

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

ESTUDO E PROJETOS DE MISTURADORES DE
FREQUÊNCIAS PARA APLICAÇÕES NA BANDA-L

Eng. AMILCAR CARELI CÉSAR

Orientador – Dr. RUI FRAGASSI SOUZA

Dissertação apresentada à FACULDADE DE
ENGENHARIA DE CAMPINAS – UNICAMP,
como parte dos requisitos para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica.

CAMPINAS – 1982

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Rui Fragassi Souza, que orientou este trabalho, ao Professor David A. Rogers, e a todos os meus colegas do departamento de Eletricidade da EESC-USP, que colaboraram com críticas e sugestões.

... Lutemos por um mundo de razão, um mundo em que a ciência e o progresso conduzam à ventura de todos nós...

(Charles Chaplin. Discurso final em "O Grande Ditador").

RESUMO

Este trabalho apresenta um breve estudo dos mecanismos de conversão de frequências em diodos de barreira schottky, dos circuitos misturadores mais usuais e das especificações de desempenho correspondentes. São projetados e construídos, em microfitas, dois misturadores: um desbalanceado série e um balanceado simples, empregando par casado de diodos. O desbalanceado é composto por um acoplador direcional de 20 dB, retorno de FI e CC realizado com indutor de núcleo de ar, e um filtro passa-baixas com características de chebyshev, formado por 4 elementos reativos. O circuito balanceado simples é constituído por um acoplador híbrido de $90^\circ/3\text{dB}$, com 2 ramos paralelos, retorno de FI e CC antecedendo cada diodo, tocos em aberto de $1/4$ de comprimento de onda nas frequências de RF e do oscilador local, e rede de casamento de impedâncias entre diodos e linha de saída, na configuração T, construída com componentes discretos. As linhas de entrada e saída dos circuitos são de 50Ω . Os projetos são feitos na frequência de 1,50GHz, para operação com sinal de oscilador local de 1,576GHz. A perda de conversão medida do misturador desbalanceado é de 7,5dB e a do balanceado 6,5dB. As isolações entre portas de entrada são de 20dB para o desbalanceado operando com +23dBm de potência de sinal de oscilador local, e 11dB para o balanceado com +3dBm de potência de OL. O ponto de intersecção de 3a. ordem é de +10dBm e +11,1dBm, respectivamente para o desbalanceado e o balanceado, determinados para -10dBm de potência de cada sinal de teste. O ponto de compressão de 1dBm é de +3dBm para o desbalanceado e -1 dBm para o balanceado simples.

ÍNDICE

RESUMO	iii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - Recepção de frequências de microondas ...	1
1.2 - Processo de conversão de frequências em um dispositivo não-linear	3
1.3 - A técnica de microfitas	7
1.4 - Composição dos circuitos misturadores de frequências	13
CAPÍTULO 2 - DIODO DE BARREIRA SCHOTTKY	14
2.1 - Física do diodo de barreira Schottky	14
2.2 - Fabricação de diodos de barreira Schottky	23
2.3 - Tipos de diodos misturadores	27
2.4 - Parâmetros do diodo de barreira Schottky	30
2.5 - Casamento de impedâncias entre diodo e linha de transmissão	46
2.6 - Impedância de FI	47
2.7 - Queima de diodo de barreira Schottky ("Burnout")	50
2.8 - Diodos de barreira Schottky usados nos misturadores	51
2.9 - Variação da condutância do diodo com a tensão do oscilador local	59
2.10- Corrente no diodo resultante da aplica- ção do sinal de RF e OL	61
CAPÍTULO 3 - CIRCUITOS DE MISTURADORES	63
3.1 - Misturador desbalanceado	63
3.2 - Misturador balanceado simples	65
3.3 - Misturador balanceado duplo	74
3.4 - Circuitos misturadores especiais	83

3.5 - Polarização cc de circuitos misturadores	86
3.6 - Circuitos de retorno cc e FI	91
3.7 - Aplicações dos circuitos misturadores ...	99
CAPÍTULO 4 - ESTÁGIO DE ENTRADA DE MISTURADORES	103
4.1 - Misturador desbalanceado	104
4.2 - Misturador balanceado simples	105
4.3 - Misturador balanceado duplo	106
4.4 - Acoplador direcional de 20 dB	108
4.5 - Acoplador híbrido de 90° , 3 dB	134
4.6 - Comparação entre os acopladores híbridos de 90° e 180° , 3 dB	151
CAPÍTULO 5 - ESTÁGIO DE SAÍDA DE MISTURADORES	155
5.1 - Filtros passa-baixas	156
5.2 - Rejeição de frequências com linhas ressonantes	178
5.3 - Redes para casamento de impedâncias	180
5.4 - Projeto do estágio de saída do misturador balanceado simples	186
5.5 - Construção dos circuitos misturadores ...	202
CAPÍTULO 6 - ESPECIFICAÇÕES DOS MISTURADORES	205
6.1 - Perda de conversão	205
6.2 - Isolação entre portas do misturador	226
6.3 - VSWR das portas do misturador	238
6.4 - Produtos de intermodulação	246
6.5 - Ponto de compressão de 1 dB	266
6.6 - Ponto de dessensibilização de 1 dB	280
6.7 - Faixa dinâmica de operação	281
6.8 - Faixa dinâmica de operação livre de sinais espúreos	282
6.9 - Figura de ruído	283
6.10 - Balanceamento da porta de OL (Supressão de ruído AM)	292

6.11 - Outras especificações	294
6.12 - Escolha do tipo adequado de misturador	294
CAPÍTULO 7 - CONCLUSÕES	298
BIBLIOGRAFIA	300
APÊNDICE I - Programa em FORTRAN IV para análise e síntese de microfitas	316
APÊNDICE II - Programa em FORTRAN IV para síntese de acopladores direcionais	320
APÊNDICE III - Equipamentos utilizados nas medidas	323

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O misturador de frequências é um circuito amplamente utilizado não só em sistemas de comunicações, como também em equipamentos de medidas. Sinais de frequências elevadas são convertidos em outros de frequências mais baixas, através da combinação do sinal modulado com o proveniente do oscilador local, em um elemento não-linear. Sendo um dos componentes do estágio de entrada de receptores, seu desempenho deve ser conveniente para não comprometer as qualidades técnicas globais do sistema no qual está sendo empregado.

Este trabalho procura apresentar, de forma generalizada, os mecanismos de conversão de frequências em diodos semicondutores (em especial os de barreira Schottky), os circuitos misturadores mais usuais (bem como as partes que os compõem), as características e as especificações de desempenho. Procura ainda, apresentar certas técnicas de projetos e avaliação de desempenho.

Foram escolhidos, para implementação e avaliação, um misturador desbalanceado e um balanceado simples, empregando diodos de barreira Schottky de Si. A técnica de construção escolhida é a de microfitas. A frequência central de operação é 1,50GHz e a frequência intermediária 70MHz.

1.1 - RECEPÇÃO DE FREQUÊNCIAS DE MICROONDAS

Hã 2 maneiras de extrair as informações contidas em uma portadora modulada: por demodulação direta, no sistema detetor de vídeo, ou pela conversão da frequência do sinal modulado a um outro, de frequência menor. Este último processo é empregado no receptor superheterodino. A Fig. 1.1 ilustra estes dois sistemas.

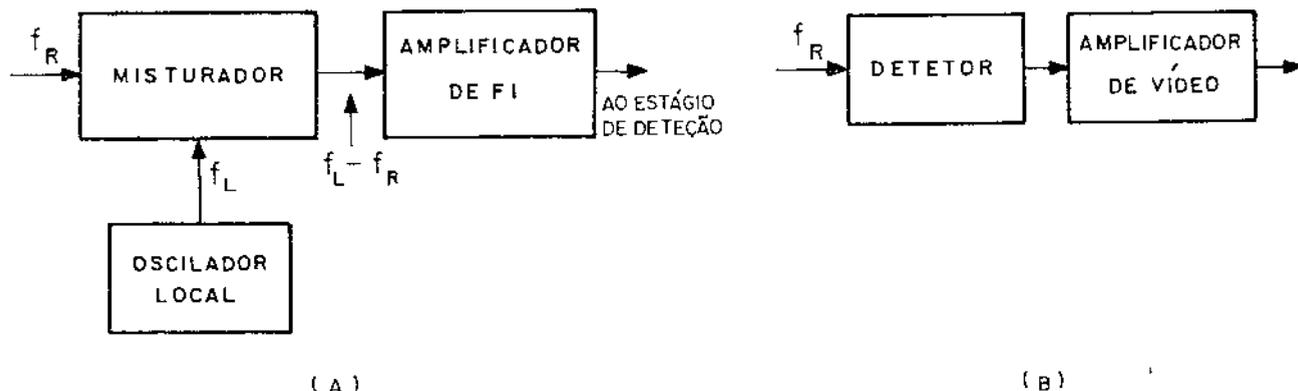


Fig. 1.1 - Esquema básico do receptor superhetrodino (A) e receptor detetor de vídeo (B).

Os sistemas empregam diodos retificadores para altas frequências, que recebem as denominações de diodo misturador e detetor de vídeo ou detetor de nível baixo. Na detecção direta, o diodo é, geralmente, polarizado com tensão contínua de baixo valor, já que o sinal de frequência elevada possui, normalmente, nível extremamente baixo. A tensão retificada é proporcional à potência do sinal de entrada, pois o diodo opera na região quadrática de sua curva de transferência. O diodo misturador é chaveado entre os estados de condução e de não-condução pelo sinal do oscilador local. A Fig. 1.2 mostra as regiões das curvas de transferência em que operam os diodos nos 2 sistemas.

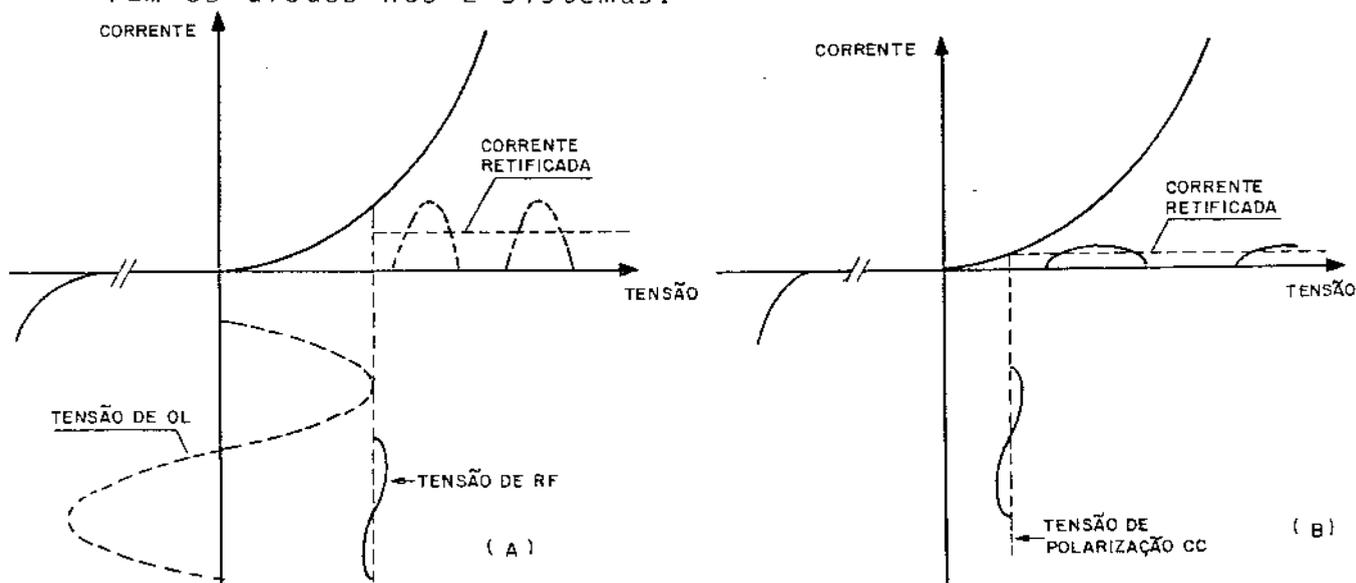


Fig. 1.2 - Operação dos diodos misturador (A) e detetor de vídeo (B).

O sistema que emprega misturador de frequências possui sensibilidade da ordem de 30 a 40dB maior que o detetor de vídeo, já que a frequência intermediária escolhida está bem acima da região em que o ruído "flicker" predomina nos diodos de microondas.

Em aplicações usuais, o misturador é precedido de um amplificador de RF de baixo ruído, de filtros de pré-seleção de frequências e de isoladores.

1.2 - PROCESSO DE CONVERSÃO DE FREQUÊNCIAS EM UM DISPOSITIVO NÃO-LINEAR

O processo de misturação de sinais em um elemento não-linear é definido como a conversão de um sinal de determinada frequência em outro, de frequência diferente, através da combinação do sinal original com o proveniente do oscilador local. Este processo acontece no circuito misturador, que consiste, basicamente, de um elemento não-linear associado a circuitos lineares, que são responsáveis pela separação dos terminais de frequências altas (sinais de rádio-frequência - RF - e de oscilador local - OL) e baixas (sinal de frequência intermediária - FI - e de corrente contínua - CC). A geração da FI só ocorre através da superposição de sinais em um dispositivo não-linear. A combinação de 2 sinais de frequências diferentes em um dispositivo linear resulta somente nas 2 frequências originais. A Fig. 1.3 mostra a função básica do misturador, através do espectro de frequências.

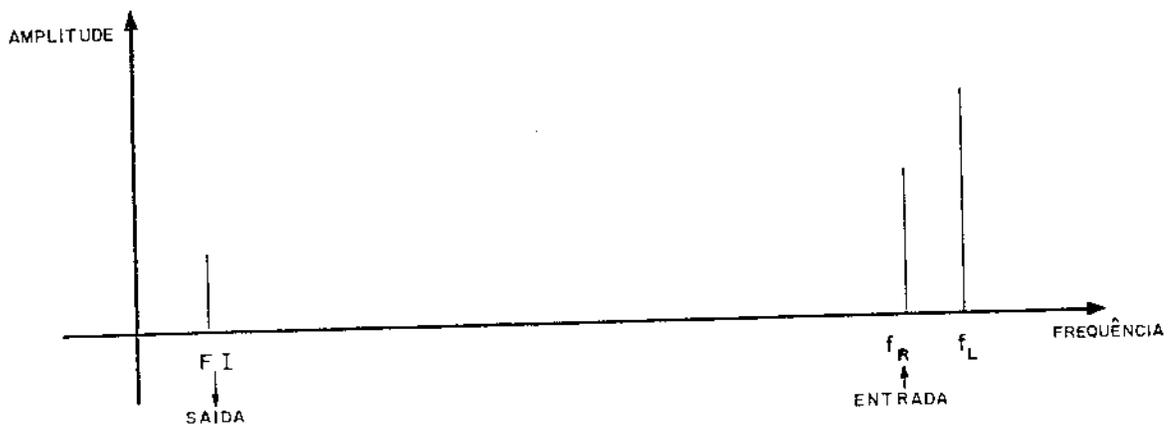


Fig. 1.3 - Função básica do misturador mostrada através do espectro de frequências.

Entretanto, não é somente a FI que é gerada na saída do misturador; também a frequência soma e uma série infinita de produtos de intermodulação, resultantes do batimento com os sinais originais aplicados. Os níveis destes produtos de intermodulação decrescem à medida que cresce a ordem das harmônicas dos quais se originaram. Alguns destes produtos de intermodulação são de fundamental importância em misturadores, já que seus níveis são apreciáveis.

Se o sinal de RF de entrada é da forma:

$$V_R = a \cos w_R t \quad (1.1)$$

e o de OL

$$v_L = b \cos w_L t \quad (1.2)$$

Os produtos de maior importância, gerados pelo sinal de RF e pela fundamental do OL, são da forma

$$a \cos w_R t \cdot b \cos w_L t = \frac{ab}{2} \cos(w_L - w_R)t + \frac{ab}{2} \cos(w_L + w_R)t \quad (1.3)$$

onde

$$(w_L - w_R) \equiv \text{FI}$$

$$\text{e } (w_L + w_R) \equiv \text{frequência soma}$$

Estas 2 frequências são espaçadas de w_R da frequência do sinal do oscilador local, conforme o espectro de frequências mostrado na Fig. 1.4.

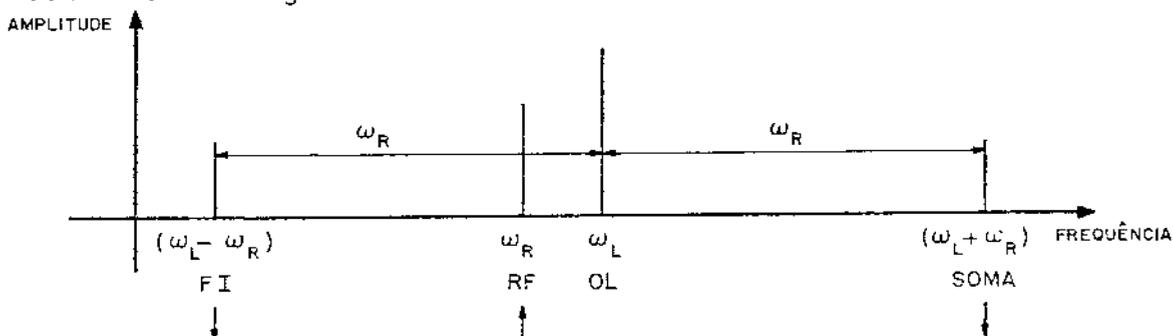


Fig. 1.4 - Espectro de frequências mostrando a FI e a frequência soma.

