

1. Classificação INPE-COM.4/RPE C.D.U.: 621.3.029.6		2. Período	4. Distribuição	
3. Palavras Chaves (selecionadas pelo autor)  MICROONDAS MISTURADOR		interna <input type="checkbox"/>		externa <input checked="" type="checkbox"/>
5. Relatório nº INPE-2149-RPE/370	6. Data Julho, 1981	7. Revisado por <i>Carlos Eduardo Santana</i> Carlos Eduardo Santana		
8. Título e Sub-Título  MISTURADOR EM 12 GHz COM CIRCUITO PLANAR EM GUIA DE ONDAS		9. Autorizado por <i>Nelson de Jesus Parada</i> Nelson de Jesus Parada Diretor		
10. Setor DEE/DTL	Código	11. Nº de cópias 08		
12. Autoria Eduardo Antonio Parada Tude		14. Nº de páginas 24		
13. Assinatura Responsável <i>Eduardo Antonio Parada Tude</i>		15. Preço		
16. Sumário/Notas  <i>Apresenta-se o projeto de um misturador em 12 GHz, utilizado na recepção de sinais transmitidos por satélite, fornecendo uma frequência intermediária de 1,3 GHz. Fez-se a conversão com um diodo Schottky, montado em circuito planar em guia de ondas. Esta técnica consiste em inserir uma placa de metal no meio do guia de ondas, paralela ao plano E. A frequência imagem foi curto-circuitada, de forma a obter uma menor perda de conversão. Para tanto, desenvolveu-se um programa para cálculo do incremento de linha no guia "ridge", formado pelo circuito planar, devido ao efeito de curto-circuito. O protótipo apresentou baixas perdas (6 dB) e boas condições de reprodutibilidade, devido à facilidade de construção.</i>				
17. Observações  <i>Submetido para apresentação na 33ª Reunião Anual da SBPC, de 8 a 15 de julho de 1981, Salvador, Bahia.</i>				

## ÍNDICE

	<u>Pág.</u>
ABSTRACT .....	<i>iv</i>
LISTA DE FIGURAS .....	<i>v</i>
1 - INTRODUÇÃO .....	1
2 - CIRCUITO PLANAR EM GUIA DE ONDA .....	2
2.1 - Lâmina capacitiva ou indutiva .....	2
2.2 - Filtro rejeita faixa .....	3
2.3 - Estruturas em guia "ridge" .....	4
3 - MISTURADORES .....	8
4 - PROJETO DO MISTURADOR .....	13
5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES .....	14
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	17
APÊNDICE A - PROGRAMA DE COMPUTADOR	

### ABSTRACT

A 12 GHz mixer, used in satellite communications, which produces an intermediate frequency of 1,3 GHz is presented. The conversion is achieved by a Schottky diode mounted in a planar circuit in waveguide. This technique consists in inserting a metal plate in the middle of the waveguide, parallel to the E plane. The image frequency was short-circuited so as to obtain a lower conversion loss. A computer program was developed for this purpose, which calculates the line increment, due to the short effect, in the ridge waveguide formed by the planar circuit. The prototype has presented low conversion loss (6 dB) and good reproducibility, which may be credited to ease of construction.

## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1 - Circuito planar .....	1
2 - Misturador .....	1
3 - Lâmina capacitiva e indutiva .....	3
4 - Parâmetros do circuito equivalente .....	3
5 - Filtro rejeita faixa .....	4
6 - Acoplamento entre guia retangular e guia "ridge" .....	5
7 - Efeito em curto no guia "ridge" .....	5
8 - $\Delta\epsilon$ e $\epsilon_r$ .....	7
9 - Misturador .....	8
10 - Diodo Schottky, p-n e de ponto de contato .....	9
11 - Circuito equivalente para o diodo Schottky .....	9
12 - Valores de $I_n(x)$ .....	11
13 - Perda de conversão .....	13
14 - Circuito de casamento .....	14
15 - Perda de conversão do misturador .....	15

## 1 - INTRODUÇÃO

O trabalho nas faixas de frequências X e Ku, próximas às de ondas milimétricas, exige o emprego de técnicas novas, adequadas a elas.

Apresenta-se aqui o projeto de um misturador em 12 GHz, utilizado na recepção de sinais de satélites, que fornece uma Frequência Intermediária (FI) de 1,3 GHz. Fez-se a conversão com um diodo Schottky montado em circuito planar em guia de ondas. Esta técnica consiste em inserir uma placa de metal no meio do guia de ondas, paralela ao plano E (Figura 1), a qual foi discutida em trabalho anterior (Tude, 1980). Apresenta-se, como maiores vantagens, as facilidades de construção e de reprodutibilidade. A Figura 2 apresenta o circuito utilizado.

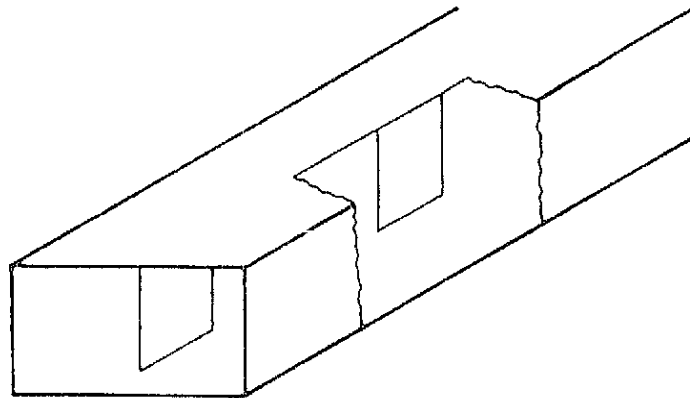


Fig. 1 - Circuito planar.

