consideramos o espectro de potência normalizada de ruído como sendo igual a  $\mathcal{N}/2$  na faixa de interesse.

Neste ponto do receptor, teremos a soma da portadora com o ruído  $n_i(t)$ , ou seja,

$$g_2(t) = A \cos(\omega_0 t) + n_i(t) \quad 111.8$$

Como  $n_i(t)$  é um ruído passa-faixa, podemos representá-lo por {LA.6}{SC.1}

$$n_i(t) = x(t) \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t \quad 111.9$$

onde  $\omega_0$  é a frequência central da faixa de ruído, e  $x(t)$  e  $y(t)$  são ruídos de passa-baixa limitados a  $\Delta f$ .

Portanto,

$$\begin{aligned} g_2(t) &= \left( A + x(t) \right) \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t = \\ &= E(t) \cos [\omega_0 t + \psi(t)] \end{aligned} \quad 111.10$$

onde

$$E(t) = \sqrt{\left( A + x(t) \right)^2 + y^2(t)} \quad 111.11$$

e

$$\psi(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{y(t)}{A + x(t)} \right] \quad 111.12$$

Após a passagem pelo limitador, no caso de pequeno

ruído, em que  $A \gg x(t)$  e  $y(t)$ , temos

$$g_3(t) \cong A \cos \left[ \omega_0 t + \frac{y(t)}{A} \right] \quad \text{III.13}$$

O processamento efetuado pelo discriminador é análogo ao que foi visto no Capítulo II para  $\phi(t)$ . Substituindo-se  $\phi(t)$  por  $y(t)/A$ , obtemos a saída do discriminador (equações II.1; II.2 e II.72):

$$\begin{aligned} g_4(t) &= A^2 k_q \tau \cdot \frac{\dot{y}(t)}{A} = \\ &= \gamma \frac{\dot{y}(t)}{A} \end{aligned} \quad \text{III.14}$$

onde  $\dot{y}(t) = \frac{d}{dt} y(t)$  III.15

Portanto, o ruído é derivado em relação ao tempo. Supondo que o filtro passa-baixa possui característica retangular, pode-se mostrar [LA.7][SC.2] que a potência normalizada de ruído à saída do filtro será

$$N_0 = \frac{2}{3} \cdot \left( \frac{\gamma}{A} \right)^2 \cdot \frac{N \omega_m^3}{2\pi} \quad \text{III.16}$$

A relação sinal/ruído na saída do receptor pode ser obtida das equações III.5 e III.16:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3}{2} \left( \frac{2\pi A^2}{N} \right) \frac{k_f^2 \overline{s^2(t)}}{\omega_m^3} \quad \text{III.17}$$

Como o desvio máximo de frequência é proporcional a  $k_f$ , observa-se que a RSR na saída é proporcional ao quadrado do desvio de frequência, e portanto, da faixa de transmissão.

A razão entre as RSR de saída e entrada pode ser obtida das equações III.3, III.7 e III.17.

$$\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = \frac{6 k_f^2 \overline{s^2(t)} \Delta\omega}{\omega_m^3} \quad \text{III.18}$$

Se o sinal modulador for simplesmente uma senóide

$$s(t) = a \cos \omega_m t \quad \text{III.19}$$

temos 
$$\overline{s^2(t)} = \frac{a^2}{2} \quad \text{III.20}$$

Lembrando a equação II.4,

$$\Delta\omega = k_f |s(t)|_{\text{máx}} \quad \text{III.21}$$

podemos escrever

$$a^2 k_f^2 = \Delta\omega^2 \quad \text{III.22}$$

e a equação III.18 assume a forma

$$\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = 3 \frac{\Delta\omega^3}{\omega_m^3} \quad \text{III.23}$$

Finalmente, da equação II.133, temos

$$\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = 3 \beta^3 \quad \text{III.24}$$

Assim, a relação entre as RSR de saída e entrada é proporcional ao cubo do índice de modulação  $\beta$ , que é muito maior que um, para FM de faixa larga. Esta é a principal vantagem deste formato de modulação. Consegue-se uma melhoria da RSR à custa de aumento na faixa ocupada pelo sinal transmitido. A modulação de frequência de faixa larga é uma modulação não linear [LA.1]. Os produtos de intermodulação que ocorrem em formatos não lineares de modulação permitem este tipo de permuta entre RSR e faixa de ocupação. Evidentemente, a faixa de transmissão não pode ser aumentada indefinidamente, pois

neste caso nossas suposições de pequeno ruído perderão a validade.

### III.2 - FM de Faixa Estreita

Quando a largura da faixa de informação ( $f_m$ ) é muito maior que o desvio máximo de frequência ( $\Delta f$ ), tem-se o caso de FM de faixa estreita.

Pode-se mostrar que o sinal de FM de faixa estreita, modulado pela mensagem  $s(t)$ , é dado por {LA.8}

$$l(t) = A \cos \omega_0 t - \left[ A k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \right] \sin \omega_0 t \quad \text{III.25}$$

Como no ponto 2 do receptor temos a soma do sinal de FM com o ruído de passa-faixa, podemos escrever

$$\begin{aligned} g_2(t) &= \left[ A+x(t) \right] \cos \omega_0 t - \left[ y(t) + A k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \right] \sin \omega_0 t = \\ &= E(t) \cos \left( \omega_0 t + \psi(t) \right) \end{aligned} \quad \text{III.26}$$

onde

$$E(t) = \left[ \left( A+x(t) \right)^2 + \left( y(t) + A k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \right)^2 \right]^{1/2} \quad \text{III.27}$$

e

$$\psi(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{y(t) + A k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta}{A + x(t)} \right] \quad \text{III.28}$$

O limitador fará com que o sinal de entrada no discriminador possua uma amplitude constante. Suponhamos que esta amplitude seja aproximadamente igual a  $A$ . Logo,

$$g_3(t) = A \cos \left( \omega_0 t + \psi(t) \right) \quad \text{III.29}$$

Em FM de faixa estreita, temos que {LA.8}

$$\left[ k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \right] \ll 1, \text{ para todo } t \quad 111.30$$

Considerando esta relação e supondo o caso de pequeno ruído, podemos escrever

$$\psi(t) \cong \frac{y(t)}{A} + k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \quad 111.31$$

Portanto,

$$g_3(t) = A \cos \left( \omega_0 t + \frac{y(t)}{A} + k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \right) \quad 111.32$$

A saída do discriminador, o sinal obtido será (análogo à equação 111.14):

$$g_4(t) = \dot{Y} \left[ \frac{\dot{y}(t)}{A} + k_f s(t) \right] \quad 111.33$$

Assim, observamos que o sinal de informação e o ruído (pequeno) podem ser considerados separadamente, como no caso de FM de faixa larga. Este resultado era esperado, pois a modulação de frequência de faixa estreita é uma linearização de um formato não linear de modulação. Deste modo, os espectros dos sinais moduladores obedecem ao princípio de superposição e não há produtos de intermodulação [LA.1].

A potência normalizada de sinal de entrada será, da equação 111.32,

$$S_i = \frac{A^2}{2} \quad 111.34$$

A potência normalizada de ruído de entrada será

$$N_i = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - 2\pi B}^{\omega_0 + 2\pi B} \frac{N}{2} d\omega = 2 N B \quad 111.35$$

em que B é dado pela Regra de Carson (equação 1.4)

$$B = \Delta f + f_m$$

Portanto,

$$N_i = 2 N(\Delta f + f_m) \quad 111.36$$

Da equação 111.33, podemos concluir que as potências normalizadas de sinal e de ruído na saída do receptor da Fig. 111.1 são idênticas às obtidas anteriormente para FM de faixa larga. Logo,

$$S_0 = \gamma^2 k_f^2 \overline{s^2(t)} \quad 111.37$$

$$N_0 = \frac{2}{3} \left(\frac{\gamma}{A}\right)^2 \frac{N \omega_m^3}{2\pi} \quad 111.38$$

A RSR na saída será, como antes,

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi A^2}{N}\right) \frac{k_f^2 \overline{s^2(t)}}{\omega_m^3} \quad 111.39$$

Agora, no entanto, os desvios de frequências são pequenos e esta RSR não é tão elevada como em FM de faixa larga.

A razão entre as RSR de entrada e saída será

$$\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = \frac{6 k_f^2 \overline{s^2(t)}}{\omega_m^3} (\Delta\omega + \omega_m) \quad 111.40$$

Se o sinal modulador for uma senóide, teremos (equação 111.20 e 111.22)

$$k_f^2 \overline{s^2(t)} = \frac{\Delta\omega^2}{2} \quad 111.41$$

Para FM de faixa estreita,  $\Delta\omega \ll \omega_m$ . Portanto, po

demos escrever

$$\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = 3 \beta^2$$

111.42

O índice de modulação  $\beta$  para FM de faixa estreita é muito menor que a unidade. Assim, a equação 111.42 mostra que há uma degradação da RSR da saída em relação à RSR da entrada do discriminador.

No Capítulo 11, vimos que, com o aumento do tempo de atraso  $\tau$  da linha de retardo usada no discriminador, o índice de modulação  $\beta$  exigido para as mesmas condições de linearidade se tornava cada vez menor (Tabela 11.2). Assim, para um determinado índice de modulação  $\beta$  (que proporciona um bom desempenho em termos de RSR), deve-se tomar um atraso  $\tau$  suficientemente curto para que se obtenha uma razoável característica de linearidade na demodulação.

A seguir, apresentamos, como exemplo, uma estimativa das potências de sinal e de ruído que podem ser encontradas em um receptor como o do sistema de comunicações por laser do Capítulo 1.

Consideremos o diagrama da Fig. 111.2 como o receptor de um sistema com os seguintes parâmetros:

$$f_0 = 1500 \text{ MHz}$$

$$f_m = 400 \text{ MHz}$$

$$\Delta f = 100 \text{ MHz}$$

111.43

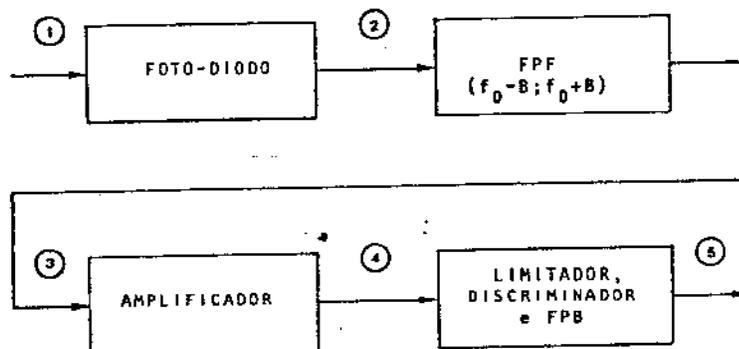


Fig. 111.2  
Receptor de Sistema  
de Comunicações por  
Laser

Seja a potência dos pulsos óticos incidentes no foto-diodo igual a  $1 \mu\text{W}$ .

Um dos fotos-diodos (tipo PIN) existentes no Instituto de Física da UNICAMP apresentou uma sensibilidade de  $30 \mu\text{A}/\mu\text{W}$ . Considerando este valor em nosso exemplo, a saída do foto-diodo consistirá de pulsos de corrente de amplitude  $I_p = 30 \mu\text{A}$ .

A Fig. III.3 mostra os sinais nos pontos 1 e 2 da Fig. III.2.

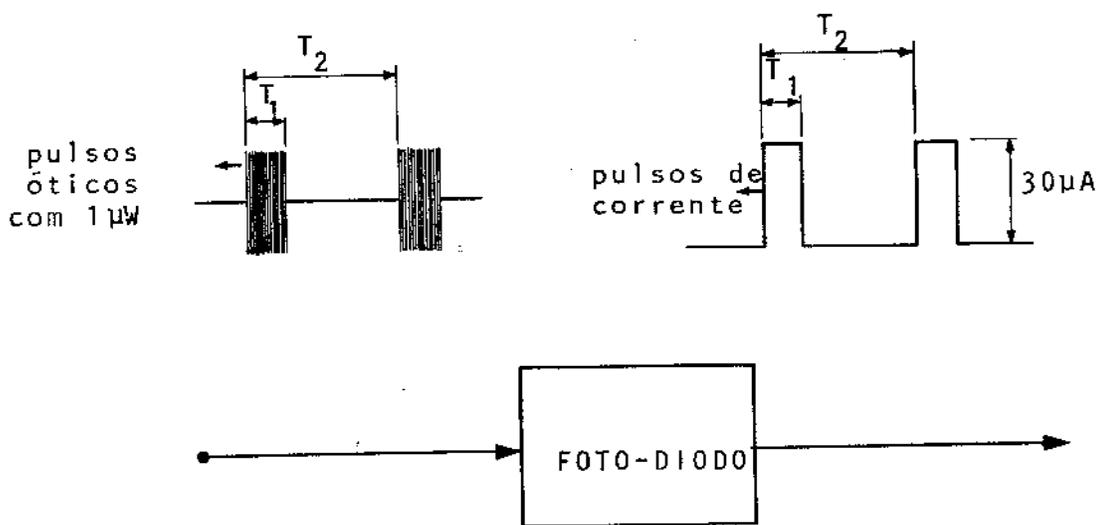


Fig. III.3 - Sinais à entrada e à saída do foto-diodo

O período  $T_2$  varia com o sinal modulador, pois a modulação é de posição de pulsos. Podemos, no entanto, considerar seu valor médio, e obter

$$T_2 = \frac{1}{1,5 \times 10^9} = 670 \text{ ps} \quad \text{III.44}$$

A largura dos pulsos óticos, neste formato de modulação, situa-se entre 40 e 180 ps [PA.1]. Tomemos, convenientemente,  $T_2 = 167 \text{ ps}$ , de modo que

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{1}{4} \quad \text{III.45}$$

O foto-diodo vem a ser a principal fonte de ruído neste sistema. O ruído aí gerado é do tipo "shot". Este ruído provém da criação aleatória de pares eletron-lacuna pelos fótons do sinal ótico incidente no diodo. Cada par eletron-lacuna contribui com um pulso triangular de corrente, como o mostrado na Fig. III.4, para a corrente do circuito externo ao diodo{BA.2}.

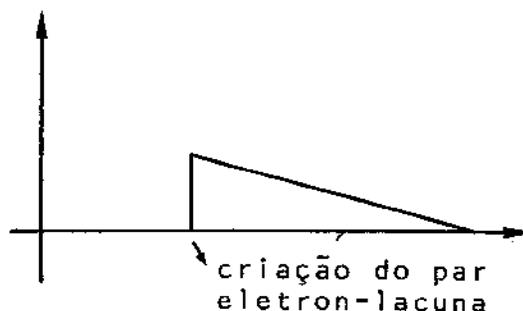


Fig.III.4 - Corrente de deslocamento induzida no circuito externo por um par eletron-lacuna.

De modo análogo ao empregado por Lathi {LA.9}, pode-se mostrar que o espectro de potência da corrente de ruído gerada por um foto-diodo é dado pela expressão

$$\mathcal{P}_C(\omega) = qI_0 \quad \text{III.46}$$

onde  $I_0$  é a corrente média do diodo e  $q$  é a carga do eletron ( $q = 1,6 \times 10^{-19}$  Coulomb). Nesta equação, o índice  $C$  indica espectro de potência de corrente. Em nosso foto-diodo, a corrente média será:

$$I_0 = I_p \cdot \frac{T_1}{T_2} = \frac{30}{4} \mu A = 7,5 \times 10^{-6} A \quad \text{III.47}$$

Portanto, no ponto 2 da Fig.III.2, temos

$$\mathcal{P}_C(\omega) \Big|_2 = 1,2 \times 10^{-24} (\text{Amp})^2 \cdot \text{seg} \quad \text{III.48}$$

Este espectro de potência, depois de filtrado pelo filtro passa-faixa (FPF), passará a ser

$$\mathcal{P}_c(\omega) \Big|_3 = \begin{cases} 1,2 \times 10^{-24} \text{ (Amp)}^2 \cdot \text{seg} & , f_0 - B < |f| < f_0 + B \\ 0 & , \text{ fora desta faixa} \end{cases}$$

Desejamos obter o espectro de potência da voltagem de ruído no ponto 4 da Fig. III.2. Para isto, precisamos conhecer a figura de ruído (F) do amplificador e o ganho G definido como

$$G = \left[ \frac{V_4}{I_3} \right]^2 \quad \text{III.49}$$

onde  $V_4$  é a tensão à saída do amplificador e  $I_3$  é a corrente à sua entrada.

Suponhamos os valores (razoáveis para um exemplo):

$$F = 2 \quad \text{III.50}$$

$$G = 10^6 \text{ } (\Omega)^2$$

Deste modo, obtemos

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_v(\omega) \Big|_4 &= \left[ \mathcal{P}_c(\omega) \Big|_3 \right] \cdot FG = \\ &= 2,4 \times 10^{-18} \text{ (volt)}^2 \cdot \text{seg} \quad \text{III.51} \end{aligned}$$

no intervalo  $f_0 - B < |f| < f_0 + B$  (o índice v indica espectro de potência de voltagem).

O espectro de potência normalizada de ruído à entrada do conjunto limitador-discriminador-FPB é designado por  $N/2$  (na faixa de interesse). Portanto, podemos escrever

$$\frac{N}{2} = 2,4 \times 10^{-18} \text{ (volt)}^2 \text{ seg} ; f_0 - B < |f| < f_0 + B \quad \text{III.52}$$

Da equação 111.36 podemos obter a potência normalizada de ruído na entrada do discriminador

$$\begin{aligned}
 N_i &= 2 \times 4,8 \times 10^{-18} \times 500 \times 10^6 = \\
 &= 4,8 \times 10^{-9} \text{ (volt)}^2
 \end{aligned}
 \tag{111.53}$$

Seja  $50\Omega$  o nível de impedância nos pontos 2, 3 e 4 da Fig. 111.2. No ponto 5, consideremos o nível de impedância como igual à impedância de vídeo de um detetor Schottky típico ( $R_V = 300\Omega$ ).

Podemos agora calcular a potência real de ruído à entrada do discriminador.

$$\begin{aligned}
 N_{R_i} &= \frac{4,8 \times 10^{-9}}{50} = \\
 &= 9,6 \times 10^{-11} \text{ W} = \\
 &= 9,6 \times 10^{-8} \text{ mW}
 \end{aligned}
 \tag{111.54}$$

ou

$$\boxed{N_{R_i} = -70,18 \text{ dBm}}
 \tag{111.55}$$

Passemos ao cálculo da potência do sinal de FM à entrada do discriminador.

A Fig. 111.5 mostra a corrente de saída do foto-diodo.

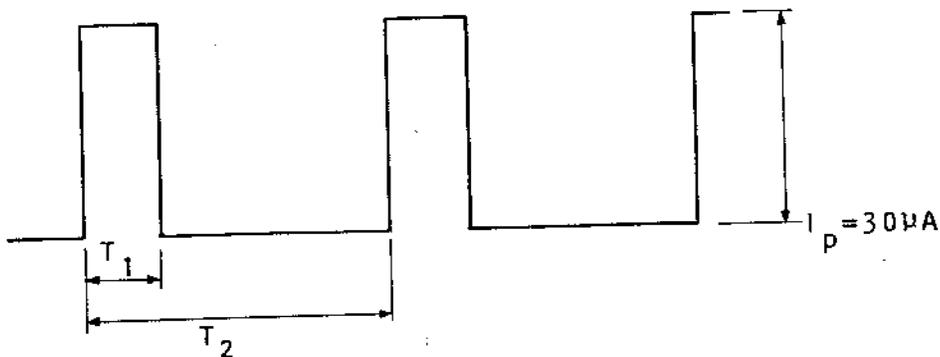


Fig. 111.5 - Corrente de saída do foto-diodo

Quando só a portadora de FM está presente, isto é, não há sinal de informação, as posições dos pulsos não se alteram e obtemos o sinal periódico mostrado. Evidentemente, o sinal útil ao discriminador corresponde a uma senóide com a frequência fundamental deste sinal periódico, pois o filtro se encarregará de eliminar as outras componentes. A amplitude desta senóide pode ser obtida da expressão dos coeficientes da série trigonométrica de Fourier [LA.10]. Obtemos assim o sinal útil de corrente na saída do foto-diodo.

$$i_{\mu}(t) = 0,45 i_p \cos \omega_0 t = (13,5 \times 10^{-6}) \cos \omega_0 t \text{ Amp} \quad \text{III.56}$$

O valor quadrático médio desta corrente é

$$\begin{aligned} i_{\mu}^2(t) &= \frac{(13,5 \times 10^{-6})^2}{2} = \\ &= 9,1 \times 10^{-11} \text{ (Amp)}^2 \end{aligned} \quad \text{III.57}$$

Multiplicando este valor pelo ganho G do amplificador, obtemos o valor quadrático médio do sinal de FM à entrada do discriminador, isto é, a potência normalizada de sinal no ponto 4 da Fig.III.2. Portanto,

$$S_i = 9,1 \times 10^{-5} \text{ (volt)}^2 \quad \text{III.58}$$

Como a potência do sinal de FM não varia com o sinal modulador, este será também o valor da potência normalizada quando o sinal de informação estiver modulando a portadora.

A potência real de sinal à entrada do discriminador é

$$\begin{aligned} S_{R_i} &= \frac{9,1 \times 10^{-5}}{50} = \\ &= 1,82 \times 10^{-6} \text{ W} = \\ &= 1,82 \times 10^{-3} \text{ mW} \end{aligned} \quad \text{III.59}$$

ou

$$S_{R_i} = -27,4 \text{ dBm}$$

III.60

Da equação III.58 podemos obter o valor de pico da tensão incidente no discriminador:

$$\begin{aligned} A &= (2 \times 9,1 \times 10^{-5})^{1/2} = \\ &= 1,35 \times 10^{-2} \text{ volts} = \\ &= 13,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

III.61

Consideremos que os detectores Schottky, quando carregados por  $300\Omega$ , apresentam uma sensibilidade de 2000 mV/mW. A constante  $k_q$  da equação II.28 pode ser calculada das relações(\*)

$$\frac{\ell_d}{S_i} = 2000 \text{ mV/mW} \quad \text{III.62}$$

$$\ell_d = 2000 \cdot \frac{A^2}{2 \times 50} = 20 A^2 \quad \text{III.63}$$

$$k_q = \frac{\ell_d}{A^2} = 20 \text{ (volt)}^{-1} \quad \text{III.64}$$

Seja ainda  $\omega_0 \tau = 5\pi$ , de modo que

$$\tau = 1,67 \text{ ns} \quad \text{III.65}$$

Agora, podemos calcular a constante  $\gamma$

$$\begin{aligned} \gamma &= A^2 k_q \tau = \\ &= 6,09 \times 10^{-12} \text{ volt} \cdot \text{seg} \end{aligned} \quad \text{III.66}$$

A potência normalizada de saída será (equação III.5)

---

(\*) Nestas relações,  $\ell_d$  é a tensão de saída do detector Schottky.

$$S_0 = 37,05 \times 10^{-24} k_f^2 \overline{s^2(t)} \quad 111.67$$

No caso em que  $s(t)$  é um sinal senoidal de frequência  $f_m$ , temos da equação 111.41,

$$\begin{aligned} S_0 &= 37,05 \times 10^{-24} \cdot \frac{\Delta\omega^2}{2} = \\ &= 7,31 \times 10^{-6} \text{ (volt)}^2 \end{aligned} \quad 111.68$$

Dividindo-se pelo nível de impedância na saída do discriminador ( $300\Omega$ ) obtém-se a potência real do sinal de saída

$$\begin{aligned} S_{R_0} &= \frac{7,31 \times 10^{-6}}{300} = \\ &= 2,44 \times 10^{-8} \text{ W} = \\ &= 2,44 \times 10^{-5} \text{ mW} \end{aligned} \quad 111.69$$

ou

$$S_{R_0} = -46,13 \text{ dBm} \quad 111.70$$

O cálculo da potência normalizada de ruído na saída é feito pela aplicação direta da equação 111.38, onde  $N$  é dado pela equação 111.52. Portanto,

$$\begin{aligned} N_0 &= \frac{2}{3} \left( \frac{6,09 \times 10^{-12}}{13,5 \times 10^{-3}} \right)^2 \cdot \frac{4,8 \times 10^{-18} \times (2\pi \times 400 \times 10^6)^3}{2\pi} = \\ &= 1,64 \times 10^{-9} \text{ volt}^2 \end{aligned} \quad 111.71$$

A potência de ruído real na saída é

$$N_{R_0} = \frac{1,64 \times 10^{-9}}{300} =$$

$$= 5,47 \times 10^{-12} \text{ W} =$$

$$= 5,47 \times 10^{-9} \text{ mW} \quad \text{III.72}$$

ou

$$N_{R_0} = -82,62 \text{ dBm} \quad \text{III.73}$$

A RSR na entrada pode ser calculada das equações III.55 e III.60.

$$RSR_i = 42,78 \text{ dB} \quad \text{III.74}$$

Das equações III.70 e III.73, obtemos, para a saída

$$RSR_0 = 36,49 \text{ dB} \quad \text{III.75}$$

A razão entre as RSR da saída e da entrada é

$$\frac{RSR_0}{RSR_i} \text{ (dB)} = -6,3 \text{ dB} \quad \text{III.76}$$

A RSR da entrada é superior à RSR da saída. Este resultado é coerente, pois, em nosso exemplo

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{1}{4} \quad \text{III.77}$$

Portanto, trata-se de um caso de FM de faixa estreita e pode-se esperar uma redução na RSR de saída (equação III.42).

REFERÊNCIAS

CAPÍTULO III

- {BA.2} Barnovski, M., ed.; Fundamentals of Optical Fiber Communications, New York, Academic Press, 1966, pp. 168, Fig. 5-14
- {LA.1} Lathi, B.; Communication Systems, New York, John Wiley, 1968, pp. 228-229
- {LA.4} Lathi, B.; ref. cit., pp. 363-365
- {LA.5} Lathi, B.; ref. cit., pp. 336, Eq. 7.39
- {LA.6} Lathi, B.; ref. cit., pp. 318-325
- {LA.7} Lathi, B.; ref. cit., pp. 338-339
- {LA.8} Lathi, B.; ref. cit., pp.214
- {LA.9} Lathi, B.; ref. cit., pp. 24
- {LA.10} Lathi, B.; Random Signals and Communication Theory, Scranton, Penn., International Textbook Co., 1968, pp. 237-239
- {PA.1} Paoli, T.; Ripper, J.; Direct Modulation of Semiconductor Lasers, Proceedings of the IEEE, vol. 58, nº 10, Out/1970, pp.1457-1465
- {SC.1} Schwartz, M.; Bennett, W., Stein, S.; Communication Systems and Techniques, New York, McGraw Hill, 1966, pp. 121
- {SC.2} Schwartz, M.; et. al.; ref. cit., pp.124-129.

CAPÍTULO IV

OS COMPONENTES DO DISCRIMINADOR  
E O  
FILTRO DE PASSA BAIIXAS

Neste capítulo analisamos os componentes da versão do discriminador mostrada na Fig. 11.10. Esta versão é composta de um divisor de potência, uma linha de retardo, um acoplador híbrido (3dB) de quadratura, dois detetores quadráticos e um somador. O filtro de passa baixas que se situa à saída do discriminador é também estudado neste capítulo.

#### IV.1 - O divisor de potência

O sinal de entrada do discriminador é aplicado a um divisor de potência que o divide em dois outros sinais iguais em fase e amplitude. A impedância característica da linha de transmissão que chega ao divisor de potência é convenientemente feita igual a  $50\Omega$ . Este valor é bastante adequado, pois é igual à impedância característica utilizada pela maior parte dos fabricantes de cabos coaxiais e também porque as dimensões das linhas de  $50\Omega$  são bastante práticas. As linhas conectadas às saídas do divisor de potência também possuem  $50\Omega$  de impedância característica. Se fizéssemos simplesmente uma derivação de uma linha de  $50\Omega$  em duas outras, também de  $50\Omega$ , como na Fig. IV.1, a impedância vista pela linha incidente seria de  $25\Omega$  (duas cargas de  $50\Omega$  em paralelo) e teríamos um descasamento de impedância. Portanto, parte da potência incidente no discriminador seria refletida.

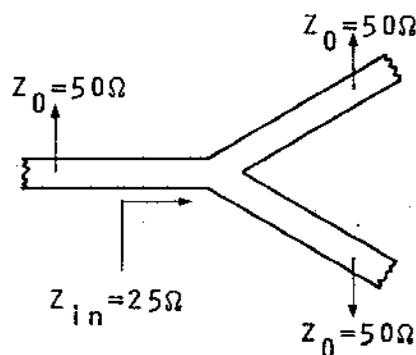


Fig. IV.1 - Derivação de uma linha de  $50\Omega$  em duas linhas idênticas, também de  $50\Omega$ .

Se as duas linhas de saída desta derivação fossem de  $100\Omega$ , a impedância vista à entrada seria de  $50\Omega$  e teríamos o casamento com a impedância da linha incidente. Portanto, o circuito de que precisamos, para evitar o descasamento de impedâncias, deve transformar a impedância de  $50\Omega$  das linhas de saída de modo que no ponto da derivação se possa ver duas linhas de  $100\Omega$  em paralelo. A Fig. IV.2a mostra um transformador de quarto de onda que transforma  $100\Omega$  em  $50\Omega$ . A impedância da seção de quarto de onda é obtida pela equação {BR.1}

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 \cdot Z_R} \quad \text{IV.1}$$

onde  $Z_0$ ,  $Z_1$  e  $Z_R$  são como na Fig. IV.2.

Este transformador é usado no divisor de potência mostrado na Fig. IV.2b.

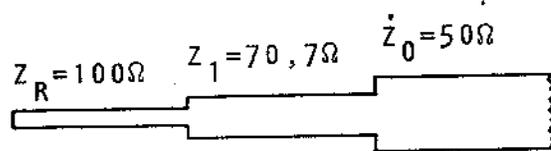


Fig. IV.2a - Transformador de quarto de onda

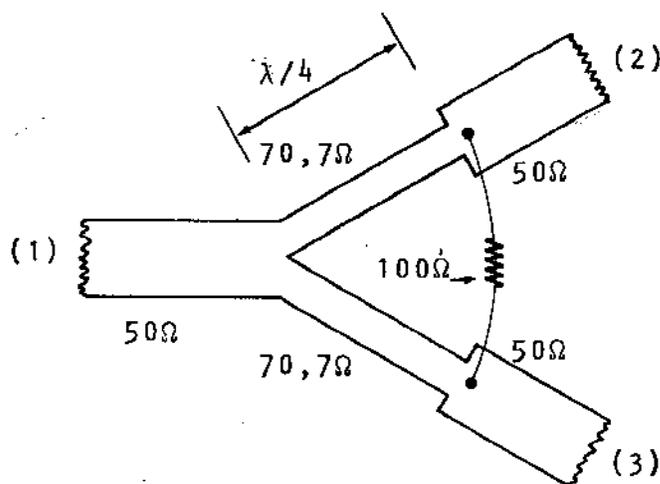


Fig. IV.2b - Divisor de potência de Wilkinson {W1.3}

O resistor de  $100\Omega$  colocado entre as duas saídas permite que as portas de saída sejam casadas e isoladas uma da outra. Em nosso discriminador, não pretendemos aplicar sinais às saídas do divisor de potência, mas é possível que sinais refletidos em etapas posteriores do circuito (como no acoplador híbrido ou nos detetores) entrem pelas portas de saída do divisor. Neste caso, é desejável que não sejam novamente refletidos e também que não se dirijam à outra porta de saída. Daí o interesse em se casar e isolar as saídas do divisor de potência.

Podemos observar que, se as portas de saída estiverem terminadas em  $50\Omega$ , a potência incidente na porta (1) será dividida igualmente entre as duas saídas e, por simetria, nenhuma potência será dissipada no resistor de  $100\Omega$ .

Este tipo de divisor de potência foi introduzido por Wilkinson [W1:3] em 1960. Seu funcionamento pode ser melhor compreendido através da análise com excitações pares e ímpares. Consideremos o circuito mostrado na Fig. IV.3.

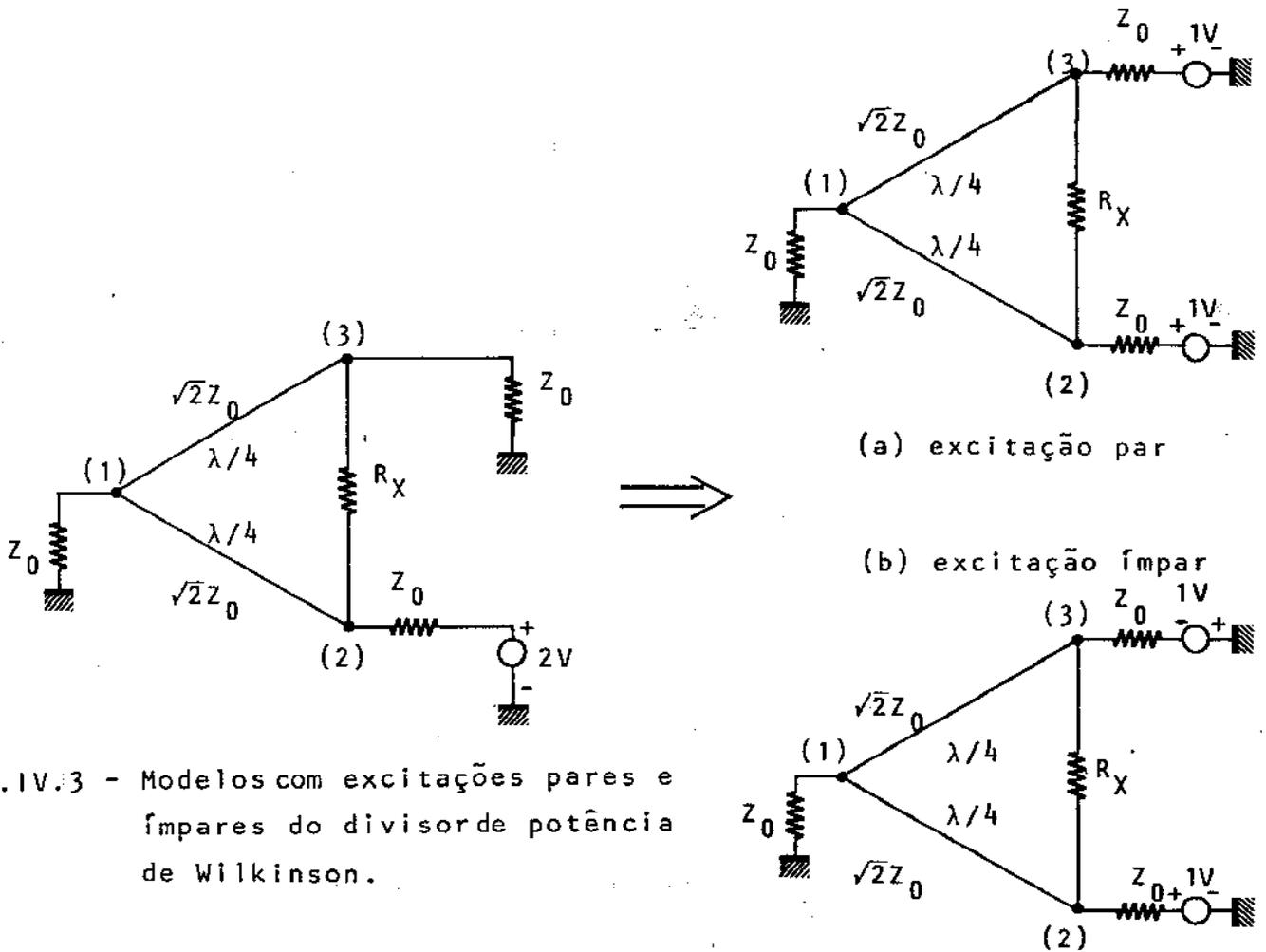
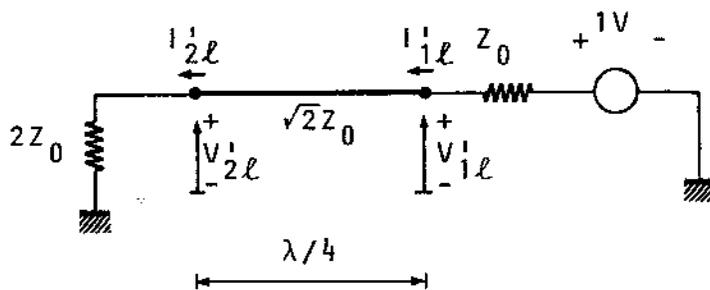
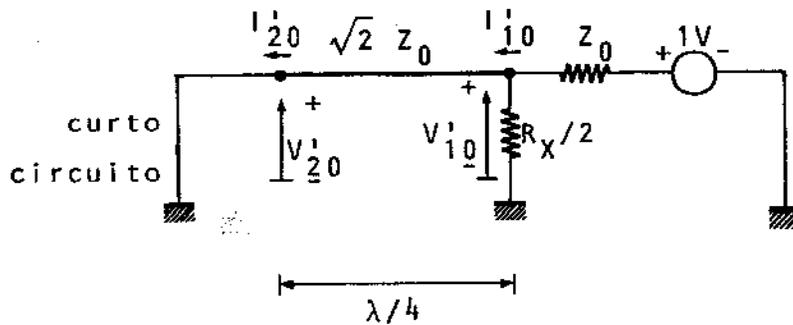


Fig. IV.3 - Modelos com excitações pares e ímpares do divisor de potência de Wilkinson.

Nessa figura, uma excitação de RF de 2 volts aplicada à porta (2) foi transformada em dois conjuntos de excitações que, se somados, resultam na excitação de 2 volts original. Esta técnica facilita sobremaneira a análise de circuitos de várias portas. Observando que o modelo de excitação par possui uma parede magnética ( $I=0$ ) em seu eixo de simetria, assim como o modelo de excitação ímpar possui uma parede elétrica ( $V=0$ ) neste mesmo eixo de simetria, podemos transformar estes modelos nos mostrados na Fig. IV.4.



a) Modelo de excitação par modificado



b) Modelo de excitação ímpar modificado

Fig. IV.4 - Modelos modificados

Representando estes modelos através de suas matrizes ABCD {BR.2}, obtemos {BR.3}

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{par}} = \begin{bmatrix} 0 & j\sqrt{2} Z_0 \\ \frac{j}{\sqrt{2} Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.2}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{ímpar}} = \begin{bmatrix} 0 & j\sqrt{2} Z_0 \\ \frac{j}{\sqrt{2} Z_0} & \frac{j 2\sqrt{2} Z_0}{R_X} \end{bmatrix} \quad \text{IV.3}$$

Estas matrizes e as condições de contorno dos modelos nos permitem chegar a {BR.3}

$$V_1 = V_{2e}^i + V_{20}^i = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \text{IV.4}$$

$$V_2 = V_{1e}^i + V_{10}^i = \frac{1}{2} + \frac{1}{\left(1 + \frac{2 Z_0}{R_X}\right)} \quad \text{IV.5}$$

$$V_3 = V_{1e}^i - V_{10}^i = \frac{1}{2} - \frac{1}{\left(1 + \frac{2 Z_0}{R_X}\right)} \quad \text{IV.6}$$

onde as tensões  $V_{2e}^i$ ,  $V_{20}^i$ , etc, são como na Fig. IV.4.