Se o misturador possui terminações na porta de saída iguais para os sinais soma e de FI, ambos possuirão o mesmo nível. A perda de conversão mínima, neste caso, é de 3dB. Normalmente adota-se uma das frequências como saída, rejeitando a outra através de filtragem.

Da mesma forma, podem ser considerados os 2 produtos gerados a partir do sinal de RF e da 2a. harmônica do sinal do OL,

$$a \cos \omega_R t \cdot c \cdot \cos 2\omega_L t = \frac{ac}{2} \cos (2\omega_L - \omega_R)t + \frac{ac}{2} \cos (2\omega_L + \omega_R)t \quad (1.4)$$

onde

$$(2\omega_L - \omega_R) \equiv \text{frequência imagem}$$

A frequência imagem difere de FI da frequência de OL e de 2.FI da frequência de RF, como ilustra a Fig. 1.5.

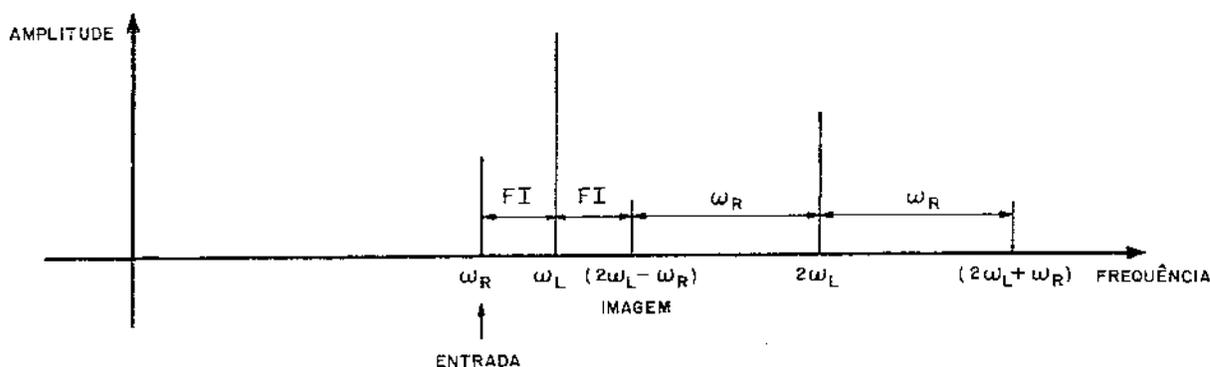


Fig. 1.5 - Espectro de frequências mostrando a frequência imagem.

É importante observar que o único sinal que adentra o misturador, e que deve ser convertido, é o de frequência ω_R . Considerando que o sinal proveniente do oscilador local não possui harmônicas, as frequências $2\omega_L$, $(2\omega_L + \omega_R)$ e frequência imagem, são geradas somente pelo processo de conversão no dispositivo não-linear.

Um cuidado importante é não confundir a frequência imagem ($2w_L - w_R$) com a frequência soma ($w_L + w_R$).

Na Fig. 1.4 foi feita a suposição que $w_L > w_R$. Neste caso, o misturador é chamado do tipo não-inversor; se $w_L < w_R$, o misturador é do tipo inversor.

O termo conversor aplica-se tanto à conversão de w_R em ($w_L - w_R$) quanto a ($w_L + w_R$), embora na literatura especializada este termo possa referir-se ao conjunto circuito misturador + amplificador de FI, ou mesmo incluir um amplificador de RF.

A geração da frequência imagem mostrada na Fig. 1.5 não será o único processo a ser considerado. Devido à ação não-linear do dispositivo misturador, as frequências geradas a partir dos sinais de RF e OL interagem novamente com estas frequências originais, resultando em novos produtos de intermodulação. Assim, o batimento entre as frequências de FI e de OL também resulta em sinal na frequência imagem, ($w_L + w_{FI}$).

Devido à geração de infinitos produtos de intermodulação, é de se esperar que somente parte da potência do sinal de RF seja transferida para a FI, diminuindo a eficiência de conversão. Portanto, baixa perda de conversão está relacionada com níveis baixos de produtos de intermodulação. Deve-se então, projetar os circuitos misturadores para que apresentem impedâncias reativas nestes produtos de intermodulação, impedindo que as energias correspondentes sejam dissipadas em cargas resistivas. Pode-se, então, recuperar as energias destes produtos, adicionando-as à FI, por meio de circuitos especialmente projetados. Entretanto, é preciso determinar quais produtos de intermodulação são mais importantes na minimização da perda de conversão. É possível observar que a energia do sinal na frequência soma ($w_L + w_R$) pode ser recuperada através de conveniente batimento com a 2ª. harmônica de OL, gerando a FI, $2w_L - (w_L + w_R)$. Assim, a perda imediata de 3dB pode ser diminuída. Outra energia que pode ser recuperada é a relativa à frequência-imagem. Um circuito apropriadamente projetado pode realizar o batimento desta frequência ($2w_L - w_R$) com a fundamental do OL, resultando em potência adicional na FI, $(2w_L - w_R) - w_L$.

1.3 - A TÉCNICA DE MICROFITAS

A técnica de microfítas é utilizada na construção de circuitos integrados para microondas, constituindo-se em uma alternativa às implementações convencionais em guias de onda e em estruturas coaxiais. Esta técnica assemelha-se ao conceito de circuitos integrados convencionais, nos quais as vantagens residem no tamanho e peso reduzido, boa confiabilidade e reprodutibilidade a custo reduzido.

Os circuitos integrados para microondas podem ser construídos segundo técnicas de parâmetros concentrados ou de parâmetros distribuídos. Componentes discretos, tais como capacitores e indutores, são utilizados como elementos concentrados. Em frequências de microondas, estes componentes devem apresentar baixas perdas e a frequência de ressonância própria deve situar-se bem acima daquela na qual são utilizados.

Até há poucos anos atrás, a utilização de componentes discretos estava restrita à faixa de UHF, dadas as dificuldades tecnológicas de fabricação desses elementos. O limite de frequência desses componentes é dependente do tamanho, sendo usados, mais comumente, em aplicações até 3GHz, embora operação até 10GHz já seja possível.

A técnica de parâmetros distribuídos faz uso da simulação de reatâncias por seções de linhas de transmissão, construídas sobre material isolante de baixas perdas. Além da microfita, há outras opções como linhas de fita, guias de onda coplanares e linhas fendidas.

A escolha de uma técnica ou outra depende, preponderantemente, do tipo de circuito, da faixa de operação e da necessidade de dimensões reduzidas. Em frequências de UHF e início da faixa de microondas, se a dimensão é fator decisivo, a técnica de elementos concentrados é mais aconselhável. Em frequências mais altas, as 2 técnicas podem tornar-se competitivas e outros critérios, tal como reprodutibilidade, devem ser considerados. Entretanto, o que se observa atualmente é a adoção de técnica híbrida de construção de circuitos integrados para microondas [1.1] .

Componentes discretos para aplicações em bloqueio CC, retorno CC, circuito de polarização de elementos ativos,

etc., podem ser substituídos por estruturas em parâmetros distribuídos, segundo técnicas conhecidas [1.2] - [1.4].

1.3.1 - Características da Microfita

Uma linha de transmissão construída em microfita consiste de uma fita condutora separada de um plano de terra por um meio dielétrico, conforme mostra a Fig. 1.6.

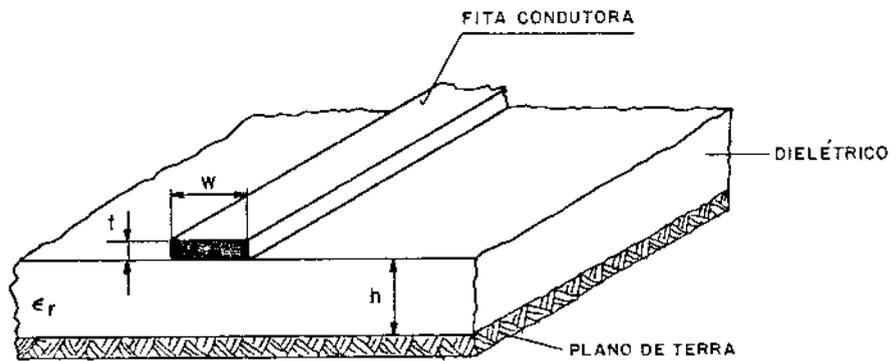


Fig. 1.6 - Seção de circuito de microfita.

Na Fig. 1.6, define-se:

- w : largura da fita condutora
- t : espessura da fita condutora
- h : espessura do substrato dielétrico
- ϵ_r : constante dielétrica do substrato.

No caso da microfita, as linhas de campo elétrico e magnético não se encontram inteiramente contidas no meio dielétrico, já que distribuem-se também pelo ar, como mostra a Fig. 1.7.

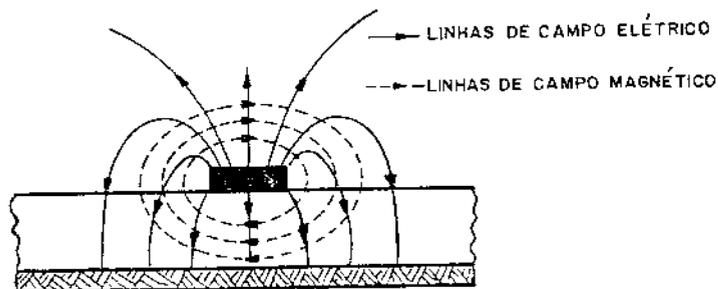


Fig. 1.7 - Linhas de campo elétrico e magnético em uma seção de circuito de microfita.

Como há dois meios dielétricos, o modo de propagação não é puramente TEM. Entretanto, o desvio em relação ao modo TEM é pequeno e as análises de microfita podem ser realizadas considerando o modo de propagação como sendo quasi-TEM [1.5].

A impedância característica de qualquer linha de transmissão, segundo o modo TEM, é dada por [1.6]

$$Z_0 = \frac{1}{v_m \cdot c} \quad (\Omega) \quad (1.5)$$

onde

v_m : velocidade de propagação ao longo da linha (m/s)
 c : capacitância da linha por unidade de comprimento (F/m).

Supondo que o modo de propagação é quasi-TEM, v_m é dada por [1.6]

$$v_m = \frac{c}{\sqrt{E_{ef}}} \quad (\text{m/s}) \quad (1.6)$$

onde

c : velocidade da luz no vácuo
 E_{ef} : constante dielétrica efetiva do material isolante.

A constante dielétrica efetiva pode ser entendida como uma média ponderada entre as constantes dielétricas do material isolante e do ar.

O comprimento de onda na microfita é

$$\lambda_m = \frac{v_m}{f} \quad (\text{m}) \quad (1.7)$$

onde "f" é a frequência do sinal utilizado.

Na prática, o problema resume-se em sintetizar ou analisar a microfita, isto é, dados E_r e Z_0 deseja-se determinar os valores de W/h , E_{ef} e v_m , ou então, dados E_r e W/h deseja-se determinar Z_0 , E_{ef} e v_m .

As sínteses das microfitas nesse trabalho foram

obtidas utilizando-se um programa para computador, em linguagem Fortran IV, desenvolvido por Costa [1.7], a partir de expressões empíricas propostas por Giarola [1.8]. A listagem do programa encontra-se reproduzida no APÊNDICE I.

O material dielétrico empregado na construção dos misturadores é o RT/DUROID 5870* de constante dielétrica 2,35, e espessuras do dielétrico e da camada de cobre de 1,575mm e 0,035mm, respectivamente.

A Tabela 1.1 fornece os valores de largura e velocidade de fase para impedâncias características mais comuns, para 4 tipos de dielétricos. A Tabela 1.2 fornece as impedâncias características e velocidade de fase para 4 larguras de fita diferentes, utilizadas para simular as indutâncias do filtro passa-baixas, que constitui o estágio de saída do misturador desbalanceado descrito neste trabalho.

* Fabricado por Rogers Corporation, Micromat Division, Box 700 Chandler, AZ 85224, U.S.A.

TABELA 1.1 - Largura e velocidade de fase na microfita para 4 tipos de dielétricos

IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA (ohms)	E _r = 2,20; h = 0,787mm t = 0,035mm RT/DUROID 5880		E _r = 2,35; h = 1,575mm t = 0,035mm RT/DUROID 5870		E _r = 4,4; h = 1,38mm t = 0,035mm DIELETRICO NACIONAL		E _r = 10,2; h = 0,635mm t = 0,035mm EPSILAM-10*	
	LARG. (mm)	VEL. FASE x 10 ¹¹ (cm/s)	LARG. (mm)	VEL. FASE x 10 ¹¹ (cm/s)	LARG. (mm)	VEL. FASE x 10 ¹¹ (cm/s)	LARG. (mm)	VEL. FASE x 10 ¹¹ (cm/s)
5,0	32,73	0,2171	63,53	0,2109	41,43	0,1586	12,50	0,1064
10,0	15,90	0,2176	30,82	0,2114	19,91	0,1593	5,90	0,1072
20,0	7,47	0,2186	14,46	0,2125	9,15	0,1607	2,59	0,1088
35,4	3,81	0,2200	7,35	0,2140	4,47	0,1628	1,15	0,1114
50,0	2,42	0,2214	4,65	0,2155	2,70	0,1649	0,60	0,1138
70,7	1,43	0,2234	2,73	0,2176	1,44	0,1676	0,26	0,1168
90,0	0,92	0,2256	1,74	0,2195	0,85	0,1701	0,012	0,1205
110,0	0,60	0,2271	1,13	0,2214	0,49	0,1722	-	-
120,8	0,48	0,2279	0,89	0,2223	0,33	0,1734	-	-

* Fabricado pela 3M Co., Electronic Products Division, 3M Center, Saint Paul, Minnesota 55101, USA.

TABELA 1.2 - Impedância característica e velocidade de fase na microfita para larguras de 0,1 a 0,4 mm

LARGURA (mm)	E _r = 2,20; h=0,787mm t = 0,035mm RT/DUROID 5880		E _r = 2,35; h=1,575mm t = 0,035mm RT/DUROID 5870		E _r = 4,4; h=1,38mm t = 0,035mm DIELETRICO NACIONAL		E _r = 10,2; h=0,635mm t = 0,035mm EPSILAM-10	
	Z ₀ (OHMS)	VEL. FASE x10 ¹¹ (cm/s)	Z ₀ (OHMS)	VEL. FASE x10 ¹¹ (cm/s)	Z ₀ (OHMS)	VEL. FASE x10 ¹¹ (cm/s)	Z ₀ (OHMS)	VEL. FASE x10 ¹¹ (cm/s)
0,1	197,4	0,2320	237,8	0,2270	176,3	0,1755	95,2	0,1189
0,2	161,1	0,2307	192,5	0,2262	142,9	0,1745	77,0	0,1174
0,3	142,2	0,2295	170,8	0,2255	126,8	0,1736	67,2	0,1163
0,4	128,9	0,2286	157,0	0,2249	116,3	0,1729	60,2	0,1153

1.4 - COMPOSIÇÃO DOS CIRCUITOS MISTURADORES DE FREQUÊNCIAS

Para efeito de estudo, os misturadores de frequências serão divididos em três partes: estágio de entrada, montagem dos diodos e estágio de saída.