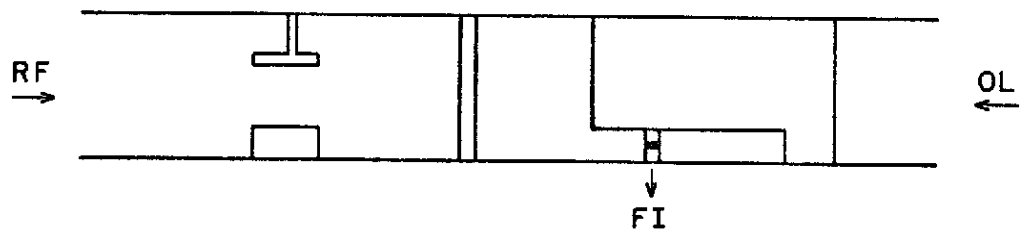


Fig. 2 - Misturador.

Na Seção 2 discute-se as descontinuidades com circuito planar, e o guia "ridge", onde é colocado o diodo. Desenvolveu-se um programa, apresentado no Apêndice A, para o cálculo do efeito de curto neste guia "ridge".

Na Seção 3 discute-se o funcionamento de misturadores e técnicas para diminuir a perda de conversão. Na Seção 4 apresenta-se o cálculo do misturador e sua construção, e na Seção 5, os resultados e conclusões.

## 2 - CIRCUITO PLANAR EM GUIA DE ONDA

A técnica de circuito planar envolve o uso de uma lâmina colocada no meio do guia de ondas (Figura 1), assumindo várias configurações, de forma a constituir descontinuidades para os campos modais no interior do guia. No projeto de misturadores, interessa-se por estruturas que permitem um maior acoplamento de energia ao diodo.

Discute-se, a seguir, as configurações mais importantes, utilizadas na construção do misturador. O efeito destas estruturas é re apresentado em termos de circuitos equivalentes determinados de forma teórica e/ou experimental (Konishi, 1978).

### 2.1 - LÂMINA CAPACITIVA OU INDUTIVA

A Figura 3 apresenta a estrutura básica do projeto de circuitos planares.

O cálculo destas descontinuidades foi desenvolvido anteriormente no trabalho de Tude (1980), e resumido em um programa de computador. Na Figura 4 tem-se curvas para os parâmetros do circuito equivalente.

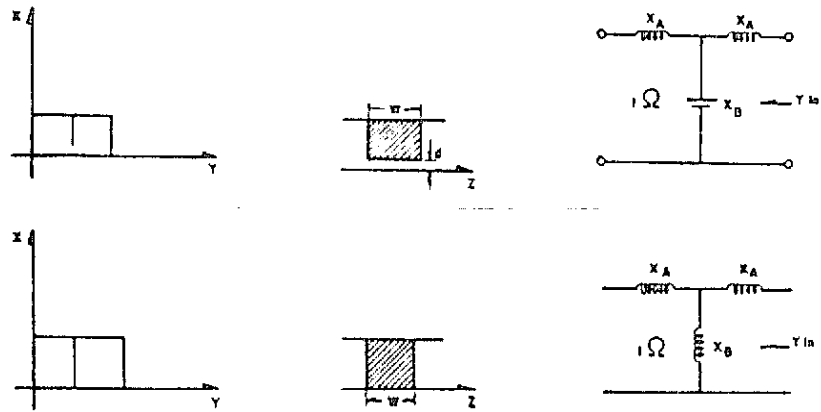


Fig. 3 - Lâmina capacitiva e indutiva.

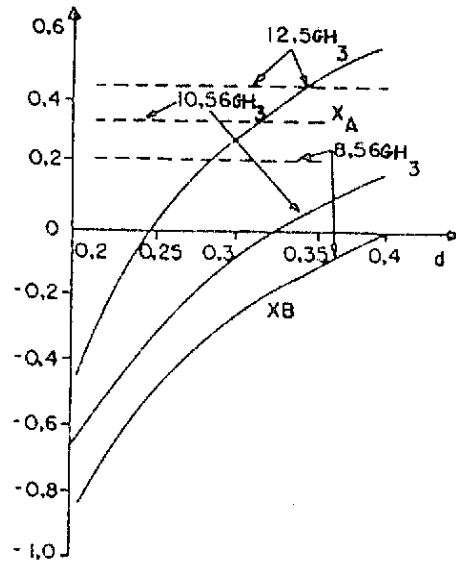


Fig. 4 - Parâmetros do circuito equivalente.

## 2.2 - FILTRO REJEITA FAIXA

O filtro rejeita faixa pode ser obtido de acordo com a Figura 5.