Se desejamos isolar a porta (3), devemos fazer  $V_3=0$ , o que pode ser conseguido se  $R_X = 2Z_0$ . Neste caso, as tensões nas várias portas serão

$$V_1 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad \text{IV.7}$$

$$V_2 = 1 \quad \text{IV.8}$$

$$V_3 = 0$$

Podemos observar que metade da potência incidente na porta (2) será dirigida à porta (1) e a outra metade será dissipada no resistor  $R_X$ . Este é o preço que se paga para isolar a porta (3).

No divisor de potência da Fig. IV.2, devemos ter  $R_X = 100\Omega$  para que as saídas sejam isoladas.

Este divisor possui um desempenho muito bom em faixas estreitas. Sua faixa útil é de  $f_2/f_1 = 1,44:1$  (onde  $f_2$  e  $f_1$  são os limites de faixa), para  $VSWR < 1,22$  e isolação  $> 20$  dB [C0.2]. A resposta em frequência deste divisor é mostrada na Fig. IV.5.

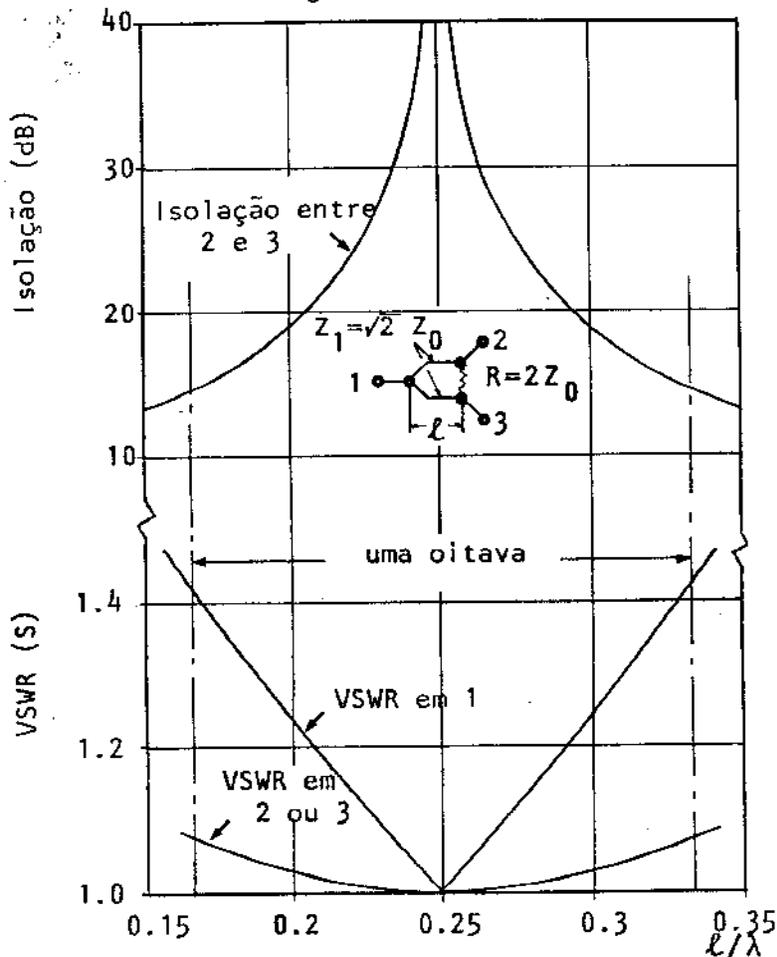


Fig. IV.5 - Resposta em frequência do divisor de potência de Wilkinson (segundo Cohn [C0.2]).

O sinal de FM que desejamos demodular... possui uma faixa de 1 GHz que se estende de 1 a 2 GHz. Portanto, desejamos um bom desempenho do divisor de potência na faixa de uma oitava ( $f_2/f_1 = 2:1$ ).

Em 1968, S. Cohn publicou um trabalho [C0.2] onde apresenta divisores de potência cuja faixa de operação pode ser bastante ampliada pelo aumento do número de seções de quarto de onda. A Fig. IV.6 mostra este divisor de potência para o caso de duas seções. Dois resistores destinados à isolação e ao casamento de impedância das saídas são ligados entre os transformadores.

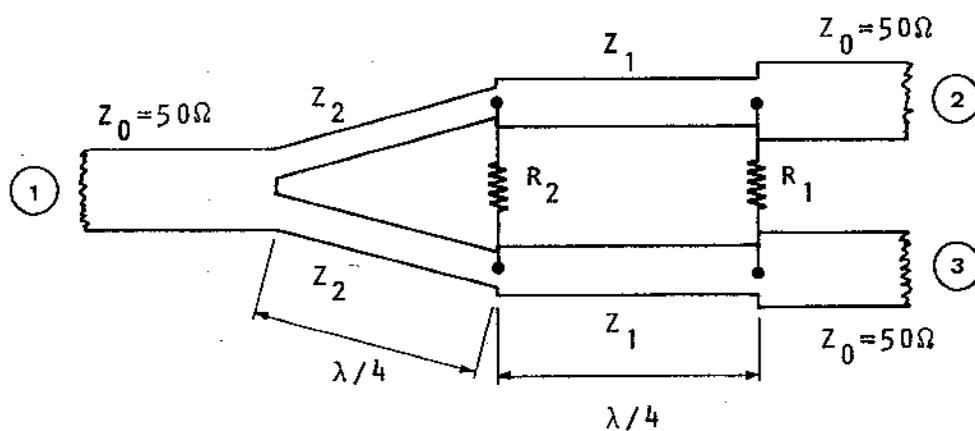


Fig. IV.6 - Divisor de Potência de 2 seções

O procedimento de projeto é o seguinte: as impedâncias características das seções de quarto de onda são determinadas pela faixa de operação desejada. De posse dos valores dessas impedâncias, podem-se determinar os valores dos resistores  $R_1$  e  $R_2$ .

Seja o transformador de duas seções da Fig. IV.7.

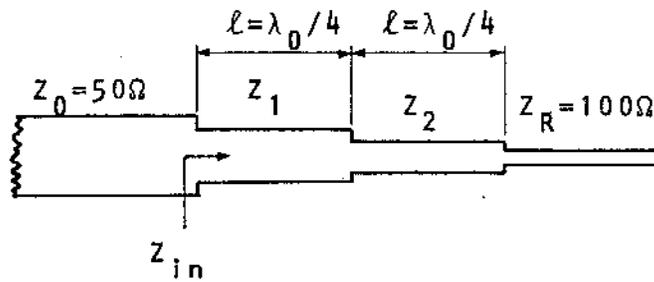


Fig. IV.7 - Transformador de duas seções de  $\lambda/4$

A impedância vista à entrada da 1ª seção de  $\pi/4$  é dada por {BR.4}.

$$Z_{in} = Z_1 \frac{(Z_2 Z_R - Z_1 Z_R t^2) + j (Z_1 Z_2 + Z_2^2) t}{(Z_1 Z_2 - Z_2^2 t^2) + j (Z_1 Z_R + Z_2 Z_R) t} \quad \text{IV.10}$$

onde  $t = \tan \beta \ell$ ,  $\beta$  é a constante de fase da linha, e  $\ell$  é o comprimento das seções do transformador e  $Z_R = 100\Omega$ .

Observemos que

$$\beta \ell = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_0}{4} = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \quad \text{IV.11}$$

onde  $\lambda_0$  e  $f_0$  são o comprimento de onda e a frequência central de projeto, respectivamente.

Para que o transformador esteja casado com a linha de  $50\Omega$ , é preciso que  $Z_{in} = 50\Omega$ . Substituindo os valores de  $Z_{in}$  e  $Z_R$  na equação IV.10 e igualando as partes real e imaginária, obtemos

$$(2 Z_1^2 - Z_2^2) t^2 = Z_1 Z_2 \quad \text{IV.12}$$

$$Z_1 Z_2 = 5000 \quad \text{IV.13}$$

Estas equações devem ser satisfêitas para o perfeito casamento de impedâncias. Evidentemente, isto só é possível para, no máximo, dois valores de  $t$ . A Fig. IV.8 mostra a variação do coeficiente de reflexão à entrada do transformador, definido por

$$K_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad \text{IV.14}$$

em função da razão de  $f/f_0$ , para diferentes valores de  $|K_{in}|$  em  $f_0$  [BR.4]. Em um dos casos apresentados,  $|K_{in}| = 0$  para  $f = f_0$ . Quando  $|K_{in}| = 0$ , as impedâncias são casadas e as equações IV.12 e IV.13 devem ser satisfeitas. Para  $f = f_0$  temos que  $t \rightarrow \infty$  e portanto devemos ter

$$2 Z_1^2 - Z_2^2 = 0 \quad \text{IV.15}$$

$$Z_1 Z_2 = 5000$$

que resulta em

$$Z_1 = 59,46 \Omega \quad \text{IV.16}$$

$$Z_2 = 84,09 \Omega$$

O fato de que a função  $t$  possui simetria ímpar em torno de  $f_0$ , nos permite verificar que a equação IV.12 terá duas soluções simétricas em relação a  $f_0$ . Se fizermos o coeficiente de reflexão  $K_{in}$  (definido pela equação IV.14) igual a zero para dois valores de frequências simétricos em relação a  $f_0$ , obteremos em  $f_0$  um coeficiente de reflexão não nulo,  $K_{f_0}$ . A expressão de  $K_{f_0}$  pode ser obtida fazendo-se  $t \rightarrow \infty$  na equação

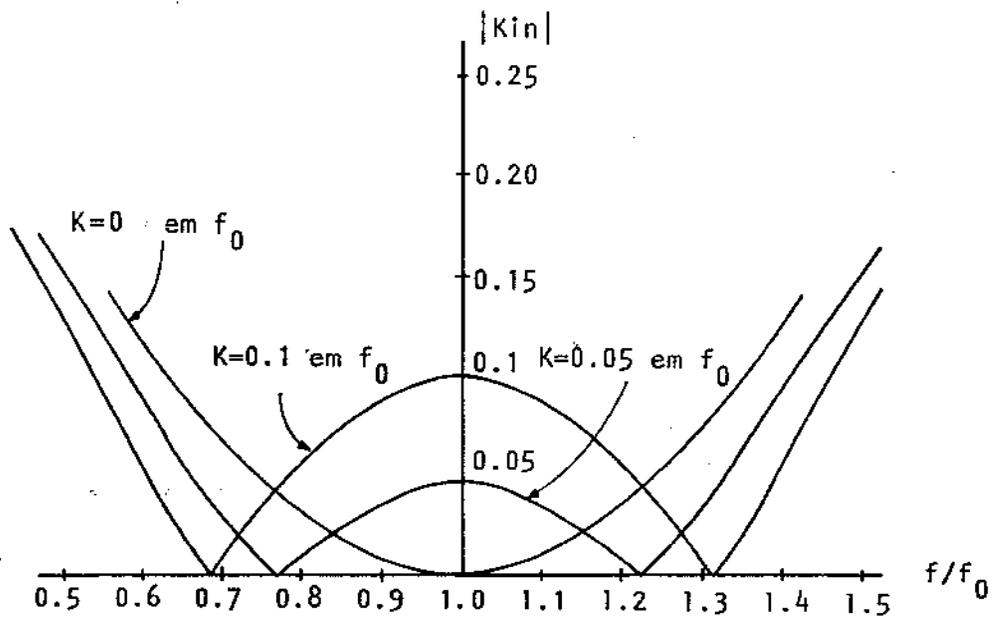


Fig. IV.8 - Variação do coeficiente de reflexão de transformadores de duas seções com a frequência (segundo Brown et al. {BR.4} ).

IV.10 e substituindo-se o valor de  $Z_{in}$  na equação IV.14. Assim, chega-se a

$$Z_{in} \Big|_{f=f_0} = \frac{Z_1^2}{Z_2^2} \quad \text{IV.17}$$

$$K_{f_0} = K_{in} \Big|_{f=f_0} = \frac{2 Z_1^2 - Z_2^2}{2 Z_1^2 + Z_2^2} \quad \text{IV.18}$$

O valor de  $K_{f_0}$  é conveniente na definição da largura de faixa do transformador. Esta faixa é considerada como a banda de frequência na qual  $|K_{in}| \leq K_{f_0}$ . Quanto maior o valor de  $K_{f_0}$ , maior será a faixa de operação do transformador e mais afastados de  $f_0$  estarão os pontos em que  $K_{in}$  se anula.

Assim, dado um valor de  $K_{f_0}$ , podemos calcular  $Z_1$  e  $Z_2$  com as equações IV.13 e IV.18. Os pontos em que  $|K_{in}| = 0$ , isto é, em que obtemos um casamento perfeito, podem ser calculados através da equação IV.12. Em seguida, a equação IV.10 nos fornece  $Z_{in}$ , que pode ser substituído na equação IV.14 para que se obtenha o módulo do coeficiente de reflexão  $|K_{in}|$  em função da relação de frequência  $f/f_0$ . Deste modo, as curvas da Fig. IV.8 foram traçadas. Além do caso em que  $K_{f_0} = 0$ , temos também as curvas de  $|K_{in}|$  para  $K_{f_0} = 0,05$  e  $K_{f_0} = 0,1$ . No caso em que  $K_{f_0} = 0,05$ , podemos observar que os valores de  $f/f_0$  tais que  $|K_{in}| = K_{f_0}$  são 1,33 e 0,67. Desta forma, chamando de  $f_2$  e  $f_1$  aos limites superior e inferior da faixa de operação definida, temos

$$\frac{f_2}{f_0} = 1,33 \quad \text{IV.19}$$

$$\frac{f_1}{f_0} = 0,67 \quad \text{IV.20}$$

Portanto,

$$\frac{f_2}{f_1} = 2 \quad \text{IV.21}$$

Esta é exatamente a faixa de uma oitava que desejamos. Assim, tomamos  $K_{f0} = 0,05$  para os transformadores a serem usados em nosso divisor de potência. Substituindo este valor na equação IV.18, temos

$$\frac{Z_2}{Z_1} = 1,345 \quad \text{IV.22}$$

A equação IV.13 nos permite chegar a

$$\boxed{Z_1 = 61\Omega} \quad \text{IV.23}$$

$$\boxed{Z_2 = 82\Omega}$$

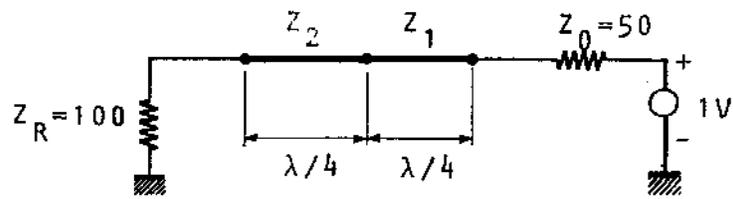
Estes são os valores das impedâncias características das seções do transformador que fornecem uma faixa de operação de uma oitava. O coeficiente de onda estacionária (S) máximo pode ser calculado a partir do valor de  $K_{f0}$  utilizado.

$$S(\text{máx}) = \frac{1 + |K_{f0}|}{1 - |K_{f0}|} = 1,105 \quad \text{IV.24}$$

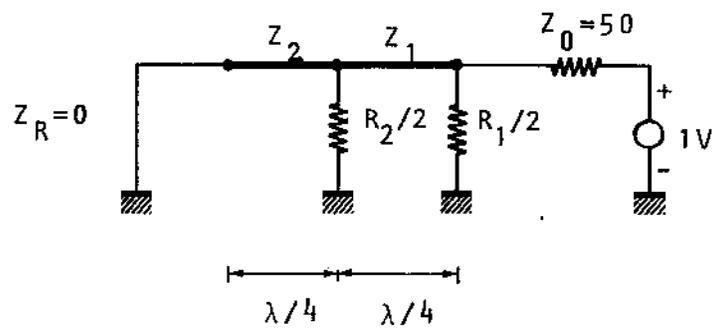
Precisamos ainda calcular os valores dos resistores  $R_1$  e  $R_2$  da Fig. IV.6.

Consideremos excitações ímpares e pares aplicadas às portas (2) e (3) com a porta (1) terminada em  $50\Omega$ , como na análise que fizemos para o divisor de potência de Wilkinson. Os modelos modificados para cada uma dessas excitações são

mostrados na Fig. IV.9.



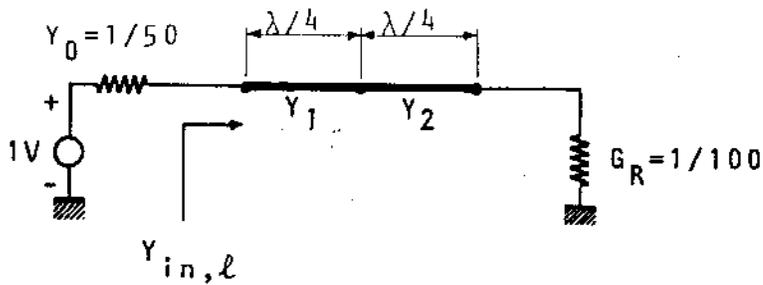
(a) excitação par



(b) excitação ímpar

Fig. IV.9 - Modelos modificados para as excitações par e ímpar do divisor de potência de duas seções.

A Fig. IV.10 é equivalente à Fig. IV.9 onde os circuitos foram invertidos de modo que a onda incidente chega pela esquerda e onde substituímos as impedâncias pelas admitâncias correspondentes.



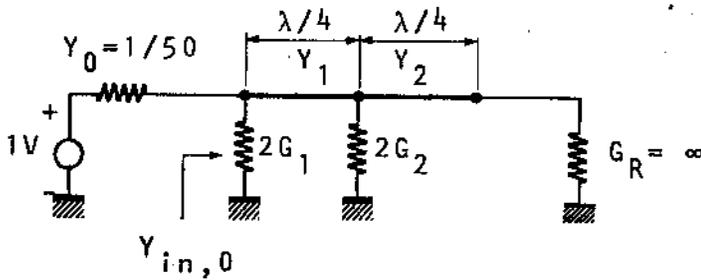
(a) excitação par

$$Y_0 = 1/Z_0$$

$$Y_R = 1/Z_R$$

$$Y_1 = 1/Z_1$$

$$Y_2 = 1/Z_2$$



(b) excitação ímpar

$$G_1 = 1/R_1$$

$$G_2 = 1/R_2$$

Fig. IV.10 - Circuitos de admitâncias equivalentes aos da Fig. IV.9

Cada admitância  $Y_j$  é suposta invariante com a mudança de excitação par para ímpar. Isto requer que o acoplamento entre as linhas adjacentes seja bastante pequeno. Caso contrário,  $Y_j$  (ímpar)  $>$   $Y_j$  (par) resultam em degradação do desempenho do circuito e maior dificuldade de análise.

Sejam  $K_e$  e  $K_0$  os coeficientes de reflexão de tensão dos modelos de excitação par e ímpar, respectivamente. Sejam, também,  $K_1$ ,  $K_2$  e  $K_3$  os coeficientes de reflexão de tensão nas portas (1), (2) e (3) do circuito completo do divisor de potência, mostrado na Fig. IV.6, e  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ ,  $T_{23}$ , os coeficientes de transmissão de tensão entre estas portas.

Pode ser mostrado que

$$|K_1| = |K_2| \quad \text{IV.25}$$

$$T_{12} = T_{13} \quad ; \quad |T_{12}| = |T_{13}| = \sqrt{\frac{1}{2} (1 - K_2)^2} \quad \text{IV.26}$$

$$K_2 = K_3 = \frac{1}{2} (K_\ell + K_0) \quad \text{IV.27}$$

$$T_{23} = \frac{1}{2} (K_\ell - K_0) \quad \text{IV.28}$$

Observamos que os coeficientes  $K_\ell$  e  $K_0$  são suficientes para que se obtenham os coeficientes de reflexão e transmissão de todas as portas do circuito completo.

Os modelos de excitação par representam apenas o transformador de duas seções que já obtivemos. Assim,  $K_\ell = K_{in}$ . Estes coeficientes já foram determinados com a escolha dos valores de  $Y_1$  e  $Y_2$  e não dependem das condutâncias  $G_1$  e  $G_2$ .

Portanto, somente o modelo de excitação ímpar nos interessa agora. Desejamos calcular  $G_1$  e  $G_2$  para que  $K_2$ ,  $K_3$  e  $T_{23}$  sejam minimizados na faixa de uma oitava de interesse.

Utilizando a expressão da admitância de entrada de uma seção de linha de transmissão de comprimento  $\ell$ , com admitância característica  $Y_C$ , terminada por uma admitância  $Y_R$  [DI.1], dada por

$$Y_{in} = Y_C \frac{Y_R + j Y_C \operatorname{tg} \beta \ell}{Y_C + j Y_R \operatorname{tg} \beta \ell} = Y_C \frac{Y_C - j Y_R \cot \beta \ell}{Y_R - j Y_C \cot \beta \ell} \quad \text{IV.29}$$

obtemos a admitância de entrada do modelo modificado de excitação ímpar, da Fig.IV.10b.

$$Y_{in,0} = 2G_1 + Y_1 \frac{Y_1 + (2G_2 + Y_2)s}{2G_2 + (Y_1 + Y_2)s} \quad \text{IV.30}$$

onde  $s = -j \cot \beta \ell$ .

Em seguida, pode-se achar o coeficiente de reflexão de tensão do modelo de excitação ímpar [CO.2]

$$K_0 = \frac{Y_0 - Y_{in,0}}{Y_0 + Y_{in,0}} = \frac{1 - Y_{in,0}/Y_0}{1 + Y_{in,0}/Y_0} =$$

IV.31

$$= \frac{2 G_2 (Y_0 - 2 G_1) - Y_1^2 - Y_1 Y_2 s^2 + [(Y_1 + Y_2) (Y_0 - 2 G_1) - 2 G_2 Y_1] s}{2 G_2 (Y_0 + 2 G_1) + Y_1^2 + Y_1 Y_2 s^2 + [(Y_1 + Y_2) (Y_0 + 2 G_1) + 2 G_2 Y_1] s}$$

Quando  $K_0$  for nulo, as partes real e imaginária do numerador da equação IV.31 também o serão. Como os termos em  $s^0$  e  $s^2$  são reais e os termos em  $s^1$  são imaginários, temos as seguintes relações para os pontos em  $K_0 = 0$  (C0.2).

$$2 G_2 (Y_0 - 2 G_1) - Y_1^2 - Y_1 Y_2 s^2 = 0 \quad \text{IV.32}$$

$$(Y_1 + Y_2) (Y_0 - 2 G_1) - 2 G_2 Y_1 = 0 \quad \text{IV.33}$$

Consideremos que a curva de  $|K_0|$  em função de  $\theta = \beta \ell = (\pi/2)(f/f_0)$  tenha a forma mostrada na Fig. IV.11.

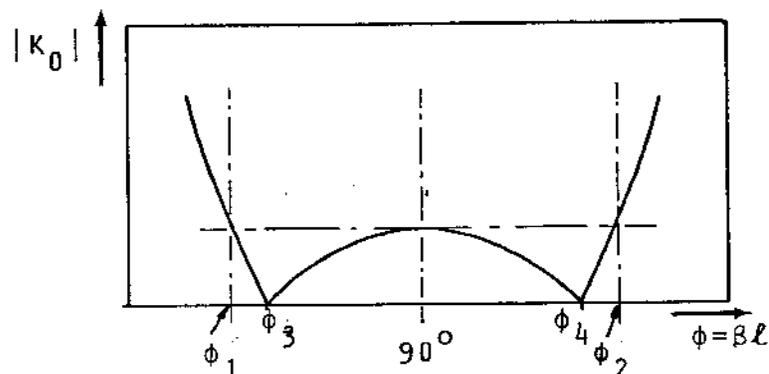


Fig. IV.11 - Forma desejada de  $|K_0|$  para divisor de potência de duas seções.

Esta é a forma que havíamos encontrado para o coeficiente de reflexão  $|K_{in}|$  do transformador de duas seções. Este tipo de curva possui ondulação constante ("equal-ripple"), isto é, os máximos locais não ultrapassam, dentro da faixa de operação, um determinado valor pré-estabelecido. A faixa de operação, de acordo com a definição que vimos anteriormente, se estende de  $\phi_1$  a  $\phi_2$ .  $|K_0|$  será nulo para os valores  $\phi_3$  e  $\phi_4$ , os quais são simétricos em relação a  $90^\circ$ . Se a curva utilizada for proporcional à curva do polinômio de Tchebyscheff (esta é a aproximação por função racional normalmente desejada quando se procura obter uma resposta com ondulação constante) de segunda ordem  $T_2(X)$ , isto é, se

$$|K_0| \propto T_2(X) = 2X^2 - 1 \quad \text{IV.34}$$

onde 
$$X = \frac{(90^\circ - \phi)}{(90^\circ - \phi_1)} \quad \text{IV.35}$$

então podemos relacionar  $\phi_3$  com  $\phi_1$  através de {C0.2}

$$\begin{aligned} \phi_3 &= 90^\circ - \frac{1}{\sqrt{2}} (90^\circ - \phi_1) = \\ &= 90^\circ \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{f_2/f_1 - 1}{f_2/f_1 + 1} \right) \right] \end{aligned} \quad \text{IV.36}$$

Como anteriormente,  $f_2$  e  $f_1$  são as frequências que limitam a faixa de operação. Em nosso caso  $f_2/f_1 = 2$  e, portanto,

$$\phi_3 = 68,8^\circ \quad \text{IV.37}$$

As equações IV.32 e IV.33 serão válidas para  $\phi = \phi_3$ . Voltando à representação por impedâncias e lembrando que

$$s = -j \cot \phi,$$

podemos obter, destas equações,

$$\frac{R_2}{Z_0} = \frac{2Z_1Z_2}{\sqrt{(Z_1 + Z_2)(Z_2 - Z_1 \cot^2 \phi_3)}} \quad \text{IV.38}$$

$$\frac{R_1}{Z_0} = \frac{2R_2(Z_1 + Z_2)}{R_2(Z_1 + Z_2) - 2Z_2} \quad \text{IV.39}$$

Agora, considerando as equações IV.23 e IV.37, chegamos a

$$R_2/Z_0 = 1,9602 \quad \text{IV.40}$$

$$R_1/Z_0 = 4,8204$$

Portanto, para  $Z_0 = 50\Omega$ , temos

$$R_2 = 241\Omega$$

IV.41

$$R_1 = 98\Omega$$

Os maiores coeficientes de reflexão ocorrerão em  $f_0$  e nos extremos  $f_1$  e  $f_2$  da faixa de operação. Lembrando que  $K_\ell$  é igual ao coeficiente de reflexão do transformador de duas seções ( $K_{in}$ ), temos que o maior valor de  $K_\ell$  é igual a  $K_{f_0} = 0,05$ . Portanto,

$$K_\ell \Big|_{f=f_0} = 0,05 \quad \text{IV.42}$$

O coeficiente de reflexão do modelo ímpar para  $f = f_0$  pode ser obtido da equação IV.31, fazendo-se  $s \rightarrow 0$ . Assim, chega-se a

$$K_0 \Big|_{f=f_0} = -0,0356 \quad \text{IV.43}$$

Podemos calcular agora, com o auxílio das equações IV.27 e IV.28 o coeficiente de onda estacionária das saídas e a isolação mínima entre as portas de saída dentro da faixa de operação.

$$K_2(\text{m\AA{x}}) = K_3(\text{m\AA{x}}) = 0,0072 \quad \text{IV.44}$$

$$S_2(\text{m\AA{x}}) = S_3(\text{m\AA{x}}) = 1,015 \quad \text{IV.45}$$

$$T_{23}(\text{m\AA{x}}) = 0,043 \quad \text{IV.46}$$

$$\text{Isola\c{c}\AA{o}_{23}(\text{min})} = -20 \log T_{23} \Big|_{\text{m\AA{x}}} = 27,3 \text{ dB} \quad \text{IV.47}$$

Este \u00e9 o circuito do divisor de pot\u00eancia que empregamos na constru\c{c}\AA{o do discriminador. A Tabela IV.1 resume os seus par\u00e2metros mais importantes.

$f_2/f_1$	2:1
$Z_1$	61 $\Omega$
$Z_2$	82 $\Omega$
$R_1$	241 $\Omega$
$R_2$	98 $\Omega$
$S_1(\text{m\AA{x}})$	1.105
$S_2, S_3(\text{m\AA{x}})$	1.015
$I_{23}(\text{min})$	27,3 dB

Tabela IV.1 - Par\u00e2metros principais do Divisor de Pot\u00eancia de duas se\c{c}\AA{o es.

A Fig. IV.12 mostra as curvas de desempenho deste divisor de pot\u00eancia {C0.2} .

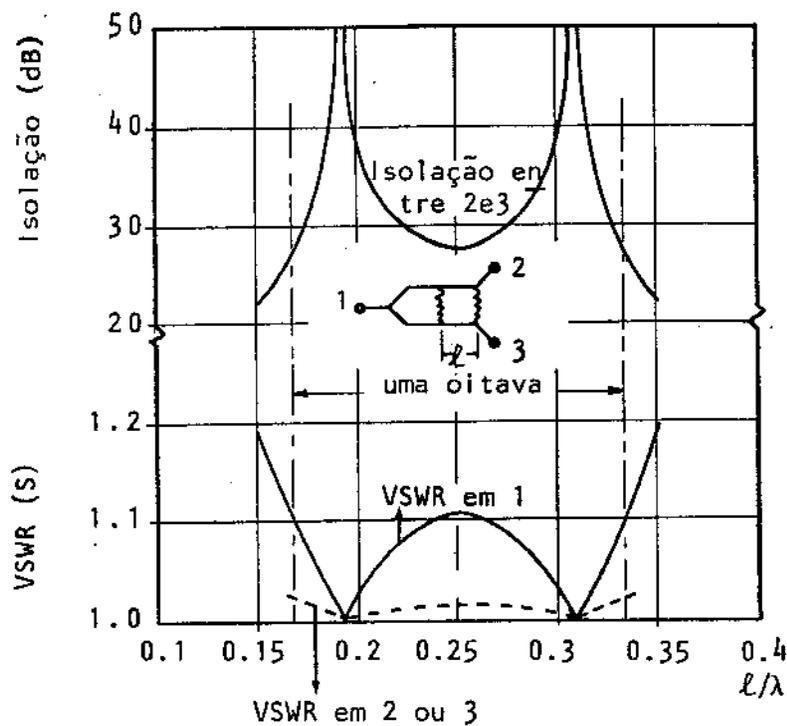


Fig. IV.12 - Curvas de resposta do divisor de potência da Fig. IV.6 para  $f_2 / f_1 = 2$  (segundo Cohn {CO.2}).

#### IV.2 - A Linha de retardo

A versão do discriminador mostrada na Fig. 11.10 utiliza uma linha de retardo com tempo de atraso de  $\tau$  seg. dado por (equação 11.72)

$$\omega_0 \tau = n\pi, \quad n \text{ inteiro} \quad \text{IV.48}$$

Como  $f_0 = 1,5 \times 10^9$  Hz, temos

$$\tau = \frac{n}{3} \times 10^{-9} \text{ s} \quad \text{IV.49}$$

O inteiro  $n$  não deve ser muito grande, pois neste caso o sinal poderia ser fortemente distorcido na demodulação. A experiência mostrou que  $n=5$  é um valor razoável. Portanto, o tempo de atraso necessário é da ordem de nano - segundos. Uma linha de transmissão de comprimento

$$l = v_{\ell} \cdot \tau = \frac{c}{\epsilon_{\text{eff}}} \cdot \tau$$

IV.50

onde  $v_{\ell}$  é a velocidade de fase na linha,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\epsilon_{\text{eff}}$  é a constante dielétrica efetiva do meio de transmissão, será adequado como linha de retardo. Não há necessidade de se utilizarem técnicas para aumentar a indutância ou a capacitância por unidade de comprimento da linha, com vistas a obter uma redução no comprimento  $l$  dado acima. Este comprimento é razoavelmente prático para os valores de atraso de que precisamos.

### IV.3 - O Acoplador Híbrido de quadratura (3 dB)

A função do acoplador híbrido de quadratura (3 dB), em nosso projeto, é a de dividir um sinal aplicado a uma de suas entradas (supondo-se todas as portas casadas) em dois sinais iguais em amplitude e defasados de  $90^{\circ}$ , que são dirigidos às duas portas de saída, mantendo uma alta isolação entre as entradas.

Na escolha do circuito do acoplador híbrido de quadratura, procuramos evitar o uso de linhas acopladas, pois os circuitos que as utilizam são, por natureza, particularmente sensíveis. Imprecisões relativamente pequenas em suas dimensões podem provocar comportamentos anômalos e afetar o desempenho {SA.1}.

Assim, preferimos usar o circuito do acoplador de linhas ramais mostrado na Fig. IV.13 {H0.3}. A análise teórica deste tipo de acoplador sugere que praticamente qualquer faixa de operação pode ser obtida pelo emprego de um número suficientemente grande de linhas ramais (espaçadas de um quarto do comprimento de onda da frequência central de projeto). Infelizmente, as impedâncias características das linhas ramais nas extremidades alcançam valores muito altos e impraticáveis, com o aumento do número de seções. No entanto, a técnica do aumento do número de seções pode ser aplicada às estruturas coaxiais, em que a faixa de valores de impedâncias

passíveis de implementação prática é razoavelmente larga. Em linhas de fita ou em microfitas, a impedância de  $120\ \Omega$  está próxima do máximo valor que se pode conseguir {H0.3} praticamente. Portanto, o circuito com três linhas ramais é dos melhores que se pode obter com a técnica de microfitas, que desejamos usar na construção do discriminador.

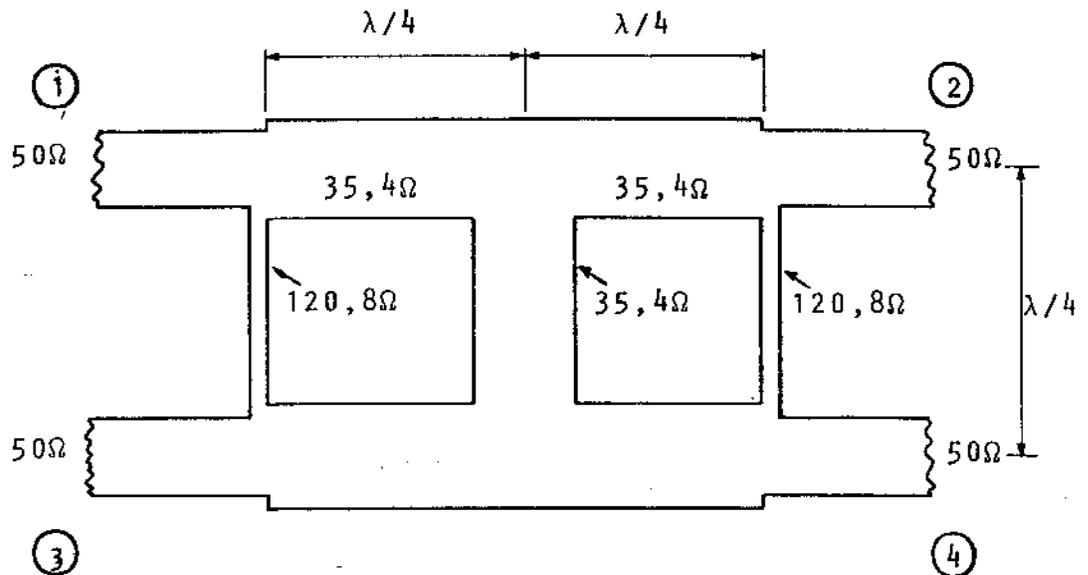
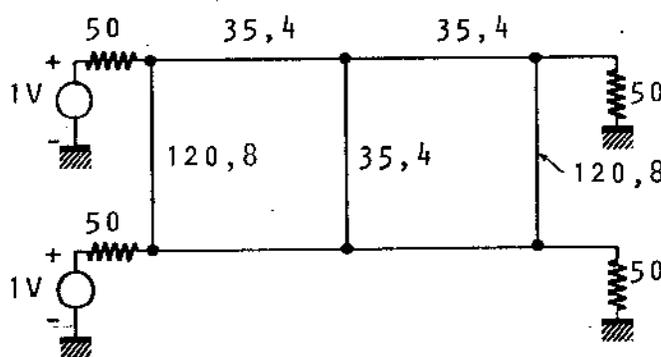


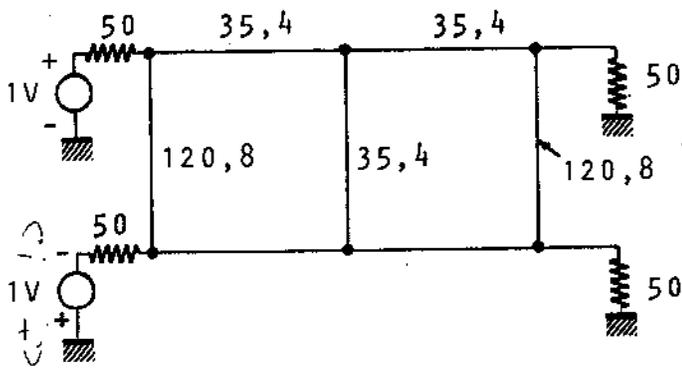
Fig.IV.13 - Acoplador Híbrido de quadratura (3 dB) com três linhas ramais.

A análise mais adequada para este tipo de acoplador se utiliza dos modelos de excitações par e ímpar que vimos ao estudar o divisor de potência.

Uma tensão de microondas de 2 volts de pico, aplicada à porta (1) pode ser decomposta nas excitações par e ímpar da Fig.IV.14.



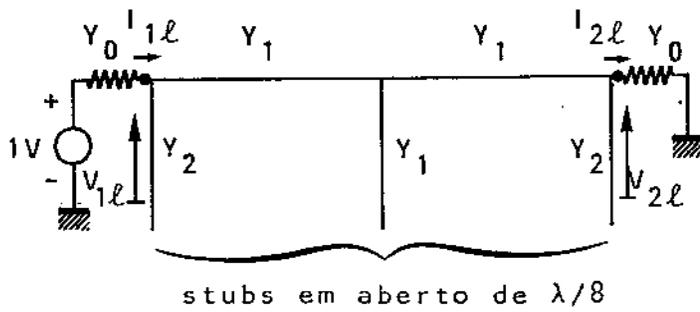
a) excitação par



b) excitação ímpar

Fig. IV.14 - Modelos de excitação par e ímpar para o acoplador híbrido.