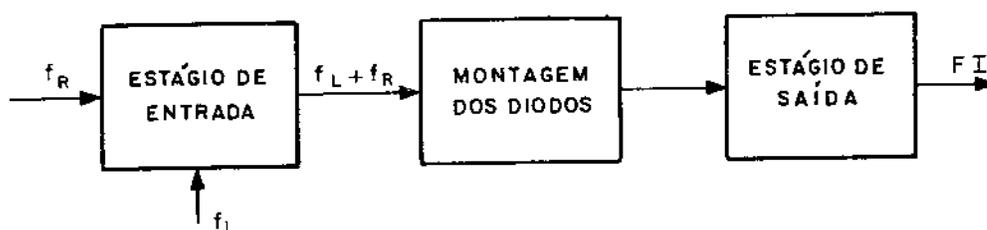
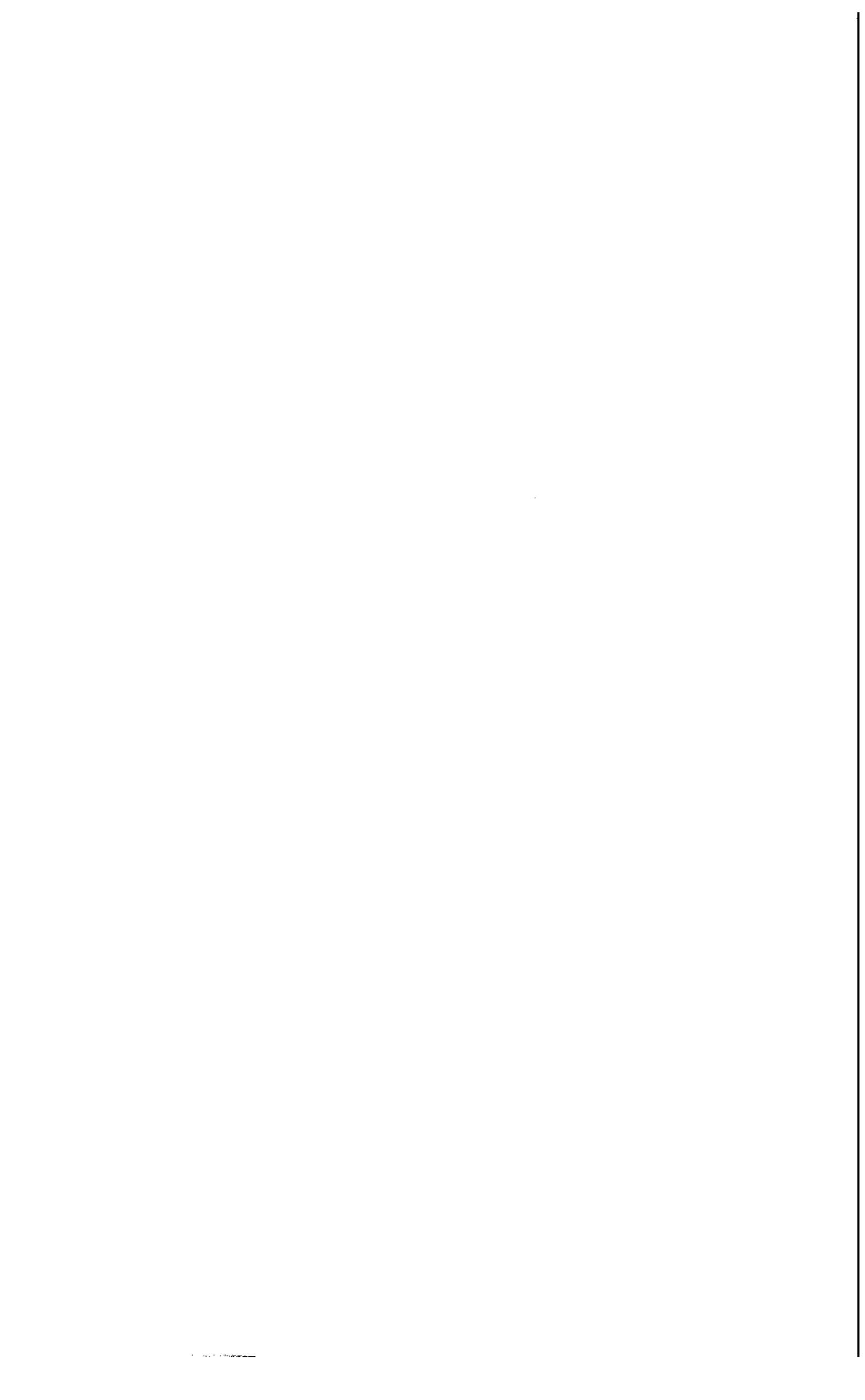


Fig. 1.8 - Diagrama de blocos do circuito misturador.

O estágio de entrada é responsável pela aplicação dos sinais de RF e de OL aos diodos misturadores. Essencialmente, é constituído por acopladores direcionais de sinais híbridos de 90° ou 180° , ou "baluns", dependendo da configuração.

Na montagem dos diodos estão incluídos, além dos próprios diodos, as estruturas de casamento de impedâncias, filtros de polarização cc, e FI e bloqueio cc.

A função do estágio de saída é rejeitar os sinais de RF, OL e produtos de intermodulação indesejáveis, deixando passar apenas o sinal de FI de interesse. Filtros passa-baixas, linhas ressonantes, "baluns" e bloqueio cc são estruturas integrantes deste estágio.



CAPÍTULO 2

DIODO DE BARREIRA SCHOTTKY

O estudo de contato metal-semicondutor remonta a 1874, quando Braun descreve a natureza assimétrica da condução entre metal e semicondutor [2.1]. Em 1906, Pickard patenteia o retificador de contato-pontual com silício. A partir deste ano, tal diodo retificador é extensivamente utilizado. Estudos mais profundos a respeito destes tipos de retificadores aparecem através de Mott e Schottky, em 1938. Diodo do tipo barreira Schottky é descrito por Kahng em 1963. Em 1965 é definitivamente incluído entre os mais importantes componentes de microondas, quando H.F. Cooke mostra que o diodo de barreira Schottky possui melhor figura de ruído que qualquer diodo de contato pontual fabricado até então.

2.1 - FÍSICA DO DIODO DE BARREIRA SCHOTTKY

2.1.1 - Efeito Schottky

Em um sistema vácuo-metal, a energia mínima necessária para que um elétron escape do metal para o vácuo, estando com energia inicial no nível de Fermi, é chamada de FUNÇÃO TRABALHO, denotada por

$$q \cdot \phi_m \quad (2.1)$$

onde q é a carga do elétron e ϕ_m é uma barreira potencial, dada em volts.

No caso de metais, $q \cdot \phi_m$ varia de 2 a 6 elétron-volts.

Considere-se um elétron situado a uma distância x do metal. Nesta condição, uma carga positiva será induzida na superfície do metal. A força de atração entre o elétron e a carga positiva induzida é equivalente à força que existe entre o elétron e uma carga positiva igual, localizada em $(-x)$. A carga

positiva \bar{e} a carga imagem e a força de atração, força imagem, \bar{e} dada por [2.2]:

$$F = \frac{-q^2}{4 \pi (2x)^2 \cdot E_0} = \frac{-q^2}{16 \pi E_0 x^2} \quad (2.2)$$

onde E_0 \bar{e} a permissividade do espaço-livre.

O trabalho realizado para deslocar um eletrón desde o infinito até um ponto x da superfície do metal \bar{e} dado por

$$E(x) = \int_{\infty}^x F dx = \frac{q^2}{16 \pi E_0 x} \quad (2.3)$$

Esta energia corresponde à ENERGIA POTENCIAL de um eletrón a uma distância x da superfície do metal.

Se um campo externo E_e \bar{e} aplicado, a energia potencial total PE, em função da distância x , \bar{e} dado por [2.3]:

$$PE(x) = \frac{q^2}{16 \pi E_0 x} + q \cdot E_e \cdot x \quad (\text{eV}) \quad (2.4)$$

A redução da barreira Schottky, $\Delta\phi$, e a localização do ponto de mínimo valor, x_m , são dados pela condição

$$\frac{d}{dx} [PE(x)] = 0 \quad (2.5)$$

e

$$x_m = \left[\frac{q}{16 \pi E_0 \cdot E_e} \right]^{1/2} \quad (\text{cm}) \quad (2.6a)$$

$$\Delta\phi = \left[\frac{q \cdot E_e}{4 \pi E_0} \right]^{1/2} \quad (\text{volts}) \quad (2.6b)$$

A redução da função trabalho do metal, de uma quantidade $\Delta\phi$, como resultante da força-imagem e do campo elétrico

trico aplicado, é chamado de EFEITO SCHOTTKY [2.4]. A Fig. 2.1 ilustra as quantidades envolvidas nas fórmulas citadas.

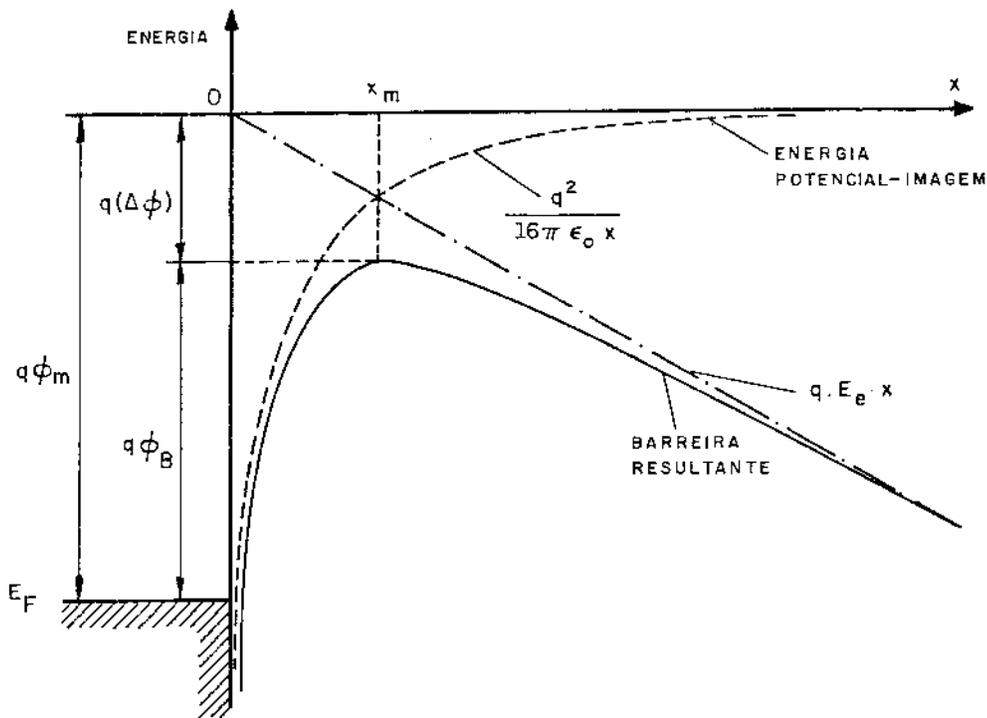


Fig. 2.1 - Diagrama de banda de energia entre vácuo e superfície do metal.

De acordo com (2.6), se $E_e = 10^5 \text{ V/cm}$, $x_m = 60 \text{ \AA}$ e $\Delta\phi = 0,12 \text{ V}$. Aumentando E_e para 10^7 V/cm , $x_m = 10^0 \text{ \AA}$ e $\Delta\phi = 1,2 \text{ V}$.

Para aplicação desses resultados em sistemas metal-semicondutor, algumas considerações adicionais devem ser feitas. O campo deve ser substituído pelo campo máximo na interface e E_0 por uma permissividade apropriada E_s , que caracterize o meio semicondutor. No entanto, esse valor é diferente da permissividade estática do semicondutor já que, durante o processo de emissão, se o tempo de trânsito do elétron, desde a interface até o máximo da barreira (valor x_m), for menor que o tempo de relaxação dielétrica, o meio semicondutor não tem tempo de ser polarizado [2.4]. O valor da permissividade é menor que o valor estático. A diminuição da barreira e a localização do máximo potencial são menores que para o correspondente sistema vácuo-metal, devido aos valores mais elevados de E_s . Se, por exemplo, $E_s = 16 \cdot E_0$, para $E = 10^5 \text{ V/cm}$ tem-se $\Delta\phi = 0,03 \text{ volts}$.

2.1.2 - Relação entre as bandas de Energia em contato metal-se
micondutor [2.4]

Se um metal está em contato com um semi-condutor, os níveis de Fermi nos dois materiais devem ser coincidentes no equilíbrio térmico. Supondo que não haja contato entre os dois materiais, o sistema não se encontra em equilíbrio térmico. As Fig. 2.2 e 2.3 mostram os diagramas de energia para 4 casos diferentes de distâncias entre os 2 materiais, para semicondutor tipo - n.

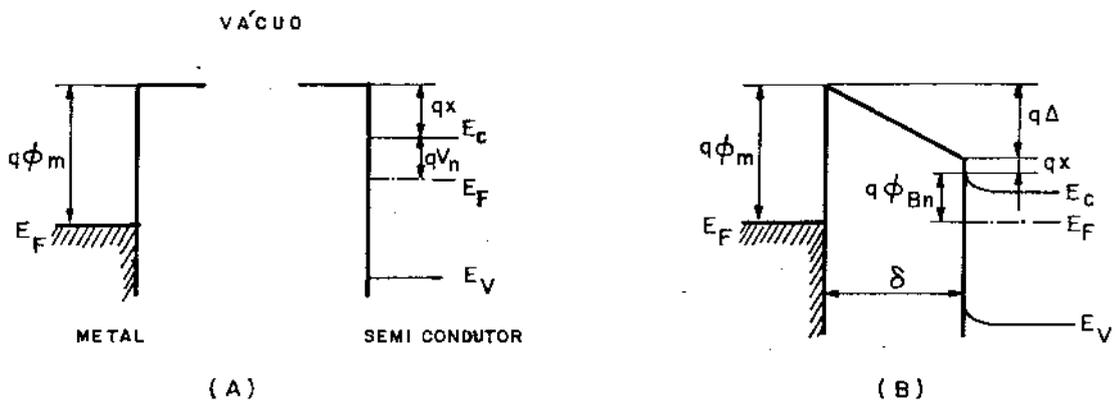


Fig. 2.2 - Bandas de energia entre contato metal-
-semicondutor.

(A) separados e (B) ligados por um fio.

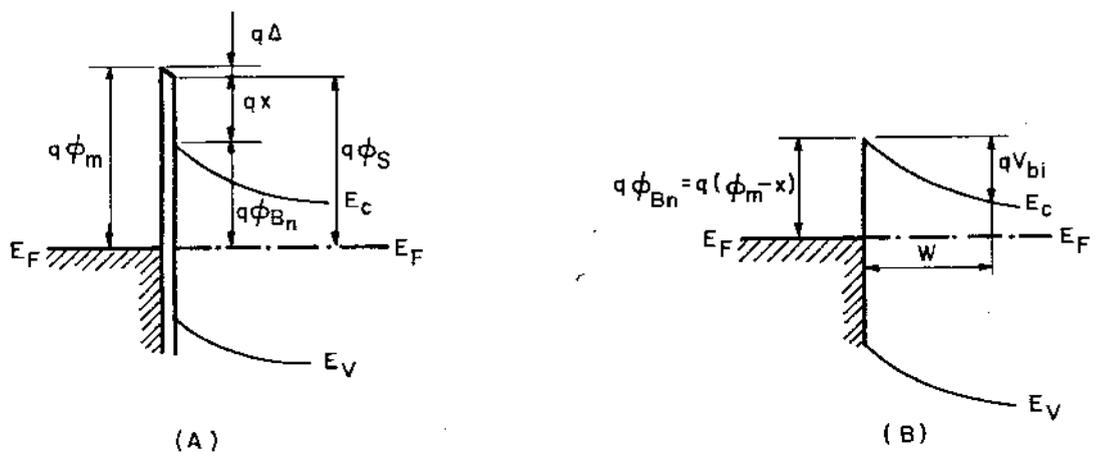


Fig. 2.3 - Bandas de energia entre contato metal-
-semicondutor para δ decrescentes.

Nas Fig. 2.2 e 2.3, E_v e E_c são, respectivamente, energia dos limites da banda de valência e de condução, E_F é a energia correspondente ao nível de Fermi e δ é a separação física entre o metal e o semiconductor. Na Fig. 2.2(B) um fio é ligado entre o metal e o semiconductor, de tal forma que cargas possam fluir do semiconductor para o metal, estabelecendo o equilíbrio eletrônico. O nível de Fermi do semiconductor reduziu-se, em relação ao nível de Fermi do metal, de uma quantidade igual à diferença entre as 2 funções de trabalho. A função de trabalho do metal é $q\phi_m$ e do semiconductor é $(qX + q \cdot V_n)$. A diferença, chamada de POTENCIAL DE CONTATO, é

$$q\phi_m - q(X + V_n) \quad (2.7)$$

onde qX representa a afinidade eletrônica, que é a energia necessária para transferir um elétron desde o nível mínimo da banda de condução até fora da superfície do material semiconductor.

Conforme δ decresce há um aumento de carga negativa na superfície do metal. Carga igual e de sinal oposto deve existir no semiconductor. Como a concentração de portadores é baixa, a distribuição de cargas positivas ocorre na região da barreira, próxima da superfície do semiconductor. Quando δ é tão pequeno que possa ser comparado com as distâncias interatômicas, o "gap" torna-se "transparente" para os elétrons. É o caso limite mostrado na Fig. 2.3 (B).

A ALTURA DA BARREIRA é a diferença entre a função trabalho do metal e a afinidade eletrônica do semiconductor, desprezando o efeito de rebaixamento devido à força-imagem. Na prática, porém, esta situação não ocorre [2.6], [2.7], e o caso que melhor a representa é o da Fig. 2.3(A), que inclui a quantidade $q\Delta = q\phi_m - q\phi_s$. Assim,

$$q\phi_{Bn} = q(\phi_m - X - \Delta) \quad (2.8)$$

A Fig. 2.4 mostra as bandas de energia para metais sobre material semiconductor dos tipos n e p, para 3 condições diferentes de polarização.