O comprimento  $l$  é:

$$l = l_1 + l_2 \approx \lambda_0/2$$

(1)

onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre. Forma-se, assim, um ressonador que acopla energia através da linha de comprimento  $h_1$ . Se esta linha estiver exatamente no centro do ressonador, não haverá acoplamento porque o centro tem potencial zero. A faixa do filtro pode ser ajustada em função de  $h_1$  e de  $l_1/l_2$  (Figura 5b). A lâmina de altura  $h_2$  é usada para casamento.

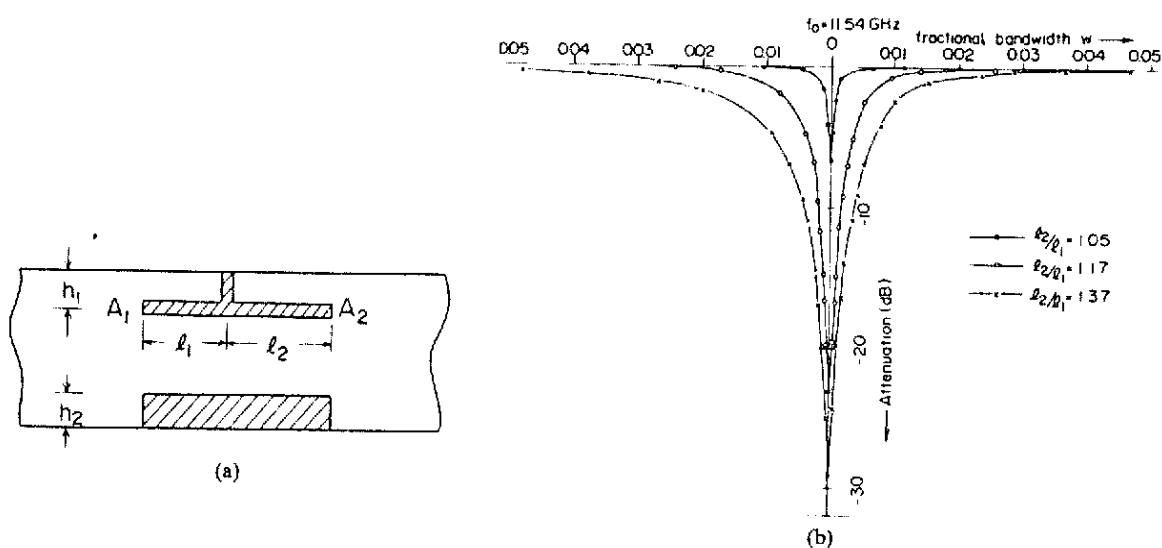


Fig. 5 - Filtro rejeita faixa.

### 2.3 - ESTRUTURAS EM GUIA "RIDGE"

A estrutura onde é colocado o diodo na Figura 2 é um guia "ridge" simples. A propagação neste tipo de guia foi estudada classicamente por Hopfer (1955), que determinou os comprimentos de onda de corte e os modos do campo eletromagnético.

O acoplamento entre o guia retangular e o guia "ridge" pode ser descrito pelo circuito equivalente apresentado na Figura 6, determinado experimentalmente por Konishi (1978).

Para o projeto do misturador será necessário conhecer o efeito de curto circuito no guia "ridge", representado na Figura 7.



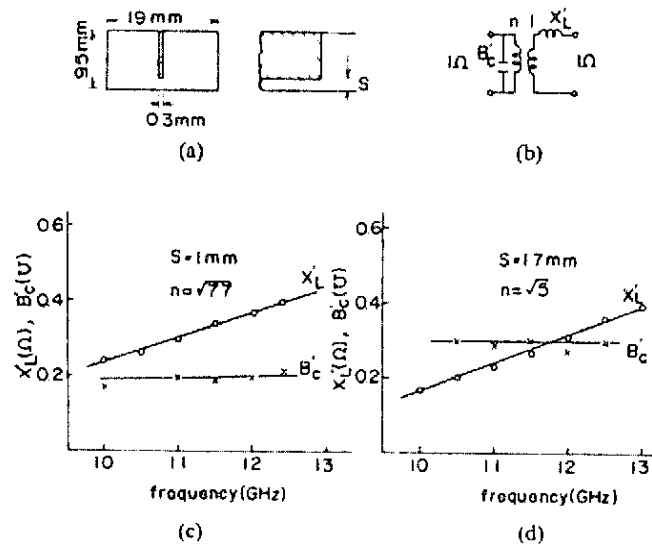


Fig. 6 - Acoplamento entre guia retangular e guia "ridge".

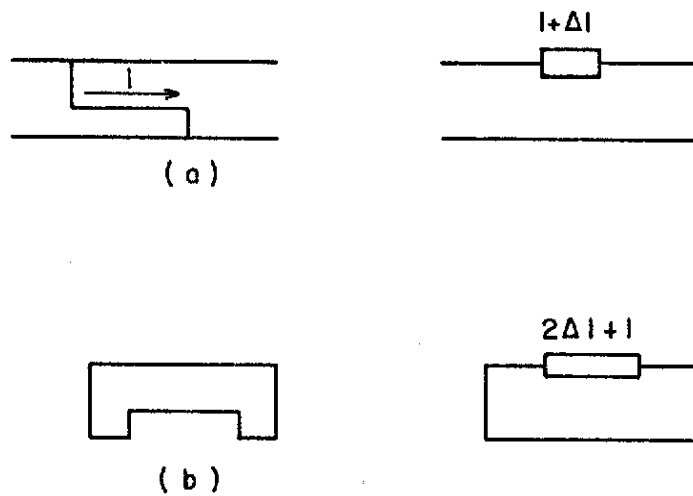


Fig. 7 - Efeito em curto no guia "ridge".