Como anteriormente, os circuitos podem ser modificados para resultar nos circuitos da Fig. IV.15.



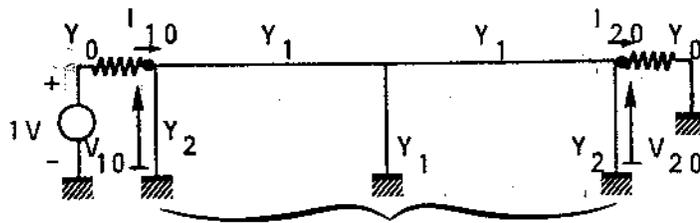
stubs em aberto de  $\lambda/8$

(a) excitação par

$$Y_0 = 1/50 \text{ siemens}$$

$$Y_1 = 1/35,4 \text{ S}$$

$$Y_2 = 1/120,8 \text{ S}$$



stubs em curto de  $\lambda/8$

(b) excitação ímpar

Fig. IV.15 - Modelos modificados de excitação par e ímpar do acoplador híbrido

A diferença entre os dois circuitos está nas terminações dos stubs de  $\lambda/8$ . Para o modelo par estas terminações são abertas e no modelo ímpar são curto-circuitadas. As tensões do circuito original podem ser obtidas das tensões dos modelos par e ímpar (indicadas na Fig. IV.15) pelas relações

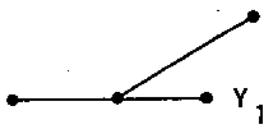
$$V_1 = V_{1\ell} + V_{10} \quad \text{IV.51}$$

$$V_2 = V_{2\ell} + V_{20} \quad \text{IV.52}$$

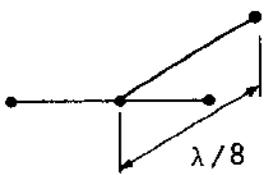
$$V_3 = V_{1\ell} - V_{10} \quad \text{IV.53}$$

$$V_4 = V_{2\ell} - V_{20} \quad \text{IV.54}$$

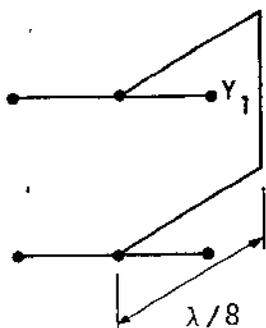
Os dois modelos podem ser vistos como um conjunto de quadripolos em cascata. Os quadripolos que fazem parte deste conjunto são mostrados na Fig. IV.16 juntamente com suas matrizes ABCD {BR.6}.



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j Y_1 \tan \pi/4 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j Y_1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV.55}$$



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j Y_1 \cot \pi/4 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j Y_1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV.56}$$



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \pi/2 & (j/Y_1) \sin \pi/2 \\ j Y_1 \sin \pi/2 & \cos \pi/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j/Y_1 \\ j Y_1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.57}$$

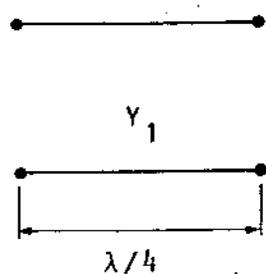


Fig. IV.16 - Matrizes ABCD úteis na análise do acoplador híbrido

Torna-se conveniente expressar todas as admitâncias em termos de  $Y_0$ . Temos assim

$$Y_1 = \sqrt{2} Y_0 = 1/35,4 \text{ S.} \quad \text{IV.58}$$

$$Y_2 = (\sqrt{2} - 1) Y_0 = 1/120,8 \text{ S.}$$

Portanto, a matriz ABCD do modelo de excitação par será dada por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{par}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j(\sqrt{2}-1)Y_0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \cdot Y_0 \\ j\sqrt{2} Y_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\sqrt{2} Y_0 & 1 \end{bmatrix} \\ &\cdot \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \cdot Y_0 \\ j\sqrt{2} Y_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j(\sqrt{2}-1)Y_0 & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} -\sqrt{2}/2 & -j\sqrt{2}/2 \cdot Y_0 \\ -j(\sqrt{2}/2) Y_0 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad \text{IV.59} \end{aligned}$$

Analogamente, podemos obter a matriz ABCD do modelo ímpar.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{ímpar}} = \begin{bmatrix} -\sqrt{2}/2 & j\sqrt{2}/2 \cdot Y_0 \\ j Y_0 & \sqrt{2}/2 - \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad \text{IV.60}$$

Então, podemos escrever

$$\begin{cases} V_{1\ell} = -(\sqrt{2}/2) V_{2\ell} - j(\sqrt{2}/2 \cdot Y_0) I_{2\ell} & \text{IV.61} \\ I_{1\ell} = -j(\sqrt{2}/2) Y_0 V_{2\ell} - (\sqrt{2}/2) I_{2\ell} & \text{IV.61} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{10} = -(\sqrt{2}/2) + j(\sqrt{2}/2 \cdot Y_0) I_{20} \\ I_{10} = j(\sqrt{2}/2) Y_0 V_{20} - (\sqrt{2}/2) I_{20} \end{cases} \quad \text{IV.62}$$

Utilizando as condições de contorno

$$V_{2\ell} = I_{2\ell} / Y_0 = I_{2\ell} Z_0 \quad \text{IV.63}$$

$$V_{20} = I_{20} / Y_0 = I_{20} Z_0$$

obtemos

$$\begin{cases} V_{1\ell} = -(\sqrt{2}/2) Z_0 (1+j) I_{2\ell} \\ I_{1\ell} = -(\sqrt{2}/2) (1+j) I_{2\ell} \end{cases} \quad \text{IV.64}$$

$$\begin{cases} V_{10} = (\sqrt{2}/2) Z_0 (-1+j) I_{20} \\ I_{10} = (\sqrt{2}/2) (-1+j) I_{20} \end{cases} \quad \text{IV.65}$$

Outras condições de contorno, a saber

$$V_{1\ell} + I_{1\ell} Z_0 = 1 \quad \text{IV.66}$$

$$V_{10} + I_{10} Z_0 = 1$$

nos fornecem

$$I_{2\ell} = \frac{1}{-\sqrt{2} Z_0 (1+j)} \quad \text{IV.67}$$

$$I_{20} = \frac{1}{\sqrt{2} Z_0 (-1+j)}$$

Substituindo estas expressões nas equações IV.64 e IV.65, obtemos

$$\begin{cases} V_{1\ell} = 1/2 \\ I_{1\ell} = 1/2Z_0 \end{cases} \quad \text{IV.68}$$

$$\begin{cases} V_{2\ell} = -1/\left(\sqrt{2}(1+j)\right) \\ I_{2\ell} = -1/\left(\sqrt{2} \cdot Z_0\right) (1+j) \end{cases} \quad \text{IV.69}$$

$$\begin{cases} V_{10} = 1/2 \\ I_{10} = 1/(2Z_0) \end{cases} \quad \text{IV.70}$$

$$\begin{cases} V_{20} = 1/\left(\sqrt{2}(-1+j)\right) \\ I_{20} = 1/\left(\sqrt{2} \cdot Z_0\right) \cdot (-1+j) \end{cases} \quad \text{IV.71}$$

Agora, com as equações IV.51 a IV.54, temos

$$\begin{cases} V_1 = 1 = 1 \underline{0^\circ} \end{cases} \quad \text{IV.72}$$

$$\begin{cases} V_2 = -\sqrt{2}/2 = \sqrt{2}/2 \underline{180^\circ} \end{cases} \quad \text{IV.73}$$

$$\begin{cases} V_3 = 0 \end{cases} \quad \text{IV.74}$$

$$\begin{cases} V_4 = j\sqrt{2}/2 = \sqrt{2}/2 \underline{90^\circ} \end{cases} \quad \text{IV.75}$$

$$\begin{cases} I_1 = 1/Z_0 \end{cases} \quad \text{IV.76}$$

$$\begin{cases} I_2 = -\sqrt{2}/(2Z_0) \end{cases} \quad \text{IV.77}$$

$$\begin{cases} I_3 = 0 \end{cases} \quad \text{IV.78}$$

$$\begin{cases} I_4 = j\sqrt{2}/(2Z_0) \end{cases} \quad \text{IV.79}$$

Podemos observar, agora, que a porta 3 está isolada da porta 1, e que a energia incidente na porta 1 é dividida igualmente entre as portas 2 e 4. A tensão na porta 2 está  $180^\circ$  à frente da entrada e na porta 4 a tensão está adiantada de  $90^\circ$ . O que nos interessa realmente é a diferença de fase entre as portas 2 e 4. Pode-se assim utilizar a representação da Fig. 11.6 e das equações 11.36 a 11.38.

Por simetria, concluímos que a entrada 3 está acoplada às portas 2 e 4 e isolada da porta 1. (\*).

Observa-se também que a impedância de entrada da porta 1 é igual a  $Z_0$ . Portanto, a estrutura estará casada, desde que todas suas outras portas estejam casadas.

O comportamento de todo o acoplador híbrido pode ser sintetizado em sua matriz de espalhamento  $[S]$ . Esta matriz pode ser calculada a partir das equações IV.68 a IV.71, levando-se em conta a simetria e a reciprocidade do acoplador. A matriz de espalhamento resultante é

$$[S]_{\text{acoplador híbrido}} = \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2}/2 & 0 & j\sqrt{2}/2 \\ -\sqrt{2}/2 & 0 & j\sqrt{2}/2 & 0 \\ 0 & j\sqrt{2}/2 & 0 & -\sqrt{2}/2 \\ j\sqrt{2}/2 & 0 & -\sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.80}$$

(\*) Analogamente, tem-se que um sinal aplicado à porta 2 (porta 4) é acoplado às portas 1 e 3 e isolado da porta 4 (porta 2).

Evidentemente, em toda esta análise do acoplador híbrido estivemos supondo operação na frequência central <sup>da</sup> do projeto. A análise em toda a faixa de operação é consideravelmente mais elaborada e extensa, com os termos das matrizes assumindo expressões longas e pouco simples.

Este acoplador híbrido foi utilizado com sucesso em um discriminador polar de frequências, operando na faixa de 26,5 a 40 GHz, desenvolvido pelo Naval Electronics Laboratory Center, San Diego, Ca. - {SA.1}. Deste modo, podemos esperar um comportamento razoável deste acoplador, na faixa de frequência de uma oitava.

Para requisitos mais severos de resposta em frequência, pode-se empregar a técnica de síntese de circuitos no projeto do acoplador. Levy e Lind {LE.1} apresentam um procedimento de síntese de acopladores direcionais de linhas ramais. A técnica adotada fornece características de Butterworth {WE.1} exatas e características de Tchebyscheff {WE.2} quase exatas. No entanto, as faixas de operação mais largas somente são conseguidas à custa do aumento do número de seções, que como já vimos se torna impraticável em circuitos de microfitas.

A Fig. IV.17, extraída do trabalho de Levy e Lind, mostra o desempenho do acoplador híbrido da Fig. IV.13, o qual foi construído em nosso discriminador.

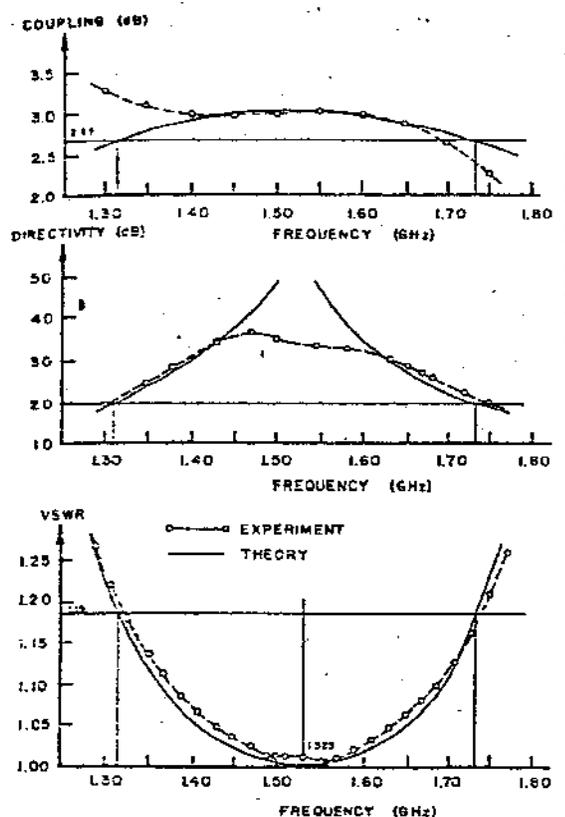


Fig. IV.17 - Curvas teóricas e experimentais do acoplador da Fig. IV.13, de acordo com Levy e Lind. {LE.1}

#### IV.4 - O Detetor de Envoltória

As saídas do acoplador híbrido dos discriminadores vistos no Capítulo II, temos sinais modulados em amplitude. Assim, precisamos de detetores de envoltória para recuperar a informação codificada nestes sinais.

A Fig. IV.18 mostra um circuito típico de um detetor de envoltória.

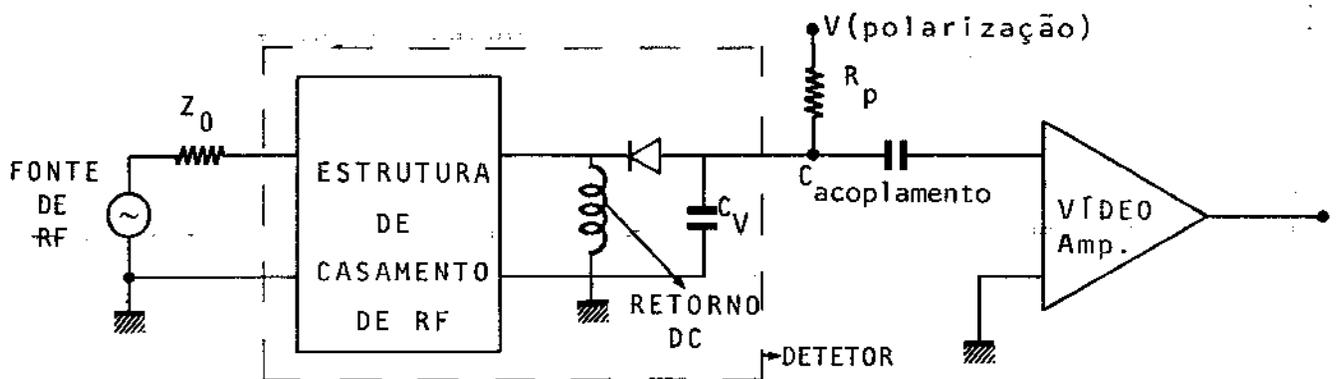


Fig. IV.18 - Circuito típico de detetor de envoltória.

A estrutura de casamento de impedâncias pode ser, por exemplo, um stub ou um transformador de quarto de onda. Ela tem por finalidade eliminar as reflexões de RF e acoplar a maior parte possível da potência incidente ao diodo do detetor. Em faixas largas de operação, o diodo apresenta reatâncias que são difíceis de serem casadas com a fonte de RF, tornando mais complexo o projeto da estrutura de casamento de impedâncias. Quando a impedância apresentada pelo diodo é alta, pode-se conseguir um bom casamento de impedâncias simplesmente com uma carga de  $50\Omega$  conectada entre os terminais de RF. No entanto, este casamento resistivo tem a desvantagem de dissipar grande parte da potência de RF incidente.

O retorno de vídeo e DC à terra pode ser conseguido através de seções de quarto de onda. Este retorno é bas

tante importante quando o diodo requer polarização. No caso de diodos que operam sem polarização, este retorno tem por finalidade reduzir a resistência interna do equivalente de Thévenin do detetor. Deste modo, o detetor pode ser visto como uma fonte de tensão de vídeo (banda básica) de baixa impedância interna.

Evidentemente, o mais importante elemento do detetor é o diodo. Ele é o elemento não linear que efetua a mudança de frequência. A tensão de RF incidente sobre o detetor é quase totalmente aplicada ao diodo, pois o capacitor de vídeo  $C_V$  (ou capacitor de "by pass") apresenta baixa impedância para RF. Assim, a corrente fornecida pelo diodo será uma corrente retificada que dependerá da amplitude do sinal RF. Para pequenas variações em torno do ponto de operação, a característica  $V \times I$  do diodo pode ser aproximada por uma curva de 2º grau. Deste modo, quando o sinal de RF incidente for de baixo nível de potência, a corrente fornecida pelo diodo será proporcional ao quadrado da amplitude da tensão de RF. Quando as variações em torno do ponto quiescente são maiores, a curva  $V \times I$  se aproxima de uma reta e tem-se detecção linear da envoltória do sinal incidente.

O capacitor de "bypass"  $C_V$  deve possuir uma capacitância alta o suficiente para que o sinal de RF seja curto-circuitado e pequena o suficiente para que o sinal de vídeo não seja aterrado.

Existem três tipos básicos de diodos que podem ser empregados nos detetores na faixa de microondas. Eles são o diodo de ponto de contato, o diodo reverso ("back diode") e o diodo Schottky. Vejamos as características principais dos detetores com cada um desses diodos.

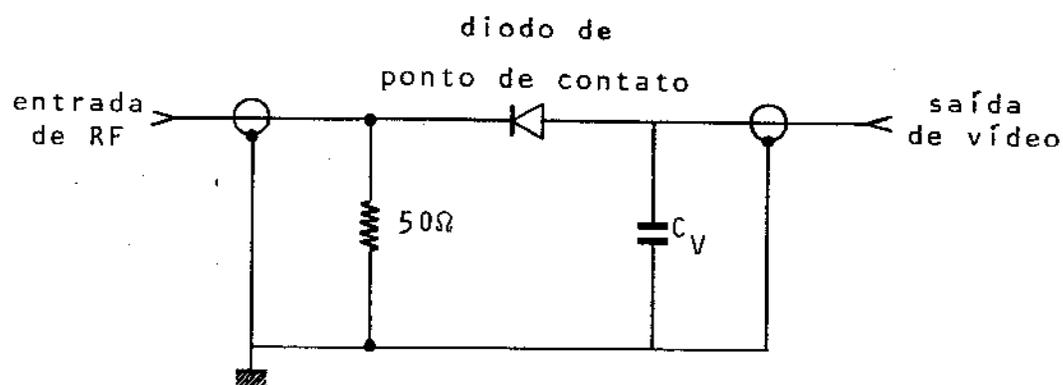
#### III.4.1 - Detetores de Cristal

Os detetores de cristal utilizam diodos de ponto de contato. São os mais antigos detetores. A impedância dos diodos de ponto de contato é geralmente mais alta que a dos ou

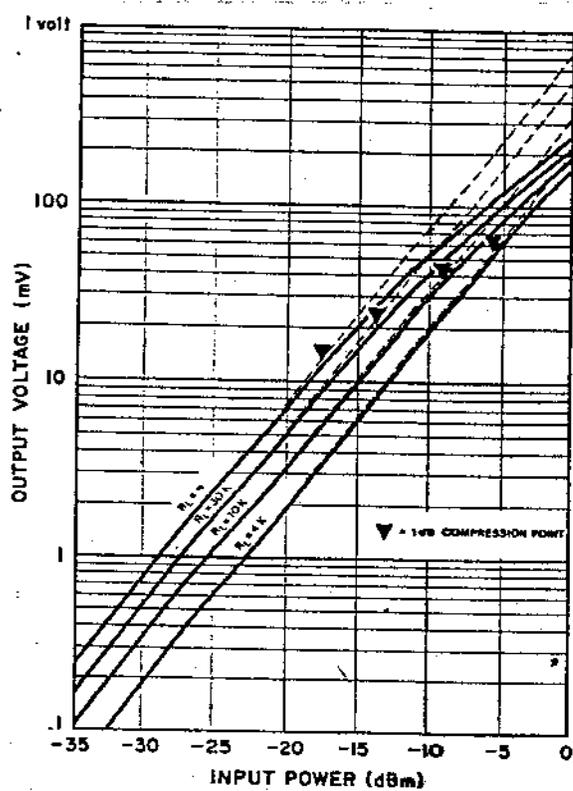
tros tipos de diodos, o que torna mais difícil o casamento de impedâncias por estruturas sem perdas. Pode-se, no entanto, efetuar o casamento com um resistor igual a  $Z_0$  colocado em paralelo com a entrada. O diodo de ponto de contato é exatamente o que seu nome sugere: um pedaço de semiconductor no qual é feito um contato metálico através de um fio bem fino e curto, conhecido com "bigode de gato" ("whisker"). Portanto, suas características são relativamente sujeitas a variações resultantes de choques e vibrações [H0.4].

Vejamos alguns valores típicos dos parâmetros de detetores de cristal encontrados no mercado. A faixa de frequência de operação se estende de 0,01 até 12 GHz, ou até 18 GHz em alguns casos. As sensibilidades são da ordem de 400 a 600 mV/mW com a saída em aberto. Esta sensibilidade decresce quando a saída é carregada, devido à impedância de saída do detetor. Pode-se ter, por exemplo, 200 mV/mW de sensibilidade com uma carga  $R_L = 4 \text{ K}\Omega$  na saída [AE.1].

A Fig. IV.19, extraída das especificações dos detetores de cristal da Aertech, mostra um circuito típico destes detetores, assim como suas curvas de tensão de saída em função da potência de entrada.



a) Circuito típico de Detetor de Cristal



b) Curvas típicas de resposta

Fig. IV.19 - Detetores de Cristal

Podemos observar que a faixa de operação quadrática se estende até potências de entrada da ordem de  $-15\text{dBm}$ . A partir de  $+5\text{dBm}$ , a detecção passa a ser linear (esta região não está mostrada na Fig. IV.19).

Em aplicações que requerem baixo VSWR (\*) ao longo de faixas largas, os detetores de cristal são uma boa escolha. No entanto, o casamento resistivo à sua entrada compromete a sensibilidade pois parte da potência incidente é dissipada no resistor. Os detetores túnel (com diodos reversos) e Schottky podem utilizar estruturas sem perdas para o casamento de impedâncias à entrada e assim conseguem sensibilidades maiores.

#### III.4.2 - Detetores Túnel

Aqui, os diodos utilizados são os diodos reversos ("back diodes"). Estes diodos são variações dos diodos túnel

(\*) VSWR =  $S$  = coeficiente de onda estacionária de tensão.

convencionais nas quais os níveis de dopagem são ajustados de tal modo, que o efeito de tunelamento só ocorre para polarizações reversas (SZ.1). A Fig. IV.20 mostra a característica  $V_{xi}$  do diodo reverso BD-6 da GE, que utilizamos nos detetores que construímos.

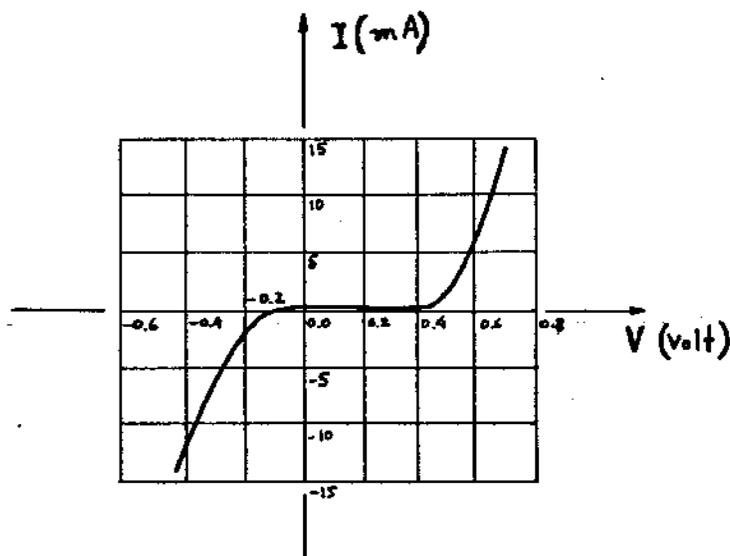


Fig. IV.20 - Curva  $V_{xi}$  do diodo reverso de Germânio BD-6, fabricação GE.

Observamos que, na região reversa, a curva pode ser aproximada por uma parábola. Para tensões menores que 0,4 volts, não há condução na região direta. Acima de 0,4 volts, a corrente direta deve-se à injeção de portadores majoritários, e não ao efeito de tunelamento. Para que se efetue a detecção do sinal, deve-se ter corrente em apenas uma direção. Portanto, este diodo deve ser operado com tensões inferiores a 400 mV de pico (+2 dBm em 50Ω).

Os diodos reversos possuem baixa impedância para RF, o que facilita o casamento por estruturas não dissipativas, em faixas de frequência relativamente largas.

A resistência dinâmica de vídeo é pequena, da ordem  $100\Omega$ , e permite larguras típicas de banda básica de 100 MHz para sinais de RF na banda S (2,6 a 3,95 GHz), podendo atingir bandas básicas com larguras iguais à metade da menor frequência do sinal de RF {AE.2}.

No sistema de comunicações que apresentamos no Capítulo I, a faixa de RF se estende de 1 a 2 GHz e a faixa de vídeo vai até 400 MHz. Portanto, o detetor necessário para este sistema deverá operar bastante próximo de seu limite de faixa de vídeo. Um detetor com esta característica vai precisar de estruturas que otimizem o casamento de impedâncias tanto na entrada de RF quanto na saída de vídeo.

A Fig.IV.21, extraída das especificações dos detetores túnel da Aertech mostram as curvas de respostas de um detetor típico.{AE.2}.

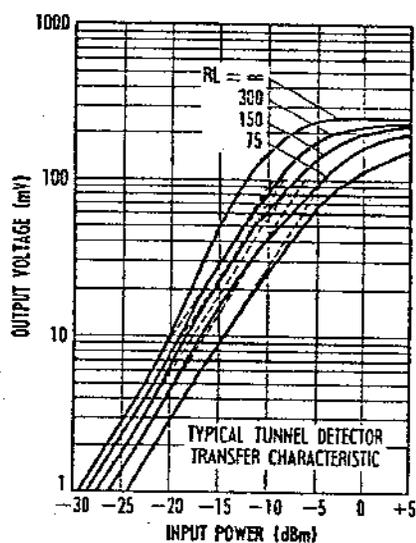


Fig.IV.21 - Resposta de detetor túnel típico.

Abaixo de aproximadamente -20 dBm para  $R_L = \infty$  ( ou -10 dBm para  $R_L = 75\Omega$ ) de potência de RF, temos operação na região quadrática.

As características de ruído, as respostas em fre

quência e as sensibilidades encontradas em detetores túnel são muito boas. Os valores típicos de sensibilidade encontradas nos detetores túnel são da ordem de 1000mv/mw (saída em aberto) {AE.2}.

Uma extensa análise dos detetores túnel pode ser encontrada no trabalho de Okean {WI.4}.

#### III.4.3 - Detetores Schottky

As melhores sensibilidades são conseguidas com os detetores Schottky, que empregam os diodos do mesmo nome. Estes diodos são formados por uma junção entre material semi-condutor e metal e se utilizam da barreira de potencial criada pela diferença entre a função de trabalho do metal e a afinidade eletrônica do semi-condutor {SZ.2}.

Mostramos na Fig.IV.22 as curvas de sensibilidade de um detetor schottky típico, extraída das especificações dos detetores da Aertech {AE.3}. A alta eficiência de retificação e as propriedades de baixo ruído dos diodos de barreira Schottky (ou apenas diodos Schottky) são combinadas para fornecer um dispositivo de detecção quadrática extremamente sensível. A sensibilidade típica desses detetores é da ordem de 2000 a 5000 mv/mw (saída em aberto) {AE.3}.

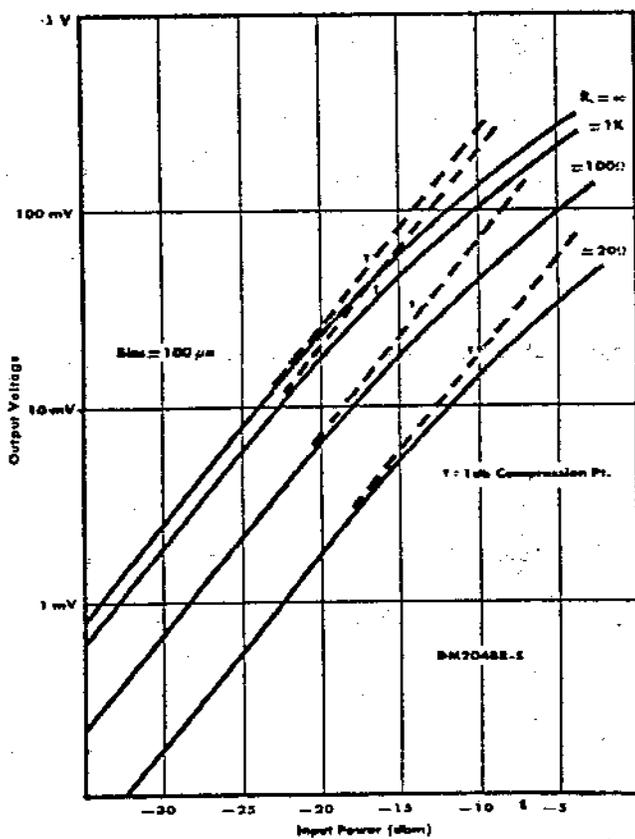


Fig.IV.22 - Curvas típicas de sensibilidade dos detetores schottky.

Assim como os detetores túnel, os detetores Schottky possuem baixa resistência de vídeo (valor típico de  $300\Omega$ ) e podem ser utilizados com largas faixas de vídeo {AE.3}. A largura da faixa de vídeo pode ser ampliada através da redução do capacitor de vídeo  $C_V$ . Deve-se, no entanto, cuidar para que este capacitor  $C_V$  continue transparente para o sinal de RF.

O inconveniente dos detetores Schottky comuns é que eles precisam de uma corrente de polarização DC, da ordem de 50 a 300 microamperes. Entretanto, já existem detetores Schottky que operam sem polarização, e cujas sensibilidades são duas ou três vezes maiores que os detetores schottky convencionais {LE.2}.

Contudo, os detetores Schottky convencionais são superiores quanto ao coeficiente de onda estacionária S. Quando usados com polarização de 200 a 300  $\mu A$ , podem fornecer valores de S extremamente baixos e manter o casamento de impedâncias ao longo de faixas de RF bastante largas {AE.3}{H0.5}.

Uma análise detalhada destes três tipos de diodos pode ser encontrada no livro de Sze {SZ.3}.

#### IV.5 - O Somador

O último dos elementos da versão do discriminador mostrada na Fig.II.10a é o somador. Este não é um elemento indispensável ao processo de demodulação, mas pode fornecer um ganho de 6 dB ao sinal de saída.

Se a faixa de vídeo (banda básica) for menor ou da ordem de 15 MHz, pode-se usar um somador com circuitos integrados. O circuito mostrado na Fig.IV.23 é de um amplificador somador que utiliza um amplificador operacional (op amp) integrado {ME.1}.

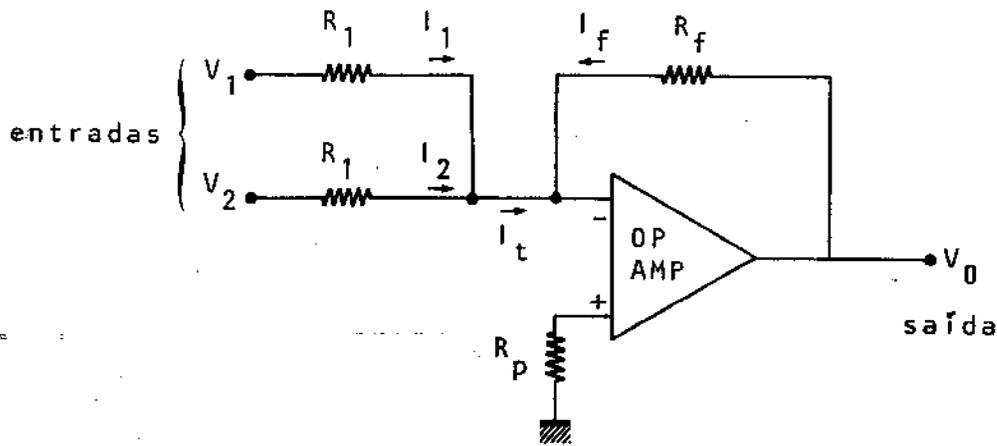


Fig. IV.23 - Somador do op amp integrado.

O terminal (-) do op amp está a um terra virtual (tensão muito próxima do nível de terra) devido à realimentação negativa através de  $R_f$ . Isto faz com que as entradas sejam isoladas eletricamente uma da outra. A saída  $V_0$  será proporcional à soma dos sinais  $V_1$  e  $V_2$  de entrada.

O resistor  $R_p$  ligado ao terminal (+) do op amp é dado por

$$R_p = R_1 \parallel R_1 \parallel R_f = \frac{R_1 R_f}{R_1 + 2 R_f} \quad \text{IV.81}$$

e tem por finalidade igualar as impedâncias vistas pelos terminais do op amp de modo a anular os efeitos que as correntes de polarização podem ter sobre a tensão de saída {ME.2}.

Como o terminal (-) está virtualmente aterrado, temos

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_2}{R_1} \quad ; \quad I_f = \frac{V_0}{R_f} \quad \text{IV.82}$$

Portanto,

$$I_t = I_1 + I_2 = \frac{1}{R_1} (V_1 + V_2) \quad \text{IV.82}$$

Da 2ª Lei de Kirchoff, temos que

$$I_t + I_f + I_{p-} = 0 \quad \text{IV.84}$$

onde  $I_{p-}$  é a corrente de polarização que flui através do terminal (-) do op amp. Esta corrente é normalmente bastante pequena e pode ser desprezada. Logo,

$$I_f = -I_t \quad \text{IV.85}$$

As equações IV.82 nos permitem escrever

$$V_0 = - \frac{R_f}{R_1} (V_1 + V_2) \quad \text{IV.86}$$

Este é o resultado que desejávamos, ou seja, uma tensão proporcional à soma das tensões de entrada. Um amplificador de ganho (-1) pode ser obtido, por exemplo, fazendo-se

$$R_f = R_1 = 30 \text{ K}\Omega$$

e  $R_p = 10 \text{ K}\Omega.$

Os circuitos integrados podem processar sinais de até 15 MHz, aproximadamente. Se a faixa de vídeo for superior a este valor, não se poderá utilizar o somador da Fig. IV.23.

Nos casos em que a faixa de vídeo é superior a 15 MHz, como no sistema de comunicações apresentado no Capítulo 14, pode-se usar o somador da Fig. IV.24.

Este somador pode ser analisado em duas partes, separadas por linhas pontilhadas na figura. Esta separação é possível porque a corrente de entrada na base do par Darlington ( $I_b$ ) é muito pequena, e portanto, o circuito de resistores não é carregado pelos transistores. (\*)

---

(\*) O par Darlington apresenta alta impedância de entrada.

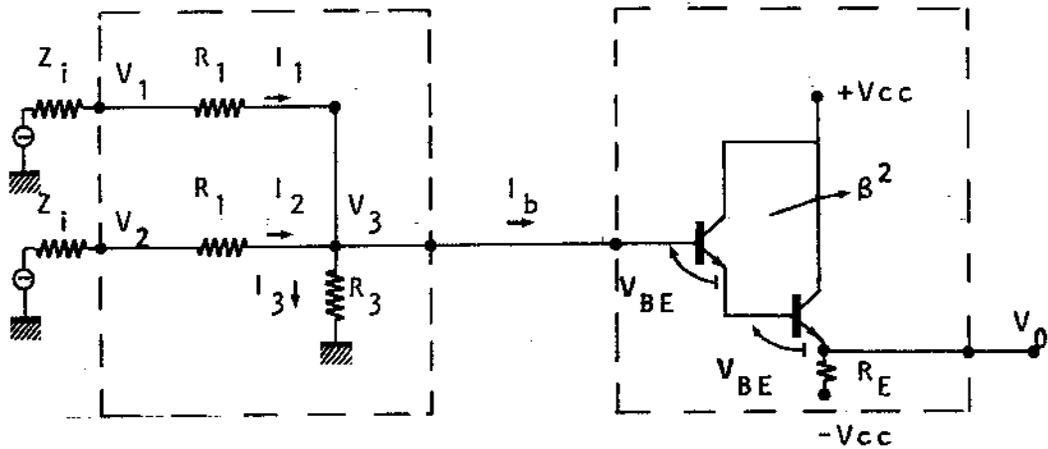


Fig.IV.24 - Somador com resistores e transistores.

Da Fig.IV.24 podemos escrever

$$I_1 = \frac{V_1 - V_3}{R_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_2 - V_3}{R_1} \quad \text{IV.87}$$

Como  $I_b$  pode ser desprezada, temos

$$I_3 = I_1 + I_2$$

Portanto,

$$V_3 = I_3 R_3 = \frac{R_3}{R_1 + 2 R_3} [V_1 + V_2] \quad \text{IV.88}$$

Assim, percebemos que a tensão aplicada à base do par Darlington é proporcional à soma dos sinais de entrada.

Se desejarmos isolar eletricamente as duas entradas do somador, devemos fazer  $R_1 \gg R_3$ . Contudo, esta medida reduz a constante de proporcionalidade da tensão de saída (equação IV.88).

A segunda parte da Fig.IV.24 mostra um seguidor de

emissor que utiliza um par Darlington. Sua finalidade é permitir que a corrente  $I_b$  seja desprezível, mesmo quando uma carga é conectada à saída do somador.

A tensão de saída  $V_0$  possuirá um nível DC, devido às tensões entre emissor e base dos dois transistores.

$$V_0 = V_3 - 2 V_{BE} \quad \text{IV.89}$$

Evidentemente, este nível DC pode ser eliminado por um acoplamento capacitor entre a saída do seguidor de emissor e o estágio seguinte, e a tensão resultante é proporcional à soma dos sinais de entrada.

Deste modo, obtem-se um somador cuja resposta de frequência é limitada apenas pelas características de frequência dos resistores e transistores empregados.

Estes componentes completam o discriminador de frequências. O sinal que sai do discriminador deve ser aplicado a um filtro passa-baixa para que o ruído externo à faixa de vídeo (banda básica) seja eliminado.

A seguir, tratamos desse filtro passa-baixa.

#### IV.6 - O Filtro Passa-Baixa

Existe uma grande variedade de filtros passa-baixa passíveis de implementação em microfita, técnica que desejamos utilizar na construção de nossos circuitos. Nos filtros em microfita, indutâncias e capacitâncias concentradas são simuladas por seções curtas de linhas. Esta simulação é válida em uma determinada faixa de frequência. Assim, somente nesta faixa a resposta do circuito distribuído (em microfita) corresponderá à do circuito concentrado (protótipo). Como o comportamento das seções de linha de transmissão é periódico em frequência, a resposta do filtro também será repetitiva.