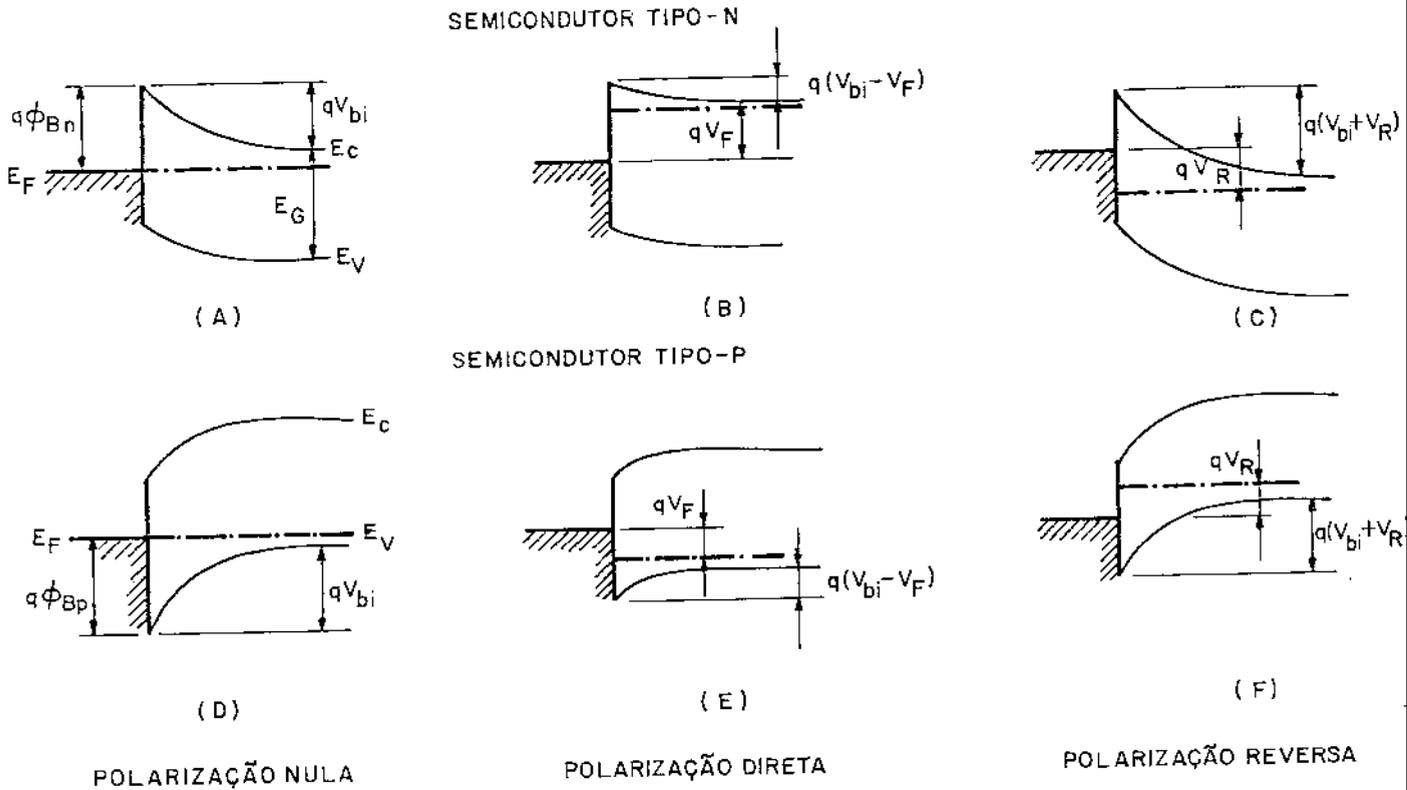


Fig. 2.4 - Bandas de energia para diferentes condições de polarização para semicondutores tipos n e p.

No caso do semicondutor tipo - n com polarização nula, a interação constante entre os 2 materiais causa fluxos iguais de cargas nos sentidos semicondutor - metal e metal semicondutor. A corrente na junção metal-semicondutor é nula.

Sob polarização direta, a energia dos eletrons na banda de condução é aumentada causando injeção de corrente no metal. A aplicação de polarização externa resulta em diminuição do potencial de contato. O fluxo de corrente depende exponencialmente da tensão aplicada $V_F = V_E - IR_S$, onde V_E é a tensão externa aplicada, IR_S é a queda de tensão sobre a resistência série do diodo. Para valores elevados de tensão aplica-

da, todos os eletrons presentes na banda de condução possuem energia suficiente para fluir para o metal. A partir deste ponto a corrente é limitada pela resistência série do diodo. O potencial de contato qV_{bi} depende, principalmente, do metal e semiconductor utilizados, isto é, da altura da barreira $q\phi_{Bn}$ e de E_G , que é a diferença de energia entre a banda de condução e de valência. O potencial de contato aumenta com o aumento da energia E_G [2.8]. Para os materiais semicondutores mais comuns, E_G é da ordem de 0,68 eV para o germânio, 1,08 eV para o silício e 1,4 eV para o arseneto de gálio.

Sob polarização reversa a energia dos eletrons na banda de condução diminui. A corrente que flui é a de saturação reversa. Tensão de ruptura é aquela em que a corrente reversa aumenta rapidamente, causada, principalmente, por multiplicação por avalanche [2.9].

2.1.3 - A Característica V-I de Diodo de Barreira Schottky

2.1.3.1 - Natureza dos Portadores de Cargas

O diodo de barreira Schottky difere do diodo de junção p-n no que se refere à natureza dos portadores de carga. No diodo Schottky, fabricado com material semiconductor tipo-n, a corrente direta é constituída de eletrons fluindo do semiconductor para o metal. Para o tipo-p, a corrente de lacunas flui do semiconductor para o metal. Lacunas e eletrons constituem a corrente direta em um diodo de junção p-n. Assim, no diodo de barreira Schottky não há fluxo de portadores minoritários do metal para o semiconductor. Dessa forma não há formação de plasma neutro de eletrons e lacunas na região da junção. Quando cessa a aplicação de tensão de polarização a corrente cessa imediatamente, sem efeitos de atrasos devido a acumulação de cargas na região da junção. A capacitância é bastante reduzida em comparação com os diodos de junção p-n. O diodo pode mudar do estado de condução para o de não-condução em poucos picosegundos, ideal para aplicações em frequências de microondas, principalmente em misturadores, onde a condutância deve variar na taxa do sinal do oscilador local.

2.1.3.2 - Processos de Transporte de Cargas em Barreira Schottky

Hã vários processos envolvidos na formação da corrente externa em um diodo de barreira Schottky. São eles [2.10], [2.11]:

(a) Emissão Termiônica

Os elêtrons com energia cinética maior que a altura de barreira de potencial podem ser emitidos em direção ao metal. Daí a denominação de "hot carrier diode" dos diodos de barreira Schottky.

(b) Efeito Túnel Através da Barreira

Elêtrons com energia abaixo do nível da barreira podem penetrã-la, por efeito túnel. A probabilidade de ocorrência aumenta com o decrêscimo da largura da barreira e é significativa apenas próximo do nível máximo da barreira. A probabilidade aumenta com a aplicação de polarização reversa, pois o tunelamento depende do campo máximo dentro da região de depleção.

(c) Recombinação na Região de Carga Espacial

Este efeito aparece em materiais de barreira de potencial elevada, em baixas temperaturas e pequenas tensões de polarização. É mais importante em diodos de Ga As que em de Si.

(d) O diodo de barreira Schottky é um dispositivo que opera com portadores majoritários para baixos níveis de corrente direta. Para níveis de polarização direta suficientemente elevados, a injeção de portadores minoritários torna-se significativa.

Para o estabelecimento da relação V-I pode-se adotar um modelo mais simples, considerando que a corrente externa, I_D , é a soma de 2 componentes: corrente devido à emissão termiônica e corrente causada por efeito túnel [2.12]. Ambas são funções exponenciais da tensão aplicada. Assim,

$$I_D = I_s \left\{ \exp \left(\frac{qV_j}{nKT} \right) - \exp \left[\left(\frac{1}{n} - 1 \right) \frac{qV_j}{KT} \right] \right\} \quad (2.9)$$

onde

I_S : corrente de saturação reversa

q : carga do eletrón

V_j : tensão aplicada à região de depleção, $V_j = V_F - IR_S$, com V_F = tensão externa aplicada e IR_S = queda de tensão na resistência sêrie do diodo

n : constante ≥ 1

K : constante de Boltzmann

T : temperatura da junção em K.

A corrente de saturação reversa depende da área, S , do diodo, da altura da barreira $q \cdot \phi_{Bn}$, e da constante modificada de Richardson, A^{**} , e é dada por

$$I_S = A^{**} \cdot S \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{q\phi_{Bn}}{KT}\right) \quad (2.10)$$

O primeiro termo da expressão (2.9) é devido ao efeito de emissão termiônica e o segundo ao efeito de tunelamento. Quando $n = 1$ temos o caso onde o efeito de tunelamento é desprezível e (2.9) reduz-se à expressão simplificada.

$$I_D = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{qV_j}{KT}\right) - 1\right] \quad (2.11)$$

2.1.4 - Capacitância da Barreira Schottky

A barreira Schottky, da mesma forma que a junção p-n, também apresenta capacitância. Esta capacitância porém, é idêntica a uma junção abrupta $p^+ - n$, pois o lado p^+ atua da mesma forma que um metal. A diferença fundamental está em que a barreira Schottky não exhibe capacitância de difusão, já que tal capacitância está associada ao acúmulo de portadores minoritários. A capacitância da barreira Schottky está associada com a região de depleção, representando um capacitor de placas paralelas, cuja separação aumenta com a tensão de polarização reversa aplicada. A carga espacial por unidade de área do semi

condutor, Q_{sc} , e a capacitância por unidade de área da região de depleção, C , são dadas por [2.13]:

$$Q_{SC} = \left[2 \cdot q \cdot E_S \cdot N_D \left(V_{bi} - V_j - \frac{KT}{q} \right) \right]^{1/2} \quad (C/cm^2) \quad (2.12)$$

e

$$C = \left[\frac{q \cdot E_S \cdot N_D}{2 \left(V_{bi} - V_j - \frac{KT}{q} \right)} \right]^{1/2} \quad (F/cm^2) \quad (2.13)$$

onde

E_S : permitividade do semiconductor

N_D : concentração de doadores (semiconductor tipo n)

V_{bi} : tensão "built-in" (potencial de contato)

2.2 - FABRICAÇÃO DE DIODOS DE BARREIRA SCHOTTKY

Diodos empregados em misturadores e detetores devem possuir baixa resistência série e baixa capacitância paralela. A principal característica deve ser uma condutância não-linear que varie com o sinal de microondas. Descartados os diodos de junção p-n, por apresentarem efeito de alto armazenamento de cargas (elevada capacitância), os diodos de barreira Schottky e de contato pontual são os correntemente utilizados. Os diodos de contato pontual são descritos pela mesma teoria do diodo de barreira Schottky.

O diodo de contato pontual é fabricado com uma pastilha de silício (normalmente) e um fino fio de metal, geralmente tungstênio, forçado contra o semiconductor, conforme mostra, simplifiadamente, a Fig. 2.5.

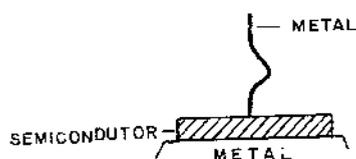


Fig. 2.5 - Diodo de contato pontual.

Na fabricação do diodo de barreira Schottky devem ser levados em conta os seguintes parâmetros [2.14]:

a) O valor da constante \bar{n} deve estar bem próxima da unidade (menor que 1,2), para que a contribuição de ruído "shot" seja diminuta. Isto é possível através de dopagem elevada do material semiconductor.

b) Baixa perda de conversão em diodos misturadores e elevada sensibilidade em detetores estão relacionadas com a resistência série, R_{SO} , e a capacitância da junção, C_{j0} . Estas quantidades são determinadas para polarização nula. O produto $R_{SO} \cdot C_{j0}$ deve ser minimizado. R_{SO} é dada por

$$R_{SO} = \frac{\rho_E \cdot d_E}{\pi r^2} + \frac{\rho_S}{4r} + R_C \quad (2.14)$$

onde

ρ_E : resistividade da camada epitaxial

d_E : espessura da camada epitaxial

ρ_S : resistividade do substrato semiconductor

r : raio da junção

R_C : resistência ôhmica dos contatos

A primeira parte de (2.14) representa a resistência série da região quase-neutra (localizada na camada epitaxial logo após a camada de depleção); a segunda é a resistência "spreading" do substrato e R_C é a resistência ôhmica dos contatos com o substrato [2.15].

A capacitância da junção, para polarização nula, é dada por

$$C_{j0} = \pi r^2 \left(\frac{E_s \cdot E_o \cdot q \cdot N_E}{V_{bi}} \right) \quad (2.15)$$

onde N_E é a concentração de impurezas na camada epitaxial.

Relacionando R_{SO} com C_{j0} existe a frequência de corte para polarização nula:

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi R_{SO} \cdot C_{j0}} \quad (2.16)$$

A maior frequência f_{co} é função da dopagem e de um raio de junção menor possível. Entretanto, o raio r não pode ser extremamente pequeno, pois pode dificultar a conexão dos contatos e tornar o diodo susceptível a danos por picos de sinal.

Para minimizar a resistência série, os diodos Schottky para misturadores e detetores são fabricados, em sua grande maioria, com semicondutor tipo-n, pois os eletrons possuem mobilidade maior que as lacunas [2.16]. Para o silício a mobilidade dos eletrons, a 25°C, é de 1300 cm²/(V.S), enquanto que para as lacunas é de 500 cm²/(V.S.). No caso do arseneto de gálio (GaAs) a diferença é mais acentuada: 8800 cm²/(V.S.) para os eletrons e 400 cm²/(V.S.) para as lacunas [2.17]. Estudo mais detalhado a respeito da resistência série pode ser encontrado em [2.18], [2.19].

c) O metal escolhido é importante na determinação da altura da barreira do contato, que deve ser a menor possível. Isto é importante para que os detetores, que operam com sinais de RF muito pequenos, possam ser utilizados sem polarização cc. Nos diodos misturadores, operando com níveis elevados de sinal de RF ou de OL, se a altura da barreira é grande, o número de portadores minoritários, injetados a níveis elevados de corrente direta, pode ser elevado, deteriorando a resposta do diodo. A altura da barreira de potencial depende da combinação metal-semicondutor e do tipo de processamento do semicondutor. Valores de altura da barreira para diversas combinações de metal-semicondutor podem ser encontrados em [2.20] e [2.21].

Durante a fabricação da pastilha ("chip"), o metal é colocado em contato com o semicondutor tipo-n, eletrons difundem-se do semicondutor para o metal formando a região de depleção (onde não há eletrons livres) no semicondutor (dá a semelhança com a junção abrupta p⁺n). Esta região contém íons positivos (pois perderam o eletron que possuíam em excesso). A difusão continua até que o semicondutor fique tão positivo em relação ao metal que não haja mais eletrons que possam ir até o metal. O potencial de contato está na faixa de 0,3 a 0,8V para a maioria dos diodos Schottky. A Fig. 2.6 mostra em corte uma pastilha de um diodo de barreira Schottky, assim como as dimensões típicas das camadas [2.22].

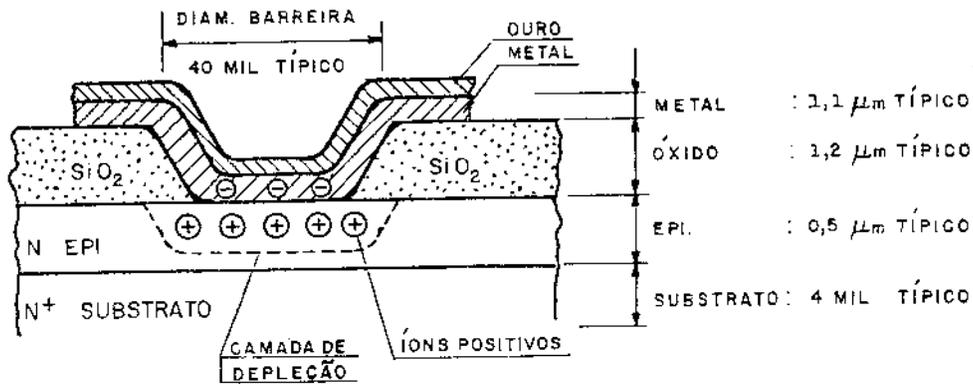


Fig. 2.6 - Corte de uma pastilha de diodo de barreira Schottky

O metal é depositado sobre o semiconductor por processo de evaporação a vácuo, sendo usado, mais comumente, o alumínio por sua excelente aderência ao silício e ao arseneto de gálio. Outras camadas metálicas são, normalmente, depositadas para evitar difusão, oxidação, e corrosão, além de permitir uma melhor soldagem de um dos terminais [2.23].

Os encapsulamentos dos diodos apresentam uma gama muito grande de tipos, que dependem do tipo de montagem e da faixa de frequência de operação. Há encapsulamentos especiais para aplicações em guias de onda, montagens coaxiais, em microfitas e linhas de fita. Em frequências mais elevadas utiliza-se diodo sem encapsulamento e os "beam-lead", para eliminar sua indutância e capacitância parasitária. Há ainda, encapsulamentos especiais para os pares casados de diodos (usados em misturadores balanceados simples) e montagens em anel, com 4 ou 8 diodos, para balanceado duplo. Este tipo de montagem propicia semelhança de características para os diodos, já que são fabricados na mesma pastilha. Uma boa visão dos mais diferentes tipos de encapsulamentos pode ser apreciada em [2.24], ou em qualquer outro catálogo de diodos para detectores e misturadores.