$\Delta l$  pode ser determinado de forma experimental, a partir do ressonador da Figura 7b, pela expressão

$$2 \Delta l + l = \frac{\lambda_s}{2} \quad (2)$$

onde  $\lambda_s$  é o comprimento de onda no guia "ridge", ou, a partir da expressão calculada por Konishi (1979), pelo método variacional.

$$\Delta l = \frac{\lambda \omega \mu_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\gamma_n^{(2)}} \langle \bar{e}_{nt}^{(2)} \times h_{1t} \rangle^2}{2\pi Z_0}, \quad (3a)$$

onde:

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (3b)$$

$$\lambda_s = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (3c)$$

$\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre;  $\lambda_c$  o comprimento de corte no guia "ridge";  $\gamma_n^{(2)}$  a constante de propagação do  $n$ -ésimo modo no corte do guia da região 2 apresentada na Figura 7a, e  $\bar{e}_{nt}^{(2)}$  e  $\bar{h}_{1t}$  são os campos nas regiões 2 e 1, respectivamente (Figura 7a), normalizados pelas expressões:

$$\iint_{s_2} |e_{nt}^{(2)}|^2 ds = 1 \quad (4a)$$

$$\iint_{s_1} |h_{1t}|^2 ds = 1 \quad (4b)$$

Na Figura 8 tem-se as curvas para  $\Delta l$  e para  $l_R$  do ressonador apresentado na Figura 7b, com valores medidos e calculados através de um programa de computador apresentado no Apêndice A, a partir da Equação 3.

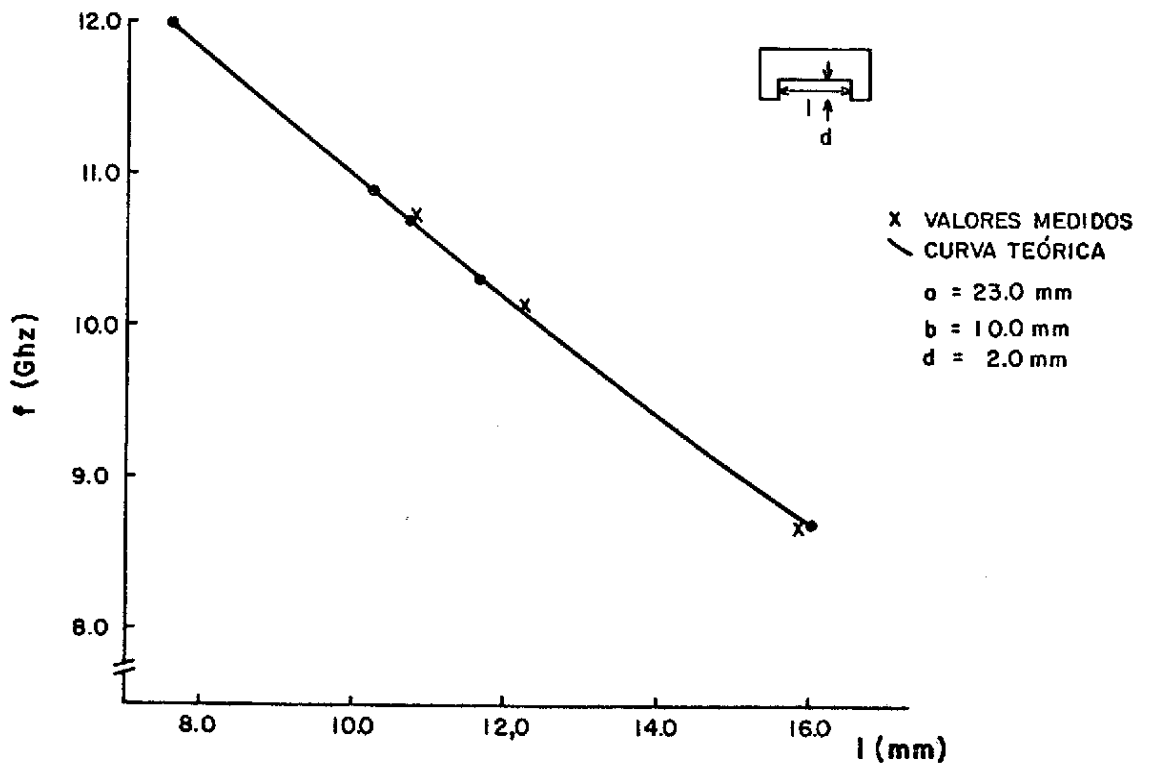
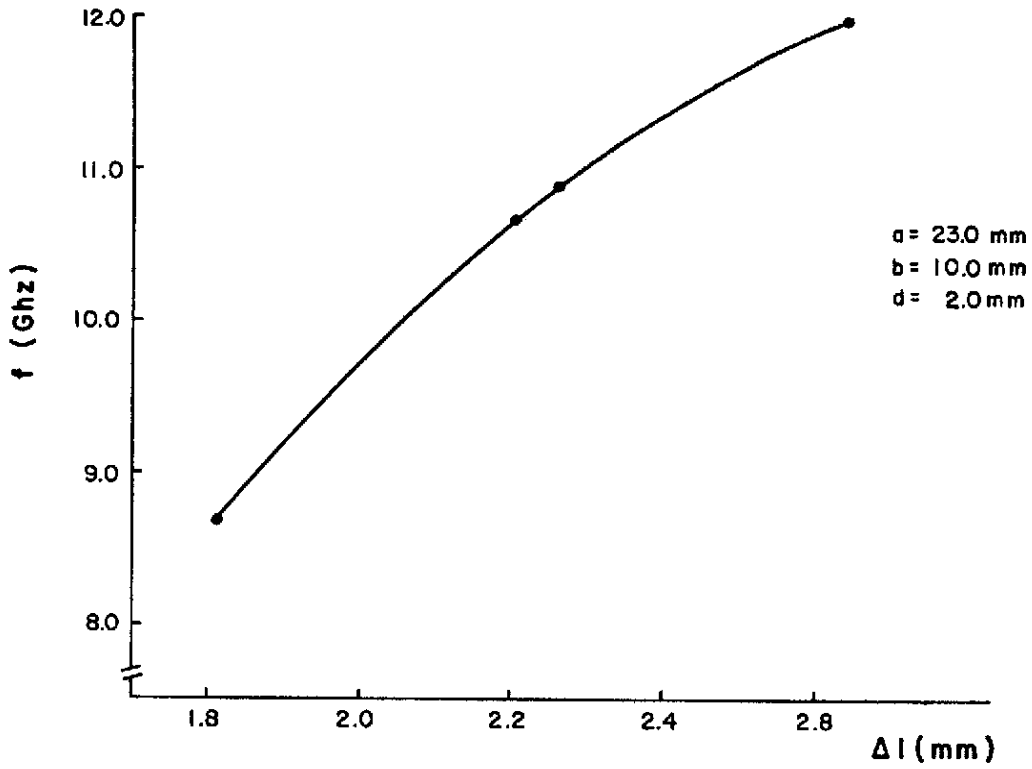