O projeto do filtro é feito inicialmente em parâme

UNICAMP  
CENTRO DE CIÊNCIAS

tros concentrados, quando se obtem o circuito protótipo, e então calcula-se as linhas de transmissão necessárias para simular cada parâmetro.

No projeto dos parâmetros concentrados, podem-se utilizar várias técnicas. O procedimento baseado na Teoria de Síntese é o que apresenta resultados ótimos e soluções exatas, sendo portanto o mais indicado.

A síntese pode ser dividida em duas fases principais. A primeira é chamada de "aproximação" e a segunda de "realização". A aproximação é necessária quando a resposta desejada do circuito não é dada por uma função racional, mas é apresentada em forma gráfica. Nesta fase uma função racional é obtida, a qual aproxima a curva de resposta desejada. Passa-se então à fase de realização que resulta em um circuito, cuja resposta é exatamente a função racional determinada na fase de aproximação (sem quaisquer aproximações extras).

Assim, vejamos o problema da aproximação da característica de um filtro passa-baixa ideal.

Seja o coeficiente de transmissão de um quadripolo definido através da razão entre a potência entregue à carga  $P_L$  e a potência disponível à entrada  $P_A$ :

$$|t(j\omega)|^2 = P_L/P_A \quad \text{IV.90}$$

A característica de um filtro passa-baixa ideal é dada pelo gráfico do quadrado do módulo do coeficiente de transmissão em função da frequência normalizada  $\omega(*)$  apresentado na Fig. IV.25.

---

(\*) A frequência normalizada  $\omega$  é definida como a razão entre a frequência real  $\omega_r$  e a frequência de corte do filtro  $\omega_c$ .

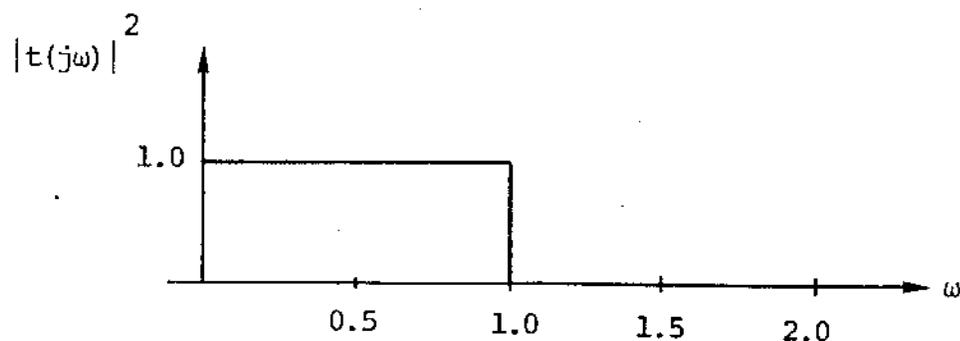


Fig.IV.25 - Característica Passa-Baixa Ideal

Todas as frequências na banda passante  $0 \leq \omega < 1$  são transmitidas sem perda, enquanto as frequências  $\omega > 1$  são totalmente atenuadas. Sabemos que esta característica não pode ser realizada fisicamente pois ela é nula em um intervalo não nulo de frequências e portanto torna-se necessário aproximá-la por uma função racional. Esta função deve aproximar uma constante em cada um de dois intervalos: a unidade no intervalo  $0 \leq \omega < 1$  e zero para  $\omega > 1$ . Assim, se a função

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + A_n(\omega^2)} \quad \text{IV.91}$$

for usada, é necessário que

$$A_n \ll 1 \quad \text{para} \quad 0 \leq \omega < 1 \quad \text{IV.92}$$

e 
$$A_n \gg 1 \quad \text{para} \quad \omega > 1$$

Como o quadrado do módulo de  $t(j\omega)$  deve ser uma função par de  $\omega$  {WE.3}, está claro porque  $A_n$  é tomado como uma função de  $\omega^2$ .

Butterworth sugeriu que  $A_n = \omega^{2n}$  fosse usada na aproximação. Consequentemente, a função

$$|t|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad \text{IV.93}$$

é chamada de função de característica de Butterworth. O inteiro  $n$  é o grau de função de Butterworth. Os polinômios dos denominadores obtidos para  $t(j\omega)$  são chamados de polinômios de Butterworth e os circuitos que realizam esta característica de filtros de Butterworth. A Fig. IV.26 abaixo mostra o esboço de algumas funções de Butterworth. Está claro que a aproximação é tanto melhor quanto maior for o valor de  $n$ . Para  $\omega$  próximo de zero a aproximação é muito boa, o que não acontece para  $\omega$  próximo de um.

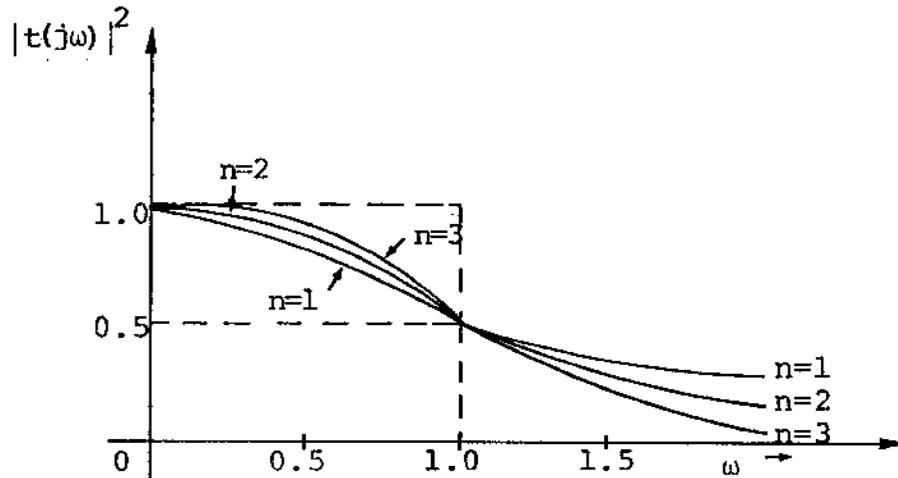


Fig. IV.26 - Características de Butterworth

Isto se deve ao fato de que a aproximação é do tipo série de Taylor, ou seja, é uma aproximação em torno de um ponto. Como em projetos de filtros se está interessado na aproximação ao longo de toda uma faixa, esta característica é frequentemente indesejável. No entanto, a aproximação de Butterworth é útil em muitos casos. Sua principal vantagem é a simplicidade matemática e o fato de que aproxima da maneira mais plana possível, a característica passa-baixa ideal, e por isso é também chamada de "maximally flat" [WE.4].

Uma aproximação mais uniforme ao longo da faixa pode ser obtida através dos polinômios de Tchebyscheff, definidos como:

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \omega) & , 0 \leq \omega \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arcosh} \omega) & , \omega > 1 \end{cases} \quad \text{IV.94}$$

onde  $n$  é um inteiro positivo e o grau do polinômio.

O produto do quadrado deste polinômio e um fator de ondulação ("ripple")  $\epsilon^2$  é substituído em  $A_n(\omega^2)$  da equação IV.91, resultando em

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad \text{IV.95}$$

Esta característica varia entre valores máximos e mínimos constantes dentro da faixa passante e decresce monotonicamente fora desta faixa. Assim, dentro da faixa passante, diz-se que esta aproximação é de ondulação constante ou "equal-ripple". A Fig. IV.27 mostra o esboço de uma dessas características.

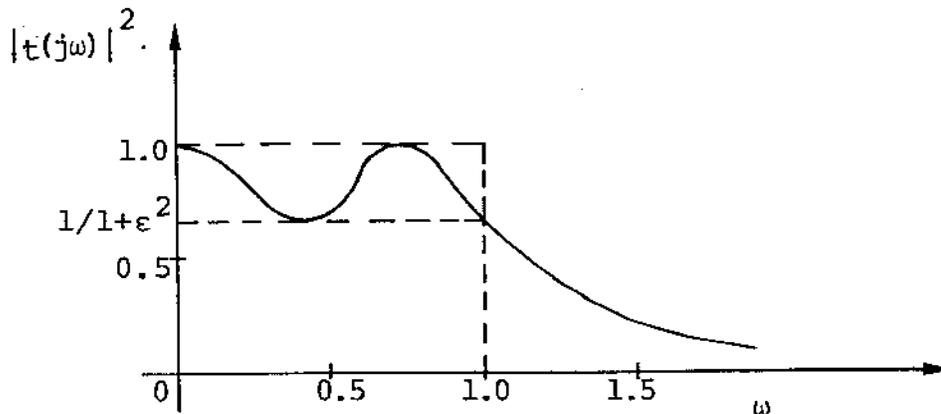


Fig. IV.27 - Característica de Tchebyscheff ( $n=3$ )

Esta característica é extremamente útil quando o módulo do coeficiente de transmissão é o fator preponderante de projeto. No entanto, sua característica de fase não linear e a conseqüente variação de seu atraso de tempo tornam inadequada sua utilização quando a constância deste atraso é um requisito importante. {WE.11}

Pode-se mostrar que tanto os polinômios de Butterworth quanto os de Tchebyscheff são únicos em suas características

rística, isto é, não existe nenhum polinômio que não os de Butterworth, capaz de fornecer uma característica de módulo máxima plana, e os polinômios de Tchebyscheff são os únicos capazes de produzir características de ondulação constante dentro da banda passante e resposta monótona decrescente fora desta banda {WE.5}.

Para facilitar a utilização da aproximação de Tchebyscheff, podemos definir os polinômios auxiliares  $V_n(s)$  a partir das relações

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 T_n^2(\omega)} = \frac{1}{V_n(s) V_n(-s)} \Big|_{s=j\omega} \quad \text{IV.96}$$

$$\therefore t(s) = \frac{1}{V_n(s)} \quad \text{IV.97}$$

Weinberg fornece os valores das raízes e coeficientes dos polinômios de Butterworth {WE.6} e dos polinômios  $V_n(s)$  {WE.7} para vários valores de  $n$  e  $\epsilon$ . Fornece também os polinômios de Tchebyscheff até a 10ª ordem {WE.8}.

Devido às suas características de corte abrupto, de acentuada atenuação para as frequências fora da banda passante e de ondulação constante na faixa passante, escolhemos a aproximação de Tchebyscheff para o projeto do nosso filtro.

Na segunda fase do procedimento de síntese, desejamos obter os parâmetros de circuito que realizam as aproximações da característica passa-baixa ideal.

Seja o circuito em escada mostrado na Fig.IV.28. Este circuito pode realizar quaisquer das aproximações de Butterworth ou de Tchebyscheff {WE.9}. O cálculo dos parâmetros  $g_i$  já foram feitos para uma enorme variedade de filtros. Assim podemos obter, de tabelas, os parâmetros normalizados de nos

Assim,  $R_G$  deve ser tomada como a impedância de saída do estágio que precede o filtro, que pode ser o somador, ou um amplificador ou mesmo os detetores. Como o intuito de facilitar as medidas de perda por inserção do filtro que construímos, escolhemos  $R_G = 50\Omega$ . Deste modo, podemos utilizar os cabos e instrumentos disponíveis, de  $50\Omega$ , na realização destas medidas.

Quanto à frequência de corte, escolhemos

$$\omega_c = 2\pi \times 500 \times 10^6 \text{ rad/seg, } (f_c = 500 \text{ MHz})$$

para que o filtro pudesse ser aplicado a sistemas com faixas de vídeo extremamente largas, como o apresentado no Capítulo I.

Logo, utilizando as equações IV.98 a IV.100, podemos escrever

$$L_1 = L_5 = 12,04 \text{ nH};$$

$$L_3 = 25,10 \text{ nH} \quad ; \quad \text{IV.101}$$

$$C_2 = C_4 = 8,31 \text{ pF}$$

Como  $g_0 = g_6 = 1,0$ , temos que a carga  $R_L = R_G = 50\Omega$ . O circuito do filtro protótipo é apresentado na Fig. IV.29, com o valor de cada componente.

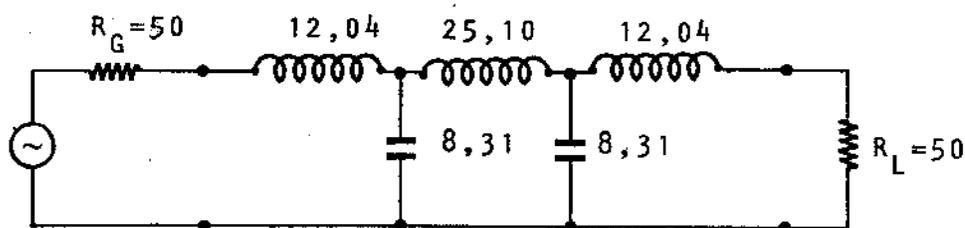


Fig. (IV.29 - Filtro protótipo (valores em  $\Omega$ , nH e pF)

A conversão deste protótipo de parâmetros concentrados no circuito distribuído, em microfitas, é feita no capítulo seguinte.

## REFERÊNCIAS

### CAPÍTULO IV

- {AE.1} Aertech Industries, Crystal Detector, Pub.129
- {AE.2} Aertech Industries, Tunnel Diode Detectors, Pub. 104-A
- {AE.3} Aertech Industries, Schottky Barrier Diode Detector,  
Pub. 108-A
- {BR.1} Brown R.; Sharpe, R.; Hughes, W.; Post, R.;  
Lines Waves and Antennas; New York, The Ronald Press;  
2<sup>a</sup> ed.; 1973, pp. 100
- {BR.2} Brown, R.; et al., ref. cit., pp. 109-110
- {BR.3} Brown, R.; et al., ref. cit., pp. 134-135
- {BR.4} Brown, R.; et al., ref. cit., pp. 102-105
- {BR.5} Brown, R.; et al., ref. cit.; pp. 155-160
- {BR.6} Brown, R.; et al., ref. cit.; pp. 126
- {CO.2} Cohn, S.; A Class of Broadband Three-Port  
TEM - Mode Hybrids, IEEE Trans. on  
MTT, vol. MTT-16, nº 2, Fev/1968, pp. 110-116
- {DI.1} Diniz, A.; Freire, G.; Ondas Eletromagnéticas,  
Rio de Janeiro, RJ, Ed. da U.S.P.,  
LITEC Ed., 1973, pp. 83, Eq. 7-70
- {HO.2} Howe, Jr., H.; Stripline Circuit Design,  
Dedham, Mass., Artech House, 1974, pp. 112-113
- {HO.3} Howe, Jr., H.; ref. cit., pp. 84-85

- {H0.4} Howe, Jr., H.; ref. cit., pp.277
- {H0.5} Howe, Jr., H.; ref. cit., pp-278
- {LE.1} Levy, R.; Lind, L.; Synthesis os Symmetrical Branch  
Guide Directional Couplers, IEEE Trans. on MTT,  
Vol. MTT-16, nº 2, Fev/1968, pp. 80-89
- {LE.2} Lepoff, J.; How the New Schottkys Detect without DC  
Bias, Microwaves, Fev/1977, pp. 44-48
- {MA.1} Matthaëi, G.; Young, L.; Jones, E.;  
Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and  
Coupling Structures, New York, McGraw Hill, 1964,  
pp. 100-102
- {ME.1} Melen, R.; Garland, H.; Understanding IC Operational  
Amplifiers, Indianapolis, Howard W. Sams Co.,  
1971, pp. 75
- {ME.2} Melen, R.; Garland, H.; ref. cit., pp. 54-56
- {RE.1} Reed, J.; Wheeler, G.; A Method of Analysis of  
Symmetrical four-port Networks, IRE Trans.  
MTT, Vol. MTT-4, Out/1956, pp. 246-252
- {SA.1} Saul, D.; Design a Ka-Band Polar Frequency  
Discriminator, Microwaves, Abril/1976,  
pp. 74-80
- {SZ.1} Sze, S.; Physics of Semiconductor Devices,  
New York, John Wiley, 1969, pp. 193-197
- {SZ.2} Sze, S.; ref. cit.; pp.369
- {SZ.3} Sze, S.; ref. cit.; Caps. 4 e 8

.../.

- {WE.1} Weinberg, L.; Network Analysis and Synthesis,  
New York, McGraw Hill, 1962, Sec. 11.2 e 11.3,  
pp. 491-498
- {WE.2} Weinberg, L.; ref. cit.; Sec. 11.6, pp. 507-529
- {WE.3} Weinberg, L.; ref. cit.; pp. 486
- {WE.4} Weinberg, L.; ref. cit.; Sec. 11.2 e 11.3, pp.491-498
- {WE.5} Weinberg, L.; ref. cit.; pp. 490
- {WE.6} Weinberg, L.; ref. cit.; tab. 11.1 e 11.2, pp. 495
- {WE.7} Weinberg, L.; ref. cit.; tab. 11.9 e 11.10, pp. 514-517
- {WE.8} Weinberg, L.; ref. cit.; tab. 11.8, pp. 510
- {WE.9} Weinberg, L.; ref. cit.; Sec. 12.1, pp. 555-568 e Sec.13.1,  
pp. 601-619
- {WE.10} Weinberg , L.; ref. cit.; tab. 13.2 a 13.7, pp. 606-617 e  
tab. 13.11 13.15, pp. 622-626
- {WI.3} Wilkinson, E.; An N-way Hybrid Power Divider,  
IRE Trans. on MTT, Vol. MTT-8, Jan/1960, pp. 116-118
- {WI.4} Willardson, R.; Beer, A.; eds., Semiconductors and  
Semimetals, New York, Academic Press, 1971,  
Vol. 7, Cap. 8, por Okean,H., pp. 584-598
- {WE.11} Weinberg, L.; ref. cit.; pag. 488

CAPÍTULO V

PROJETO E CONSTRUÇÃO DO DISCRIMINADOR

Neste capítulo, apresentamos os cálculos do projeto do discriminador e do Filtro de Passa-Baixa, assim como alguns detalhes de sua construção.

### V.1 - A técnica utilizada

Para a construção do circuito, escolhemos a técnica de microfita ("microstrip"). Dentre as vantagens oferecidas por esta técnica, pode-se ressaltar as largas faixas de operação conseguidas, a facilidade da realização de circuitos passivos e a grande capacidade de integração e miniaturização [BA.3].

Por definição, uma linha de transmissão de microfita consiste de uma fita condutora e um plano de terra separados por um meio dielétrico. A Fig.V.1 mostra uma seção de circuito de microfita (a) e suas linhas dos campos elétrico e magnético (b). O material dielétrico serve como substrato estrutural sobre o qual se apoiam finas fitas condutoras.

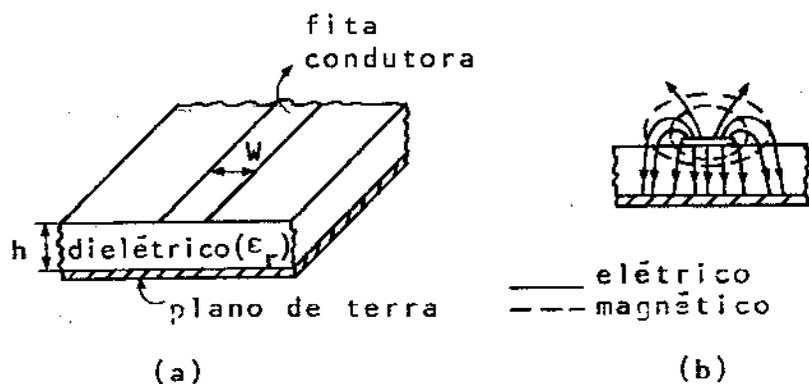


Fig.V.1 - Seção de circuito de microfita (a) e linhas de campos elétrico e magnético (b)

Como pode ser visto na Fig. V.1b, as linhas de campo não estão inteiramente confinadas ao substrato dielétrico. Portanto, o modo que se propaga ao longo da fita não é estritamente eletromagnético transversal (TEM), mas é o que se denomina de quasi-TEM {BA.3}. Supondo propagação pelo modo quasi-TEM, a velocidade de fase na microfita é dada por {BA.3}

$$v_m = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad V.1$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\epsilon_{eff}$  é a constante dielétrica efetiva do substrato. A constante dielétrica efetiva pode ser considerada como uma média ponderada entre as constantes dielétricas relativas do substrato e do ar. Portanto, a constante efetiva é menor que a constante relativa do substrato.

O comprimento de onda,  $\lambda_m$ , na microfita é dado por {BA.3}

$$\lambda_m = \frac{v_m}{f} \quad V.2$$

onde  $f$  é a frequência.

A impedância característica da linha de transmissão formada pela microfita é {BA.3}

$$Z_0 = \frac{1}{v_m C} \quad V.3$$

onde  $C$  é a capacitância por unidade de comprimento da microfita.

A análise e o cálculo de  $\epsilon_{eff}$  e  $C$  com base na propagação quasi-TEM é bastante precisa para baixas frequências. Em frequências maiores, a razão entre os campos longitudinais e transversais se torna significativa e observa-se um efeito de dispersão, isto é, a curva  $\omega \times \beta$  deixa de ser linear ( $\omega$  é a frequência angular e  $\beta$  é a constante de propagação, igual a  $2\pi/\lambda_m$ ).

Felizmente, as frequências nas quais as características dispersivas se tornam significativas estão acima de nossa faixa de interesse (1 a 2 GHz) [MI.1]. Bahl e Trivedi apresentam [BA.4] uma expressão para a frequência abaixo da qual os efeitos de dispersão podem ser desprezados ( $f_\ell$ ):

$$f_\ell \text{ (GHz)} = 0,3 \sqrt{\frac{Z_0}{h (\sqrt{\epsilon_r} - 1)}} \quad (\text{h em cm}) \quad \text{V.4}$$

onde  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica relativa do substrato e h é sua espessura.

Esta equação mostra que f é maior nas linhas de alta impedância e substratos finos.

O substrato dielétrico que utilizamos em nossos circuitos possui os seguintes parâmetros:

$$h = 0,153 \text{ cm} \quad \text{V.5}$$

$$\epsilon_r = 4,4 \quad \text{V.6}$$

Substituindo estes valores na equação V.4, obtemos

$$f_\ell \text{ (GHz)} = 0,73 \sqrt{Z_0} \quad \text{V.7}$$

Assim, em microfita com impedâncias características tão baixas quanto  $10\Omega$ , podemos desprezar os efeitos de dispersão até  $f_\ell = 2,3$  GHz.

Vários métodos já foram propostos para o cálculo de  $Z_0$  e  $\epsilon_{\text{eff}}$  a partir das dimensões da microfita e da constante dielétrica relativa do substrato. Wheeler [WH.1], por exemplo, obteve muito bons resultados. Seu método baseia-se em uma transformação conforme do contorno do substrato dielétrico em coordenadas tais que seus efeitos podem ser analisados em termos de princípios simples. As curvas obtidas com o método de Wheeler [SA.2] levam a projetos razoavelmente precisos, como podemos comprovar em vários circuitos construídos na Faculdade de Engenharia da UNICAMP.

Em 1968, Bryant e Weiss{BR.7} apresentaram um método, no qual o meio não homogêneo formado pelo substrato dielétrico e o ar (ou vácuo) acima dele era tratado por intermédio de uma Função de Green. Esta Função de Green expressava os efeitos da discontinuidade dos campos na interface ar-dielétrico. Os resultados obtidos com esse método encontram-se, até hoje, entre os que mais se aproximam dos resultados experimentais. Entretanto, a integração e solução das equações associadas a esse método é feita por técnicas de computação digital. Assim, as soluções obtidas para valores discretos dos parâmetros de microfita são fornecidos na forma de tabelas ou de gráficos, e não se obtêm soluções em forma fechada. Com o intuito de encontrar formas fechadas de soluções para o problema, Giarola{GI.1} procurou expressões empíricas que fossem capazes de as prever. As expressões empíricas por ele encontradas fornecem valores bastante próximos dos obtidos por processos numéricos aplicados ao método de Bryant e Weiss. As expressões de Giarola são úteis no problema de análise, ou seja, quando, dados  $\epsilon_r$  e a razão  $W/h$ , deseja-se encontrar  $Z_0$ ,  $\epsilon_{eff}$  e  $v_m$ . Em nosso caso, estamos interessados em resolver o problema de síntese, isto é, dados  $\epsilon_r$  e  $Z_0$ , procuramos os valores de  $W/h$ ,  $\epsilon_{eff}$  e  $v_m$ . Para isso, utilizamos um processo iterativo derivado das expressões de Giarola, o qual implementamos no sistema PDP-10 da UNICAMP. O Apêndice A apresenta a codificação FORTRAN (com precisão simples e dupla) do programa utilizado, que pode ser empregado tanto em síntese quanto em análise de microfita.

Desse modo, pudemos obter as dimensões das microfita necessárias para as diferentes impedâncias características das várias seções que formam o nosso discriminador.

A linha de entrada do discriminador, assim como as seções de linha que interconectam seus vários componentes possuem impedância característica de  $50\Omega$ . Utilizando os parâmetros do substrato de fibra de vidro que empregamos nos circuitos (equação V.5) obtemos, do programa do Apêndice A, a razão de forma ( $W/h$ ) das linhas de  $50\Omega$ .

$$W_0/h = 1,954 \quad \text{V.8}$$

Portanto, a largura das linhas de  $50\Omega$  será

$$W_0 = 3,0 \text{ mm} \quad \text{V.9}$$

Vejamos agora os cálculos de projeto referentes aos vários componentes.

## V.2 - Projeto do Divisor de Potência

O Divisor de Potência que construímos foi apresentada na Fig. IV.6 do capítulo anterior. Este divisor possui duas seções de linhas de transmissão com impedâncias características  $Z_1$  e  $Z_2$  e comprimentos iguais a um quarto do comprimento de onda, além de dois resistores  $R_1$  e  $R_2$  colocados ao fim de cada seção. Das equações IV.23 e IV.41, temos

$$Z_1 = 61\Omega \quad \text{V.10}$$

$$Z_2 = 82\Omega$$

$$R_1 = 241\Omega \quad \text{V.11}$$

$$R_2 = 98\Omega$$

Vejamos os cálculos relativos a cada uma das seções de microfita.

a) Seção 1 :  $Z_1 = 61\Omega$ ,  $\epsilon_r = 4,4$ ,  $h = 1,53 \text{ mm}$

Do programa (Apêndice A), obtemos

$$W_1/h = 1,391776 \quad \text{V.12}$$

$$\epsilon_{\text{eff}1} = 3,250547 \quad \text{V.13}$$

$$v_{m1} = 1,663961 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.14}$$

Portanto, chegamos à largura da seção 1:

$$W_1 = 2,13 \text{ mm} \quad \text{V.15}$$

Na frequência central de projeto ( $f_0 = 1,5 \times 10^9$  Hz), temos

$$\lambda_{m1} = \frac{v_{m1}}{f_0} = 11,10 \text{ cm} \quad \text{V.16}$$

A seção 1 possui um quarto do comprimento de ondas na frequência central. Logo, o comprimento da seção 1 é

$$d_1 = 2,77 \text{ cm} \quad \text{V.17}$$

Analogamente, podemos achar os parâmetros da seção 2.

b) Seção 2 :  $Z_2 = 82 \Omega$ ,  $\epsilon_r = 4,4$ ,  $h = 1,53 \text{ mm}$

Do programa obtemos

$$W_2/h = 0,7573752 \quad \text{V.19}$$

$$\epsilon_{\text{eff}2} = 3,143444 \quad \text{V.20}$$

$$v_{m2} = 1,69207 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.21}$$

A largura da seção 2 é

$$W_2 = 1,16 \text{ mm} \quad \text{V.22}$$

O comprimento de onda na frequência central  $f_0$  é

$$\lambda_{m2} = \frac{v_{m2}}{f_0} = 11,28 \text{ cm} \quad \text{V.23}$$

e o comprimento da seção 2 é

$$d_2 = 2,82 \text{ cm} \quad \text{V.24}$$

A Fig. V.2 mostra o circuito do divisor de potência projetado, com suas várias dimensões.

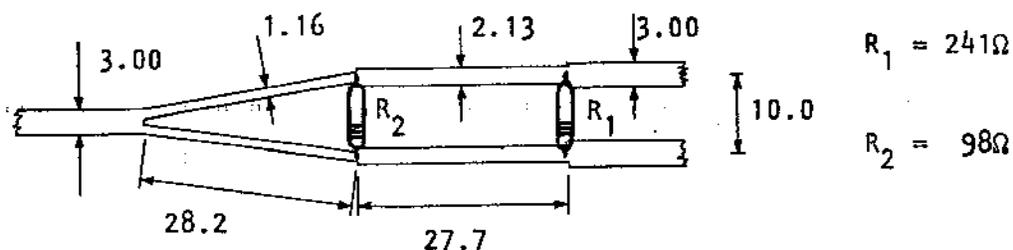


Fig.V.2 - Divisor de Potência projetado  
(dimensões em mm)

Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  não devem ser indutivos na faixa de 1 a 2 GHz. Os resistores mais apropriados para essa aplicação são os resistores de filme metálico.

A distância entre as linhas de saída foi feita igual a 1 cm, porque, desse modo, conseguiam-se minimizar os comprimentos dos terminais dos resistores e, portanto, a indutância apresentada por esses terminais.

### V.3 - Projeto de Linha de Retardo

A linha de retardo é construída com uma seção de microfita (com impedância característica de  $50\Omega$ ) de comprimento adequado.

Os valores do atraso  $\tau$  adequados à demodulação são dados por (equações 11.69 e 11.70)

$$\omega_0 \tau = n\pi, \quad n \text{ inteiro positivo} \quad \text{V.18}$$

Fazendo  $n=1$ , obtemos o menor atraso possível e por

tanto o menor comprimento da linha de retardo. Seja, portanto,

$$\tau_0 = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{1}{2f_0} = 333 \text{ ps.} \quad \text{V.19}$$

A velocidade de fase na microfita de  $50\Omega$  é obtida do programa (Apêndice A).

$$v_{m_0} = 1,648606 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.20}$$

O comprimento da linha de retardo é dado por

$$d_r = v_{m_0} \cdot \tau_0 \quad \text{V.21}$$

$$\boxed{d_r = 5,49 \text{ cm}} \quad \text{V.22}$$

Evidentemente, para n qualquer o comprimento de linha de retardo passa a valer

$$d_{r,n} = 5,49 \text{ n cm} \quad \text{V.23}$$

#### V.4 - Projeto do Acoplador Híbrido

Como vimos no Capítulo IV, este acoplador é formado por seções de um quarto de comprimento de onda com impedâncias características de  $35,4\Omega$  e de  $120,8\Omega$ . Calculemos as larguras e os comprimentos dessas seções.

$$\text{a) Seção 1 : } Z_1 = 35,4\Omega$$

$$\epsilon_r = 4,4, \quad h = 1,53 \text{ mm} \quad \text{V.24}$$

Com esses dados, obtemos, do programa (Apêndice A)

$$W_1/h = 3,240291 \quad \text{V.25}$$

$$\epsilon_{\text{eff}_1} = 3,394794 \quad \text{V.26}$$

$$v_{m_1} = 1.628225 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.27}$$

Assim, a largura da seção 1 é

$$W_1 = 4,96 \text{ cm} \quad \text{V.28}$$

Na frequência central ( $f_0$ ), temos

$$\lambda_{m_1} = \frac{v_{m_1}}{f_0} = 10,85 \text{ cm} \quad \text{V.29}$$

O comprimento da seção 1 corresponde a um quarto do valor obtido na equação V.29. Logo,

$$d_1 = 2,71 \text{ cm} \quad \text{V.30}$$

b) Seção 2 :  $Z_2 = 120,8\Omega$

Do programa, encontramos

$$W_2/h = 0,2382536 \quad \text{V.31}$$

$$\epsilon_{\text{eff}_2} = 2,993299 \quad \text{V.32}$$

$$v_{m_2} = 1,733988 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.33}$$

A largura da seção 2 é

$$W_2 = 0,36 \text{ mm} \quad \text{V.34}$$

Na frequência central de projeto, temos

$$\lambda_{m_2} = \frac{v_{m_2}}{f_0} = 11,56 \text{ cm} \quad \text{V.35}$$

O comprimento da seção 2 é

$$d_2 = 2,89 \text{ cm}$$

A Fig. V.3 mostra o circuito do acoplador híbrido projetado.

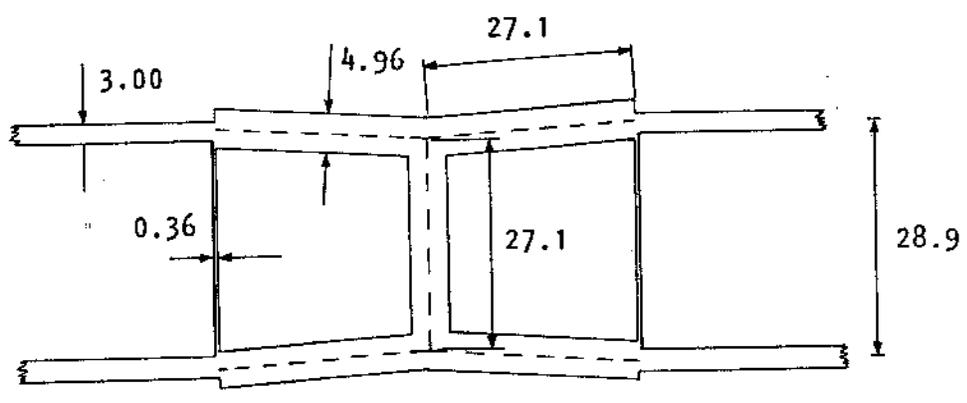


Fig. V.3 - Acoplador Híbrido projetado  
(dimensão em mm)

Observamos que a linha ramal central é um pouco menor que as linhas ramais das extremidades, pois a velocidade de fase é maior nas linhas de maior impedância. As linhas de  $120,8\Omega$  são bastante finas, exigindo muito cuidado em sua construção.

V.5 - Projeto do detetor

Quanto aos detetores, o que fizemos foi mais uma improvisação do que propriamente um projeto. Utilizando o diodo reverso (backward diode) BD-6 da GE, construímos o circuito mostrado na Fig. V.4.



- D1 - BD-6
- $C_V$  - 47 pF
- $R_1$  -  $50\Omega$

Fig. V.4 - Detetor construído

Uma tentativa para se conseguir o casamento da impedância de entrada foi feita por intermédio de um resistor de  $50\Omega$ . Este resistor provê também o retorno de vídeo para a terra. Este é o procedimento normalmente usado para detetores de cristal. No caso de detetores túnel, não devemos esperar resultados excelentes desse método de casamento, pois os diodos reversos apresentam impedâncias bem menores que as dos diodos de ponto de contato. Para o casamento resistivo, utilizamos uma terminação "feed through" de  $50\Omega$  fabricada pela HP.

A tensão de saída do detetor será negativa, quando o diodo for colocado como na Fig. V.4, pois a condução deste tipo de diodo ocorre na região de polarização reversa.

O capacitor de vídeo  $C_V$  utilizado foi de mica prateada de  $47\text{ pF}$ . Este valor foi escolhido pois é o valor comercial mais próximo dos  $50\text{ pF}$  usados nos detetores túnel da Aertech para a faixa de 1 a 2 GHz {AE.2}.

As curvas de sensibilidade desse detetor, para a saída em aberto ( $R_L = \infty$ ) ou terminada em  $75\Omega$  ( $R_L = 75\Omega$ ), foram obtidas experimentalmente e são apresentadas no próximo capítulo. Apresentamos também as curvas obtidas quando o resistor de  $50\Omega$  é retirado da entrada do detetor.

Além desses detetores, usamos também um detetor de cristal HP-420-B e um detetor Schottky 20750-A (Omni Spectra). Este último detetor requereu uma polarização de  $50\mu\text{A}$ , que foi fornecida por uma fonte de tensão em série com um resistor de  $100\Omega$ .

Como se poderia prever, o discriminador que utilizou os detetores Schottky foi o que apresentou o melhor desempenho em termos de sensibilidade.

Vejamos agora, o projeto do Filtro de Passa-Baixas em microfita.

## V.6 - Projeto do Filtro Distribuído de Passa-Baixa

No capítulo anterior, obtivemos o circuito do filtro protótipo em parâmetros concentrados com frequência de corte em 500 MHz e característica de Tchebyscheff com 0,01 dB de ondulação ("ripple"). Este protótipo é mostrado na Fig. IV,29. Precisamos agora, obter o filtro distribuído, em microfita, que simula este protótipo.

As indutâncias e capacitâncias do protótipo são simuladas por seções de linhas de transmissão realizadas em microfita. Nas seções indutivas usamos linhas com impedância característica  $Z_L$  elevada, enquanto linhas com impedância característica  $Z_C$  pequena são usadas nas seções capacitivas. Para a construção de nosso filtro escolhemos

$$Z_L = 120\Omega$$

V.37

$$Z_C = 10\Omega$$

Vejamos como as linhas de transmissão (*l.t.*) podem simular elementos concentrados de circuitos. Uma seção de *l.t.* com modo de propagação TEM pode ser representada por seu circuito  $\pi$  equivalente mostrado na Fig. V.5 {MA.2}

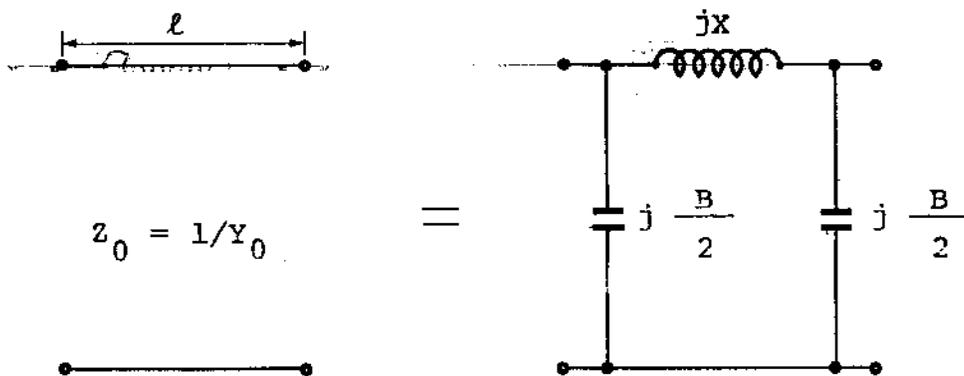


Fig. V.5 - Circuito  $\pi$  equivalente de uma *l.t.*

com

$$X = \omega L = Z_0 \operatorname{sen} \beta l = Z_0 \operatorname{sen} \left( \frac{\omega l}{v_m} \right) \quad \text{V.38}$$

e

$$\frac{B}{2} = \frac{1}{Z_0} \tan \left( \frac{\beta l}{2} \right) = \frac{1}{Z_0} \tan \left( \frac{\omega l}{2v_m} \right) \quad \text{V.39}$$

onde  $\beta$  é a constante de fase,  $\omega$  é a frequência angular e  $v_m$  é a velocidade de fase na l.t. Como vimos anteriormente, o valor de  $v_m$  depende da constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{\text{eff}}$  da microfita.