2.3 - TIPOS DE DIODOS MISTURADORES

Em diodos empregados como misturadores ou detetores, a característica predominante deve ser a variação não-linear da sua condutância com o nível de sinal aplicado. A capacitância da junção e a resistência série devem ser baixas, para operação conveniente em frequências elevadas.

Diodos de barreira Schottky, de contato pontual e os diodos reversos ("backward") são os dispositivos frequentemente usados para tais aplicações em frequências de microondas. Os três tipos de diodos operam com portadores majoritários de cargas, razão pela qual apresentam baixos valores de capacitâncias. Os diodos de junção p-n apresentam capacitâncias elevadas, devido à injeção de portadores minoritários durante a polarização direta, o que limita sua faixa de operação.

Além destes dispositivos, também podem ser empregados transistores como elementos misturadores. Os FET podem ser utilizados em qualquer tipo de misturador, seja ele desbalanceado ou balanceado [2.25], [2.26]. As vantagens de sua utilização estão no elevado ponto de intersecção de 3ª ordem e no ganho de conversão (já que atua simultaneamente como amplificador de FI).

2.3.1 - Diodo Reverso ("Backward")

O diodo reverso é uma variação do diodo túnel convencional, onde o alto nível de tunelamento é reduzido a níveis tais, que o efeito de resistência negativa praticamente não existe [2.27]. Atua eficientemente como retificador na região reversa, necessitando de níveis extremamente baixos de sinal de OL para operação ótima.

A impedância de RF é baixa, facilitando a adaptação de impedâncias em faixa larga de operação. O ruído "1/f" é o menor dentre os 3 tipos de diodos. A aplicação em misturadores é restrita devido a dificuldades de fabricação, alta susceptibilidade a danos por transientes e pelo baixo nível de saturação, que reduz a faixa dinâmica de operação. Mesmo

com seu desempenho quanto ao ruído "1/f", perde em outras características elétricas para os de barreira Schottky. Seu emprego fica restrito aos misturadores de baixo nível, radar Doppler e, principalmente, a detetores que operam com polarização cc nula. São normalmente fabricados com germânio.

2.3.2 - Diodo de Contato Pontual

A junção retificadora metal-semicondutor é formada pelo contato entre o fio de metal e a superfície do semicondutor. Normalmente este fio é de tungstênio para o silício ou bronze-fósforo para o germânio e arseneto de gálio. O semicondutor mais empregado atualmente é o silício tipo -p ou p⁺, cuja camada epitaxial é otimizada em espessura e concentração de portadores, para mínima perda de conversão e capacidade de operação com níveis elevados de sinal. Durante a fabricação, a pressão do fio de metal pode danificar a junção, prejudicando o desempenho. Tal não ocorre com o diodo Schottky, onde um controle melhor pode ser exercido, obtendo-se uma boa repetitividade de fabricação.

Geralmente, a impedância de RF é alta em comparação com os outros tipos de diodos, dificultando o casamento de impedâncias em faixas muito largas.

Se a frequência de FI é muito baixa, a contribuição de ruído "1/f" é alta [2.28].

Variações na característica do diodo podem aparecer como resultado de choques, vibrações e aceleração, devido à sua construção mecânica (o fio de metal é somente pressionado sobre o semicondutor).

Suas principais vantagens sobre os diodos de barreira Schottky* são: baixo custo, baixa capacitância parasitária e baixa altura de barreira de potencial (opera com níveis menores de OL).

* Embora os 2 tipos de diodos possam ser descritos pela mesma teoria, a denominação de ambos obedece a razões históricas. A referência a diodo de contato pontual (de fabricação mais antiga) diz respeito ao contato através do fio metálico ("bigode de gato"). Diodo de barreira Schottky refere-se ao fabricado segundo técnicas de deposição de metais sobre o semicondutor.

2.3.3 - Diodo de Barreira Schottky

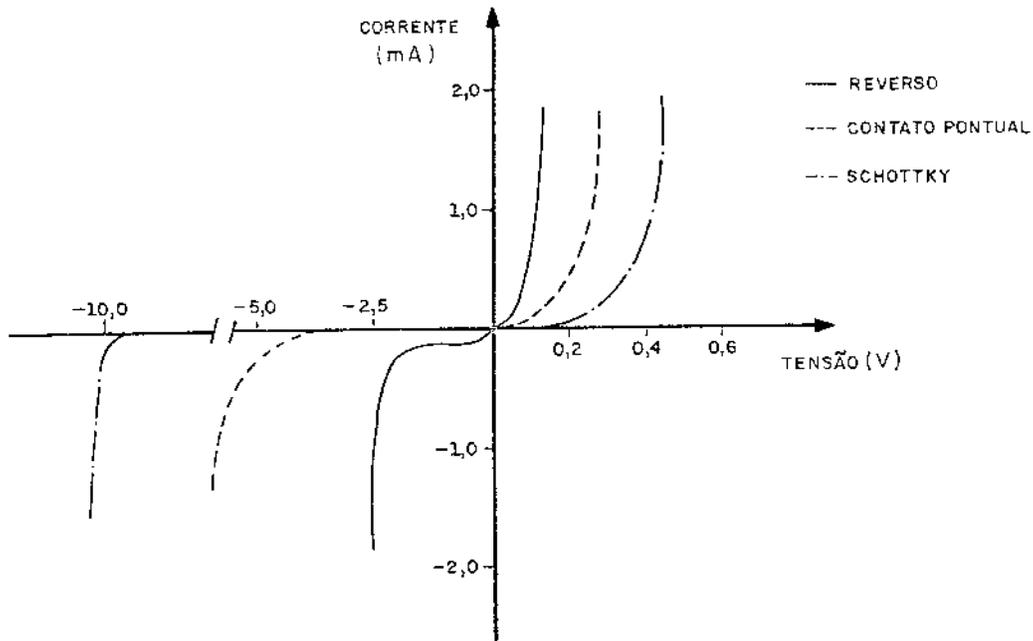
O diodo de barreira Schottky, fabricado normalmente com silício tipo-n e arseneto de gálio tipo-n, são os diodos mais utilizados atualmente em misturadores, associando excelentes características elétricas a custo extremamente reduzido.

A impedância de RF é mais dependente do nível de OL aplicado que os outros tipos de diodos, sendo possível a adaptação de impedâncias sobre faixas tão largas de operação quanto 20:1 [2.29], podendo alguns tipos apresentar 50Ω para 1 mW de sinal de OL [2.30]. Os diodos Schottky possuem ruído "1/f" baixo, baixa resistência série e reduzida corrente de saturação reversa, embora sejam mais susceptíveis a danos causados por pulsos que os de contato pontual. A característica cc é menos susceptível a variações por efeito de mudanças de temperatura que os de contato pontual [2.31].

Os tipos oferecidos apresentam os mais diversos encapsulamentos, bem como altura de barreira de potencial, propiciando aplicações em microondas tais como: misturadores, moduladores, discriminadores, amostradores, detetores e dispositivos de chaveamento.

Os diodos Schottky fabricados com silício possuem frequências de corte na faixa de 80 a 200 GHz, podendo operar satisfatoriamente até a banda Ku. Nesta, e acima da banda Ku, são utilizados os fabricados com GaAs tipo-n (maior mobilidade de que no silício), estendendo a frequência de corte para a faixa de 400 a 1000 GHz [2.32]. Os de GaAs possuem maior ruído "1/f" que os de silício, se a FI é muito baixa. Além disto, seu custo é maior. Os diodos Schottky de GaAs necessitam de maior potência de OL que os fabricados com Si. A Fig. 2.7 ilustra, para comparação, as características cc típicas dos 3 tipos de diodos [2.33].

Para corrente de 1mA a tensão no diodo reverso é de ~ 0,15 V, enquanto que o diodo de contato pontual requer tensão em torno de 0,25 V. Diodo Schottky de Si de barreira média requer tensão de 0,30 V para a mesma corrente. Se o diodo é da GaAs a tensão é da ordem de 0,70 V.



* curva do diodo reverso está representada inversamente.

Fig. 2.7 - Características cc típicas dos diodos reverso, contato pontual e Schottky.

Para corrente reversa de $100 \mu\text{A}$ a tensão sobre diodo do tipo Schottky é da ordem de 12-13 V, enquanto que no de contato pontual esta tensão é de 2-3 V [2.34].

2.4 - PARÂMETROS DO DIODO DE BARREIRA SCHOTTKY

Os diodos de barreira Schottky são comumente especificados em função de 2 conjuntos de parâmetros: os parâmetros de baixa frequência, que determinam o circuito equivalente para sinais pequenos, e os parâmetros de RF.

2.4.1 - Parâmetros de Baixa Frequência

Os parâmetros de baixa frequência compreendem os valores da capacitância da junção com polarização nula (c_{j0}), a frequência de corte (f_{co}), tensão reversa de ruptura (V_B) para correntes de 10 a $100 \mu\text{A}$, tensão direta (V_{F1}) para 1 mA e a tensão média de ruído "1/F". Normalmente não se especifica a resistência de polarização reversa (R_P) ou a corrente de saturação reversa (I_S), por não exercerem influência conside

rável sobre a impedância RF do diodo. A tensão média de ruído "1/f" só é especificada quando a FI é menor que 1 MHz.

A característica cc do diodo é apresentada em gráfico mono-log (corrente na escala log e tensão na escala linear) ou são fornecidos somente os valores de tensão para 2 valores de corrente direta: normalmente 1 e 10 mA.

2.4.1.1 - Altura da barreira

A altura da barreira de potencial da junção metal-semicondutor está aqui relacionada por estar diretamente ligada à curva cc do diodo, mais especificamente à tensão direta V_F , normalmente definida para uma corrente de 1 mA. Esta tensão é adotada como especificação da curva estática dos diodos, pois representa um valor típico de operação. Muitas vezes é fornecida também a tensão correspondente à corrente de 10 mA.

Normalmente, deseja-se que o diodo possua valor baixo de tensão direta V_F , para que possa operar satisfatoriamente com níveis baixos de potência de OL. Valores elevados de V_F e de tensão reversa de ruptura (V_B) são necessários em diodos empregados em misturadores de elevada faixa dinâmica de operação. Valores típicos de V_F e de potências de OL para os diversos tipos de diodos são relacionados na Tabela TPD-1 [2.32].

TABELA TPD-1 - Valores típicos de especificações de diodos e principais aplicações.

ALTURA DA BARREIRA	V_{F1} (em 1 mA)	POTÊNCIA DE OL	APLICAÇÃO
"polarização nula"	0,1-0,25 V	< 0,1 mW	principalmente para detetores
baixa	0,25-0,35 V	0,2-2 mW	mist.nível baixo
média	0,35-0,50 V	0,5-10mW	uso geral
alta	0,50-0,80 V	10 mW	faixa dinâmica elevada

Em aplicações práticas, a altura da barreira está relacionada com o potencial de contato, através da expressão [2.35]:

$$V_{bi} \approx \phi_{Bn} - 0,15 \quad (V) \quad (2.17)$$

para silício com concentração de impureza $N_E \approx 10^{17} \text{ cm}^{-3}$.

2.4.1.2 - Característica cc

A característica cc do diodo de barreira Schottky é dada pela expressão (2.11) fazendo-se $n=1$ em (2.9). Entretanto, pode-se considerar o 2º termo de (2.9) igual à unidade, para n muito próximo de 1 [2.36]. Assim, a simplificação considerada inclui o fator n , ou seja,

$$I_D = I_S [\exp(\alpha V_j) - 1] \quad (2.18)$$

onde $\alpha = \frac{q}{nKT}$, e V_j é a tensão aplicada à junção do diodo.

Para valores suficientemente elevados de V_j , pode-se considerar que $\exp(\alpha V_j) \gg 1$, e a equação (2.18) reduz-se a

$$I_D \approx I_S [\exp(\alpha V_j)] \quad (2.19)$$

Aplicando o logaritmo neperiano a ambos os lados de (2.19), tem-se

$$\ln I_D = \alpha \cdot V_j + \ln I_S \quad (2.20)$$

A tensão aplicada à junção do diodo é igual à tensão externa menos a queda na resistência série do diodo, isto é,

$$V_j = V_F - R_S \cdot I_D \quad (2.21)$$

Para valores pequenos de corrente considera-se $V_j \approx V_F$. Porém, à medida que I_D cresce, a queda de tensão $R_S \cdot I_D$ deve ser considerada, e é justamente R_S que limita a corrente.

A equação (2.20) pode ser lançada em gráfico, conforme mostra a Fig. 2.8.

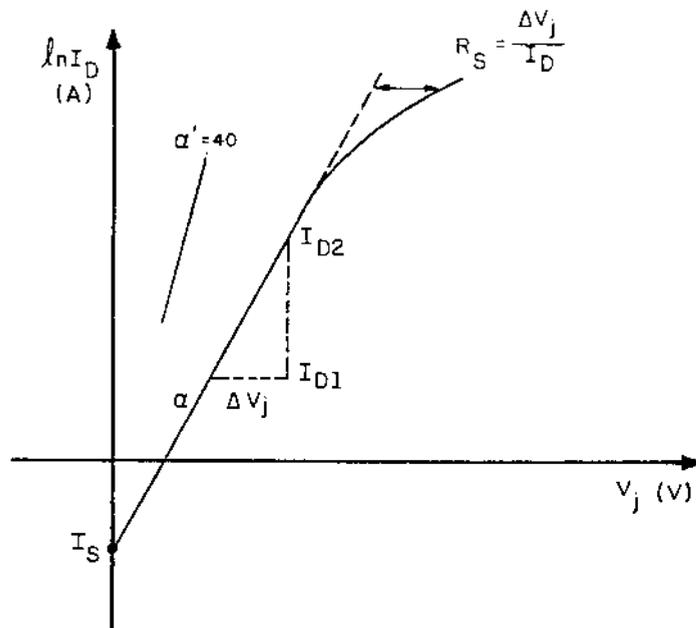


Fig. 2.8 - Característica cc aproximada do diodo de barreira Schottky.

Na temperatura ambiente (300K) e com $n=1$ a inclinação seria $\alpha = 40 \text{ V}^{-1}$. Para n diferente de 1 a curva possui inclinação

$$\alpha = \frac{\ln(I_{D2}/I_{D1})}{\Delta V_j} \quad (\text{V}^{-1}) \quad (2.22)$$

O valor de α pode ser determinado de forma mais precisa considerando-se 2 valores distintos de tensão e corrente a partir da expressão (2.18):

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{\exp(\alpha \cdot V_{j2}) - 1}{\exp(\alpha \cdot V_{j1}) - 1} \quad (2.23)$$

A escolha do valor de V_{j2} e V_{j1} deve ser feita na região em que há o maior fluxo de corrente, isto é, na região próxima à corrente no diodo, correspondente ao valor de pico da tensão de OL. O valor mais preciso de α é determinado na corrente do diodo proporcional ao pico de tensão de OL, e em outro valor 10% abaixo [2.37]. Assim,

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{\exp(\alpha \cdot V_L) - 1}{\exp(\alpha \cdot 0,9 \cdot V_L) - 1}$$

onde V_L é o valor de pico da tensão de OL. V_L é determinado a

partir do conhecimento da potência de saída do oscilador local e da impedância de entrada da porta "L" do misturador. No entanto, para maior facilidade de cálculo, pode-se adotar valores de V_L na faixa de 0,1 a 0,3 V, para potências de 0L entre 1 e 10 mW [2.38].

Outra expressão para a corrente em um diodo, utilizada na prática, é dada por [2.27]:

$$I_D = I_S [\exp(V_j/0,028) - 1 + k(1 + V_B/V_F)] \quad (2.25)$$

onde

"0,028" : = nKT/q em $T = 300$ K e $n = 1,08$

n : constante que determina a inclinação da curva na região direta (expressa a variação da altura da barreira com a tensão direta aplicada)

k : constante que determina a inclinação da curva na região reversa (expressa a variação da altura da barreira com a tensão reversa aplicada)

V_B : tensão reversa de ruptura (tensão em que o fator de multiplicação por avalanche é igual à unidade)

A constante de Richardson modificada vale [2.19]:
 $A^{**} = 120 \text{ A/cm}^2/\text{K}$, \bar{a} temperatura ambiente.

A corrente de saturação reversa I_S e o termo $\frac{nKT}{q}$ variam muito com a temperatura, enquanto R_S e V_B variam muito pouco. R_S aumenta com a corrente no diodo quando esta atinge valores elevados, sendo praticamente constante para correntes inferiores a 10 mA. Como, em operação normal, as correntes nos misturadores e detetores não atingem tais valores, R_S pode ser considerado constante com a corrente que circula pelo diodo.