Fig. 8 -  $\Delta l$  e  $l_p$ .

### 3 - MISTURADORES

Um misturador consiste basicamente de um elemento não-linear, um diodo, que age sobre dois sinais de frequência  $f_s$  e  $f_{OL}$ , de forma a obter uma série de frequências na saída, provenientes da expansão em Fourier desta característica não-linear (Torrey and Whitner, 1948).

Toma-se  $A_s$ , amplitude do sinal ( $f_s$ ) pequena, e  $A_{OL}$ , a amplitude do oscilador local ( $f_{OL}$ ) grande, de forma que o diodo tenha comportamento não-linear apenas para o oscilador local. Neste caso, tem-se:

$$V = V_s V_{OL} = A_s \cos \omega_s t (A_0 + A_1 \cos \omega_{OL} t + A_2 \cos 2\omega_{OL} t + \dots) \quad (5)$$

como:

$$\cos \theta \cos \phi = \frac{1}{2} \{ \cos(\theta - \phi) + \cos(\theta + \phi) \}, \quad (6)$$

obtem-se na saída do diodo as frequências  $\omega_s \pm n\omega_{OL}$ . Através de filtros seleciona-se a frequência desejada  $\omega_{FI}$  igual a  $|\omega_{OL} - \omega_s|$  ou a  $\omega_{OL} + \omega_s$ . A Figura 9 ilustra este processo.

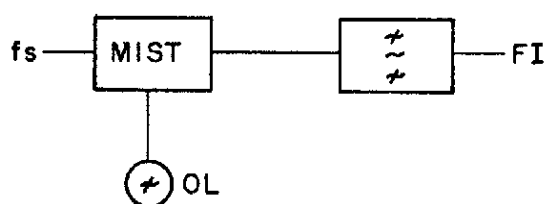


Fig. 9 - Misturador.

O diodo mais utilizado em misturadores na faixa de microondas é o "hot carrier" ou Schottky. Este é uma realização da teoria desenvolvida por Schottky no estudo de semicondutores, sendo essencialmente uma junção retificadora de metal semicondutor. Ele substituiu

com sucesso as duas outras opções, ou seja, o diodo a junção p-n e o diodo do ponto de contato. Em comparação com o p-n ele responde melhor a altas frequências (Figura 10) e, em relação ao diodo de ponto de contato, apresenta uma resistência série mais baixa, característica de ruído melhor, capacidade para alta potência, e melhor resistência a pulsos transitórios de queima.

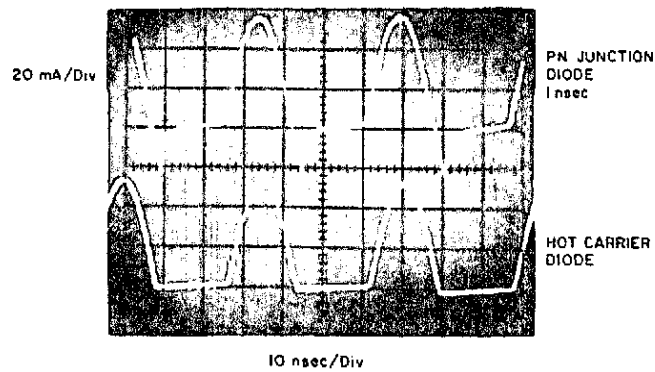


Fig. 10 - Diodo Schottky, p-n e de ponto de contato.