Da equação V.38 temos que

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{\omega L}{Z_0} = \operatorname{sen} \beta l \quad \text{V.40}$$

Portanto,

$$\beta l = \operatorname{arc} \operatorname{sen} \left( \frac{\omega L}{Z_0} \right) \quad \text{V.41}$$

Consideremos estas relações aplicadas a uma seção indutiva. Nestas seções, escolhemos  $Z_0 = Z_L = 120 \Omega$ . O valor da indutância desejada para a  $i$ 'ésima seção foi dado pela equação IV.99, como

$$L_i = \frac{g_i \cdot R_G}{\omega_c} \quad \text{V.42}$$

Fazendo este o valor da indutância do ramo série do circuito  $\pi$ , temos: (\*)

$$\beta \cdot l(i) = \operatorname{arc} \operatorname{sen} \left( \frac{\omega \cdot R_G \cdot g(i)}{120 \cdot \omega_c} \right), \quad i \text{ ímpar} \quad \text{V.43}$$

---

(\*) A partir deste ponto, para maior praticidade, introduzimos as seguintes alterações em nossa notação:  $L_i \rightarrow L(i)$ ;  $C_i \rightarrow C(i)$ ;  $g_i \rightarrow g(i)$ , e assim por diante.

e assim, achamos o comprimento da  $i$ 'ésima seção, necessário para que a indutância do ramo série de seu circuito equivalente seja igual a  $L_i$ :

$$\ell(i) = \frac{v_m}{\omega} \operatorname{arc\,sen} \left( \frac{\omega R_G g(i)}{120 \omega_c} \right) \quad \text{V.44}$$

Observamos que este comprimento é função da frequência  $\omega$ . Logo, para cada frequência, a seção de microfita que simula um certo valor de indutância possui um determinado comprimento. É óbvio que precisamos tomar um comprimento constante para cada seção, e assim, escolhemos o comprimento  $\ell_i$  para  $\omega = \omega_c$ . A escolha deste valor deve-se ao seguinte fato: os parâmetros distribuídos serão simulações exatas dos parâmetros concentrados apenas em uma determinada frequência. Assim, se fazemos com que esta frequência, onde a simulação é ótima, seja igual à frequência de corte do filtro protótipo, forçamos um corte no filtro distribuído naquela mesma frequência e podemos esperar que o filtro distribuído se comporte adequadamente tanto dentro quanto fora da banda passante. Portanto,

$$\ell_i \Big|_{\omega_c} = \ell_L(i) = \frac{v}{\omega_c} \operatorname{arc\,sen} \left( \frac{R_G g(i)}{120} \right), \quad i \text{ ímpar} \quad \text{V.45}$$

As reatâncias capacitivas dos ramos paralelos do circuito  $\pi$  são dadas por (equação V.39)

$$\frac{B(i)}{2} = \frac{\omega_c}{2} = \frac{1}{120} \tan \left( \frac{\omega \ell_L(i)}{2v_m} \right), \quad i \text{ ímpar} \quad \text{V.46}$$

Aquí também tomamos o valor correspondente a  $\omega = \omega_c$ .

$$\frac{B(i)}{2} \Big|_{\omega_c} = \frac{1}{120} \tan \frac{\omega_c \ell_L(i)}{2v_m}, \quad i \text{ ímpar} \quad \text{V.47}$$

Deste modo, a  $i$ 'ésima seção indutiva, de impedância

característica  $Z_L = 120\Omega$  pode ser representada, na frequência de corte, pelo circuito da Fig. V.6.

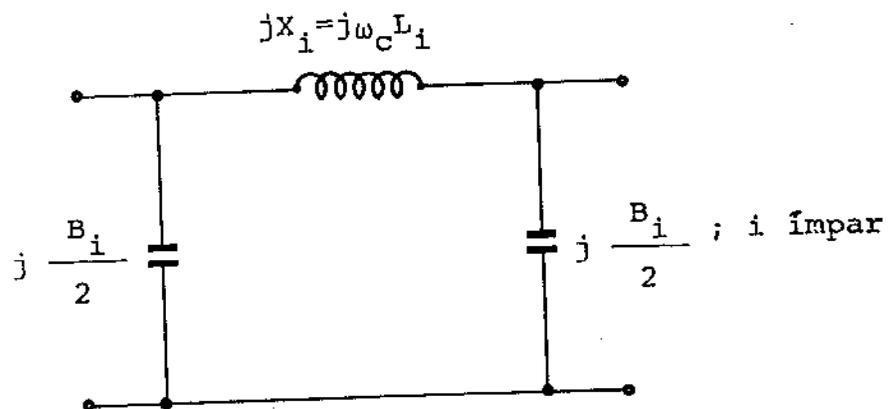


Fig. V.6 - Representação de uma seção indutiva

Um outro modo de se representar uma seção de  $l.t.$  TEM é através de seu circuito T equivalente {MA.2}, mostrada na Fig. V.7.

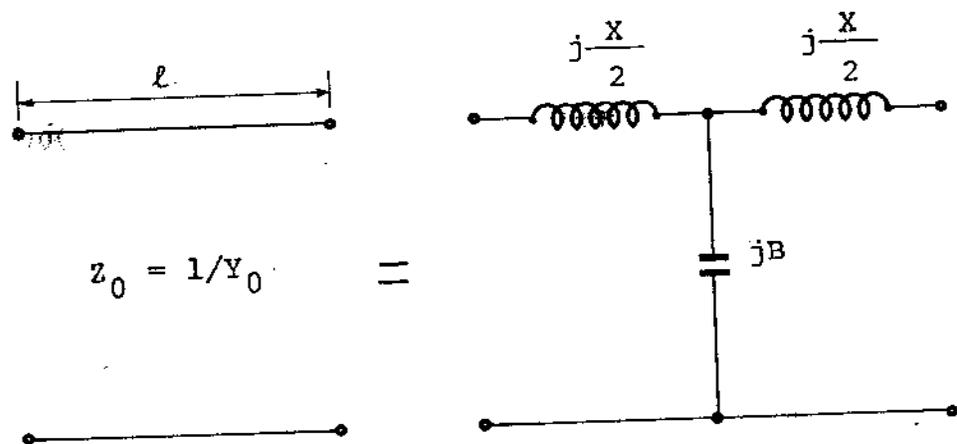


Fig. V.7 - Circuito T equivalente de uma  $l.t.$

onde

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan \frac{\beta \ell}{2} \quad \text{V.48}$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \operatorname{sen} \beta \ell \quad \text{V.49}$$

Sejam as seções indutivas representadas por circuitos  $\pi$  e as seções capacitivas por circuitos T. A associação em cascata dessas seções será como mostra a Fig. V.8.

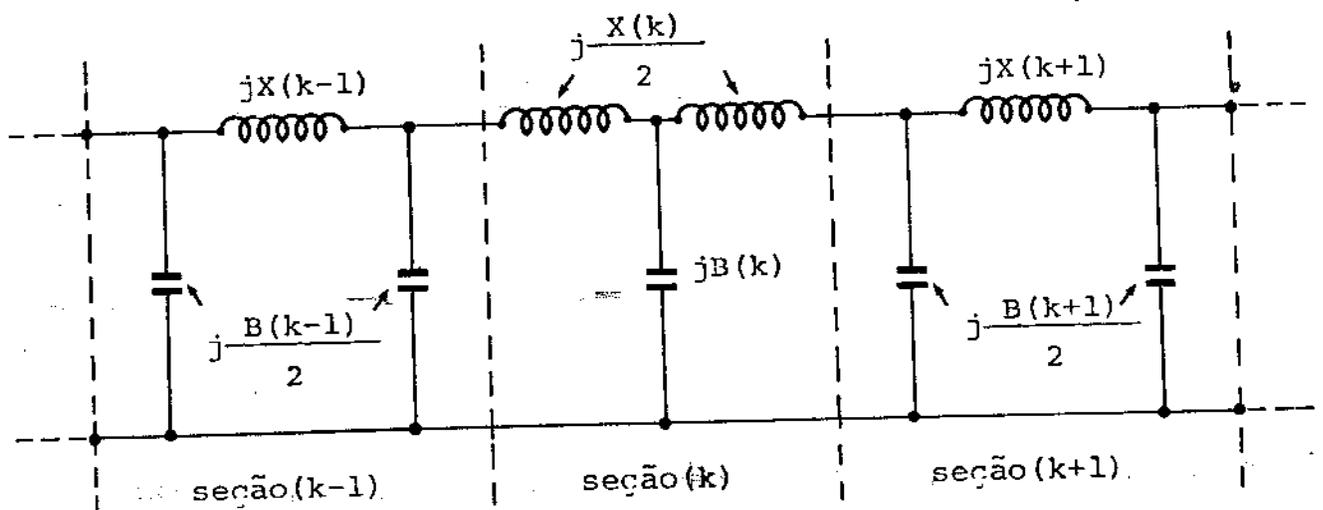


Fig. V.8 - Associação em cascata de seções indutivas e capacitivas de l.t.

Como veremos mais tarde, podemos desprezar as indutâncias dos ramos série dos modelos em T, isto é, as indutâncias  $j X(k)/2$  na Fig. V.8. Assim, a associação em cascata se reduz ao circuito da Fig. V.9.

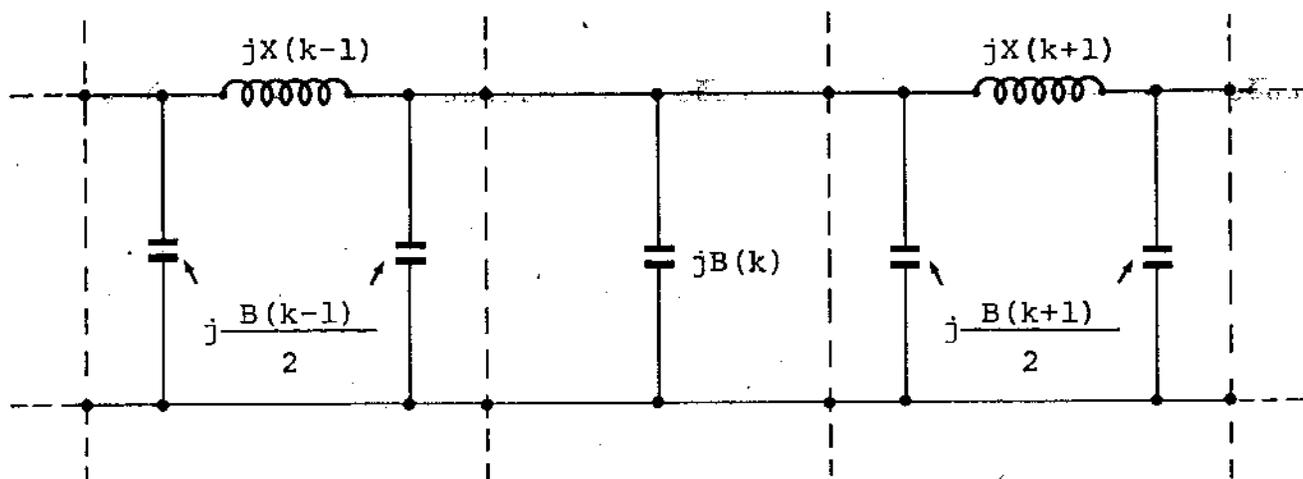


Fig. V.9 - Simplificação do circuito da Fig. V.8

Obtemos, agora, uma associação de três capacitâncias em paralelo, que podem ser combinadas para formar a capacitância especificada pelo  $k$ 'ésimo parâmetro do circuito protótipo ( $k$  inteiro par).

Portanto,

$$B_{TOT}(k) = \frac{B(k-1)}{2} + B(k) + \frac{B(k+1)}{2} \quad \text{V.50}$$

onde  $B_{TOT}(k) = \omega C_{TOT}(k)$  V.51

e  $C_{TOT}(k)$  é a capacitância do  $k$ 'ésimo elemento do filtro protótipo, dada por (equação IV.100)

$$C_{TOT}(k) = \frac{g(k)}{R_G \cdot \omega_c} \quad \text{V.52}$$

Assim, temos

$$B(k) = \frac{\omega g(k)}{R_G \omega_c} - \left\{ \frac{B(k-1)}{2} + \frac{B(k+1)}{2} \right\}, \quad k \text{ n}^\circ \text{ par} \quad \text{V.53}$$

Os termos entre chaves correspondem às capacitâncias das seções indutivas e são dados pela equação V.47.

Na frequência de corte,  $\omega = \omega_c$ , temos

$$B(k) \Big|_{\omega_c} = \frac{g(k)}{R_G} - \left\{ \frac{B(k-1)}{2} \Big|_{\omega_c} + \frac{B(k+1)}{2} \Big|_{\omega_c} \right\}; \quad k \text{ n}^\circ \text{ par} \quad \text{V.54}$$

Como já dissemos, nas seções capacitivas, utilizamos linhas com impedância característica  $Z_0 = Z_c = 10\Omega$ . Substituindo este valor na equação V.49, e referindo à seção  $k$  ( $k$  inteiro par), obtemos:

$$B(k) = \frac{1}{10} \text{ sen } \beta \ell(k) = \frac{1}{10} \text{ sen} \left( \frac{\omega \ell(k)}{v_m} \right), \quad k \text{ n}^\circ \text{ par} \quad \text{V.55}$$

Portanto,

$$\ell(k) = \frac{v_m}{\omega} \text{ arc sen} \left( 10 \cdot B(k) \right), \quad k \text{ n}^\circ \text{ par} \quad \text{V.56}$$

Como este valor é função da frequência  $\omega$ , e precisamos de um comprimento fixo para a seção capacitiva, tomamos o comprimento válido para  $\omega = \omega_c$ , como anteriormente.

Portanto,

$$\ell(k) \Big|_{\omega_c} = \ell_c(k) = \frac{v_m}{\omega_c} \text{ arc sen} \left( 10 \cdot B(k) \Big|_{\omega_c} \right), \quad k \text{ n}^\circ \text{ par} \quad \text{V.57}$$

Assim dispomos dos comprimentos  $\ell_L(i)$  das seções indutivas na equação V.45 e dos comprimentos  $\ell_c(k)$  das seções capacitivas na equação V.57.

Para obter as larguras das duas seções, utilizamos o programa do Apêndice A:

a) seção Indutiva

$$\text{Dados: } Z_L = 120\Omega, \epsilon_r = 4,4, h = 1,53 \text{ mm} \quad \text{V.58}$$

$$\text{Resultados: } W_L/h = 0,2475623 \quad \text{V.59}$$

$$\epsilon_{\text{eff}_L} = 2,996834 \quad \text{V.60}$$

$$v_{m_L} = 1,732965 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.61}$$

Logo,

$$W_L = 0,38 \text{ mm} \quad \text{V.62}$$

b) Seção Capacitiva

$$\text{Dados: } Z_C = 10\Omega, \epsilon_r = 4,4, h = 1,53 \text{ mm} \quad \text{V.63}$$

$$\text{Resultados: } W_C/h = 14,42814 \quad \text{V.64}$$

$$\epsilon_{\text{eff}_C} = 3,547617 \quad \text{V.65}$$

$$v_{m_C} = 1,592769 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{V.66}$$

Logo,

$$W_C = 22,1 \text{ mm} \quad \text{V.67}$$

Existe, no entanto, uma correção a se fazer nos valores dos comprimentos das seções capacitivas  $\ell_C(k)$ . Como vimos acima, as linhas das seções capacitivas são bem mais largas que as linhas das seções indutivas. Portanto, o filtro em microfita de 5 elementos (polos) terá uma configuração como mostrada na Fig. V.10, a seguir.

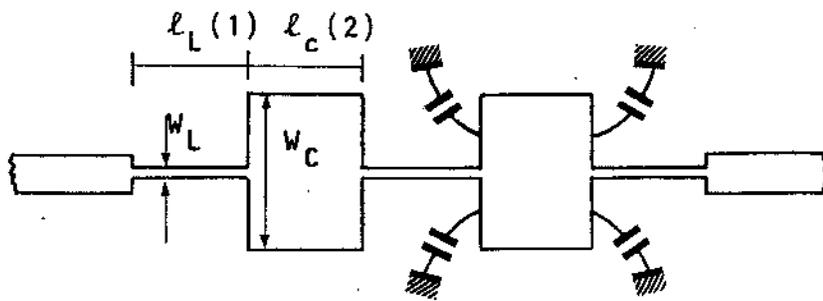


Fig.V.10 - Configuração de filtro de 5 elementos em microfita

onde  $W_C = 22,1 \text{ mm}$  e  $W_L = 0,38 \text{ mm}$ .

Na Fig. V.10, mostramos em uma das seções capacitivas, as capacitâncias de franja que se estabelecem em suas bordas.

As capacitâncias de franja das bordas laterais já foram consideradas, pela utilização da constante dielétrica efetiva. Resta-nos, portanto, considerar os efeitos das franjas das bordas transversais (de largura  $W_C$ ).

A capacitância devida às duas bordas transversais será dada por

$$C_{f.l.} = 2W_C C_f' \quad \text{V.68}$$

onde  $C_f'$  é a capacitância de franja por comprimento de borda. Desprezando a espessura da fita de cobre (normalmente simbolizada por  $t$ ) por ser muito menor que a espessura do substrato ( $h$ ), obtemos do livro de Matthæi [MA.3]

$$C_f' = 0,5 \times 0,225 \epsilon_r = 0,113 \epsilon_r \text{ (pF/pol)}$$

ou  $C_f' = 0,0445 \epsilon_r \text{ (pF/cm)}$  V.69

Para  $\epsilon_r = 4,4$ , como em nosso substrato,

$$C_f' = 0,196 \text{ pF/cm}$$

Portanto,

$$C_{f.l.} = 2 \times 2,21 \times 0,196 = 0,866 \text{ pF} \quad \text{V.70}$$

Devemos, agora, procurar qual a redução ( $\Delta l$ ) no comprimento longitudinal das seções capacitivas necessária para se compensar esta capacitância de franja. A susceptância por unidade de comprimento longitudinal das seções capacitivas é dada por

$$\frac{B(k)}{l_c(k)} = \frac{\omega C(k)}{l_c(k)} = \frac{1}{l_c(k) Z_c} \text{ sen} \left( \beta_c l_c(k) \right) \cong \frac{\beta_c}{Z_c} \quad \text{V.71}$$

e a capacitância por unidade de comprimento é dada por

$$C'' = \frac{C(k)}{l_c(k)} \cong \frac{\beta_c}{\omega Z_c} = \frac{1}{v_m Z_c} = \frac{1}{10 v_m} \quad \text{V.72}$$

Para as seções capacitivas temos da equação V.66

$$v_{m_c} = 1,59 \times 10^{10} \text{ cm/seg} \quad \text{V.73}$$

que resulta em

$$C'' = 6,29 \text{ pF/cm} \quad \text{V.74}$$

A redução  $\Delta l$  deve satisfazer

$$C'' \cdot \Delta l = C_{f.l.} \quad \text{V.75}$$

Logo,

$$\Delta l = \frac{C_{f.l.}}{C''} = \frac{0,866}{6,29} = 0,138 \text{ cm} \quad \text{V.76}$$

Com isso, o comprimento efetivo das seções capacitivas passa a ser

$$\ell_{c_{\text{eff}}}(k) = \ell_c(k) - \Delta\ell \quad ; \quad k \text{ n}^\circ \text{ par} \quad \text{V.77}$$

Agora, passemos aos cálculos dos comprimentos das seções de microfitas usadas em nosso filtro.

Sejam inicialmente as seções indutivas. Neste caso, temos da equação V.61,

$$v_{m_L} = 1,733 \times 10^{10} \text{ cm/seg} \quad \text{V.78}$$

Seguem, agora, os cálculos para cada seção.

a) Seção 1:

Usando as equações IV.98, IV.99, V.45 e V.47, e fazendo  $R_G = 50\Omega$  e  $\omega_c = 2\pi \times 500 \times 10^6$ , temos

$$\begin{aligned} X(1) &= \omega_c L(1) = g(1) \cdot R_G = \\ &= 0,7563 \times 50 = 37,82\Omega \end{aligned} \quad \text{V.79}$$

$$\ell(1) = \frac{v_{m_L}}{\omega_c} \text{ arc sen } \left( \frac{g(1) R_G}{120} \right) =$$

$$= \frac{1,733 \times 10^{10}}{2\pi \times 500 \times 10^6} \text{ arc sen } \left( \frac{0,7563 \times 50}{120} \right) =$$

$$= 1,7685 \text{ cm} =$$

$$\cong \boxed{1,77 \text{ cm}} \quad \text{V.80}$$

$$\begin{aligned} \frac{B(1)}{2} &= \frac{1}{120} \tan \left( \frac{\omega_c \ell_L(1)}{2v_{mL}} \right) = \\ &= \frac{1}{120} \tan \left( \frac{2\pi \times 500 \times 10^6 \times 1,7685}{2 \times 1,733 \times 10} \right) = \\ &= 0,00135 \text{ siemens} \end{aligned} \quad \text{V.81}$$

Seguindo o método usado para a primeira seção, obtemos para as outras seções indutivas

b) Seção 3:

$$X(3) = 78,87\Omega \quad \text{V.82}$$

$$\ell(3) = 3,9558 \text{ cm} =$$

$$\equiv \boxed{3,96 \text{ cm}} \quad \text{V.83}$$

$$\frac{B(3)}{2} = 0,00312 \text{ S.} \quad \text{V.84}$$

c) Seção 5: (idêntica à seção 1)

$$X(5) = 37,82\Omega \quad \text{V.85}$$

$$\ell(5) = \boxed{1,77 \text{ cm}} \quad \text{V.86}$$

$$\frac{B(5)}{2} = 0,00135 \text{ S.} \quad \text{V.87}$$

Vejamos, agora, os cálculos das seções capacitivas.

Neste filtro, em particular, temos apenas duas seções capacitivas idênticas, pois  $g(2) = g(4)$ . Usando as equações IV.98, V.54 e V.57, V.74 e V.75, temos

d) Seção 2:

$$\begin{aligned}
B(2) &= B_{TOT}(2) - \left[ \frac{B(1)}{2} + \frac{B(3)}{2} \right] = \\
&= \frac{1,3049}{50} - \left[ 0,00135 + 0,00312 \right] = \\
&= 0,02163 \text{ siemens} \qquad \qquad \qquad \text{V.88}
\end{aligned}$$

Nas seções capacitivas,  $v_{m_c} = 1,59 \times 10^{10}$  cm/seg.

Logo,

$$\begin{aligned}
\ell(2) &= \frac{1,59 \times 10^{10}}{2\pi \times 500 \times 10^6} \text{ arc sen } (0,02163 \times 10) = \\
&= 1,103 \text{ cm} \qquad \qquad \qquad \text{V.89}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\ell(2)_{\text{eff}} &= 1,103 - 0,138 = \\
&= \boxed{0,97 \text{ cm}} \qquad \qquad \qquad \text{V.90}
\end{aligned}$$

As reatâncias indutivas parasitas das seções capacitivas podem ser calculadas através da equação V.48:

$$\begin{aligned}
\frac{X(2)}{2} &= Z_c \tan\left(\frac{\beta_c \ell(2)}{2}\right) = \\
&= 10 \tan\left(\frac{0,1976 \times 0,97}{2}\right) = \\
&= 0,9313\Omega \qquad \qquad \qquad \text{V.91}
\end{aligned}$$

onde fizemos

$$\beta_c = \frac{\omega_c}{v_{m_c}} = \frac{2\pi \times 500 \times 10^6}{1,59 \times 10^{10}} = 0,1976 \text{ rad/cm} \quad \text{V.92}$$

O valor de  $X(2)/2$  é realmente bem menor que o das reatâncias indutivas das seções indutivas, o que justifica o fato

de o termos desprezado.

e) Seção 4: (idêntica à seção 2)

$$B(4) = 0,02163 \text{ s.} \quad \text{V.93}$$

$$\ell(4) = 1,103 \text{ cm} \quad \text{V.94}$$

$$\ell(4)_{\text{eff}} = \boxed{0,97 \text{ cm}} \quad \text{V.95}$$

$$\frac{X(4)}{2} = 0,9313\Omega \quad (\text{desprezível}) \quad \text{V.96}$$

Dispomos agora de todas as dimensões necessárias à construção do filtro, as quais são reunidas na Fig. V.11.

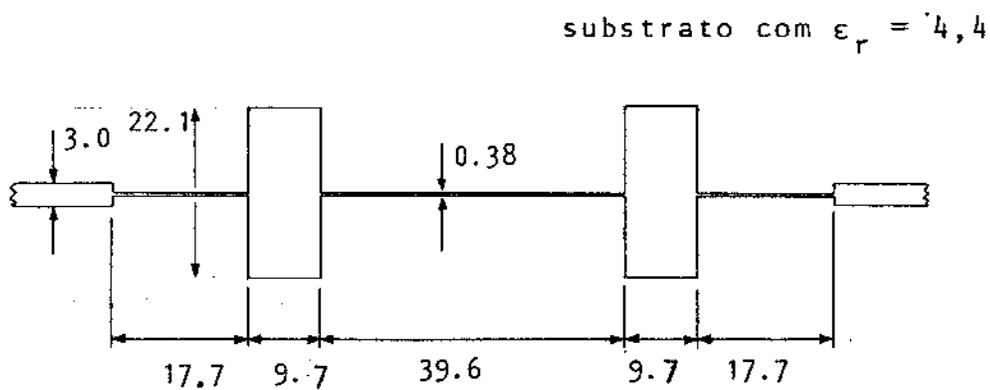


Fig.V.11 - Filtro de Tchebyscheff com  $n=5$ ,  
 "ripple" = 0,01 dB e  $\omega_c = 2\pi \times 500 \times 10^6$  rad/seg  
 (dimensões em mm)

Este circuito simula o filtro protótipo com razoável exatidão nas frequências próximas do corte, e esta exatidão diminui à medida que se afasta do corte. As respostas espúrias ocorrerão nas frequências em que as seções indutivas estiverem próximas de meio comprimento de onda, felizmente acima de nossa faixa de interesse.

## V.7 - Construção do Discriminador

Na construção do circuito do discriminador empregamos um substrato de fibra de vidro com  $\epsilon_r = 4,4$ . O processo de gravação do circuito foi o processo padrão com KPR ("Kodak Photo Resist"). Este processo, embora ofereça uma boa resolução, requer um espalhamento muito homogêneo do KPR por sobre a superfície da placa de cobre, o que é difícil de se conseguir. Esta dificuldade nos levou a desenhar alguns dos circuitos diretamente sobre a placa de cobre, utilizando fitas de "Alfac", para então efetuar a corrosão com solução de Percloreto de Ferro.

Em alguns pontos, o "lay-out" do circuito exigiu que se fizessem dobras. O formato e as dimensões dessas dobras obedeceram às recomendações de Howe [H0.6] para que seus efeitos fossem minimizados.

As discontinuidades nas microfitas são responsáveis por descasamentos de impedância. No entanto, estes descasamentos são apreciáveis para frequências acima de 4 GHz [ME.3], e, por isso, não foram considerados em nosso projeto.

No primeiro dos circuitos que construímos, eliminamos todo o cobre de um dos lados da placa do substrato, com exceção, evidentemente, do cobre das microfitas. No entanto, é uma boa prática, eliminar-se apenas o cobre das proximidades das microfitas, de modo que o "lay-out" do circuito fique cercado por paredes condutoras que permitem a supressão de modos de propagação indesejáveis [W1.1], [SA.1]. Estas paredes condutoras podem ainda ser conectadas, por parafusos regularmente espaçados, ao plano de terra inferior e assim, constituir uma extensão do plano de terra. A eliminação de modos indesejáveis, no entanto, não é um problema que deva nos preocupar, conquanto somente em frequências maiores estes modos serão significativos [BA.3]. Além do substrato de fibra de vidro, utilizamos uma placa de alumínio de 5 mm de espessura, que melhorava o plano de terra e dava rigidez a construção. Foram também utilizados resistores de comportamento não indutivo até a faixa de UHF (resistores de filme

metálico de fabricação TRW-IRC, tipo CCA/RN60) para colocação no divisor de potência, terminações "feed through" de  $50\Omega$  (HP-11048B) para a entrada dos detetores túnel, diodos BD-4 e BD-6 da GE, capacitores de mica prateada de 47 pF para a saída de vídeo dos detetores túnel, detetores de cristal (HP 420B), um detetor Schottky da Omni Spectra (Mod. 20750 A) e conectores BNC da Whinner nas interfaces entre cabos coaxiais e microfitas.

Foram construídos dois protótipos do discriminador. O primeiro deles foi totalmente integrado em um único substrato. Isto o tornou pouco flexível, pois só dispúnhamos de acesso à entrada de RF e à saída de vídeo, não podíamos variar o atraso da linha de retardo de modo a encontrar seu valor mais adequado, e não podíamos realizar variações no circuito original. A Fig. V.12 mostra o "lay-out" deste primeiro protótipo.

Estas dificuldades foram contornadas com a construção de um segundo protótipo, no qual cada um dos elementos ocupava uma placa independente e eram interconectados por conectores BNC-BNC. Desta forma, pudemos verificar o desempenho de cada um dos componentes independentemente, e do discriminador, como um todo. Pudemos também, com o uso de pequenas seções de cabos coaxiais, variar o atraso da linha de retardo e observar a modificação no desempenho. Uma outra vantagem oferecida pelo segundo protótipo foi a de permitir o uso de diferentes detetores para a obtenção do sinal de informação (no primeiro protótipo, a deteção era feita com os detetores túnel integrados no circuito).

No capítulo seguinte, apresentamos as curvas de desempenho obtidas para o discriminador e cada um de seus componentes. São também apresentadas fotos de formas de onda demoduladas pelo discriminador, que podem ser comparadas aos sinais que originalmente modularam em frequência a portadora de microondas.

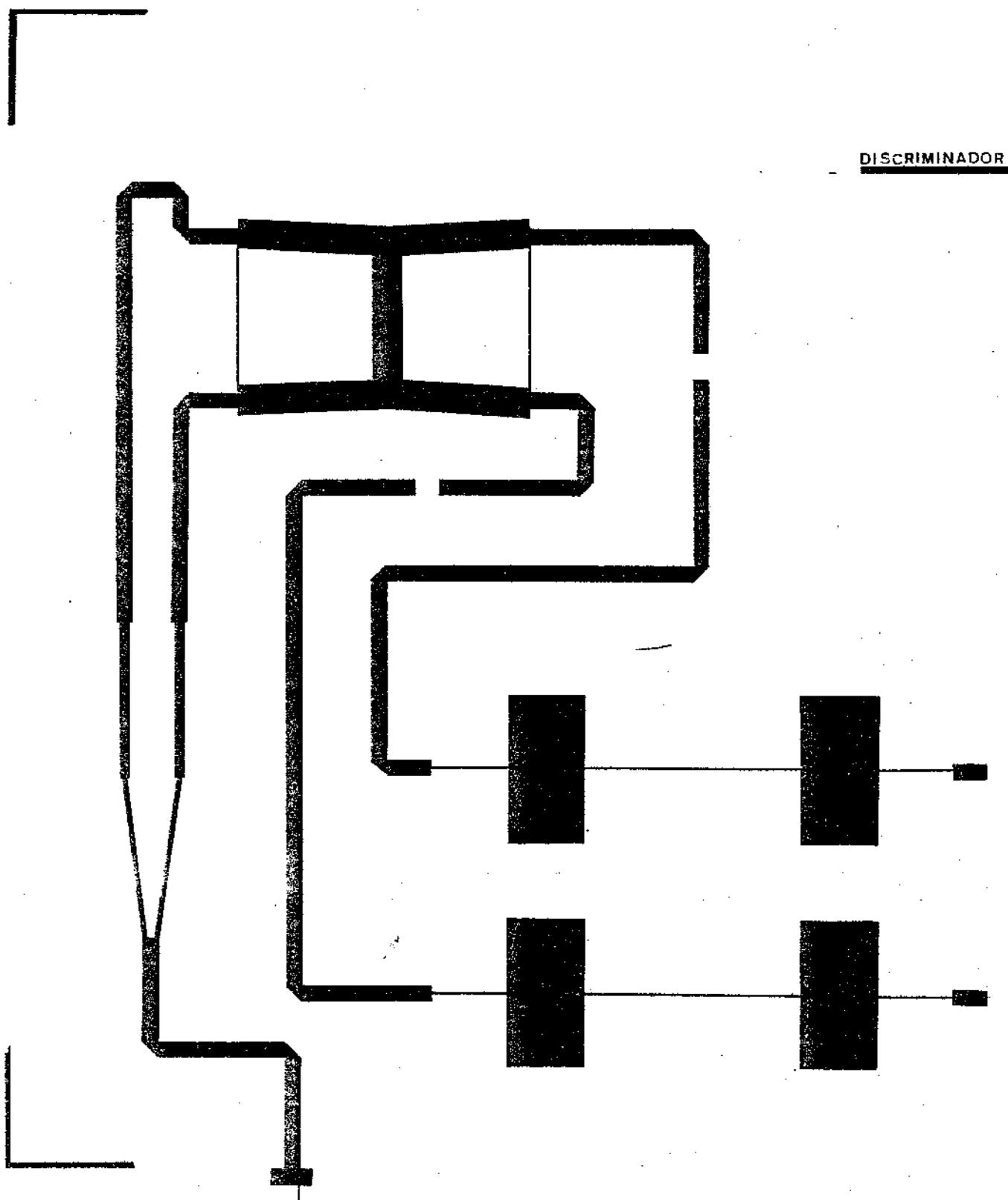


Fig. V. 12 - "Lay-out" do primeiro discriminador  
construído

## REFERÊNCIAS

### CAPÍTULO V

- {AE.2} Aertech Industries, Tunnel Diode Detectors,  
Pub. 104A
- {BA.3} Bahl, I.; Trivedi, D.; A Designer's Guide to Microstrip  
Line, Microwaves, Maio/1977, pp. 174-182
- {BA.4} Bahl, I.; Trivedi, D.; ref. cit., Eq. 12
- {BR.7} Bryant, T.; Weiss, J.; Parameters of Microstrip  
Transmission Lines, IEEE Trans. on MTT, vol.  
MTT-16, Dez/1968, pp. 1021-1027
- {GI.4} Giàrola, A.; Impedances of Single and Parallel  
Coupled Microstrip Lines, SWIEEE CO Record,  
IEEE Catalogue nº 71C17 - SWICO, Abril/1971,  
pp. 174-159
- {HO.6} Howe, Jr., H.; Stripline Circuit Design,  
Dedham, Mass., Artech House, 1974,  
pp. 52, Figs. 2-20 e 2-21
- {MA.2} Matthaei, G.; Young, L.; Jones, E.;  
Microwave Filters, Impedance - Matching Networks,  
and Coupling Structures, New York, McGraw Hill,  
1964, pp. 361, Fig. 7.02.1
- {MA.5} Matthaei, G.; et al.; ref. cit.; pp. 207, Fig. 5.07.5
- {ME.3} Menzel, W.; Wolff, I.; A Method for Calculating  
the Frequency Dependent Properties of Microstrip  
Discontinuities, IEEE Trans. on MTT, Vol.  
MTT-25, Fev/1977, pp. 107-113

{MI.1} Mittra, R.; Itoh, T.; A New Technique for the Analysis of the Dispersion Characteristics of Microstrip Lines, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, Jan/1971, pp. 47-56

{SA.1} Saul, D.; Design a Ka-Band Polar Frequency Discriminator, Microwaves, Abril/1976, pp. 74-80

{SA.2} Saad, T.; ed.; Microwave Engineer's Handbook, Vol. 1, Dedham, Mass., Artech House, 1971, pp. 136-137

{WH.1} Wheeler, H.; Transmission Line Properties of Parallel Strips separated by a Dielectric Sheet, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-13, Mar/1965, pp. 172-185

{WI.1} Wilkens, M.; Kincheloe, Jr., W.; Microwave Realizations of Broadband Phase and Frequency Discriminators, Technical Report n° 1962/1966-2, Stanford Electronics Laboratories, Stanford University, Nov/1968, pp.3

CAPÍTULO VI

RESULTADOS OBTIDOS

## VI.1 - O Divisor de Potência

As medidas efetuadas no divisor de potência foram as seguintes:

### a) Transmissão direta -

Aplicando um sinal de frequência conhecida, à entrada do divisor, medimos o nível de potência em uma de suas saídas, tendo a outra saída terminada em  $50\Omega$ . Conhecendo-se o nível do sinal de entrada, calculamos a atenuação provocada pelo divisor. A Fig. VI.1 mostra a curva obtida para estas medidas na faixa de 1 a 2 GHz. Observa-se uma resposta razoavelmente plana, um pouco acima de 3 dB. Lembramos que um divisor ideal apresentaria uma atenuação de 3 dB em cada uma das saídas.

### b) Transmissão reversa -

Aplicando um sinal à uma das portas de saída, medimos o nível de potência na porta de entrada, com a outra porta (de saída) terminada em  $50\Omega$ . A curva obtida é também mostrada na Fig. VI.1. As curvas de transmissão reversa e direta são bastante semelhantes, como se poderia esperar pela reciprocidade do circuito. No caso de transmissão reversa, metade da potência é dissipada nos resistores ( $R_1$  e  $R_2$ ) do divisor.

### c) Isolação entre as saídas -

Aplicando um sinal a uma das saídas, medimos o nível na outra porta de saída, com a porta de entrada terminada em  $50\Omega$ . A curva de atenuação obtida na faixa de 1 a 2 GHz é mostrada na Fig. VI.2. Não foram verificadas as ressonâncias previstas na Fig. IV.12. A atenuação apresentou variações em torno de 22 dB. Este valor de atenuação é suficiente para isolar as portas de saída.

Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  utilizados não possuíam os valores de projeto ( $241\Omega$  e  $98\Omega$ ). Ao invés desses valores, utilizamos os valores comerciais mais próximos de que dispúnhamos em resistores de filme metálico ( $200\Omega$  e  $121\Omega$ ). Esta é a razão pela qual a curva de isolação obtida (Fig. VI.2) é diferente da curva de isolação esperada (Fig. IV.12).

d) Coefficiente de onda estacionária (S ou VSWR) na entrada -

Medido com linha fendida ("slotted line") e "SWR Meter", com o sinal aplicado à entrada e com as portas de saída terminadas em  $50\Omega$ . A variação na faixa de 1 a 2 GHz é mostrada na Fig. VI.3. O VSWR se apresentou baixo ao longo de toda a faixa com um mínimo de 1240 MHz. A semelhança com a curva equivalente da Fig. IV.12 não é acentuada.

e) Coefficiente de onda estacionária na saída -

Medido com os mesmos instrumentos do item (d), com o sinal aplicado à uma das portas de saída e as outras portas terminadas em  $50\Omega$ . A curva obtida na faixa de 1 a 2 GHz é a da Fig. VI.4. O VSWR é bastante baixo em toda a faixa com mínimos nas frequências de 1200 e 1780 MHz. A semelhança com a resposta esperada (Fig. IV.12) é apreciável.