Os parâmetros de (2.25) variam dentro dos seguintes valores, para diodos Schottky e de contato pontual [2.39]:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_S : 10^{-12} - 10^{-5} \text{ A} \\ n : 1,04 - 1,10 \\ R_S : 2 - 20 \ \Omega \\ k : 8 - 100 \\ V_B : 2 - 20 \text{ V} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

2.4.1.3 - Circuito equivalente de baixo sinal

O circuito equivalente de baixo sinal de um diodo de barreira Schottky pode ser estabelecido diretamente através de medidas de baixa frequência. Para tanto podem ser utilizadas expressões corrigidas a partir de dados obtidos experimentalmente [2.39].

A resistência de polarização reversa (R_R) é dada em [2.40], considerando que, para $V_j < 0$, $\exp(\alpha V_j)$ tende a zero na equação (2.25),

$$R_R \cong \frac{V_B}{K I_S} \quad (\text{na região reversa}) \quad (2.27)$$

A resistência dinâmica total, R_T , para o diodo polarizado diretamente, é calculada a partir da equação (2.18) reescrita como se segue:

$$V_j = \frac{1}{\alpha} \cdot \ln \left(\frac{I_D + I_S}{I_S} \right) + R_S I_D \quad (2.28)$$

e

$$R_T = \frac{dV_j}{dI_D} = \frac{1}{\alpha(I_D + I_S)} + R_S = R_B + R_S \quad (2.29)$$

onde R_B é a resistência da barreira, que para $n = 1,08$ e temperatura ambiente ($T = 300 \text{ K}$) vale [2.39]

$$R_B = \frac{28}{I_D + I_S} \quad (2.30)$$

Na região reversa, para tensões baixas, a resistência dinâmica é praticamente a resistência de polarização reversa R_R .

A região de depleção, submetida à condição de baixa corrente (parâmetro de sinal pequeno), age como um circuito R_C paralelo, e a camada epitaxial como uma resistência série R_S . O circuito equivalente do diodo (sem considerar o efeito parasitário do encapsulamento) para baixo sinal é mostrado na Fig. 2.9.

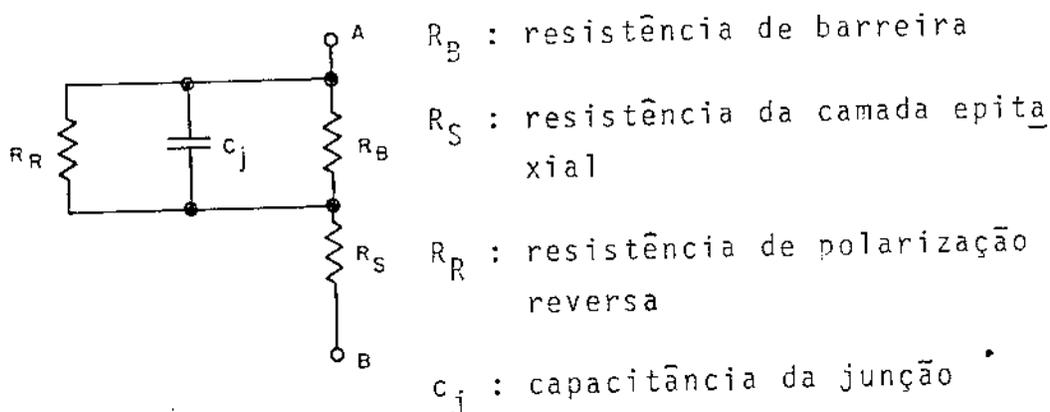


Fig. 2.9 - Circuito equivalente do diodo Schottky (pastilha) para baixo sinal.

A admitância vista dos terminais AB é

$$Y_D = \frac{1}{Z_D} = \frac{1}{R_S + \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_R} + j\omega C_j}} \quad (2.31)$$

Uma comparação dos parâmetros de baixa frequência dos 3 tipos de diodos usados como misturadores pode ser encontrada em [2.41].

As características estáticas são determinadas a partir de medidas simples que utilizam fonte cc, voltímetro e amperímetro, enquanto que a capacitância da junção é medida em ponte de capacitância convencional, em frequência especificada entre 100 KHz e 10 MHz.

A relação entre a capacitância da junção dada por (2.13) e a capacitância para polarização nula, dada por (2.15) é expressa por [2.35], [2.42]:

$$C_j(V_F) = \frac{C_{j0}}{(1 - V_F/V_{bi})^{1/2}}$$

onde V_F é a tensão externa aplicada e V_{bi} é o potencial de contato.

2.4.2 - Parâmetros de RF de diodos Schottky

Para aplicações de diodos Schottky em misturadores de frequências de microondas, há necessidade de se especificar outros parâmetros, além dos parâmetros de baixas frequências.

quências. Estes parâmetros de RF, como são comumente designados, são os que descrevem a contribuição do diodo à figura de ruído global do sistema, a perda de conversão, a impedância de RF (VSWR) e a impedância de FI.

2.4.2.1 - Fontes de ruído no diodo Schottky

As fontes de ruído no diodo Schottky, que contribuem para o ruído do sistema no qual é utilizado, são as seguintes:

(A) Ruído Térmico

O ruído térmico é gerado pela resistência série R_S . É causado pelo movimento aleatório dos elétrons nos elementos resistivos, devido à agitação térmica. A densidade de potência do ruído térmico estende-se por todo o espectro de frequências de microondas, sendo conhecido, por este motivo, como ruído branco. Esta fonte de ruído pode ser representada por uma fonte de corrente, com resistência interna de mesmo valor R_S , porém isenta de ruído. O valor médio da corrente é nulo mas, o valor quadrático médio vale

$$\overline{i_T^2} = \frac{4KTB}{R_S} \quad (2.33)$$

onde K é a constante de Boltzmann ($1,37 \cdot 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura absoluta, e B a largura de faixa utilizada para calcular ou medir o ruído.

A Fig. 2.10 mostra a fonte de ruído térmico equivalente ao resistor R_S .

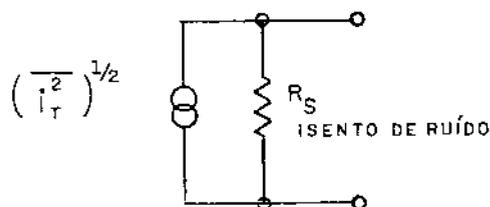


Fig. 2.10 - Fonte de ruído térmico equivalente à resistência série do diodo Schottky.

(B) Ruído balístico ("Shot")

O ruído "shot" é causado por flutuação aleatória da corrente média que flui pelo diodo Schottky, isto é, pela variação aleatória do número de portadores de carga que constitui a corrente que atravessa a região de depleção. O ruído "shot" está associado à agitação térmica dos portadores de carga, que adquirem energia suficiente para ultrapassar a barreira de potencial. O valor quadrático médio da corrente de ruído "shot" é dado por

$$\overline{i_S^2} = 2 q I_M \cdot B \quad (2.34)$$

onde q é a carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ coulombs) e I_M é a corrente média que flui na região de depleção. Para o diodo Schottky, I_M é dada por

$$I_M = I_D + 2 I_S \quad (2.35)$$

A forma geral da corrente no diodo é dada por [2.43].

$$I_D = I_0 \cdot \exp\left(\frac{-q\phi_{Bn}}{KT}\right) \cdot \exp\left(\frac{qV_j}{KT}\right) - I_0 \cdot \exp\left(\frac{-q\phi_{Bn}}{KT}\right) \quad (2.36)$$

onde I_0 é uma constante a uma dada temperatura e ϕ_{Bn} é a altura da barreira de potencial em volts. A primeira parte de (2.36) representa o fluxo de elétrons do semiconductor tipo-n para o metal, e a segunda parte o fluxo no sentido oposto (I_S). A expressão (2.36) vale também para semiconductor tipo-p, com ϕ_{Bn} sendo constituído por ϕ_{Bp} . É importante observar que o termo $I_0 \exp(-q\phi_{Bn}/KT)$ é a corrente de saturação reversa dada por (2.10).

Assim, substituindo (2.36) em (2.35) obtêm-se

$$I_M = I_0 \exp\left(\frac{-q\phi_{Bn}}{KT}\right) \cdot \left[\exp\left(\frac{qV_j}{KT}\right) + 1 \right] \quad (2.37)$$

e o valor de $\overline{i_S^2}$ é

$$\overline{i_S^2} = 2 \cdot q \cdot B \cdot I_0 \exp\left(\frac{-q\phi_{Bn}}{KT}\right) \cdot \left[\exp\left(\frac{qV_j}{KT}\right) + 1 \right] \quad (2.38)$$

(B.1) Relação de ruído (ou relação de temperatura de ruído)

Em operação normal o diodo Schottky gera ruído, cujo nível está acima do nível de ruído térmico gerado por um resistor equivalente. É prática comum especificar o nível de ruído de diodo Schottky através da relação de ruído. Esta relação de ruído é definida por [2.43]

$$N_r = \frac{N_{AS}}{N_T} \quad (2.39)$$

onde N_{AS} é a potência disponível de ruído "shot" na saída do diodo e N_T é a potência de ruído térmico de um resistor equivalente, à mesma temperatura que o diodo. No caso do diodo Schottky adota-se o valor do resistor equivalente igual à resistência da barreira (R_B), calculada no ponto de operação do diodo. Assim,

$$N_r = \frac{\overline{i_S^2} \cdot R_B / 4}{KT B} = \frac{(1/2) \cdot q \cdot I_{S1} R_B}{KT} \quad (2.40)$$

A resistência R_B é dada por [2.43].

$$\frac{1}{R_B} = \frac{dI_D}{dV_j} = \frac{qI_0}{KT} \exp\left(-\frac{q\phi_{Bn}}{KT}\right) \cdot \left\{ \exp\left(\frac{qV_j}{KT}\right) - \frac{d\phi_{Bn}}{dV_j} \right\} \left[\exp\left(\frac{qV_j}{KT}\right) - 1 \right] \quad (2.41)$$

Substituindo (2.37) e (2.41) em (2.40) obtêm-se:

$$N_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + \exp(-qV_j/KT)}{1 - (d\phi_{Bn}/dV_j) \cdot [1 - \exp(-qV_j/KT)]} \quad (2.42)$$

Esta expressão pode ser simplificada nos casos práticos de polarização de diodos, dados a seguir [2.44]:

(a) polarização nula

$$\text{para } V_j = 0, \exp(-qV_j/KT) = 1 \text{ e } N_r = 1 \quad (2.43)$$

(b) polarização direta ($V_j > 0$)

Se o valor de V_j for relativamente elevado ($V_j \gg \frac{KT}{q}$),

$$\exp(-qV_j/KT) \approx 0 \text{ e } N_r \approx \frac{1}{2(1 - d\phi_{Bn}/dV_j)} \quad (2.44)$$

Teoricamente, para um diodo Schottky ideal, $d\phi_{Bn}/dV_j$ tende a zero e N_r tende a 1/2, para correntes de polarização cc entre 0,1 e 1,0 mA. Em aplicações práticas, pode-se considerar que

$$d\phi_{Bn}/dV_j \approx 1/2 \quad \text{e} \quad N_r \approx 1 \quad (2.45)$$

(c) polarização reversa ($V_j < 0$)

Se $|V_j|$ for relativamente elevado, o termo $\exp(-\frac{qV_j}{KT})$ é dominante na expressão (2.42) e

$$N_r \approx \frac{1}{2 d\phi_{Bn}/dV_j} \quad (2.46)$$

Além disto, nestas condições, $d\phi_{Bn}/dV_j$ será pequeno e

$$N_r > 1 \quad (2.47)$$

O significado da situação em que $N_r = 1$ é que o único ruído presente na saída do diodo é o causado por agitação térmica. Qualquer nível de ruído acima deste é devido a outros fenômenos que não a agitação térmica.

A vantagem de se especificar o ruído em termos da relação de ruído é que este parâmetro independe da largura de faixa do sistema em que foi calculado ou medido.

O termo "relação de ruído" pode ser aplicado tanto para o diodo quanto para o circuito misturador. No caso do circuito misturador, N_r é a relação entre a potência de ruído disponível na saída, quando excitado pelo oscilador local, e a potência de ruído térmico disponível de um resistor equivalente ao circuito misturador, à mesma temperatura. No caso de misturador este resistor equivalente é a impedância de FI [2.45], e a resistência de vídeo, no caso de detetor [2.46].

Expressões para o cálculo da potência disponível de ruído, provenientes de várias fontes, podem ser encontradas em [2.47]. Sugestão de circuitos e equipamentos de medidas para avaliação da relação de ruído pode ser encontrada em [2.46].

(C) Ruído intermitente ("Flicker" ou "1/f")

Este tipo de ruído manifesta-se em baixas frequências de operação, e é particularmente importante em misturadores, devido aos valores da FI, normalmente entre 30 e 70MHz, com exceção de algumas aplicações, como radar Doppler, onde os valores podem situar-se em torno de 1 MHz. O ruído "flicker" é também chamado de "ruído de excesso", porque em baixas frequências predomina sobre os ruídos térmicos e "shot".

O valor quadrático médio da corrente de ruído "flicker" é da forma [2.44].

$$\overline{i_f^2} \propto \frac{I^m}{f^n} \quad (2.48)$$

onde I é a corrente média e f a frequência. Os valores de m e n são, aproximadamente, 2 e 1.

O ruído "flicker" predomina até aproximadamente 1 MHz, conforme ilustra a Fig. 2.11.

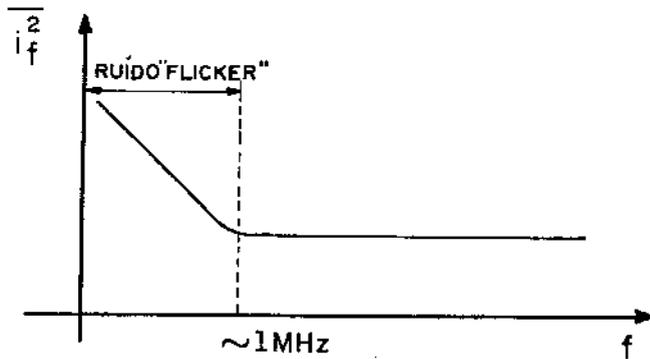


Fig. 2.11 - Predominância do ruído "flicker" em baixas frequências.

O mecanismo de geração de ruído "flicker" em semicondutores não é ainda perfeitamente compreendido. Em diodos Schottky, uma das supostas causas é a modulação da altura da barreira de potencial, devido à existência de centros de geração-recombinação de cargas [2.48]. A modificação aleatória da altura da barreira de potencial faz com que o número de portadores de carga que ultrapassam a barreira flutue, também de forma aleatória, produzindo uma componente de ruído.

Influem na intensidade do ruído "flicker" a condi

ção da interface metal-semicondutor, a formação da junção, o contato ôhmico e a corrente de fuga.

(D) Ruído em frequências de microondas

O comportamento de diodos Schottky, quanto ao ruído total gerado, modifica-se de acordo com a natureza da excitação, isto é, cc ou RF [2.48] - [2.50], sendo mais complexo no caso de excitação de RF. Na prática, a relação de ruído é dada pela contribuição dos ruídos térmicos, "shot" e "flicker", estando seu valor em torno da unidade.

Costuma-se também especificar o nível de ruído de um diodo Schottky pela FIGURA DE RUÍDO (NF), especificada em um dado circuito misturador, em uma dada frequência de RF e de potência de OL. Especifica-se também o valor da FI (geralmente 30 MHz) e a figura de ruído do amplificador de FI (normalmente 1,5 dB).

2.4.2.2 - Impedância de RF de diodo Schottky

A impedância de RF do diodo Schottky é um parâmetro importante no projeto de circuitos misturadores, pois descasamento de impedâncias na frequência de RF de interesse resultam em perdas de sinal por reflexão, alterando a potência de OL absorvida, podendo modificar a impedância de FI, com conseqüente degradação da perda de conversão e figura de ruído.

A impedância de RF do diodo é a impedância vista dos terminais de RF do dispositivo. É medida em uma potência de RF especificada, em uma determinada frequência e circuito de retorno cc. A potência de RF especificada é geralmente a utilizada pelo oscilador local, pois a impedância de RF do diodo Schottky varia com o nível de potência absorvida. Quando é necessária a adoção de estruturas de casamento de impedâncias, a impedância de RF do diodo deve ser medida com um nível um pouco acima do valor especificado para o OL, para considerar a variação da potência absorvida pelo elemento não-linear, após a inserção dos componentes da estrutura de casamento. Normalmente, os fabricantes não fornecem as medi-

das de impedâncias de RF, e sim o valor de VSWR máximo em uma frequência de teste (usualmente situada no ponto médio da faixa de frequência de operação do diodo), para uma determinada potência de OL.

2.4.2.3 - Circuito equivalente de RF de diodo Schottky

Para aplicações em frequências de microondas é preciso considerar o efeito do encapsulamento do "chip" na admitância global do diodo. O circuito equivalente para frequências baixas do "chip" foi apresentado na Fig. 2.9. O encapsulamento do diodo deve ser representado por, pelo menos, duas indutâncias e um capacitor, sendo também conveniente incluir a capacitância da junção como parte do circuito passa-baixas, conforme ilustra a Fig. 2.12 [2.51].