A Figura 11 apresenta o circuito equivalente do diodo Schottky.

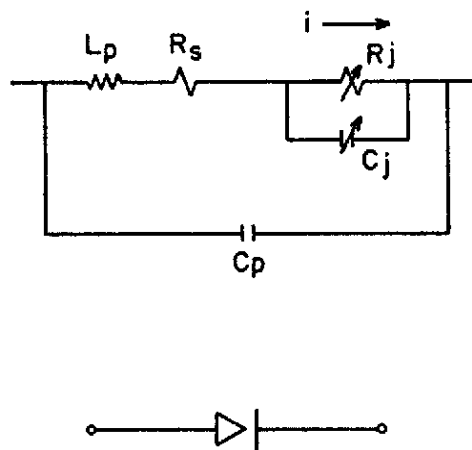


Fig. 11 - Circuito equivalente para o diodo Schottky.

Na Figura 11  $R_s$  é a resistência série,  $L_p$  e  $e_p$  são devidos ao encapsulamento, e  $e_j$ , a capacitância de junção dada por:

$$C_j = \frac{C_j(0)}{\left(1 - \frac{V}{V_p}\right)^{1/2}}, \quad (7)$$

onde  $V_p \approx 0,45$  e  $V$ .

A corrente  $i$  é:

$$i = I_s \left[ \exp \frac{qV}{nkt} - 1 \right] = I_s \left[ \exp \left( \frac{V}{26} \right) - 1 \right], \quad (8)$$

onde  $V$  é a tensão na junção em mV.

A resistência de junção  $R_j$  é dada por:

$$R_j = \frac{dV}{di} = \frac{26}{I_s} \exp \left( - \frac{V}{26} \right) \quad (9a)$$

ou

$$g_j = \frac{dI}{dV} = \frac{I_s}{26} \exp \left( \frac{V}{26} \right) \quad (9b)$$

Para sinais pequenos aproxima-se:

$$\exp \left( \frac{V}{26} \right) \approx 1 + \frac{V}{26} \quad (10a)$$

e

$$i = I_s \frac{V}{26} \quad (10b)$$

$$g_m = \frac{i}{V} = \frac{I_s}{26}, \quad (10c)$$

o que mostra o comportamento linear do diodo para sinais pequenos.

Para grandes sinais, com  $V = V_1 + \cos \omega t$ , desenvolvendo-se a Equação 9b, em série de Fourier, tem-se:

$$g(t) = \frac{I_S}{26} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n \left( \frac{V_1}{26} \right) \cos n\omega t \right] \quad (11a)$$

ou

$$g(t) = g_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2g_n \cos n\omega t \quad (11b)$$

com  $I_n(x)$  apresentado pela Figura 12.

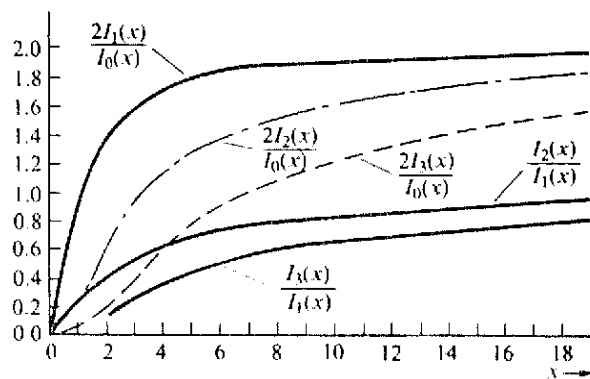


Fig. 12 - Valores de  $I_n(x)$ .

Pode-se considerar, portanto, o diodo não-linear apenas para o oscilador local. Nota-se pela Figura 12 que estes harmônicos decrescerão em amplitude, podendo-se considerar apenas  $\omega_{0L}$  e  $2\omega_{0L}$  em alto nível, e  $\omega_s$ ,  $\omega_s + \omega_{0L} = \omega_\Sigma$ ,  $\omega_s - \omega_{0L} = \omega_{FI}$ ,  $2\omega_{0L} - \omega_s = \omega_I$  e  $2\omega_{0L} + \omega_s$  em baixo nível. Considera-se nesta análise  $\omega_s > \omega_{0L}$  e a frequência desejada como a diferença.  $\omega_\Sigma$  e  $\omega_I$  (imagem) são importantes pois, caso refletidas por filtros apropriados, sofrerão novo batimento gerando também  $\omega_{FI}$ . Diminui-se, assim, a perda de conversão, que é dada por:

$$L = \frac{\text{Pot. disponível na FI}}{\text{Pot. disponível no sinal}} \quad (12)$$

Em geral procura-se refletir a frequência imagem ( $\omega_I$ ). Isto pode ser feito por meio de um curto ou de um aberto.