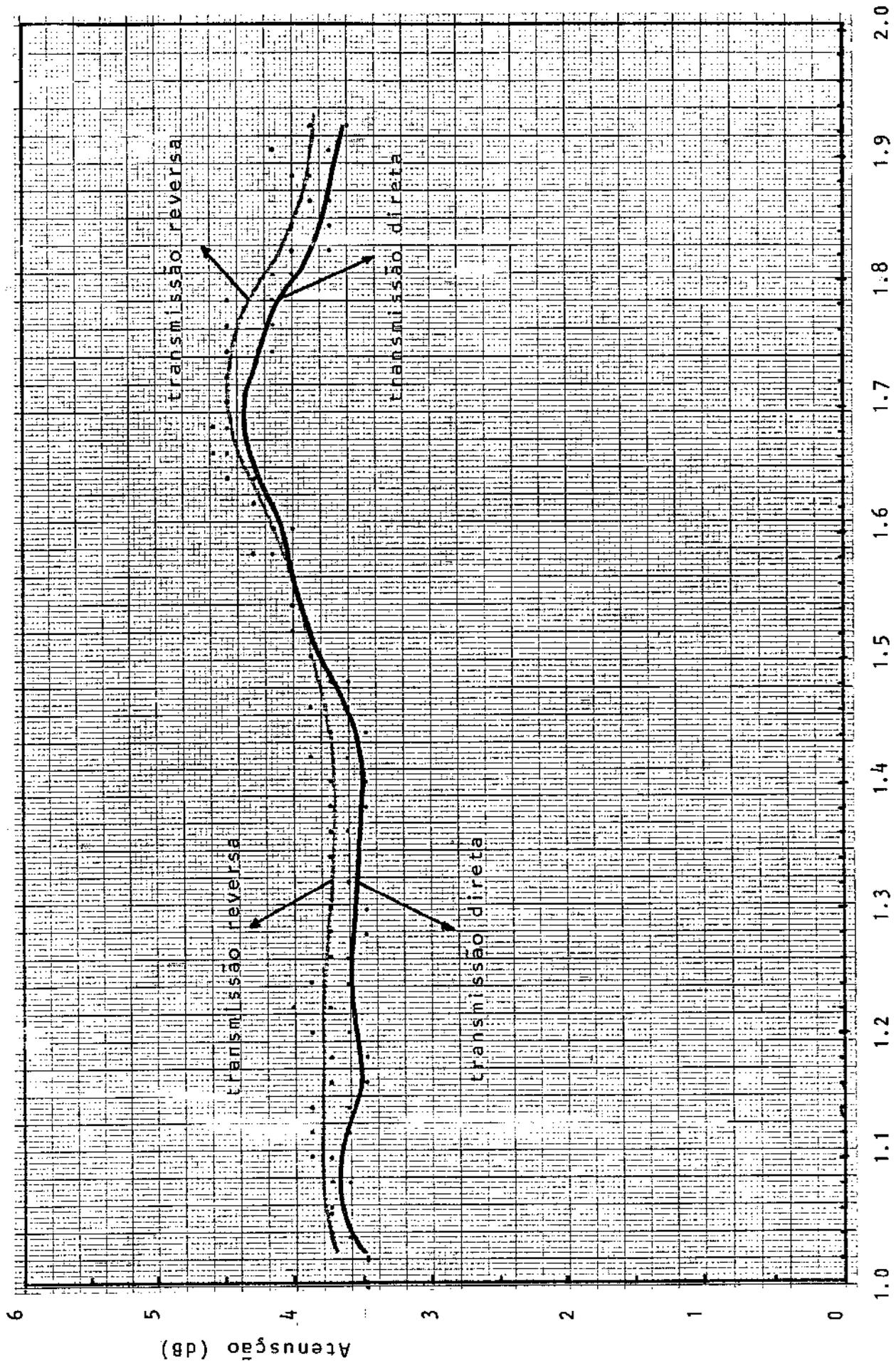


Fig. VI.1 - Transmissão direta e reversa do divisor de potência

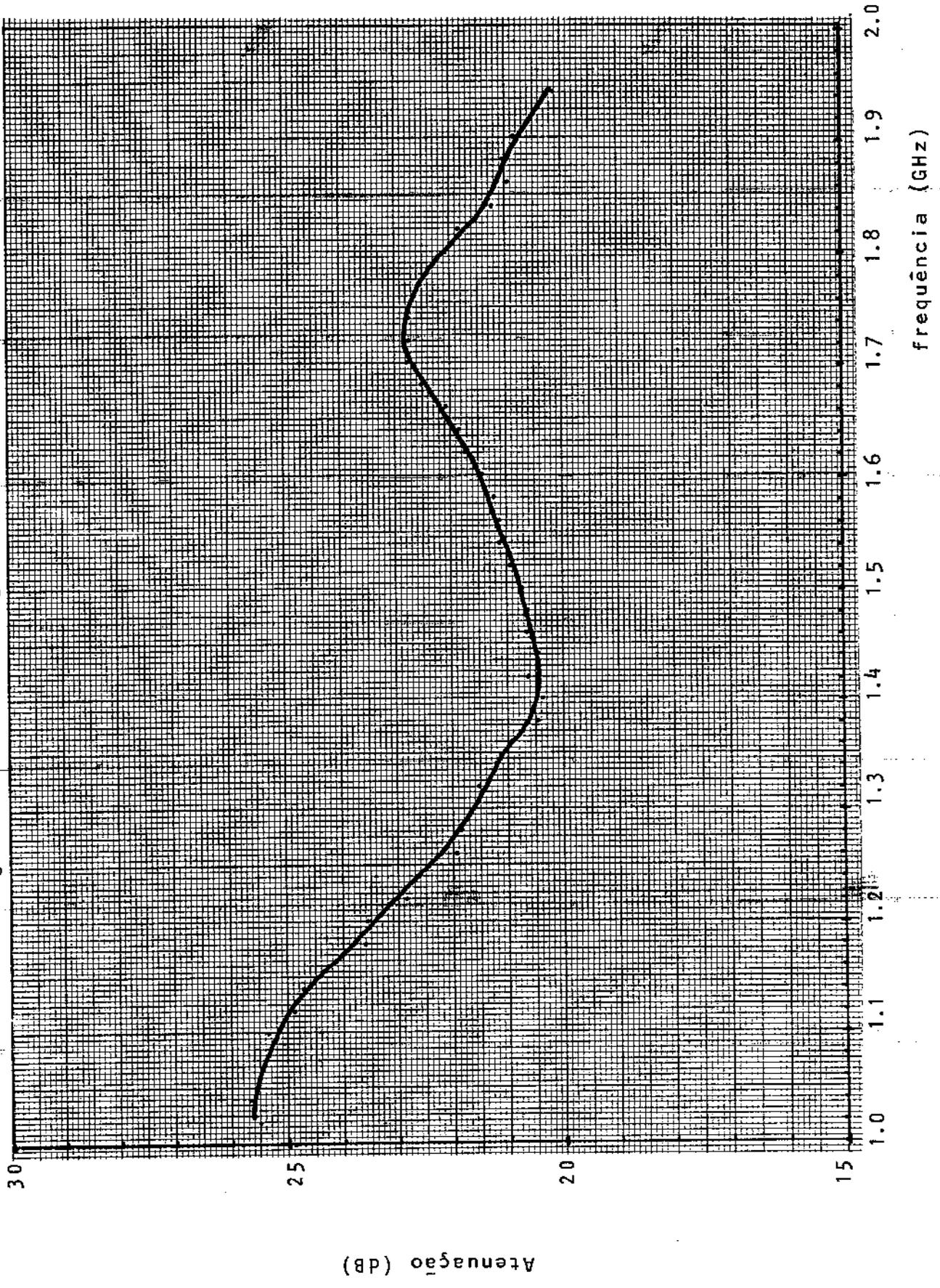


Fig. VI.2 - Isolación entre as saídas do divisor de potência

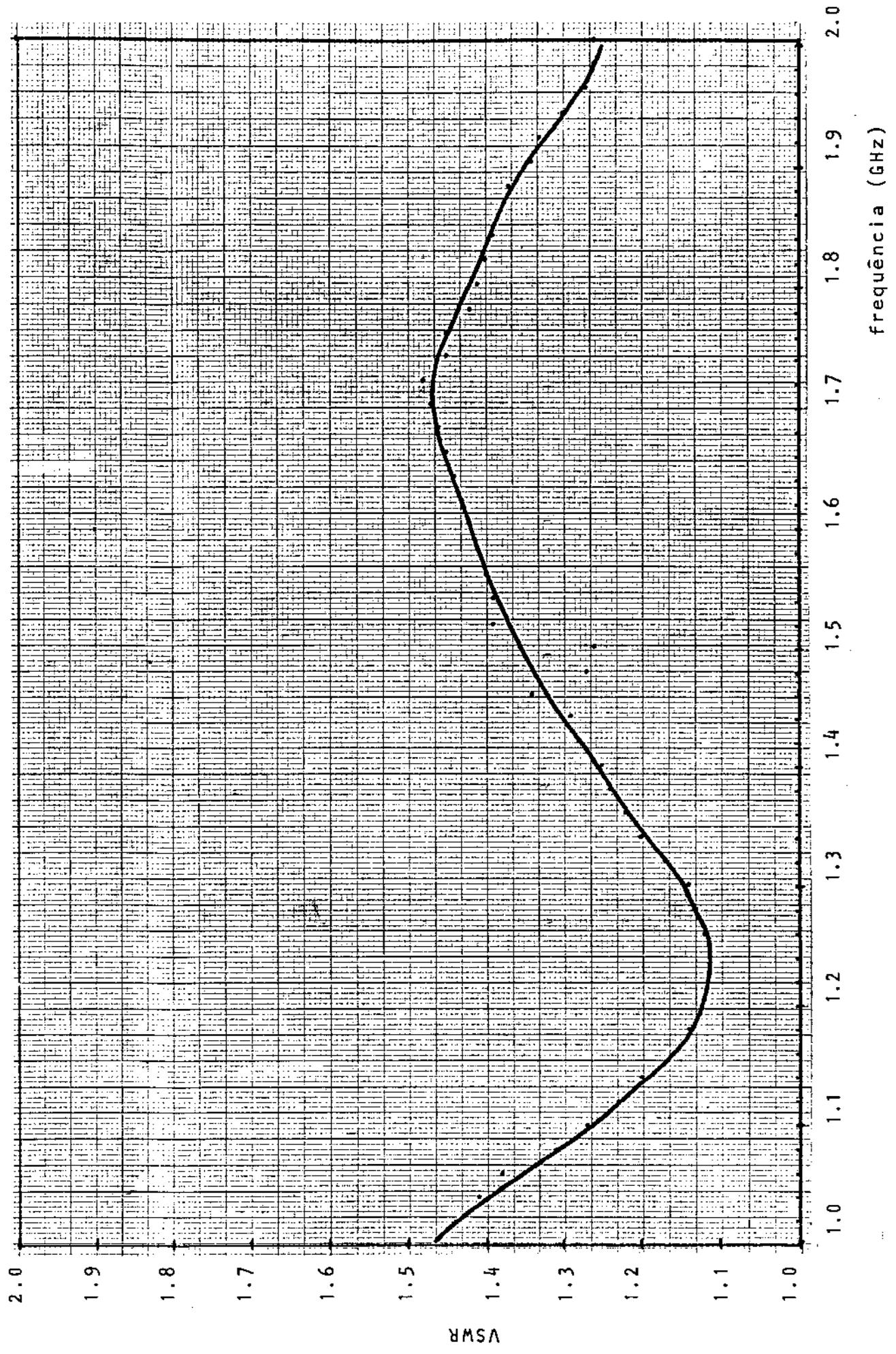


Fig. VI.3 - VSWR à entrada do divisor de potência

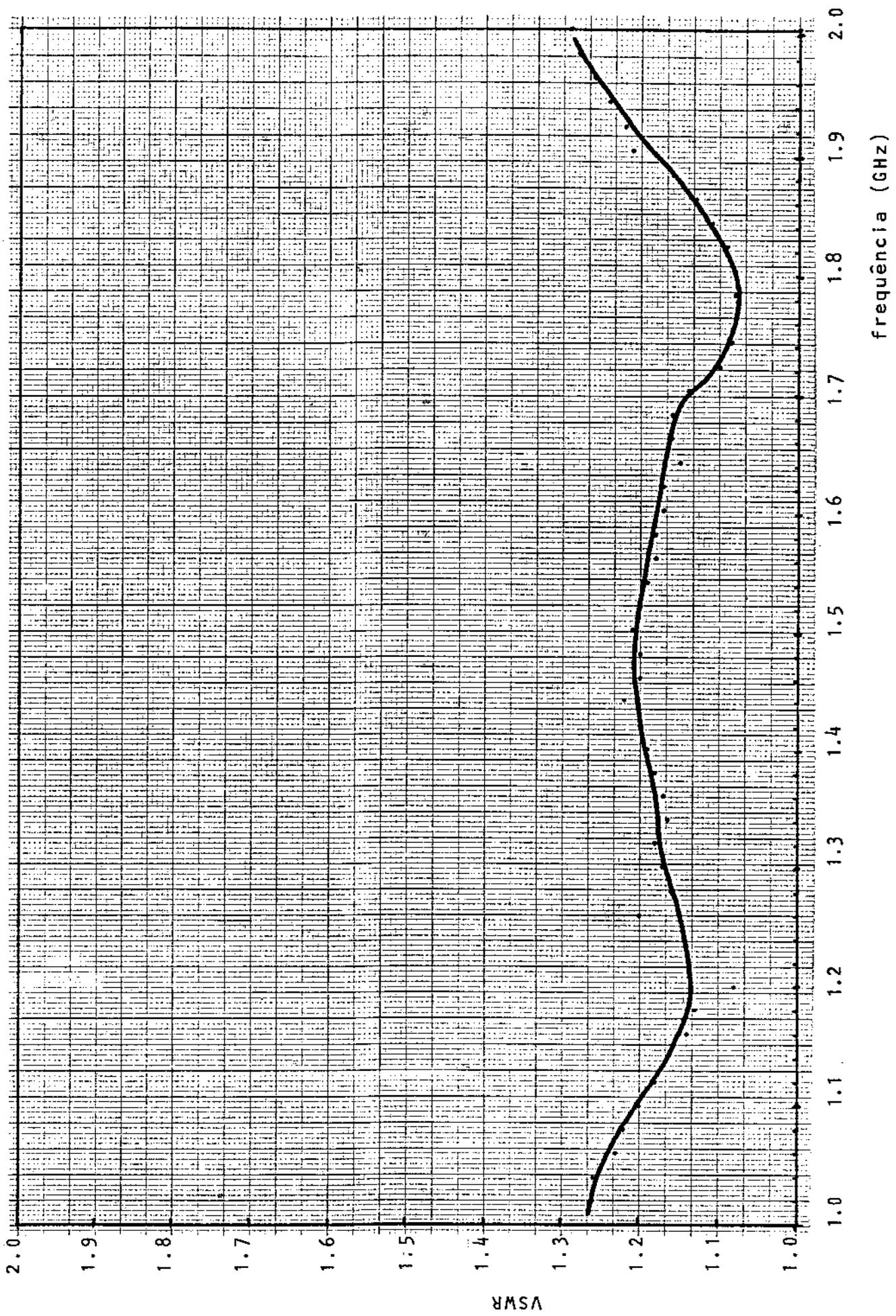


Fig. VI.4 - VSWR à saída do divisor de potência

## VI.2 - O Acoplador Híbrido

Consideremos o diagrama do acoplador e a numeração de portas mostradas na Fig. VI.5.

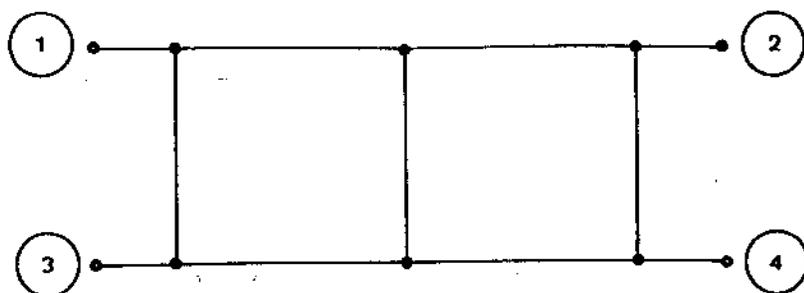


Fig. IV.5 - Diagrama do Acoplador Híbrido

O desempenho do acoplador híbrido foi verificado através das seguintes medidas:

### a) Transmissão direta -

Tendo o sinal aplicado à porta 1, medimos o nível de potência na porta 2, com as outras portas terminadas em  $50\Omega$ . Verificamos, então, a atenuação entre os níveis de entrada e de saída. A Fig. VI.6 mostra a curva obtida na faixa de 1 a 2 GHz.

A atenuação é razoavelmente plana, em torno de 4,5 dB, para as frequências entre 1500 e 2000 MHz. No entanto, varia de 9 a 4,5 dB nas frequências entre 1000 e 1500 MHz. A resposta esperada (Fig. VI.17) era mais plana e mais próxima de 3 dB.

### b) Transmissão acoplada -

Com o sinal aplicado à porta 2, medimos o nível de potência na porta 4, tendo as outras portas terminadas em  $50\Omega$ . A atenuação do sinal entre as duas portas é também mostrada na Fig. VI.6. Observamos uma resposta mais plana que a encontrada no item

(a) e mais de acordo com a curva esperada.

Na faixa de 1000 a 1500 MHz, observamos uma acentuada diferença entre a transmissão direta e a transmissão acoplada. Este fato leva-nos a esperar uma degradação do desempenho do discriminador que utiliza este acoplador híbrido, na faixa de 1000 a 1500 MHz.

c) Isolação -

Tendo o sinal aplicado à porta 1, medimos o nível de potência à porta 3, com as outras portas terminadas em  $50\Omega$ . A isolação do acoplador é dada pela atenuação do nível de potência entre estas duas portas. A curva obtida, mostrada na Fig. VI.7, apresenta um máximo em 1500 MHz (23,5 dB). A frequência em que este máximo ocorre é exatamente a projetada, mas esperávamos uma atenuação maior, da ordem de 35 dB. O extremo superior da faixa de 1 a 2 GHz, na qual realizamos as medidas, apresenta uma atenuação maior (18,5 dB) que a atenuação no extremo inferior desta mesma faixa (9 dB). De uma maneira geral, a curva obtida pode ser considerada satisfatória e podemos esperar que a baixa isolação não venha a prejudicar sensivelmente o comportamento do discriminador.

d) Coefficiente de Onda Estacionária -

No acoplador híbrido, todas as portas são análogas. Portanto, podemos medir o VSWR em qualquer uma delas. Escolhendo, por exemplo, a porta 1, para a aplicação do sinal e terminando todas as outras portas com  $50\Omega$ , obtemos a curva da Fig. VI.8, na faixa de 1 a 2 GHz. Mais uma vez, observamos que o comportamento na metade superior da faixa considerada está bem de acordo com a curva da Fig. VI.17. No entanto, o mesmo não ocorre para a metade inferior da faixa (1000 a 1500 MHz). Isto vem reforçar nossas previsões de que, para estas frequências, o discriminador apresentará resposta um pouco diferente da esperada.

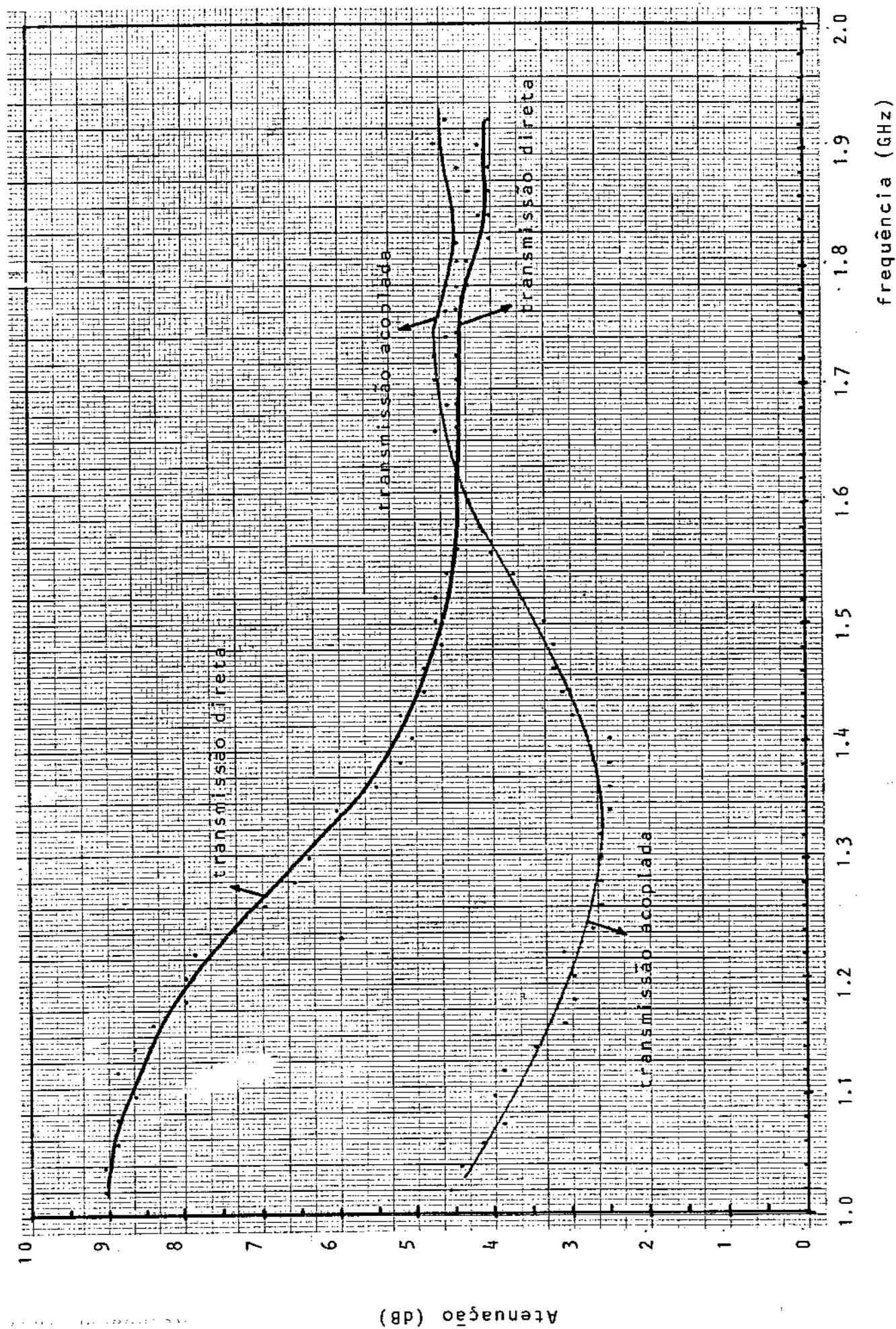


Fig. VI.6 - Transmissão direta e transmissão acoplada do acoplador híbrido

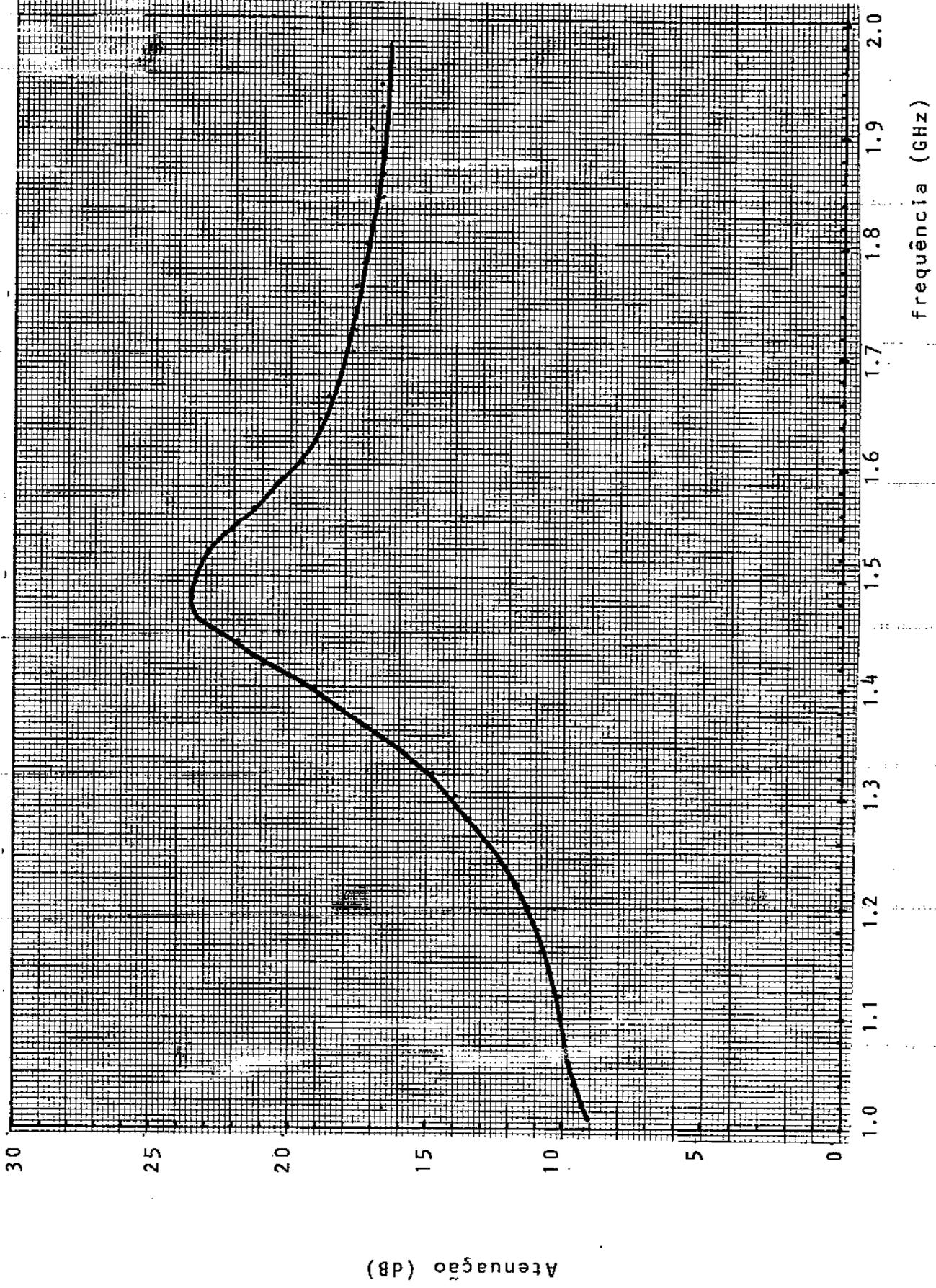


Fig. VI.7 - Isolção do acoplador híbrido

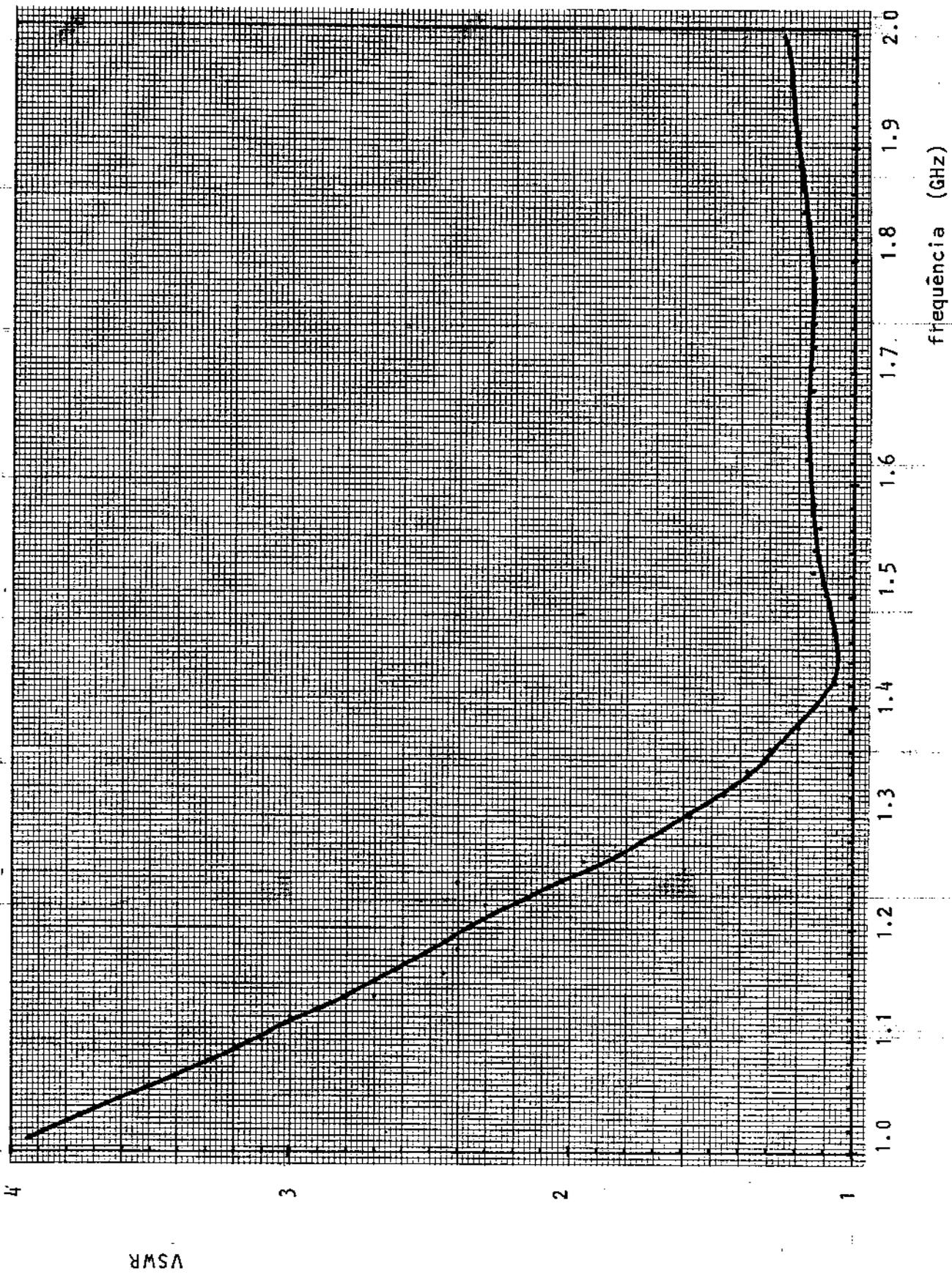


Fig. VI.8 - VSWR do acoplador híbrido

## V.3 - Detetores

### VI.3.1 - Detetores Túnel

Nos testes efetuados com os detetores túnel que construímos, o sinal de microonda ( $f \approx 1,5$  GHz) de nível de potência conhecido foi aplicado à entrada e medimos a tensão de saída. Variando a potência de entrada, por meio de atenuadores, obtivemos a curva de tensão de saída com a potência do sinal de RF.

Primeiramente, efetuamos medidas no detetor túnel formado por uma terminação "feed through" de  $50\Omega$  à entrada, um diodo reverso ("backward diode") e um capacitor de vídeo (Detetor 1 na Fig. VI.9) com a saída em aberto ( $R_L = \infty$ ) e conectada a uma carga  $R_L$  de  $75\Omega$ . A Fig. VI.9 apresenta as curvas obtidas.

As mesmas medidas foram repetidas para um detetor túnel sem a terminação "feed through" de  $50\Omega$  à entrada (Detetor 2 da Fig. VI.9). Os resultados obtidos para  $R_L = \infty$  e  $R_L = 75\Omega$  são também mostrados na Fig. VI.9. Observamos que a sensibilidade do detetor 1 é da ordem de  $60$  mV/mW. Para o detetor 2, esta sensibilidade é de aproximadamente  $250$  mV/mW. Estas sensibilidades são razoavelmente baixas para detetores túnel (vide Cap. IV - seção IV.4.2). A diferença de sensibilidades ocorre porque, para o detetor 1, parte da potência incidente é dissipada no resistor de  $50\Omega$  à entrada. No entanto, o detetor 1 oferece um retorno de DC e vídeo à sua entrada e, portanto, a resistência de seu equivalente de Thévenin é menor que para o detetor 2. Isto pode ser comprovado pelas curvas da Fig. VI.9. Podemos observar que a variação apresentada pelo detetor 1 para diferentes condições de carga é bem inferior à variação equivalente apresentada pelo detetor 2.

A razão pela qual as sensibilidades conseguidas foram tão baixas, deve-se ao fato de que os diodos

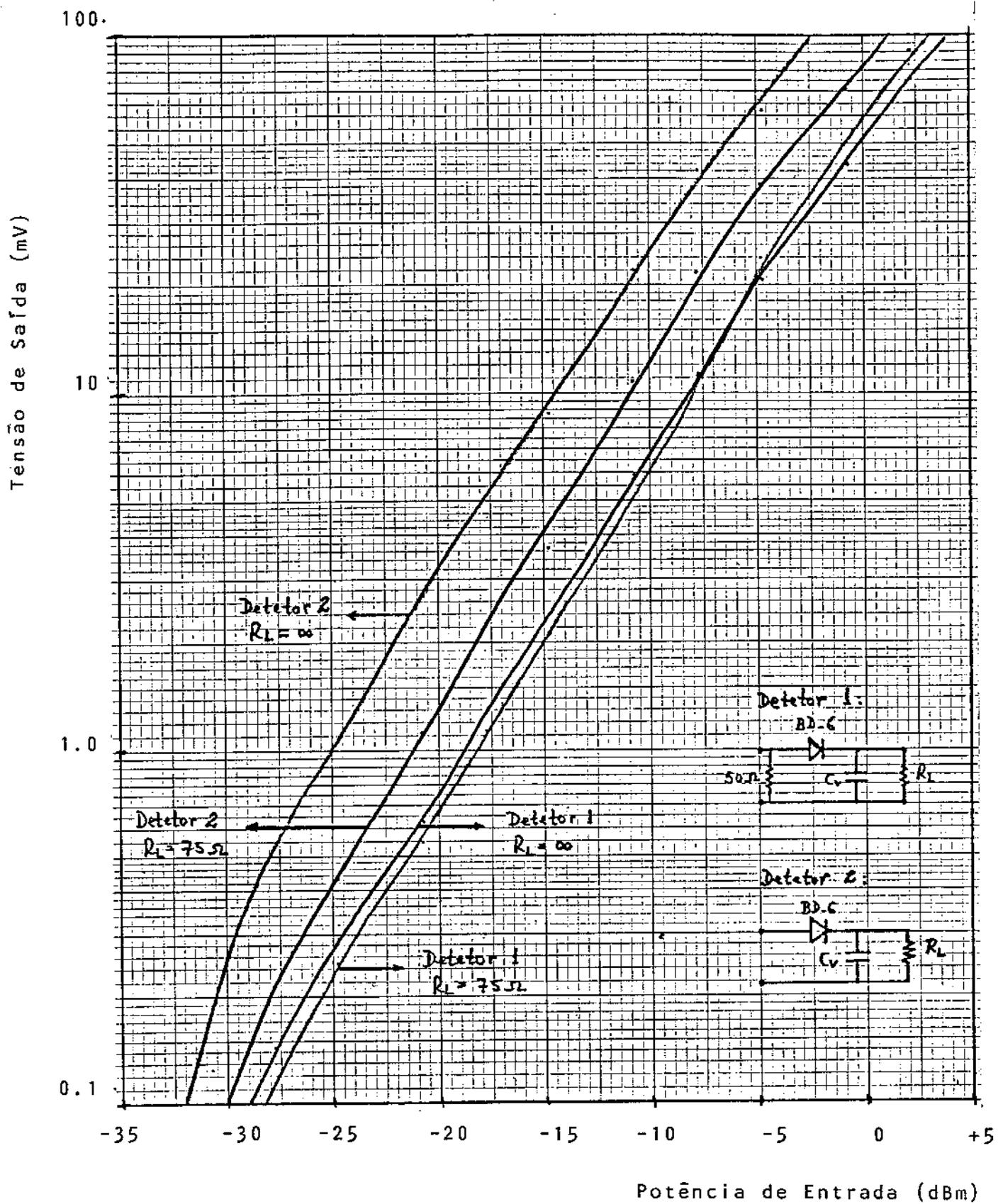


Fig. VI.9 - Resposta dos detetores túnel

reversos apresentam baixa impedância para RF. Portanto, o resistor de  $50\Omega$  à entrada não é a estrutura de casamento de impedâncias apropriada nestes casos. Deste modo, uma parte razoável de potência incidente nos detectores construídos não foi útil ao processo de detecção (foi refletida ou dissipada no resistor de  $50\Omega$ ), o que tornou reduzidas as sensibilidades observadas.

Em todos os casos, a detecção na faixa de  $-25$  a  $0$  dBm foi razoavelmente quadrática (a curva traçada como  $(\log V_0) \times (P_i \text{ em dB})$  se apresenta como uma linha reta).

### VI.3.2 - Detetor de Cristal

Verificamos também a variação da tensão de saída com a potência de entrada (para  $R_L = \infty$  e  $R_L \approx 75\Omega$ ) em um detetor de cristal HP 420 B. As curvas são apresentadas na Fig. VI.10 e a sensibilidade verificada para  $R_L = \infty$  foi de  $250 \text{ mV/mW}$ , aproximadamente. Esta é realmente a sensibilidade típica de detectores de cristal, como vimos no Cap. IV, seção IV.4.1.

A detecção verificada foi razoavelmente quadrática para frequências inferiores a  $-5$  dBm.

Observou-se uma grande variação da tensão de saída para as duas condições de carregamento ( $R_L = \infty$  e  $R_L = 75$ ), o que demonstrou uma alta resistência da fonte equivalente de vídeo.

### VI.3.3 - Detetor Schottky

As mesmas medidas foram repetidas para o detetor Schottky da Omni Spectra, mod. 20750 A. As curvas obtidas para  $R_L = \infty$  e  $R_L = 75\Omega$  são mostradas na Fig. VI.11. A sensibilidade apresentada foi de  $2500 \text{ mV/mW}$ , bem maior

que as sensibilidades dos outros detetores. No Cap. IV , seção IV.4.3, vimos que a sensibilidade típica de detetores Schottky é dessa ordem de grandeza.

O detetor Schottky requereu uma polarização de  $50 \mu\text{A}$  (DC) que foi fornecida por uma fonte de tensão em série com um resistor de  $100 \text{ K}\Omega$  e um microamperímetro.