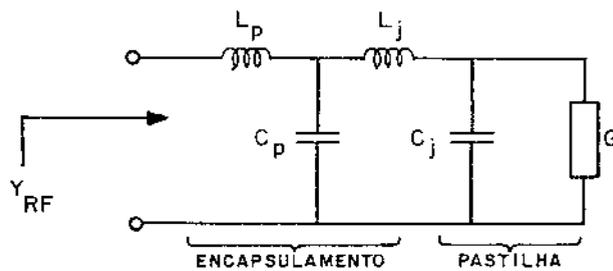


Fig. 2.12 - Circuito equivalente de diodo Schottky: pastilha + encapsulamento.

Onde L_p é a indutância devida à geometria do encapsulamento, C_p é a capacitância da cerâmica, vidro ou plástico isolante do encapsulamento, L_j é a indutância interna devida aos fios de conexão ao semicondutor, montagem, etc., C_j é a capacitância da junção e G a condutância não-linear. O encapsulamento age como um filtro passa-baixas, limitando a faixa de operação. Para frequências de operação mais elevadas, os encapsulamentos são fabricados de tal forma que minimizem tal efeito. Para cada tipo de aplicação (coaxial, guia de onda, microfita) e faixa de frequência (UHF, banda-L, X, Ku, etc) há (ou não) um encapsulamento especial, possuindo cada qual um circuito equivalente adequado [2.52]. Entretanto, para efeito de simplificação e facilidade de aplicação, o circuito equivalente

mostrado na Fig. 2.13 é adotado na maioria das aplicações, para os diversos tipos de encapsulamento de diodos Schottky e de contato pontual.

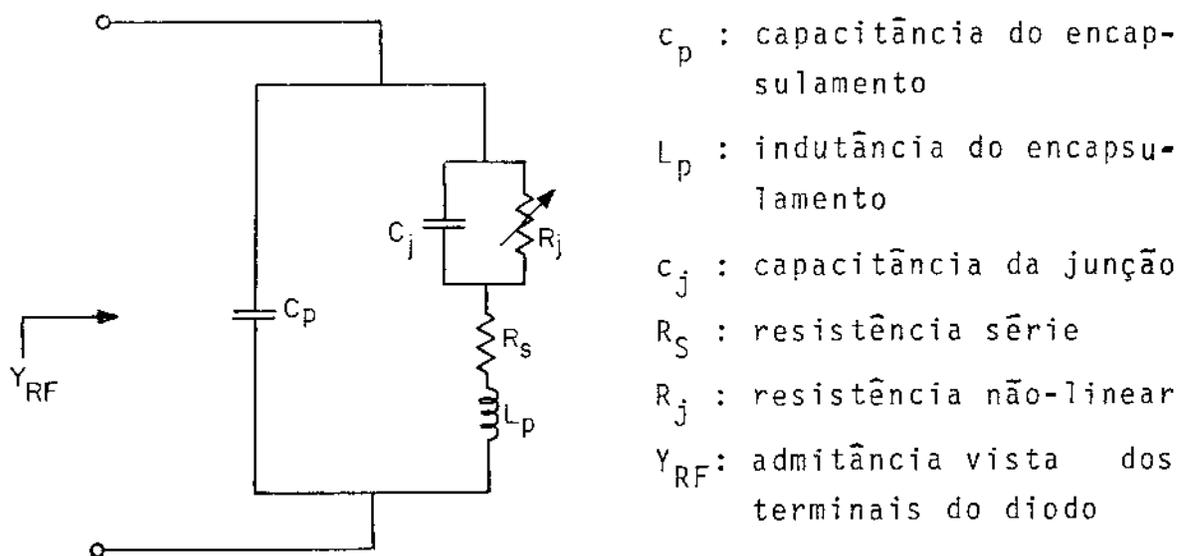


Fig. 2.13 - Circuito equivalente usual do diodo de barreira Schottky

A admitância de RF, vista dos terminais do diodo é dada por [2.53]

$$Y_{RF} = \frac{1}{Z_{RF}} = \frac{1}{[(1/R_j) + j\omega c_j]^{-1} + j\omega L_s + R_s} + j\omega c_p \quad (2.49)$$

2.4.2.4 - Medida da impedância de RF do diodo

Os métodos mais comuns de medida de impedância RF de diodo são: utilização de analisador de rede e medida através de linha fendida. Em ambos os casos, atenção especial deve ser dedicada ao plano de referência para as medidas, construído de acordo com o tipo de diodo [2.54].

As medidas de impedância de RF dos diodos, empregados nos misturadores desbalanceado e balanceado simples, foram realizadas utilizando-se linha fendida, cuja sequência de passos é descrita a seguir [2.54]:

(A) Método da linha fendida

O esquema para a medida é mostrado na Fig. 2.14.

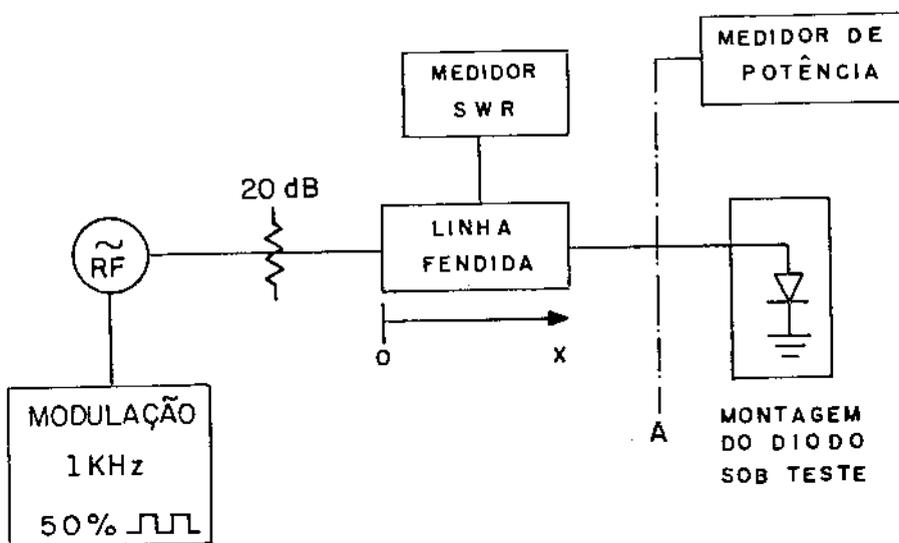


Fig. 2.14 - Medida de impedância de RF do diodo.

- (A) Conectar o medidor de potência ou analisador de espectro à saída da linha fendida e ajustar a potência de sinal desejada.
- (B) Conectar a montagem do diodo sob teste e ajustar o nível de polarização cc, caso necessário.
- (C) Verificar se o elemento detetor da linha fendida está operando na região quadrática. Fazer medidas de VSWR para várias profundidades de antena, que capta os sinais na linha, até que as medidas não mais difiram.
- (D) Medir o valor do VSWR.
- (E) Medir a posição do ponto de mínimo correspondente.
- (F) Trocar a carga por um curto e medir a posição de dois mínimos sucessivos em ambos os lados do mínimo medido no passo (E). Pela comparação do deslocamento do mínimo do curto em relação ao mínimo, da carga (montagem do diodo) determinar se o deslocamento é na direção da carga ou do gerador.
- (G) Calcular $\lambda_g/2$ (λ_g : comprimento de onda), dado pela distância entre os dois mínimos do curto, medidos no passo (F).
- (H) Determinar Δd , deslocamento do ponto de mínimo quando a carga é substituída pelo curto.

Δd é positivo se o mínimo desloca-se para a carga e Δd é negativo se o deslocamento é no sentido do gerador.

(I) Calcular $x = \left(\frac{\Delta d}{\lambda_g/2}\right) \cdot 180^\circ$ (2.50)

(J) Calcular a impedância de RF normalizada do diodo a partir de

$$z_{RF} = \frac{1-j(VSWR) \cdot \operatorname{tg}(x)}{(VSWR)-j \operatorname{tg}(x)} \quad (2.51)$$

(K) Remover a normalização através de

$$Z_{RF} = 50 \cdot z_{RF} \quad (2.52)$$

2.5 - CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS ENTRE DIODO E LINHA DE TRANSMISSÃO

Atualmente, a maioria dos diodos Schottky para aplicações em misturadores são construídos de tal forma que suas impedâncias de RF estejam próximas do valor dos sistemas convencionais de 50Ω , em faixas largas de operação [2.30]. Isto garante baixos valores de VSWR, normalmente em torno de 1,5 : 1, implicando em perdas por reflexão da ordem de 5%, e simplicidade dos circuitos adaptadores de impedâncias.

Entretanto, dependendo das características do diodo e do tipo de misturador (baixas perdas) é necessário prover uma adaptação conveniente de impedâncias entre o diodo e a linha de transmissão. Há dois tipos de casamento de impedâncias: de faixa estreita e de faixa larga [2.55]. O de faixa estreita consiste em casar a impedância na frequência central da faixa de operação e aceitar os resultados nas restantes. Para casamento em faixa larga leva-se em conta a frequência central e as dos extremos. A estrutura de casamento neste caso é mais complexa, pois muitas vezes algumas soluções esbarram em dificuldades de implementação, tal como linhas de impedâncias características acima de 100Ω em dielétricos de constante dielétrica elevadas (alumina, por exemplo). Nos circuitos de casamento é preciso também considerar o retorno cc para os diodos.

Nas aplicações de faixa larga a maneira conveniente de medir a impedância de RF é através do analisador de redes, pois possui facilidade de varredura de frequências na faixa de interesse.

2.6 - IMPEDÂNCIA DE FI

A impedância de FI (Z_{FI}) de um misturador é a impedância vista dos terminais de saída, considerando o diodo como fonte de sinal de FI. Este parâmetro é importante no projeto do circuito de entrada do amplificador de FI. Neste projeto o misturador é substituído pelo seu circuito equivalente de saída, constituído de uma fonte de tensão de FI, em série com uma impedância de fonte igual a Z_{FI} , conforme mostra a Fig. 2.15.

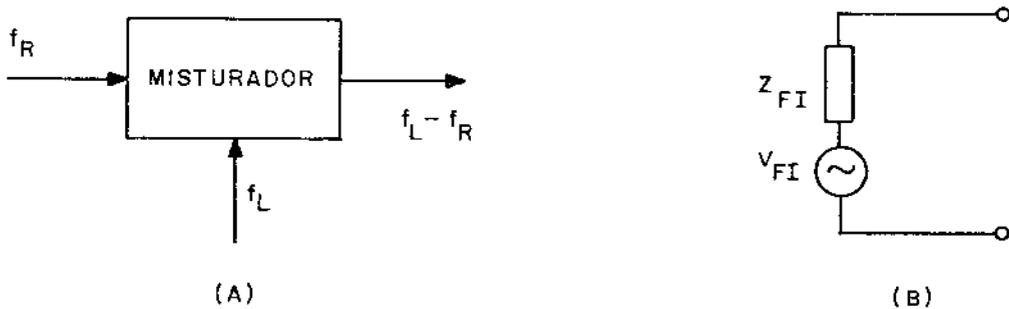


Fig. 2.15 - Esquema simplificado de um misturador (A) e circuito equivalente de saída (B).

Esta representação do circuito de saída é válida para um determinado conjunto de condições de operação, isto é, terminações do misturador nas frequências de OL, RF e imagem.

Normalmente, o amplificador de FI é projetado de tal forma que sua figura de ruído seja otimizada, quando em operação, com uma resistência equivalente de ruído, de valor igual à impedância de FI do misturador. Entretanto, o projeto do circuito de interface pode não ser, necessariamente, aquele que propicia máxima transferência de potência de sinal de FI. Usualmente, é mais importante prover uma adaptação ótima

de impedância em função da figura de ruído, tratando secundariamente a degradação da perda de conversão por reflexão de sinal devido a descasamentos de impedâncias. Em alguns casos, como em misturadores de faixa larga (terminação imagem casada), a transferência máxima de potência pode ser importante para evitar que reflexões de sinais na porta de FI alterem as características de impedâncias nas frequências de RF e imagem [2.56].

A minimização da figura de ruído global do conjunto misturador/amplificador de FI é obtida a partir de compromisso entre casamento de impedâncias para figura de ruído ótima e perda de potência por descasamento [2.57].

A impedância de FI do diodo é função da potência aplicada de OL e das propriedades do circuito na entrada RF do misturador [2.58].

Torrey e Whitmer [2.59] investigaram a dependência de Z_{FI} em relação à terminação na frequência imagem, determinando-a para três casos de terminação imagem: (a) curto-circuitada, (b) circuito aberto e (c) um valor intermediário. Nos casos (a) e (b) a admitância de carga na frequência de RF era igual à do oscilador local, e em (c) as três eram de mesmo valor. Concluíram que os menores valores de Z_{FI} são obtidos para terminação imagem curto-circuitada e os maiores para terminação imagem em circuito aberto. As variações podem chegar a valores maiores que 4 : 1 [2.60].

No projeto do circuito de interface entre misturador e o amplificador de FI, é frequente partir do amplificador de FI, com determinada impedância de entrada, e projetar filtros na frequência imagem que propicie o valor desejado de Z_{FI} , com desempenho satisfatório em termos de figura de ruído [2.61]. Se o circuito do misturador é construído em microfita ou linhas de fita, ou mesmo se o amplificador de FI possui baixa impedância de entrada, a terminação em aberto na frequência não é conveniente, pois implica em reduzir a faixa de frequências pela adoção necessária de complicados circuitos de casamento de impedâncias [2.61].

A impedância de FI é função da potência do oscilador local aplicada ao diodo: para uma determinada condição de terminação imagem, quanto maior a potência, menor o valor de Z_{FI} , conforme mostra a Fig. 2.16, para um diodo Schottky típico.

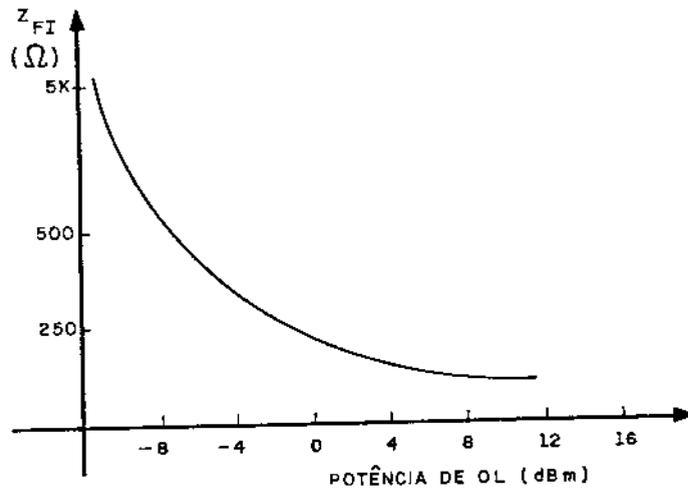


Fig. 2.16 - Impedância de FI em função da potência de OL, para uma determinada condição de terminação imagem.

Também o tipo de construção e o material semicondutor determinam o valor de Z_{FI} , conforme mostra a Fig. 2.17, para terminações iguais de RF e imagem [2.62].

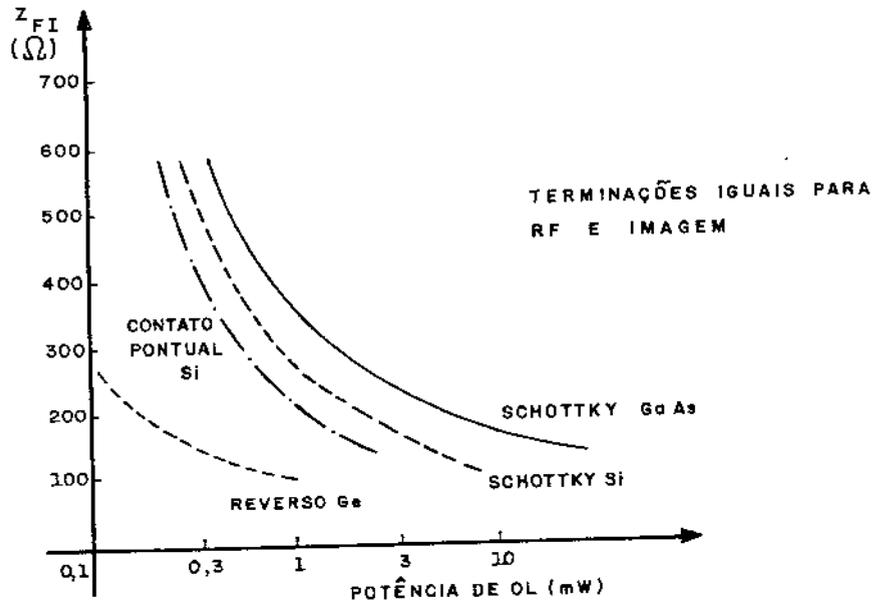


Fig. 2.17 - Impedância de FI em função da potência de OL, para os tipos convencionais de diodo misturador [2.62].

A impedância de FI é especificada pelos fabricantes através de seus valores máximo e mínimo, para cada tipo de diodo.

A medida de Z_{FI} pode ser feita através de pontes de impedância (na faixa de 1 a 100 MHz), através de medidas em baixas frequências (como 60 Hz), ou medindo-se a resistência cc do diodo e calculando-se a Z_{FI} [2.63].