A seguir, apresenta-se as expressões da perda de conversão ( $L$ ) para os casos em que a imagem está casada:

$$L_2 = 2 \frac{1 + \sqrt{1 - t_2}}{1 - \sqrt{1 - t_2}} \quad (13a)$$

$$\epsilon_L = 2 \frac{\gamma_1^2}{1 + \gamma_2^2} \quad (13b)$$

em curto:

$$L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_1}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_1}} \quad (14a)$$

$$\epsilon_1 = \gamma_1^2 \quad (14b)$$

e em aberto:

$$L_3 = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_3}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_2}} \quad (15a)$$

$$\epsilon_3 = \frac{\gamma_1^2}{1 - \gamma_1^2} \frac{1 - \gamma_2}{1 + \gamma_2} \quad (15b)$$

para  $\gamma_n = \frac{g_n}{g_0}$  (Equação 11) e com  $L$  calculada para o valor ótimo da condutância do sinal.

A Figura 13 apresenta estes valores de  $L$ , tendo-se que  $L_2$  nunca é menor que 3 dB, e que  $L_3$  leva a uma menor perda de conversão teórica.



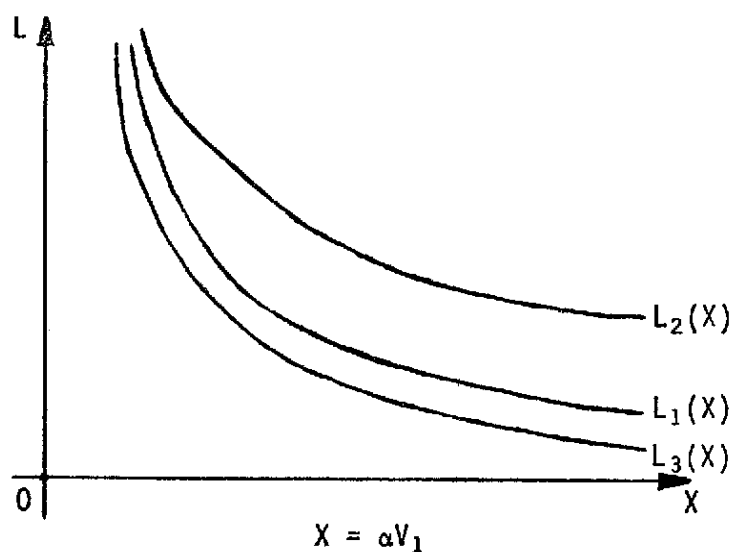


Fig. 13 - Perda de conversão.

A imagem em aberto é mais afetada pela resistência em série e pela terminação harmônica que a imagem em curto. Desta forma, a melhor terminação deverá ser determinada analisando-se as características do circuito.

No caso do misturador em circuito planar, Konishi (1979) mostrou que a imagem em curto produz menor perda de conversão.

#### 4 - PROJETO DO MISTURADOR

Deseja-se projetar um misturador em circuito planar, que converta o sinal em 11,9 GHz para uma FI de 1,384 GHz. Para tanto, a frequência do oscilador local será de 10,516 GHz e a frequência imagem, que deve ser curto circuitada para apresentar menor perda de conversão, será de 9,132 GHz. A configuração é a representada na Figura 2.

O guia retangular escolhido é o da Banda X, e as lâminas têm uma espessura de 0,2 mm. A altura do guia "ridge" é de 1,7 mm e  $\Delta L = 2,05281$  mm na frequência imagem (Apêndice A). A distância do diodo ao curto será portanto:

$$\frac{\lambda_s}{2} = \ell + \Delta\ell \quad (16)$$

que fornece  $\ell = 16,03$  mm.

A descontinuidade na transição do guia "ridge" para o retangular é casada de forma experimental, através de uma lâmina indutiva, e o filtro rejeita faixa é projetado de acordo com a Seção 2.2.

A FI é retirada do diodo através de um circuito de casamento em microlinha no ar, que reproduz o circuito em t da Figura 14.

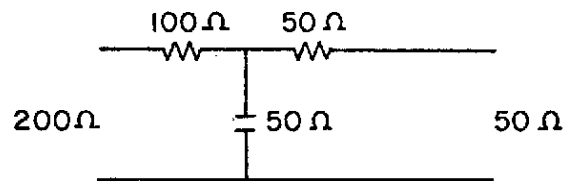


Fig. 14 - Circuito de casamento.

## 5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES

O protótipo construído apresentou uma perda de conversão de 6 dB; uma banda de 3 dB maior que 300 MHz; e uma isolação de RF de 23 dB e de 28 dB do OL na saída de FI, com um ponto de compressão de 1 dB em +6 dBm, para um sinal de OL em +12 dBm.

Conseguiu-se, portanto, um misturado de baixas perdas, fácil de construir e de reproduzir, adequado, principalmente, a frequências nas bandas X e M.

Testou-se a operação do misturador como "up-converter", conseguindo-se uma perda de conversão de 7 dB.

A Figura 15 apresenta a curva para a perda de conversão do misturador.