A curva para  $R_L = \infty$  mostrou uma característica de detecção aproximadamente quadrática, para potências inferiores a  $-15 \text{ dBm}$ . A faixa de detecção quadrática, para  $R_L = 75\Omega$ , se encontra fora dos limites da Fig. VI.11.

Consideremos que a potência incidente nos detetores, quando em uso no discriminador de frequências, seja da ordem de  $-20 \text{ dBm}$ . Neste caso, podemos concluir que os detetores mais adequados à aplicação nos discriminadores são os detetores Schottky, pois apresentam as sensibilidades mais elevadas e suas características de detecção são quadráticas na faixa de potências de interesse.

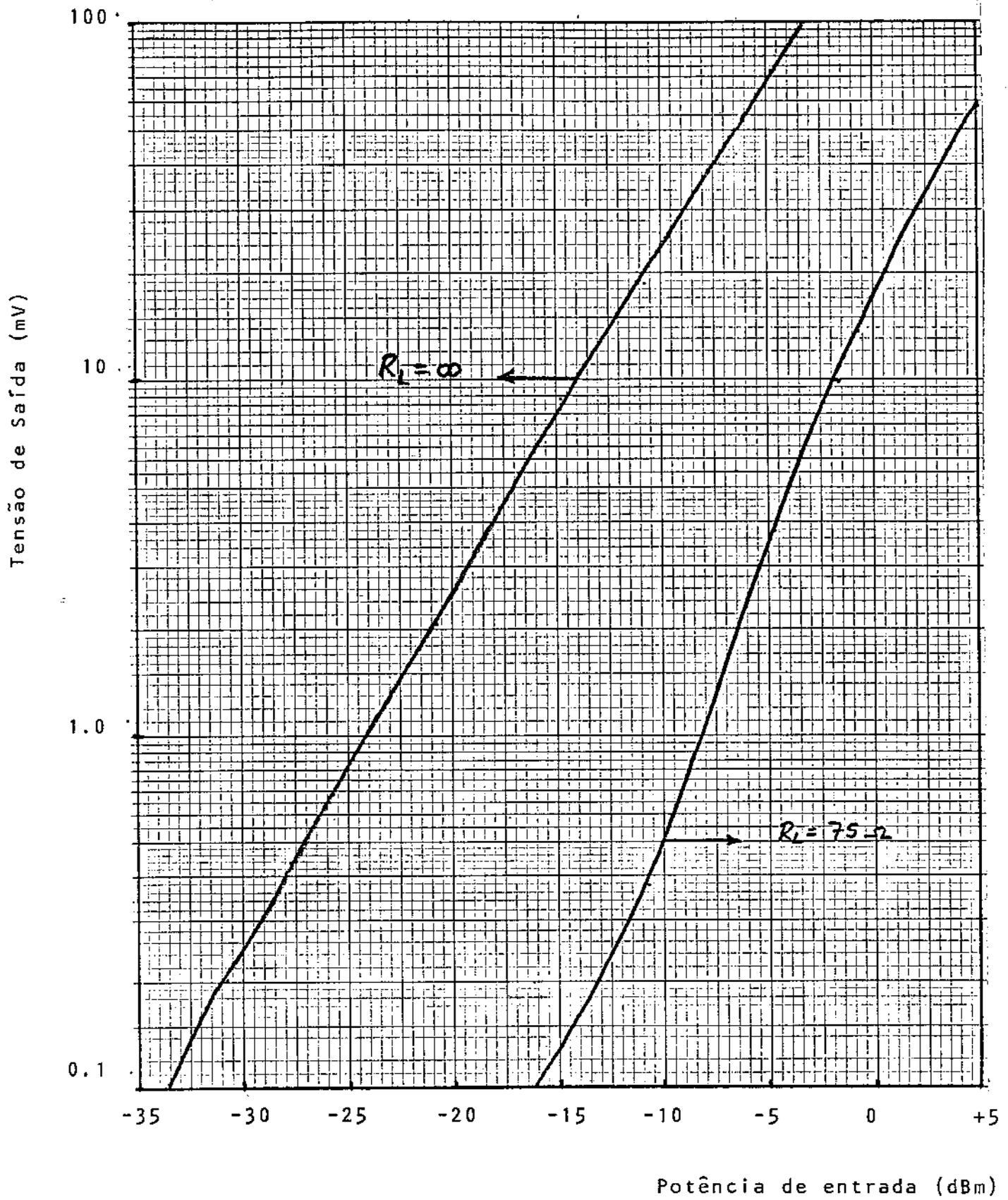


Fig. VI.10 - Resposta do detetor de cristal

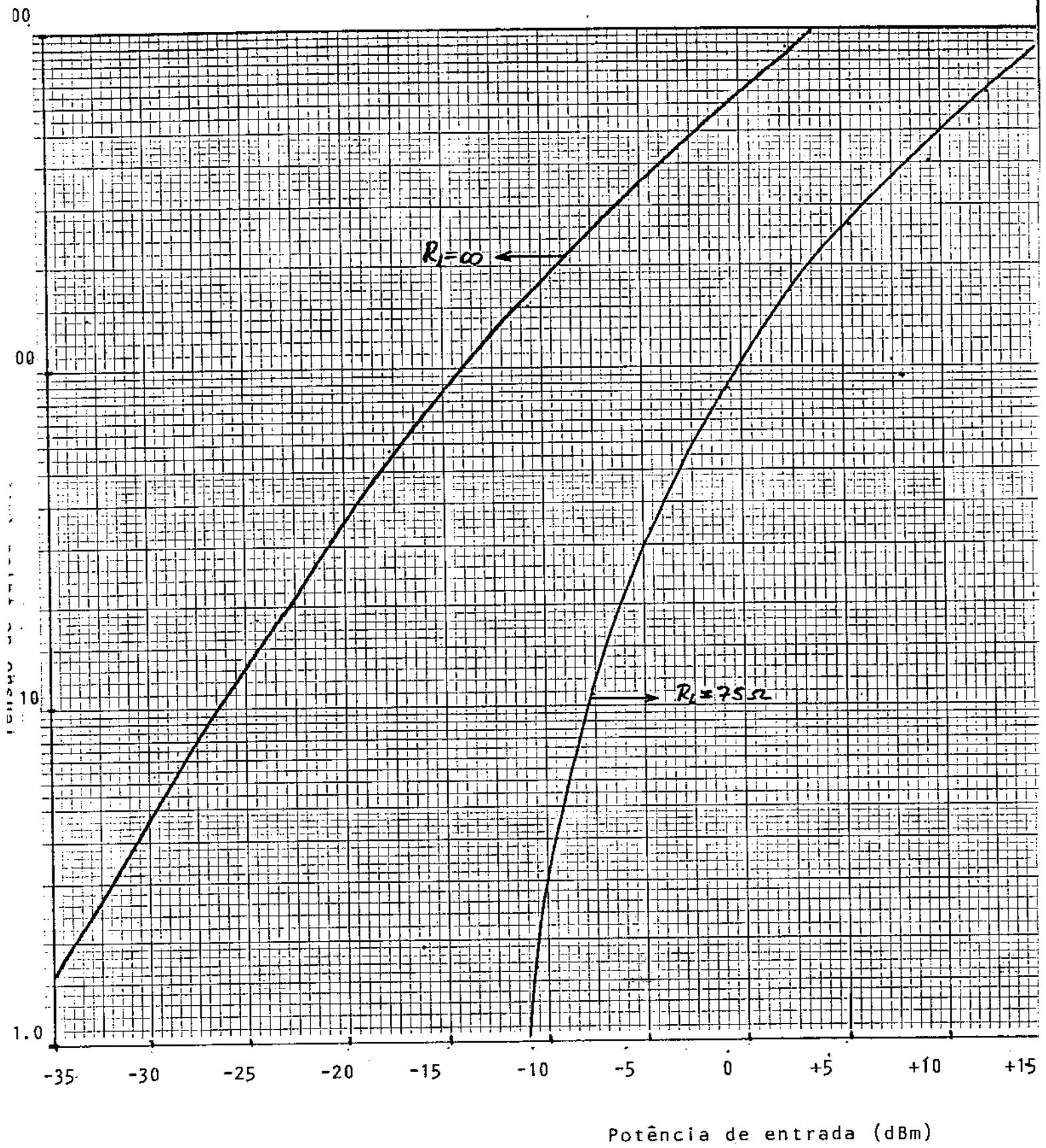


Fig. VI.11 - Resposta do detetor Schottky

#### VI.4 - O Filtro de Passa-Baixa

Medimos a perda por inserção apresentada pelo filtro de passa-baixa de Tchebyscheff, construído em microfitas, na faixa de frequências de 0 (DC) a 2100 MHz. Observamos uma pequena ondulação na banda passante e uma atenuação bastante acentuada fora da banda passante, como se pode esperar da característica de Tchebyscheff.

A frequência de corte ocorreu em 550 MHz, um pouco acima dos 500 MHz de projeto.

A atenuação atinge um máximo (39 dB) em 1700 MHz, e passa a decrescer para frequências maiores. Em circuitos distribuídos as respostas são periódicas em frequência. Haverá, portanto, inúmeras bandas passantes neste filtro. Isto pode explicar a diminuição de atenuação acima de 1700 MHz.

A resposta do filtro é mostrada na Fig. VI.12. Esta curva é bastante satisfatória e de acordo com a análise teórica.

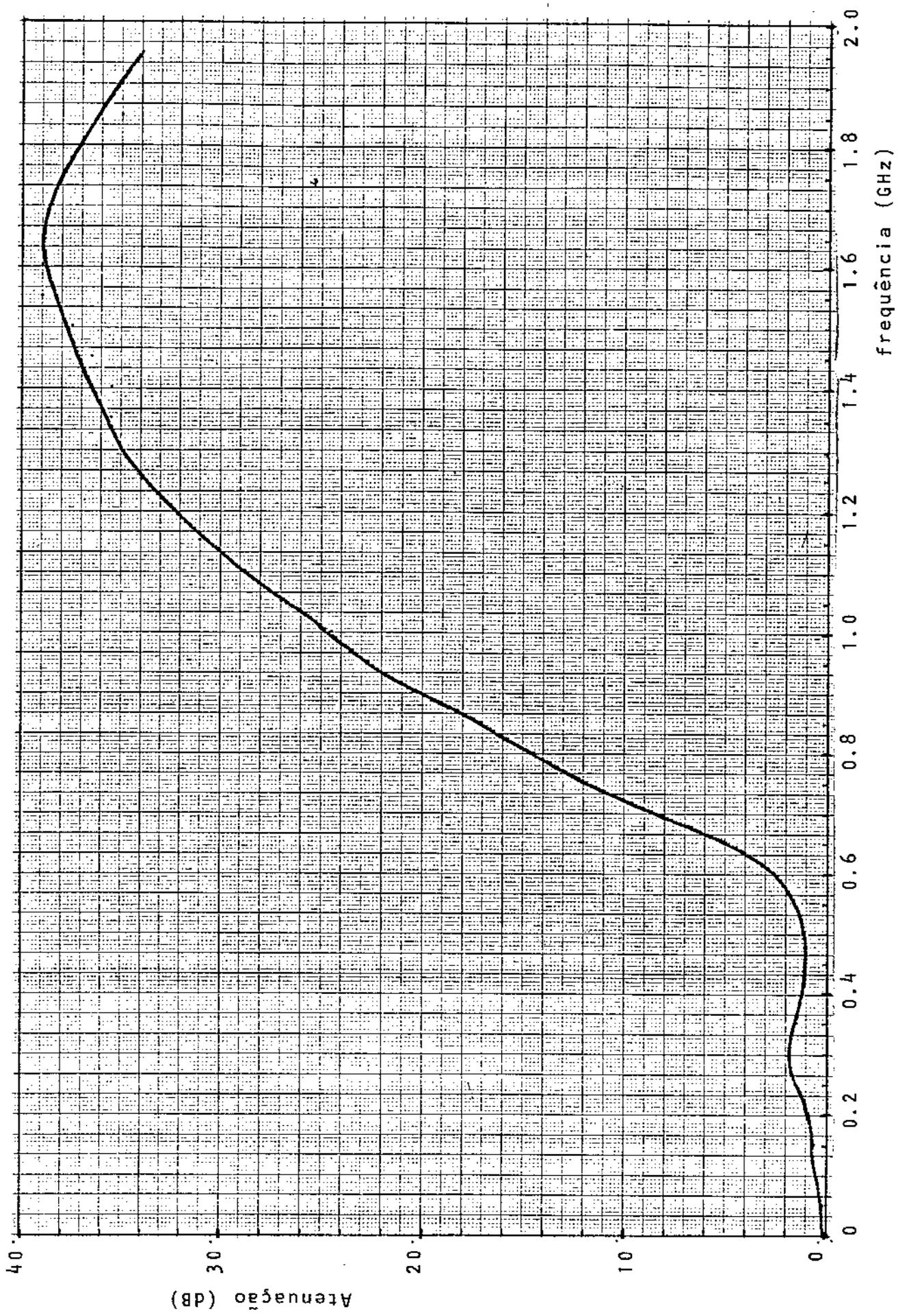


Fig. VI.12 - Resposta do Filtro Passa-Baixa com característica de Tchebyscheff

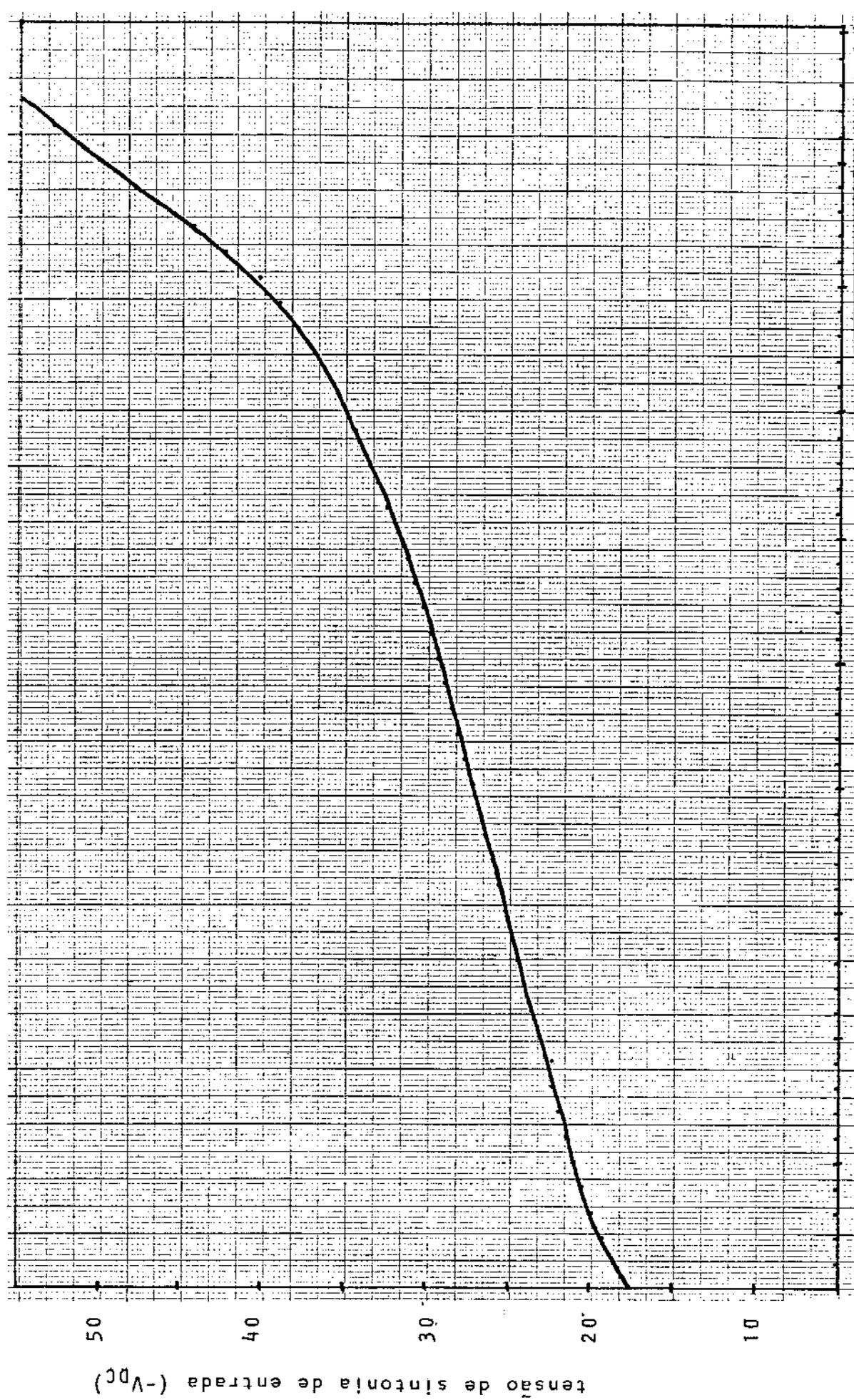


Fig. VI.13 Sintonia do oscilador controlado à tensão (OCV)

## VI.5 - O Discriminador de Frequências

Nestes testes utilizamos um oscilador controlado a voltagem (OCV) que fornece um sinal de microonda, cuja frequência é função da tensão aplicada ao seu terminal de sintonia. A Fig.VI.13 mostra a relação entre a tensão de sintonia ( $-V_{DC}$ ) e a frequência do sinal de saída. Se aplicarmos um sinal de baixa frequência ao terminal de sintonia do OCV, obteremos um sinal de FM na saída. Assim, pudemos fazer dois tipos de testes com o discriminador: testes estáticos e dinâmicos.

Nos testes estáticos, a tensão de sintonia do OCV foi uma tensão DC. Para cada medida, variamos manualmente a tensão DC de sintonia e obtivemos, ponto a ponto, a resposta do discriminador na faixa de 1 a 2 GHz.

Nos testes dinâmicos, aplicamos um sinal de informação ao terminal de sintonia do OCV e observamos a forma de onda à saída do discriminador.

### VI.5.1 - Testes Estáticos

No Cap. II observamos que o conjunto formado pelo divisor de potência, a linha de retardo e o acoplador híbrido (mostrado na Fig. VI.14) transformava um sinal modulado em frequência em um sinal modulado tanto em amplitude quanto em frequência. Podíamos, então, recuperar a informação fazendo a detecção (quadrática ou linear) da envelope do sinal de saída do acoplador híbrido. O conjunto formado pelo divisor de potência, a linha de retardo e o acoplador híbrido vem a ser a versão prática do discriminador (a menos dos detetores) estudada no Cap. II. (Fig. VI.14).

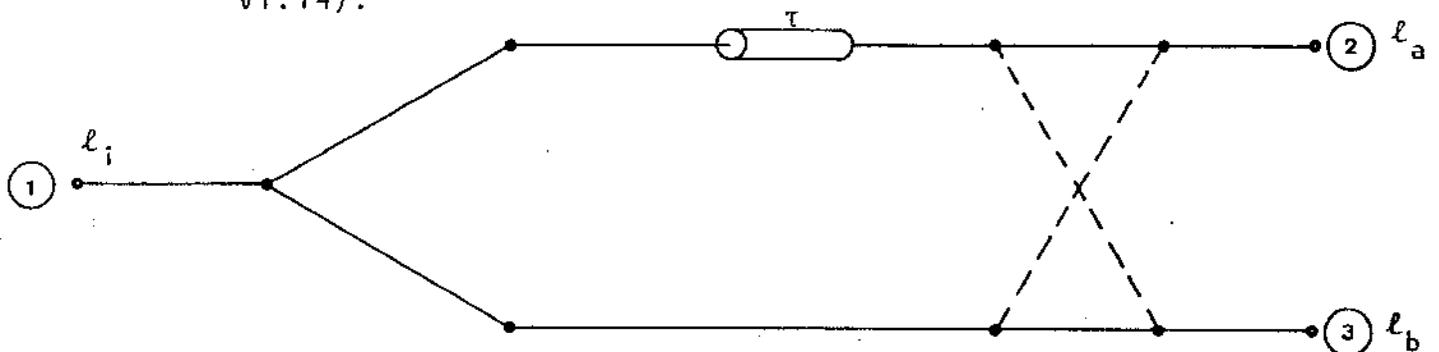


Fig.VI.14 - Versão Prática do Discriminador  
(sem os detetores)

Podemos simular a resposta que seria obtida com detetores lineares, medindo a amplitude dos sinais  $\ell_a(t)$  e  $\ell_b(t)$  às saídas do acoplador e comparando-os à amplitude do sinal de entrada  $\ell_i(t)$ . Assim, variando a frequência do sinal fornecido pelo OCV (e aplicado ao discriminador), levantamos, ponto a ponto, as curvas de detecção linear ( $|\ell_a|/|\ell_i|$  e  $|\ell_b|/|\ell_i|$ ), para diferentes valores de atraso da linha de retardo, na faixa de 1 a 2 GHz (\*).

A Fig. VI.15 mostra as curvas obtidas para  $\tau = \tau_0 = 0,333$  ns. Em termos de frequência, a faixa que estamos observando se estende de 1 a 2 GHz. Em termos de  $\alpha = \omega\tau$ , esta faixa se estende de

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 2\pi \times 10^9 \times 0,333 \times 10^{-9} = \\ &= (2\pi/3) \text{ rad} \end{aligned} \quad \text{VI.1}$$

$$\begin{aligned} \text{até} \quad \alpha_2 &= 2\pi \times 2 \times 10^9 \times 0,333 \times 10^{-9} = \\ &= \frac{4\pi}{3} \text{ rad} \end{aligned} \quad \text{VI.2}$$

A Fig. IV.8 mostra a resposta esperada para a detecção linear em termos de  $\theta = \alpha/2$ . Comparando a curva obtida experimentalmente (Fig. VI.15) com a curva esperada (Fig. II.8) no intervalo entre  $\theta_1 = \alpha_1/2 = \pi/3$  e  $\theta_2 = \alpha_2/2 = 2\pi/3$  (\*\*), observamos uma grande semelhança. Mas, para as frequências próximas do limite inferior da faixa observada, a curva experimental de  $|\ell_a|/|\ell_i|$  apresenta uma declividade que não concorda com a curva teórica. Como dissemos na seção VI.2, já esperávamos um comportamento anômalo na metade inferior da faixa de 1 a 2 GHz.

---

(\*) Quando fizemos as medidas  $|\ell_a|/|\ell_i|$ , a saída correspondente a  $\ell_b$  foi terminada por  $50\Omega$ , e vice-versa.

(\*\*) Não estamos levando em consideração a polaridade negativa do sinal  $\ell_{bd}(t)$  da Fig. II.8.

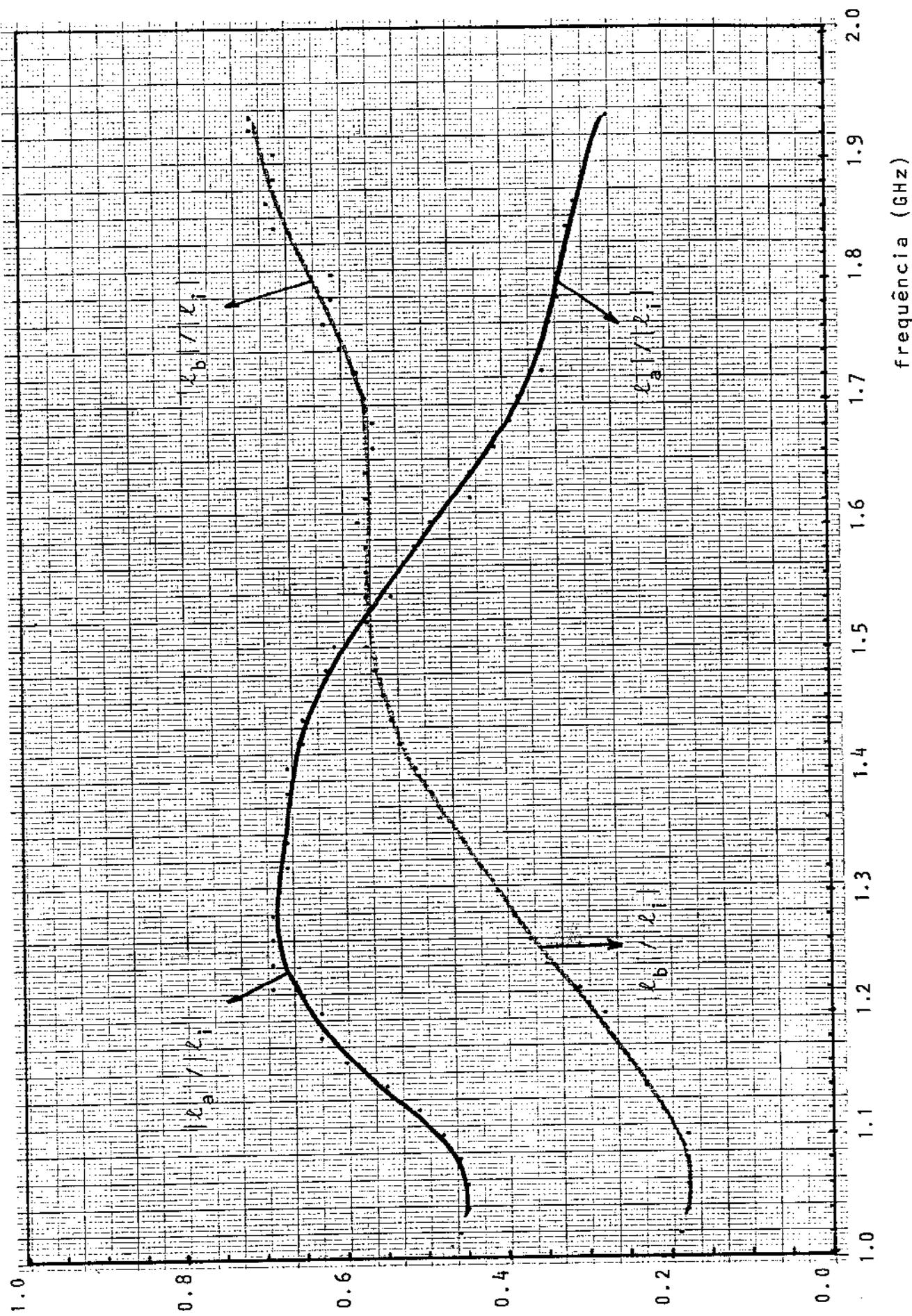


Fig.VI.15 - Resposta do discriminador (detecção linear ;  $\tau = 0.333$  ns)

No entanto, este valor de  $\tau$  é muito pequeno e a variação da resposta ao longo de toda a faixa é muito pequena para que possamos emitir conclusões quanto ao desempenho do discriminador. Portanto, decidimos modificar o valor do tempo de atraso  $\tau$ . Uma segunda curva foi obtida para  $\tau = 1,043$  ns. Este tempo de atraso foi conseguido colocando-se uma seção de cabo coaxial (com  $\tau_1 = 0,710$  ns) em série com a linha de retardo construída em microfita (com  $\tau_0 = 0,333$  ns) (\*). As curvas de  $|\ell_a|/|\ell_i|$  e  $|\ell_b|/|\ell_i|$  para este atraso  $\tau$  são apresentadas na Fig. 11.16.

Em termos de  $\theta = \omega\tau/2$ , nossa faixa se estende de

$$\theta_1 = \frac{2\pi \times 10^9 \times 1,043 \times 10^{-9}}{2}$$

$$= 1,043 \pi \quad \text{VI.3}$$

até  $\theta_2 = 2,086 \pi \quad \text{VI.4}$

Comparando, mais uma vez, as curvas experimentais com as curvas teóricas, observamos uma boa semelhança. É interessante notar que, mesmo com as anomalias observadas no comportamento do acoplador híbrido na metade inferior da faixa de 1 a 2 GHz, o desempenho do discriminador não foi sensivelmente prejudicado. Na verdade, podemos notar apenas que o mínimo de  $|\ell_b|/|\ell_i|$ , que ocorre em 1220 MHz, não chega até zero, como deveria.

Com este valor de  $\tau$  podemos visualizar melhor o comportamento do discriminador, pois as variações são maiores dentro da faixa de frequências observada.

Efetuamos, também medidas para um valor de atraso  $\tau$  ainda maior. Desta vez, utilizamos uma seção de cabo coaxial (de  $\tau_2 = 1440$  ns) em série com a linha de retardo em microfita para conseguir  $\tau = 1,773$  ns. Em termos de  $\theta$ ,

(\*) Os atrasos das seções de cabo coaxial foram medidos com o equipamento de reflectometria no domínio de tempo (TDR-Sampler-TS-12) da Tektronix.

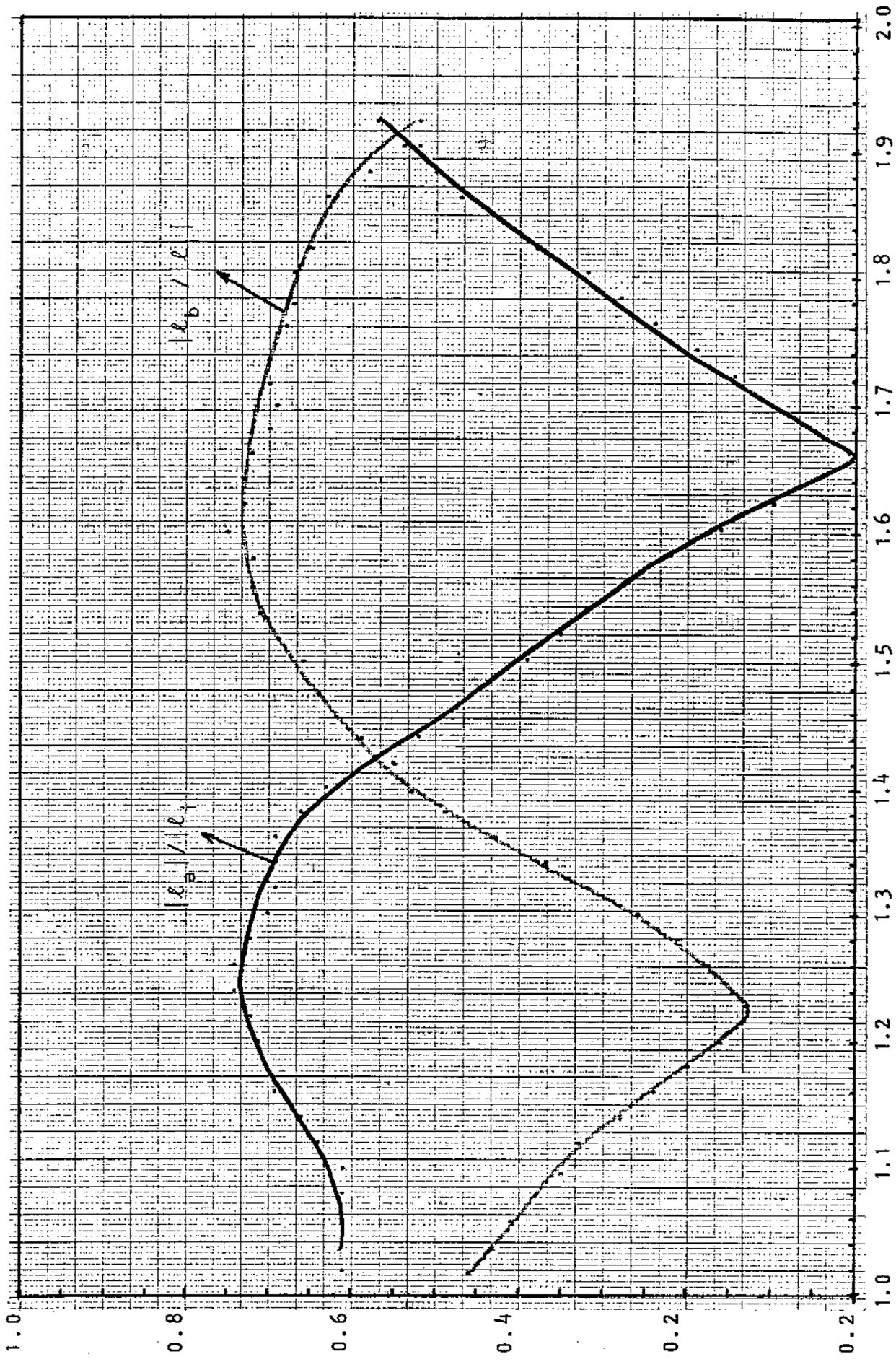


Fig. VI.16 - Resposta do discriminador (detecção linear ;  $\tau = 1.043$  ns)

a faixa observada se estende de

$$\theta_1 = 1,773\pi \quad \text{VI.5}$$

até  $\theta_2 = 3,546\pi \quad \text{VI.6}$

As curvas obtidas são mostradas na Fig. VI.17. Mais uma vez, os resultados obtidos estão de acordo com as expectativas. O fato de que um dos mínimos de  $|\ell_b|/|\ell_i|$ , que ocorre em 1280 MHz, não se aproxima muito de zero, como deveria e como não acontece com os outros mínimos da Fig. VI.17, é a única ressalva que se pode fazer ao desempenho do discriminador com este valor de atraso  $\tau$ .

Aplicando a saída  $\ell_a$  (ou  $\ell_b$ ) a um detetor quadrático, e medindo a tensão fornecida pelo detetor, podemos obter a resposta da detecção quadrática do discriminador. Estas respostas foram levantadas, ponto a ponto, e as curvas de  $|\ell_a|^2/|\ell_i|^2$  e  $|\ell_b|^2/|\ell_i|^2$  obtidas são mostradas na Fig. VI.18. O detetor utilizado nestas medidas foi o detetor de cristal HP 420 B e o valor de  $\tau$  foi de 1773ns. Podemos comparar estas respostas com as curvas da Fig. 11.9, na faixa de  $\alpha_1 = 2\theta_1 = 3,546\pi$  até  $\alpha_2 = 2\theta_2 = 7,092\pi$ , e novamente comprovar o bom desempenho do discriminador. Chamamos a atenção para o desaparecimento das "quinas" que ocorriam na detecção linear. As curvas de detecção quadrática não apresentam bruscas mudanças de declividade.

#### VI.5.2 - Testes Dinâmicos

Como dissemos anteriormente, nestes testes aplicamos sinais de FM à entrada do discriminador e observamos os sinais demodulados. O discriminador usado foi como o da Fig. VI.14, com a porta 2 terminada em  $50\Omega$  e a porta 3 ( $\ell_b$ ) aplicada a um detetor quadrático. O sinal demodulado foi tomado à saída do detetor. O tempo de atraso  $\tau$  foi de 1,773 ns.

Como fontes do sinal de informação usamos gera

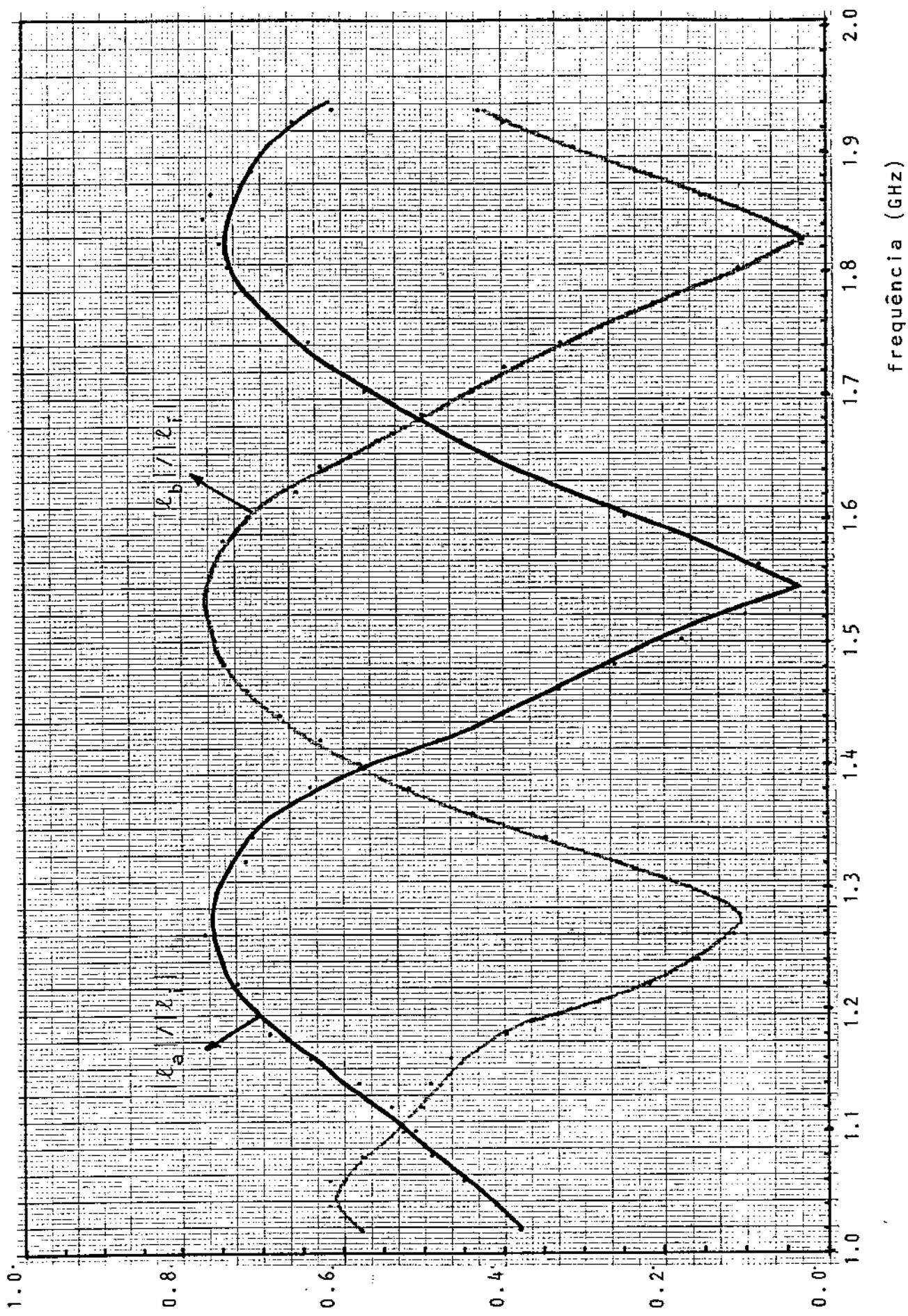


Fig. VI.17 - Resposta do discriminador (detecção linear ;  $\tau = 1.773$  ns)

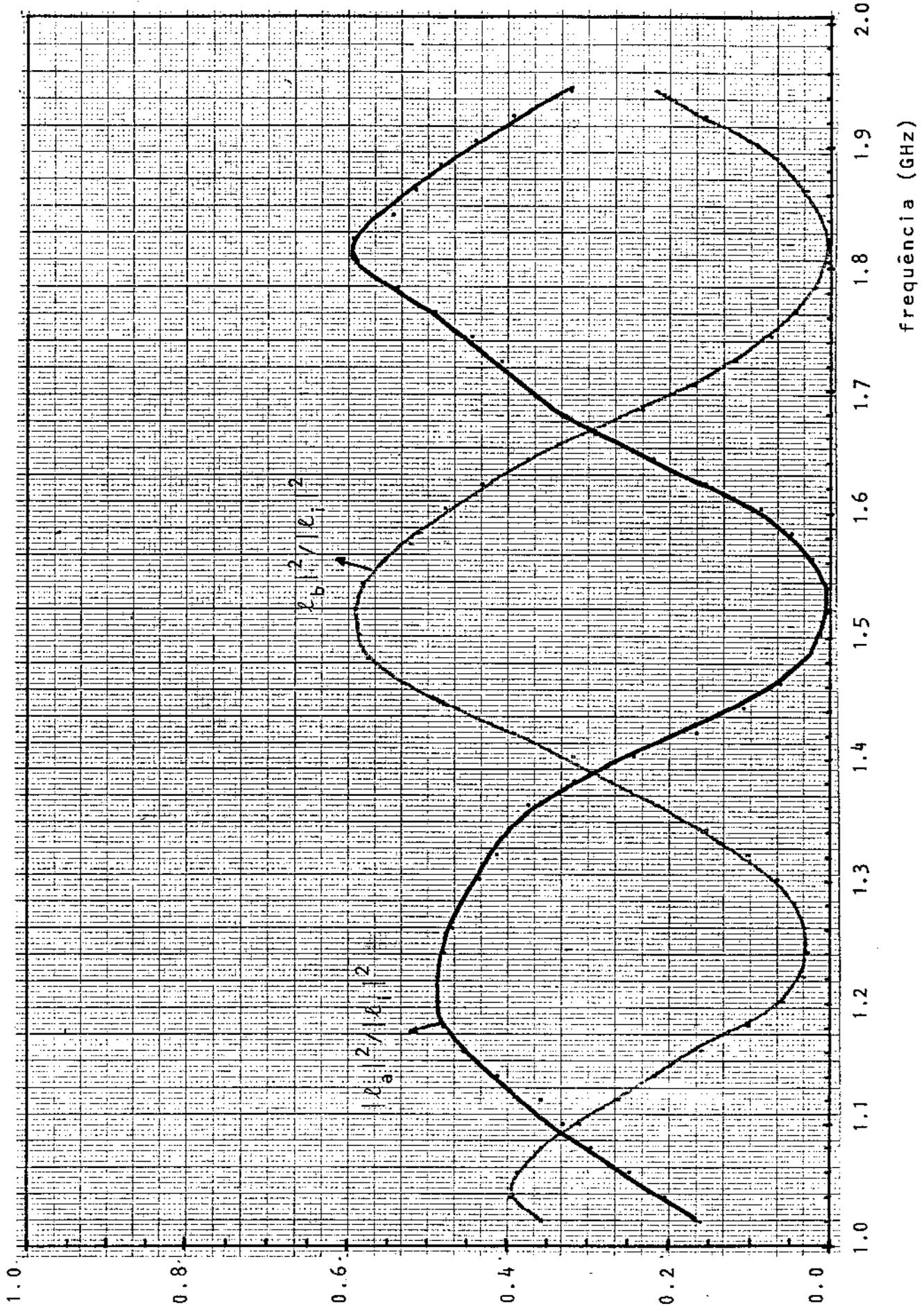


Fig. VI.18 - Resposta do discriminador (detecção quadrática,  $\tau = 1.773$  ns)

dores de formas de onda senoidais, quadradas, pulsadas, triangulares e de rampas, além de uma câmara portátil que forneceu sinais de vídeo.