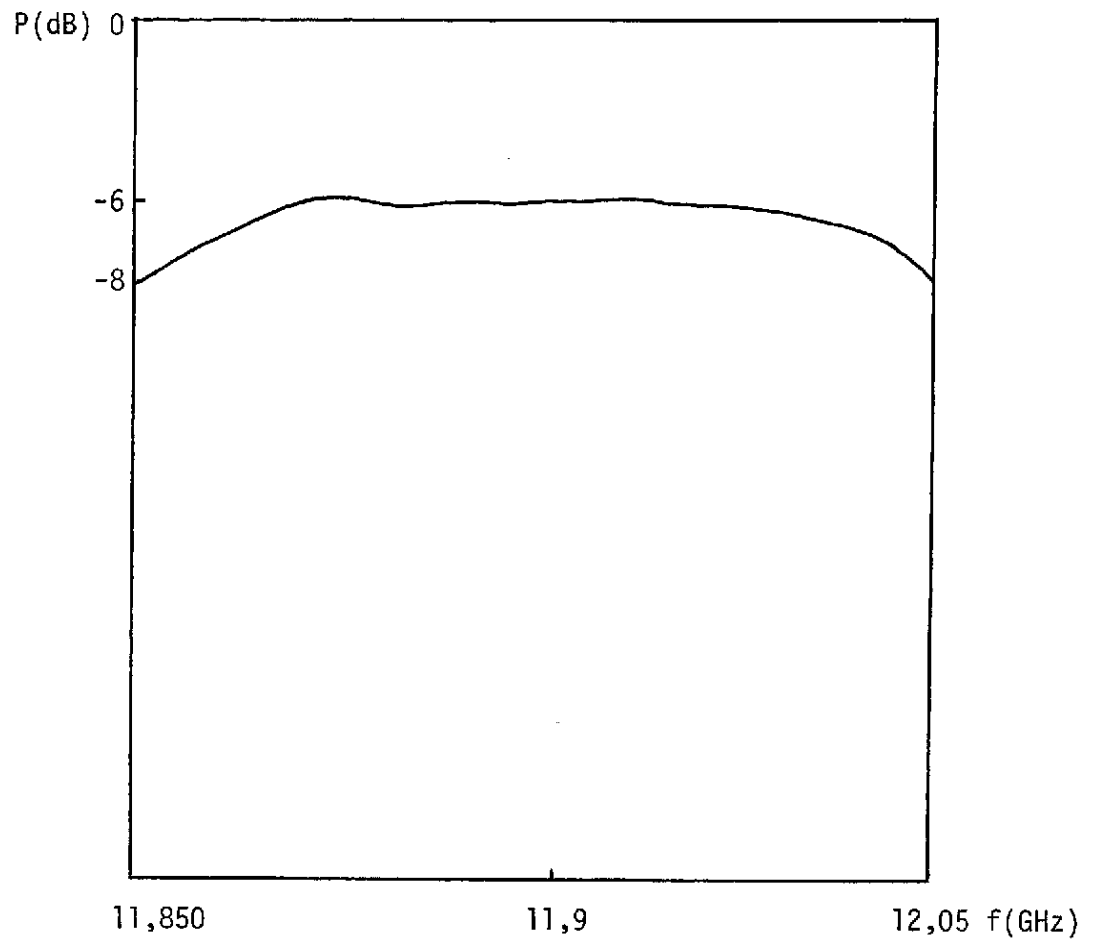


Fig. 15 - Perda de conversão do misturador.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- HOPFER, S. The design of ridged waveguides. *IRE transactions on microwave theory and techniques*. MTT-3 (10): 20-29, Oct. 1955.
- KONISHI, Y. Planar circuit mounted in waveguide used as a downconverter. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. MTT-26 (10): 716-719, Oct. 1978.
- KONISHI, Y. Short end effect of ridge guide with planar circuit mounted in a waveguide. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. MTT-27 (2): 168-170, Fev. 1979.
- TORREY, H.C.; WHITMER, A.C. *Cristal retifiers*. New York, MacGraw-Hill, 1948. (MIT Radiation Laboratories Series, 15).
- TUDE, E.A.P.; SANTANA, C.E. *Projeto de filtros com circuito planar em guia de ondas*. São José dos Campos, INPE, 1980. (INPE-1817-RPE/185).

## APÊNDICE A

### PROGRAMA DE COMPUTADOR

O efeito da terminação em curto de um guia "ridge", com circuito planar em guia de onda, foi calculado por Konishi (1979), e é dado pela Equação 3. O programa calcula  $\Delta L$  e  $L_R$  (Figura 7), baseando-se em Hopfer (1955) para o cálculo do  $\lambda$  de corte no guia "ridge".

#### 1. ENTRADA DE DADOS

<u>Variáveis</u>	<u>Especificação</u>	<u>Campos</u>
A	dimensão do guia (mm)	1-8
B	dimensão do guia (mm)	9-16
C	altura do guia "ridge" (mm)	17-24
F	frequência de operação	25-32
S	espessura da lâmina	33-40

#### 2. SAÍDA

```
PARAMETROS DA ESTRUTURA
A=23.00000 R=10.00000 D= 2.00000 S= 0.00000
LBC=74.44678 ZOI=138.3757 C= 0.38372
FREQUENCIA DL LR
10.51600 2.15147 11.13984
PARAMETROS DA ESTRUTURA
A=23.00000 B=10.00000 D= 2.00000 S= 0.00000
LBC=74.44678 ZOI=138.3757 C= 0.38372
FREQUENCIA DL LR
9.13200 1.87323 14.55784
PARAMETROS DA ESTRUTURA
A=23.00000 B=10.00000 D= 2.00000 S= 0.00000
LBC=74.44678 ZOI=138.3757 C= 0.38372
FREQUENCIA DL LR
11.90000 2.76335 7.86982
```

#### 3. LISTAGEM DO PROGRAMA DE COMPUTADOR