Os espectros dos sinais de FM para alguns desses casos são mostrados a seguir.

A Fig. VI.19 mostra o espectro de um sinal de 1700 MHz, modulado por uma senóide de 10 MHz. A distância entre os impulsos adjacentes é de 10 MHz (como a freq. de modulação). O desvio máximo da frequência instantânea é da ordem de 30 MHz.

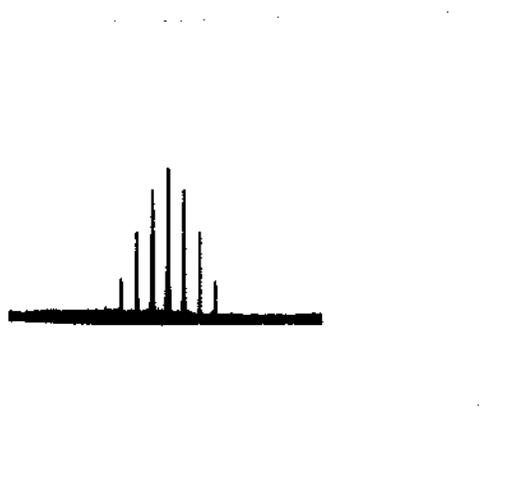


Fig.VI.19 - Espectro de FM modulado por senóide

A Fig. VI.20 mostra o espectro de um sinal de 1700 MHz modulado por uma onda quadrada de 1 MHz. A faixa ocupada pelo sinal de FM é de aproximadamente 40 MHz.

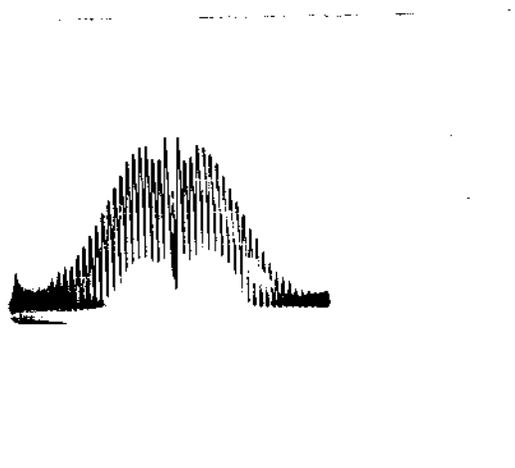


Fig.VI.20 - Espectro de FM modulado por onda quadrada

A Fig. VI.21 mostra o espectro de FM quando o sinal modulador é um sinal de vídeo proveniente de uma câmara de TV. A frequência central é de 1650 MHz, e a faixa ocupada pelo sinal de FM é da ordem de 40 MHz.

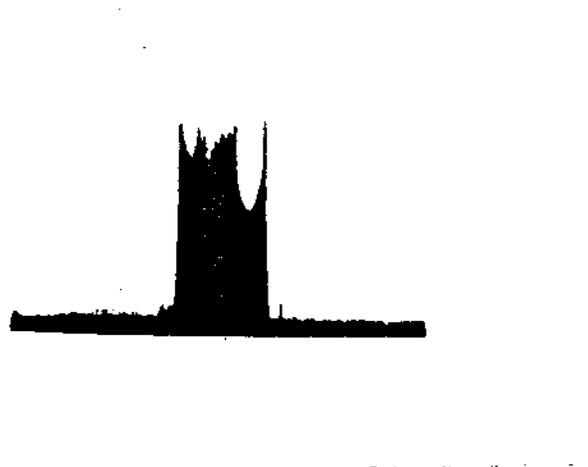


Fig.VI.21 - Espectro de FM modulado por sinal de vídeo

A Fig. VI.22 mostra dois sinais senoidais de frequência igual a 10 KHz. A forma de onda superior foi aplicada ao terminal de sintonia do OCV. É, portanto, o sinal modulador de frequência. A forma de onda inferior é o sinal demodulado pelo discriminador. Observamos uma inversão no sinal demodulado. Isto ocorre porque estamos operando com uma frequência central de 1660 MHz e como se pode ver na Fig. VI.18, a derivada da curva de  $|L_b|^2/|L_i|^2$ , para esta frequência é negativa. Há, portanto, uma inversão do sinal demodulado. O desvio de frequência utilizado foi  $\Delta f = 20$  MHz e a faixa ocupada pelo sinal de FM foi de 40 MHz. O Detetor usado neste caso foi o detetor de cristal HP 420 B e introduzimos uma atenuação de 30 dB entre o OCV e o discriminador, para simular a perda de transmissão.

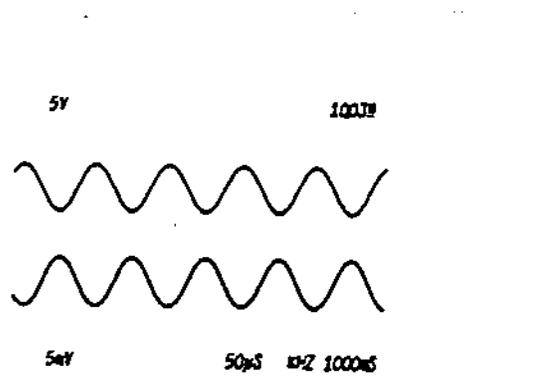


Fig.VI.22 - Demodulação da senóide de 10 KHz

As Figs. VI.23, 24, 25 e 26 mostram o sinal de modulado e o sinal demodulado pelo discriminador, nas mesmas condições da Fig. VI.22, para os casos de modulação por onda quadrada, pulsos, onda triangular e rampas periódicas, respectivamente.

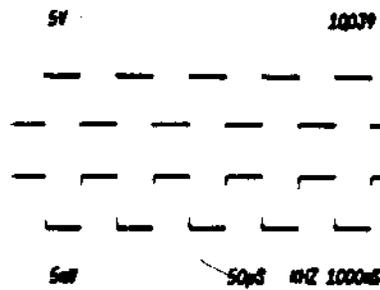


Fig.VI.23 - Demodulação de onda quadrada de 10 KHz

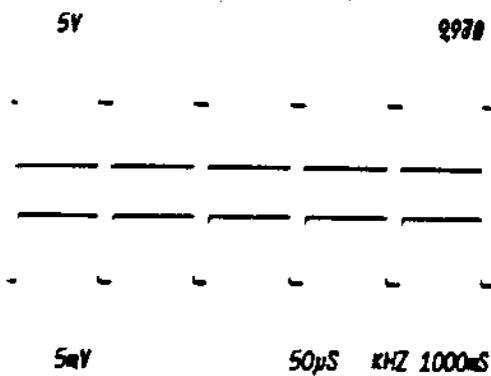


Fig.VI.24 - Demodulação de pulsos com frequência de repetição de 10 KHz

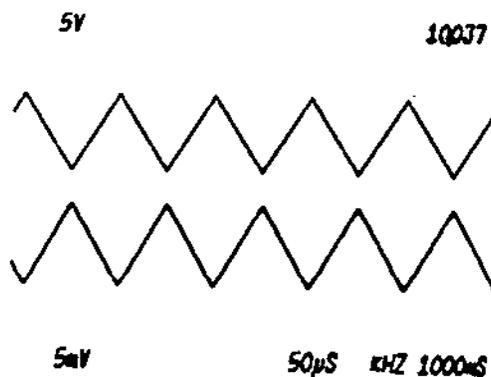


Fig. VI.25 - Demodulação de onda triangular de 10 KHz

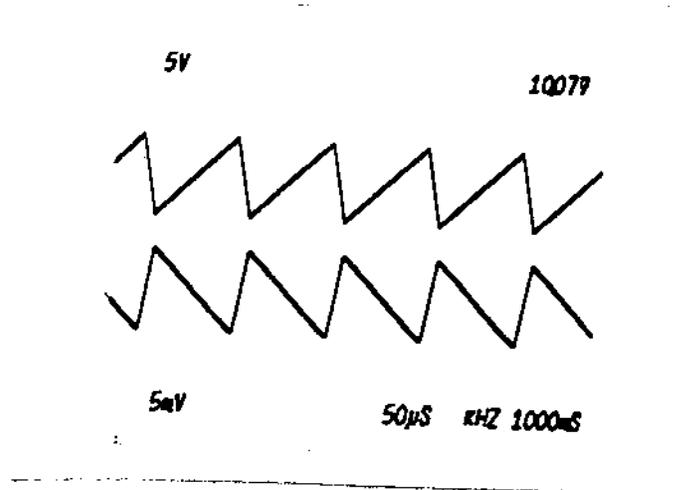


Fig.VI.26 - Demodulação de rampas com frequência de repetição de 10 KHz

Em todas essas figuras observamos uma excelente linearidade. Pode-se observar uma leve distorção (atenuação nas altas frequências) na saída do discriminador para os casos de modulação por onda quadrada e por pulsos (Figs. VI.23 e 24). No entanto, esta distorção é provocada no processo de modulação, pelo OCV, e não na demodulação. Isto ocorre porque o OCV de que dispomos tem sua faixa nominal de modulação de 0 a 10 KHz. Assim, como nossos sinais de modulação possuem 10 KHz, estamos apenas com a fundamental no limite superior da faixa de operação nominal do OCV e todas as harmônicas estão fora desta faixa. Há, por isso, uma atenuação das harmônicas e o sistema se comporta como um filtro de passa-baixas. As Figs. VI.27 e 28 mostram quadradas de 1 KHz e 100 KHz, respectivamente, transmitidas pelo sistema formado pelo OCV seguido do atenuador de 30 dB e do discriminador. Podemos observar que não há qualquer distorção na onda de 1 KHz, mas a quadrada de 100 KHz sofre uma forte distorção linear, provocada pelo OCV.

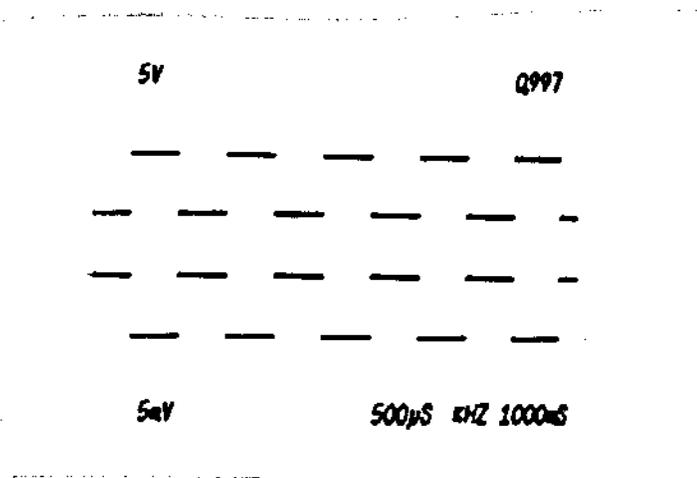


Fig.VI.27 - Demodulação de onda quadrada de 1 KHz

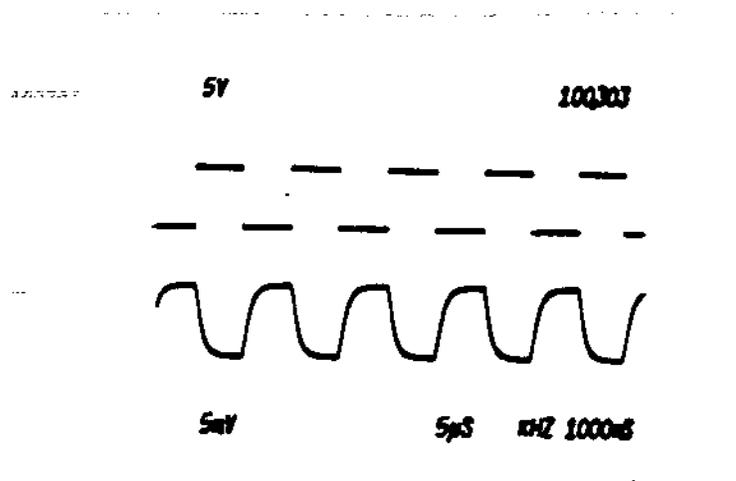


Fig. VI.28 - Demodulação de onda quadrada de 100 KHz

Nas Figs. VI.29, 30 e 31 efetuamos duas modificações no sistema. A primeira foi a mudança da frequência central do sinal de FM para 1440 MHz. A derivada da curva de detecção quadrática, nesta frequência, é positiva (vide Fig.VI.18) e, portanto, não há inversão nos sinais demodulados. A segunda modificação foi no detetor. Nestas figuras usamos detetor Schottky e podemos observar que o nível do sinal modulador necessário para a obtenção do mesmo nível de sinal demodulado é 10 vezes menor que nos casos anteriores. Como o nível do sinal modulador é proporcional ao desvio de frequência  $\Delta f$  e à faixa ocupada pelo

sinal de FM, podemos esperar uma redução na faixa ocupada, nestes casos. De fato, a faixa ocupada pelo sinal de FM foi de apenas 6 MHz.

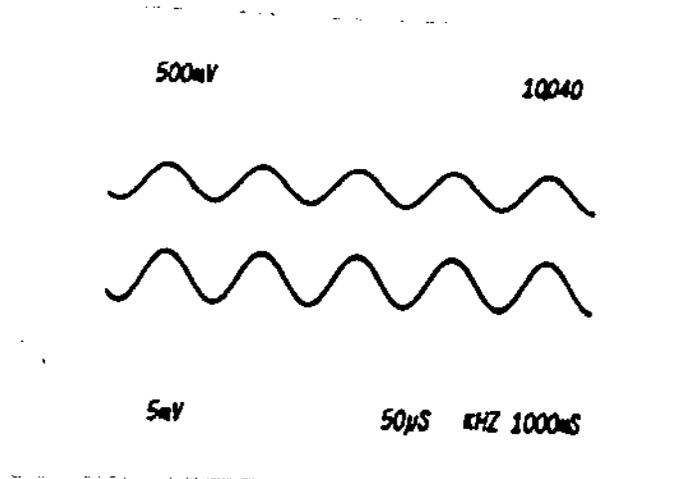


Fig. VI.29 - Demodulação de senóide de 10 KHz

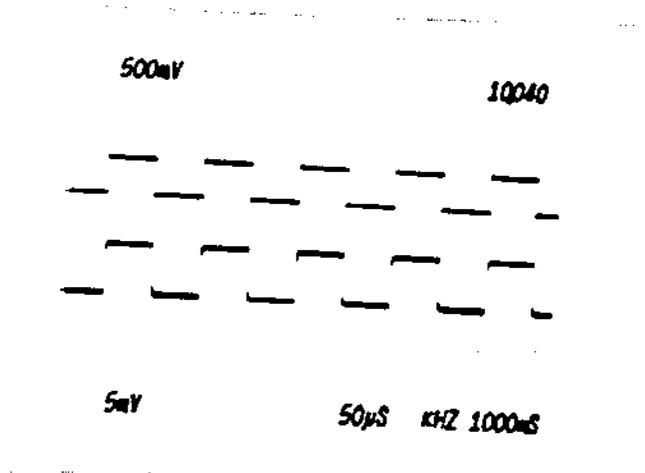


Fig. IV.30 - Demodulação de onda quadrada de 10 KHz

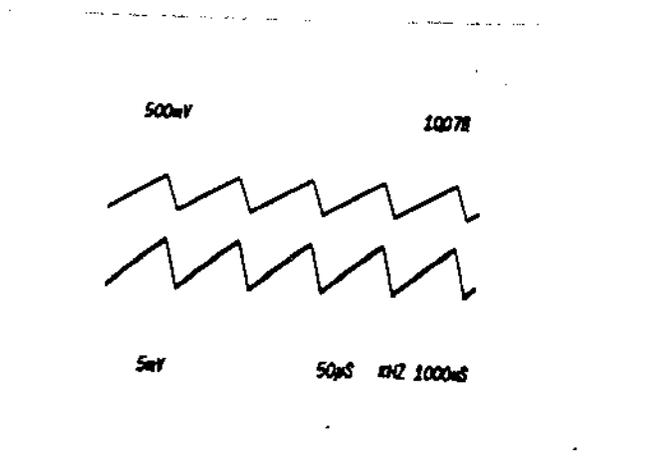


Fig.VI.31- Demodulação de rampas com frequência de repetição de 10 KHz

A Fig. VI.32 mostra um sinal de vídeo transmitido pelo sistema e demodulado pelo discriminador. Nesta figura, voltamos à frequência central de FM de 1660 MHz, e portanto, o sinal demodulado é invertido.

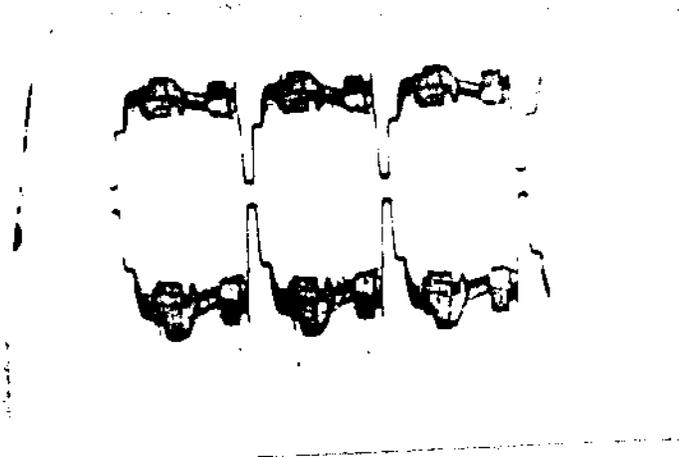


Fig. VI.32 - Demodulação de sinais de vídeo

No Cap. II, dissemos que se podia dobrar a frequência do sinal modulador quando se operava em algumas regiões não lineares das curvas de detecção do discriminador. Esta multiplicação é melhor entendida quando se estuda a Fig. VI.33.

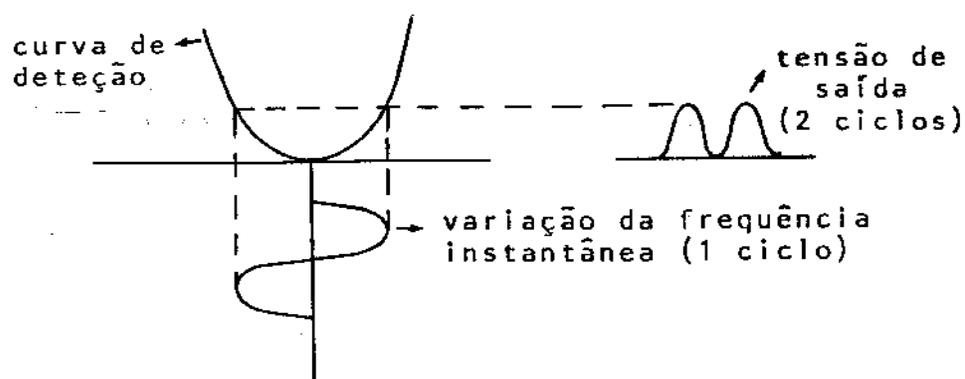


Fig. VI.33 - Multiplicação de frequências em região não linear da curva de detecção do discriminador.

Podemos observar que para um ciclo da variação da frequência instantânea do sinal de entrada, correspondem dois ciclos da tensão de saída do discriminador. Este efeito foi fotografado e a Fig. VI.34 mostra a senóide moduladora (de 10 KHz) e a senóide demodulada (de 20 KHz).. A frequência central utilizada neste caso foi de 1824 MHz, onde a curva de detecção de  $|l_b|^2/|l_i|^2$  (Fig. VI.18) apresenta um mínimo. A detecção foi feita com detetor Schottky e o desvio de frequência utilizado foi de 4 MHz.

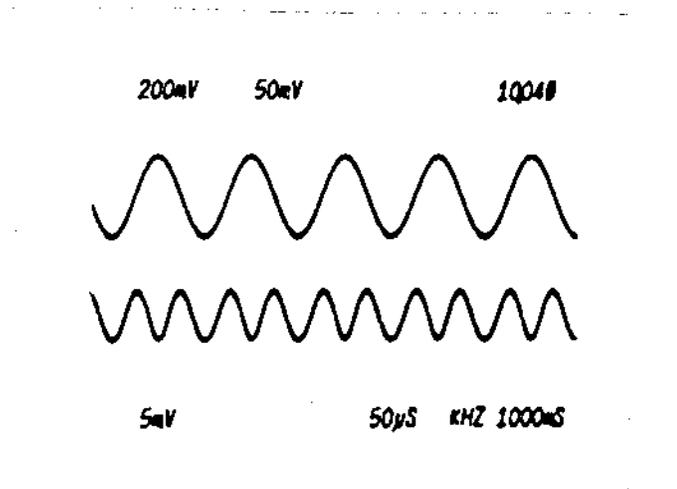


Fig.VI.34 - Demodulação com multiplicação de frequências

No processo de modulação de frequências, a amplitude do sinal de FM deveria ser constante. No entanto, o OCV não é ideal e a amplitude do sinal de FM varia um pouco, com o sinal de informação. Para verificar o quanto esta modulação AM do sinal fornecido pelo OCV poderia afetar nosso processo de demodulação (já que não dispomos de um limitador de microondas), retiramos o discriminador do circuito e aplicamos o sinal do OCV (depois de haver passado pelo atenuador de 30 dB) diretamente a um detetor de cristal. As condições do sinal de FM foram idênticas às condições válidas para a Fig. VI.23. A resposta do detetor de cristal pode ser vista na Fig. VI.35. Observamos que a amplitude do sinal demodulado neste caso, é bem me

nor que a amplitude obtida quando o discriminador faz parte do sistema (Fig. VI.23). Além disso, a forma de onda demodulada pelo discriminador é invertida (para a frequência central de 1660 MHz) enquanto o sinal obtido apenas pelo detetor não é invertido. Portanto, na verdade, a modulação AM está subtraindo um pouco do sinal que se deveria obter com o discriminador de frequência. Contudo, esta subtração é muito pequena e não chega a prejudicar o desempenho do discriminador.

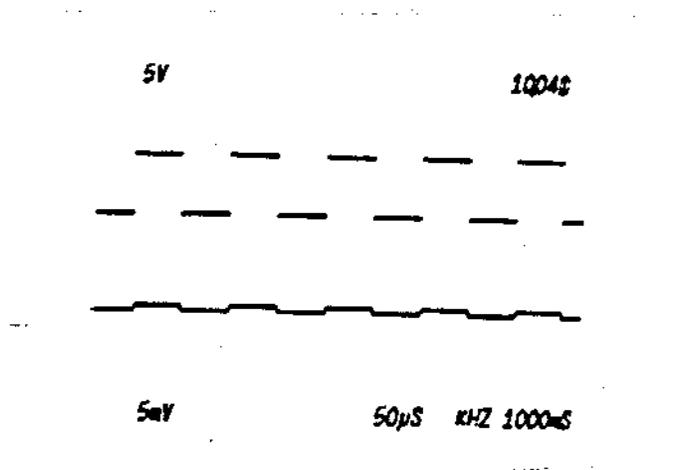


Fig. VI.35 - Demodulação de AM espúria, usando apenas o detetor de cristal

CAPÍTULO VII

CONCLUSÃO

O discriminador estudado neste trabalho apresentou respostas bem de acordo com as expectativas teóricas. Observamos que o atraso  $\tau$  é uma variável importante, que exerce grande influência sobre o desempenho do discriminador. Em nossos testes, obtivemos resultados bastante satisfatórios para  $\tau = 1,773$  ns. Por outro lado, lembramos que o aumento do tempo de atraso  $\tau$  acentua a distorção linear do processo de demodulação. Portanto, no caso de sistemas com largas faixas de informação  $f_m$  (como o sistema apresentado no Cap. I, em que  $f_m = 400$  MHz) recomendamos o uso de uma pré-ênfase no sinal de informação, para compensar os efeitos desta distorção linear.

Finalmente, desejamos propor um novo circuito para discriminador de frequências com linha de retardo. Este circuito, mostrado na Fig. VII.1, pode ser chamado de discriminador de frequências por auto-correlação, pois o processo baseia-se na obtenção da função de auto-correlação do sinal de FM que é então filtrado em um filtro passa-baixa.

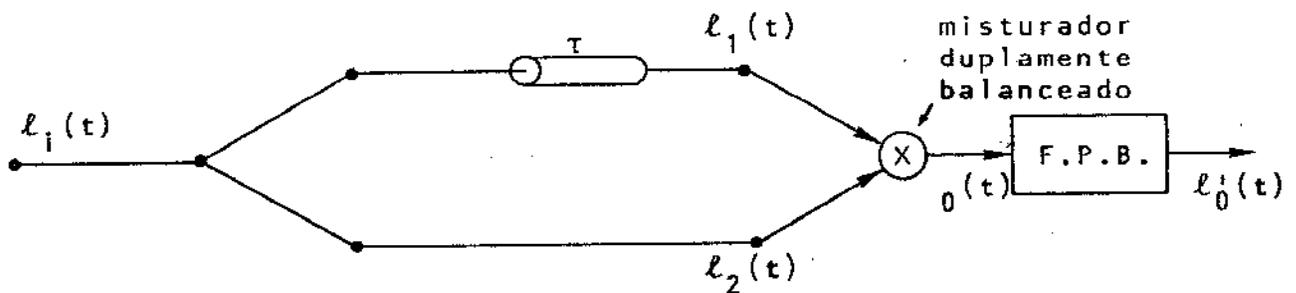


Fig. VII.1 - Discriminador de Frequências por Auto-Correlação

Seja,

$$l_i(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad \text{VII.1}$$

o sinal de FM à entrada do discriminador. Nesta equação temos, como anteriormente,

$$\phi(t) = k_f \int_{-\infty}^t s(\eta) d\eta \quad \text{VII.2}$$

onde  $s(\eta)$  é o sinal de informação.

Os sinais  $l_1(t)$  e  $l_2(t)$  serão dados por

$$l_1(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos \left( \omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau) \right) \quad \text{VII.3}$$

$$l_2(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos \left( \omega_0 t + \phi(t) \right) \quad \text{VII.4}$$

como vimos no Cap. II.

Neste ponto, em vez de efetuar a soma dos sinais  $l_1(t)$  e  $l_2(t)$ , como nos discriminadores estudados, efetuamos a multiplicação desses sinais, por meio de um misturador duplamente balanceado.

A saída do misturador será, portanto,

$$\begin{aligned} l_0(t) &= l_1(t) \cdot l_2(t) = \\ &= \frac{A}{2} \cos \left( \omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t-\tau) \right) \cdot \cos \left( \omega_0 t + \phi(t) \right) \end{aligned} \quad \text{VII.5}$$

que é exatamente a função de auto-correlação do sinal de FM.

Usando a identidade trigonométrica,

$$\cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2} \cos(a-b) + \frac{1}{2} \cos(a+b) \quad \text{VII.6}$$

podemos escrever

$$l_0(t) = \frac{A}{4} \left[ \cos \left( \omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau) \right) + \cos \left( 2\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t) + \phi(t-\tau) \right) \right]$$

VII.7

Passando pelo filtro passa-baixa (F.P.B.) obtemos, à saída,

$$e_0'(t) = \frac{A}{4} \cos \left( \omega_0 \tau + \phi(t) - \phi(t-\tau) \right) \quad \text{VII.8}$$

Quando o atraso  $\tau$  é suficientemente pequeno, temos da equação II.17, a aproximação

$$\phi(t) - \phi(t-\tau) \cong \tau k_f s(t) \quad \text{VII.9}$$

Portanto,

$$e_0'(t) = \frac{A}{4} \cos \left( \omega_0 \tau + \tau k_f s(t) \right) \quad \text{VII.10}$$

Esta equação, a menos de um termo DC e da constante de proporcionalidade, é idêntica à equação II.31. Desse modo, para determinados valores de  $\omega_0$ , tais que (equação II.32)

$$\omega_0 \tau = \frac{\pi}{2} ; \frac{3\pi}{2} ; \frac{5\pi}{2} ; \dots ; \frac{(2n-1)\pi}{2} \quad \text{VII.11}$$

podemos obter a aproximação (análoga à equação II.35)

$$e_0'(t) = \frac{A k_f \tau}{4} s(t) \quad \text{VII.12}$$

isto é, uma saída proporcional ao sinal de informação.

Assim, temos um outro circuito de discriminador, no qual se utiliza da função de auto-correlação do sinal de FM para efetuar a demodulação do sinal de informação.

APENDICE A

Apresentamos, a seguir, o programa utilizado no projeto dos circuitos de microfita (em precisão simples e em precisão dupla).

Quando se executa o programa, o computador pede um valor para L.

Fazendo  $L = 1$ , temos a síntese da microfita, quando, dados K (constante dielétrica do substrato) e Z (impedância característica desejada) obtemos como resultados W/H (razão de forma da microfita); KEFF (constante dielétrica efetiva) e V (velocidade de fase na microfita).

Fazendo  $L = 2$ , temos a análise de microfita, quando, dados K e W/H, obtemos como resultados Z, KEFF e V.

Fazendo  $L = 0$ , o programa é terminado.

Para qualquer outro valor de L, o computador emitirá uma mensagem de erro e pedirá um outro valor para L.



```

      GO TO 5
C
C      CA50 L=2
C
30      TYPE 12
12      FORMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,5X,
      1'K=CONSTANTE DIELETRICA',/,3X,*)
      ACCEPT 2,K
      TYPE 13
13      FORMAT(/,5X,'Z=IMPEDANCIA CARACTERISTICA',/,3X,*)
      ACCEPT 2,Z
      R1=3.68297E0
      R2=11.8478E0
      R3=1.37851E0
      R4=9.87998E0
      R5=14.65877E0
      R6=12.25849E0
      R7=2.71278559E0
      R8=.422943E0
      R10=11.25849E0
      IT=0
      A=R1+R2*K
      B=R3+R4*K
      CP=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*Z)
      NH=(CP-A)/B
      IF(NH-.9E0)14,14,15
14      IT=1
19      R9=R7*(NH**R8+NH**8.E0)
      TT=EXP(-R9)
      T=EXP(R9)
      T=(T-IT)/(T+IT)
      CP1=CP/T
      NH1=(CP1-A)/B
      IF(ABS(NH-NH1)-.05E0)16,16,17
16      NH=NH1
      CB=(R5+R10*NH)*T
      GO TO 18
17      NH=NH1
      IT=IT+1
      IF(IT.LE.10)GO TO 19
      TYPE 20
20      FORMAT(//,5X,'NRIS DE 10 ITERACOES')
      GO TO 16
15      CB=R5+R10*NH
18      RK=CP/(SQRT(K)*CB)
      KEFF=RK+RK
      V=3.E0/RK
      TYPE 21,NH,KEFF,V,IT
21      FORMAT(//,5X,'VALOR DE NH',/,G,/,5X,
      1'VALOR DE KEFF',/,G,/,5X,
      2'VALOR DE V',/,G,/,5X,
      3'QUANTIDADE DE ITERACOES',/,14)
      GO TO 5
      END

```

```

C *****
C PRECISAO DUPLA MAX
C *****
DOUBLE PRECISION K, KEFF, V, Z, WH, R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10
DOUBLE PRECISION R, B, CP, RK, TT, T, WHI, CPI

C
C DECISAO DO TIPO DO PROGRAMA
C
5 TYPE 1
1 FORMAT(//, 5X, 'ENTRE COM O VALOR DE L', //, 5X,
1 'L=0', FINAL DE PROGRAMA', //, 5X,
2 'L=1', SINTESE DA MICROFITA', //, 5X,
3 'L=2', ANALISE DA MICROFITA', //, 5X,
4 '*', 3X, #)
ACCEPT 22, L
2 FORMAT(B)
22 FORMAT(R1)
IF(L.NE.1.ND.AND.L.NE.1.N1.AND.L.NE.1.N2)TYPE 3, L
GO TO 4
3 FORMAT(//, 5X, 'L=', R1, ' ??? TENTE DE NOVO')
4 IF(L.EQ.1.N1)GO TO 40
IF(L.EQ.1.N2)GO TO 30
IF(L.NE.1.ND)GO TO 5
C
C CASO L=0
C
6 TYPE 6
6 FORMAT(//, 5X, 'FINAL DO PROGRAMA')
STOP
C
C CASO L=1
C
40 TYPE 7
7 FORMAT(//, 5X, 'ENTRE COM OS VALORES DE :', //, 5X,
1 'K=CONSTANTE DIELETRICA', 3X, #)
ACCEPT 2, K
TYPE 8
8 FORMAT(//, 5X, 'W/H=RAZAO LARGURA-ALTURA (', 3X, #)
ACCEPT 2, WH
R1=3.6829700
R2=11.847800
R3=1.3705100
R4=9.8799800
R5=2.7127855900
R6=.42294300
R7=14.6587700
R8=11.2584900
R=R1+R2*K
B=R3+R4*K
R9=R5*(WH**R6+WH**8.00)
TT=DEXP(-R9)
T=DEXP(R9)
T=(T-TT)/(T+TT)
IF(WH-.900)9, 9, 10
10 T=1.00
9 CP=(R+B*WH)*T
CB=(R7+R8*WH)*T
Z=1.04*DSQRT(K)/(3.00*CP)
RK=CP/(DSQRT(K)+CB)
KEFF=RK*RK
V=3.00/RK
TYPE 11, Z, KEFF, V
11 FORMAT(//, 5X, 'VALOR DE Z', //, 5X,
1 'VALOR DE KEFF', //, 5X,
2 'VALOR DE V', //, 5X,
GO TO 5

```

```

C
C      CR50 L=2
C
30     TYPE 12
12     FORMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,/,5X,
1' K=CONSTANTE DIELETRICA           ',/,3X,*)
ACCEPT 2,K
TYPE 13
13     FORMAT(/,5X,'Z=IMPEDANCIA CARACTERISTICA           ',/,3X,*)
ACCEPT 2,Z
R1=3.60297DB
R2=11.0478DB
R3=1.37051DB
R4=9.87998DB
R5=14.65077DB
R6=12.25049DB
R7=2.71278559DB
R8=.422943DB
R10=11.25049DB
IT=0
R=R1+R2*K
B=R3+R4*K
CP=1.04*DSQRT(K)/(3.DB*Z)
WH=(CP-R)/B
IF(WH-.9DB)14,14,15
14     IT=1
19     R9=R7*(WH**R8+WH**B.DB)
TT=DEXP(-R9)
T=DEXP(R9)
I=(T-TT)/(I+TT)
CPI=CP/I
WHI=(CPI-R)/B
IF(DBR5(WH-WHI)-.05DB)16,16,17
16     WH=WHI
CB=(R5+R10*WH)*I
GO TO 10
17     WH=WHI
IT=IT+1
IF(IT.LE.10)GO TO 19
TYPE 20
20     FORMAT(//,5X,'MAIS DE 10 ITERACOES')
GO TO 16
15     CB=R5+R10*WH
18     RK=CP/(DSQRT(K)*CB)
KEFF=RK*RK
V=3.DB/RK
TYPE 21,WH,KEFF,V,IT
21     FORMAT(//,5X,'VALOR DE N/H           ',/,G,/,5X,
1' VALOR DE KEFF. ',/,G,/,5X,
2' VALOR DE V.           ',/,G,/,5X,
3' QUANTIDADE DE ITERACOES           ',/14)
GO TO 5
END

```