2.7 - QUEIMA DE DIODO DE BARREIRA SCHOTTKY ("BURNOUT")

O diodo de barreira Schottky está sujeito a alterações irreversíveis em suas características de conversão e retificação por sobrecargas elétricas. Ao contrário do diodo de junção p-n, o diodo Schottky é mais susceptível à queima por pulsos de RF incidentes. Basicamente, há três razões para isto [2.64]:

- (a) a densidade de potência é elevada na barreira devido ao seu diâmetro reduzido. Para aplicações em frequências elevadas a capacitância da junção deve ser bastante reduzida, tornando o diâmetro da junção menor ainda. Por este motivo, os diodos de baixas frequências são menos susceptíveis à queima que os de altas frequências.
- (b) imperfeições químicas no contato metal-semicondutor são responsáveis por danos em temperaturas da ordem de 400°C.
- (c) em correntes elevadas a resistência dinâmica do diodo não é suficientemente baixa havendo grande dissipação de energia.

A energia contida no pulso de RF determina a queima do dispositivo. Entretanto, a queima está intimamente relacionada com a forma de onda de tensão sobre a barreira, já que efeitos parasitários distorcem a forma de onda original aplicada sobre o diodo. Valores elevados de pico inverso de tensão são importantes no processo de queima de diodos Schottky [2.65]. A queima por pulso de RF depende do pico de potência e da largura do pulso. Para picos de potência de aproxima

damente 3W e larguras de pulsos em torno de 10 nanossegundos, vários tipos de diodo Schottky para banda-X e Ku sofrem queima, sendo que alguns deles, para mesmos picos de potência, suportam somente cerca de 3 nanossegundos [2.66].

Outras causas de queimas são os transientes e descargas eletrostáticas. Os circuitos que utilizam diodos Schottky devem estar protegidos contra transientes, principalmente de chaveamentos. A manipulação dos diodos deve ser feita com ferramentas devidamente aterradas, principalmente em dias secos, nos quais é mais acentuada a possibilidade de armazenamento de cargas estáticas no corpo humano. Por motivo semelhante deve-se evitar "testar" os diodos em ohmímetros, uma prática usual com diodos de junção pn, pois os terminais do instrumento permanecem carregados com tensões iguais às da bateria interna (normalmente, entre 1,5 e 9 V) e, quando o diodo é conectado, a corrente que flui por ele, em poucos nanossegundos, é suficiente para danificá-lo permanentemente.

Dependendo do tipo de aplicação, diodos de contato pontual são mais utilizados que o de barreira Schottky como, por exemplo, em sistemas de radar pulsado sem proteção [2.67]. Entretanto, de forma geral, os diodos de barreira Schottky são superiores, pela uniformidade da junção metal-semicondutor [2.68].

Estudo detalhado do fenômeno de queima em diodo de contato pontual pode ser encontrado em [2.69].

2.8 - DIODOS SCHOTTKY UTILIZADOS NOS MISTURADORES

Nos misturadores desbalanceado e balanceado simples foram usados diodos Schottky de Si, fabricados pela Microwave Associates, Inc.*, para aplicações em misturadores desde a banda-L até a X. As especificações fornecidas pelo fabricante são reproduzidas na Tabela TED-2 e as curvas dos parâmetros principais nos Gráficos GED-1. No misturador balanceado simples foi utilizado um par casado de diodos. Também foi fornecido pelo fabricante os resultados de medidas dos pa

* MICROWAVES ASSOCIATES, INC., Burlington, Massachusetts, U.S.A.

parâmetros de baixas frequências dos 4 diodos empregados no presente trabalho. Estes dados são reproduzidos na Tabela TED-1.

TABELA TED-1 - Parâmetros de baixas frequências dos diodos, medidos individualmente.

DIODO	V_B (V) 30 μ A	V_F (V) 1,00mA	V_F (V) 10,00mA	C_T (pF) 0,0 V_{CC}	R_S (Ω)
1	4,200	0,264	0,390	0,221	14,028
2	3,200	0,272	0,399	0,131	14,038
PAR CASADO					
1	4,900	0,233	0,329	0,258	10,694
2	5,000	0,237	0,332	0,280	10,528

O gráfico GED-2 mostra a característica tensão/corrente do diodo 2 (o diodo 1 foi utilizado no misturador desbalanceado), medida à temperatura ambiente de 19°C, através de uma fonte de corrente de precisão e de um voltímetro cc eletrônico. As medidas de tensão estão compreendidas entre valores de corrente de 0,01 a 10 mA.

A Tabela TID-1 e Gráfico GID-1 mostram as impedâncias do diodo 2 para 5 valores de potência de 0L. O diodo foi montado dentro de um conector BNC, para maior facilidade de adaptação à linha fendida. O curto para estabelecimento do plano de referência foi montado também dentro de um conector BNC-macho, e colocado no mesmo ponto em que se situa o diodo. O conector BNC não altera a impedância do diodo, pelo menos na frequência de 1,57 GHz, já que o curto construído apresentou mesmo desempenho que um comercial. A Tabela TID-2 mostra a impedância de um diodo de contato pontual de Si 1N25*, de encapsulamento para guia, montado dentro de um conector N-macho, medida na frequência de 1,57 GHz e potência de 1 mW. As medidas de impedância foram feitas pelo método da linha fendida.

* Fabricado por PARAMETRIC INDUSTRIES, INC., 742 Main Street, Winchester, MA 01890, U.S.A.

A Fig. 2.18 mostra as dimensões do encapsulamento (vidro) e dos terminais do diodo.

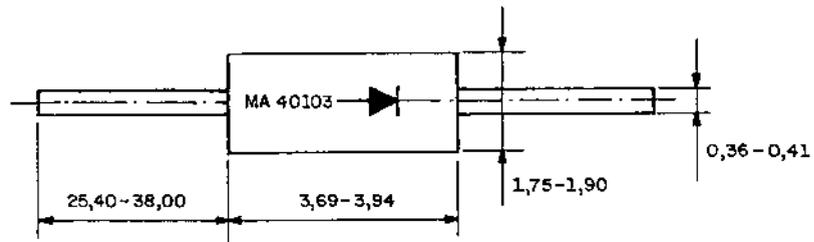
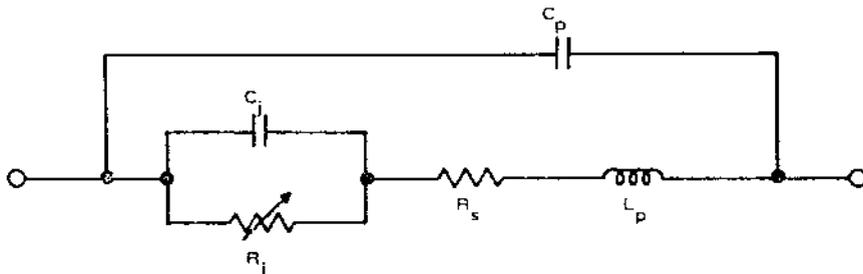


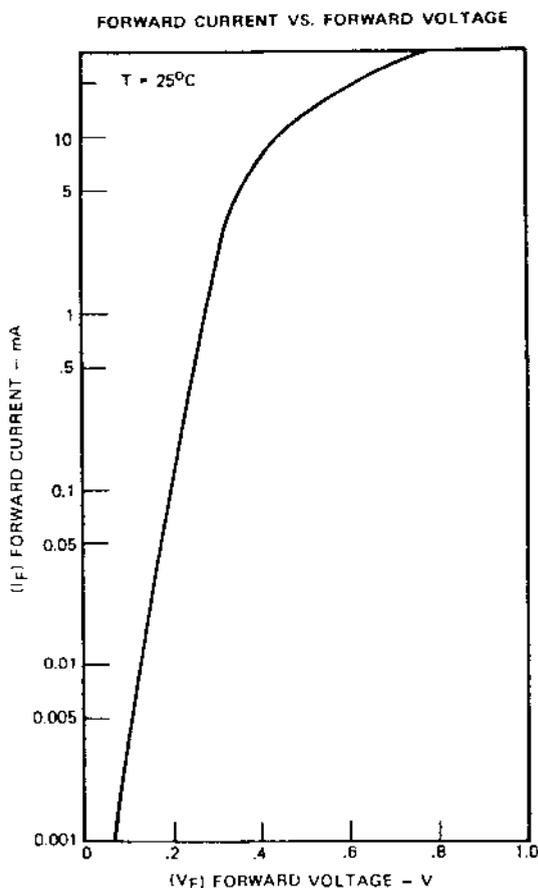
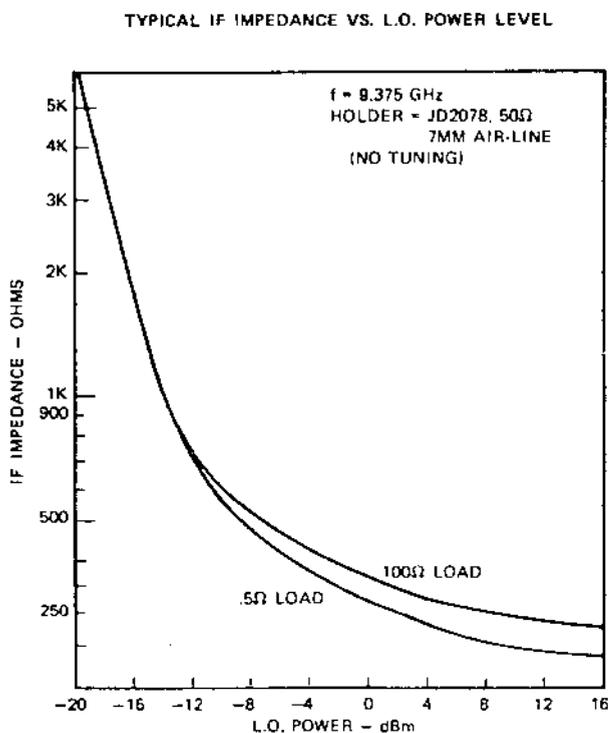
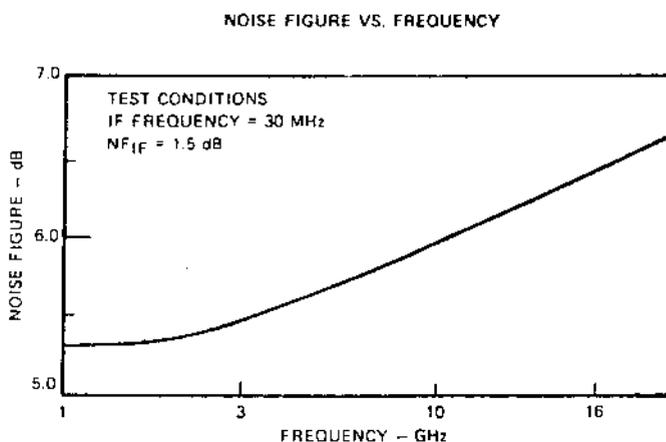
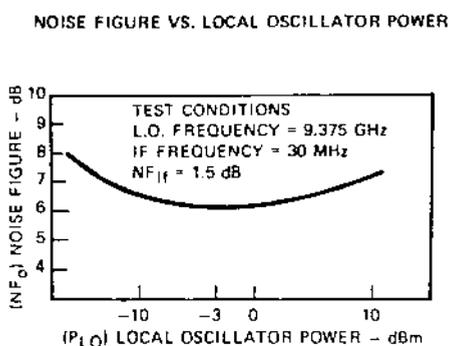
Fig. 2.18 - Dimensões do diodo Schottky MA40103. Medidas em mm (valores máximo e mínimo).

GRÁFICO GED-1: Gráficos dos principais parâmetros do diodo MA 40103, fornecidos pelo fabricante.

EQUIVALENT CIRCUIT OF MIXER DIODE



TYPICAL PERFORMANCE CURVES



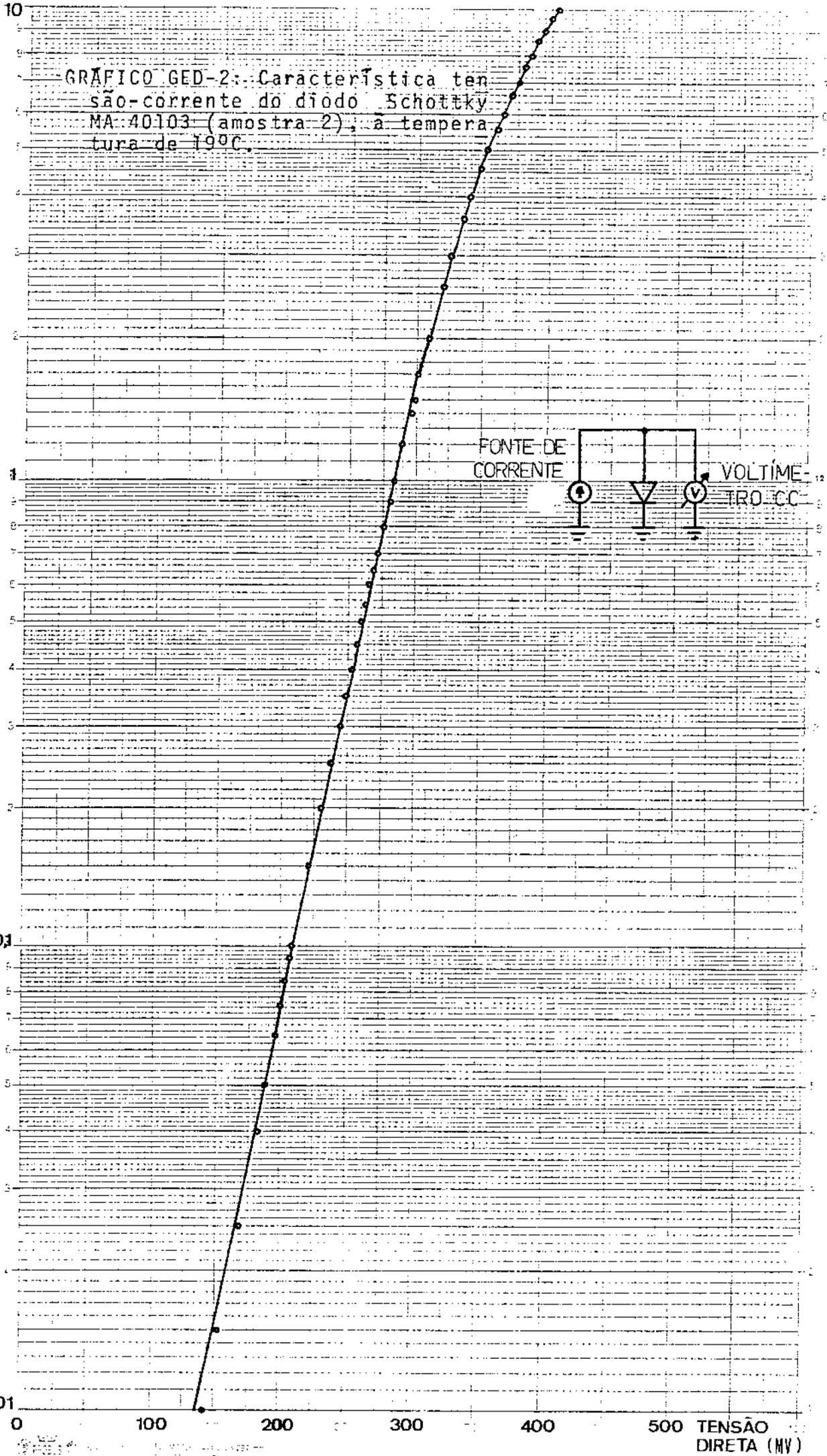


TABELA TID-1 - Impedância de RF do diodo x potência de sinal de OL
 Diodo 2: MA40103 (MICROWAVES ASSOCIATES, INC.)

POTÊNCIA DE OL (dBm)	VSWR	MÍNIMO DIODO (mm)	MÍNIMO CURTO (mm)	DIREÇÃO DE DESLOCAMENTO	MÍNIMOS CURTOS ADJACENTES (mm)	IMPEDÂNCIA (Ω)
-20	7,50	85,5	67,8	p/ Gerador	67,8	9,4+j 31,6
-10	5,00	84,2	68,5	p/ Gerador	68,5	12,9+j 26,1
-3	2,70	87,5	68,1	p/ Gerador	68,1	26,3+j 27,4
0	1,45	85,5	68,3	p/ Gerador	68,3	40,8+j 14,2
+3	1,15	79,5	72,0	p/ Gerador	72,0	43,0+j 2,9

TABELA TID-2 - Impedância de RF do diodo x potência de sinal de OL
 Diodo: 1N25 (PARAMETRIC INDUSTRIES, INC.)

POTÊNCIA DE OL (dBm)	VSWR	MÍNIMO DIODO (mm)	MÍNIMO CURTO (mm)	DIREÇÃO DE DESLOCAMENTO	MÍNIMOS CURTOS ADJACENTES (mm)	IMPEDÂNCIA
0	1,47	118,7	106,7	p/ Gerador	106,7	36,7+j 10,1

OBS.: $f_L = 1,57$ GHz

2.9 - VARIACÃO DA CONDUTÂNCIA DO DIODO COM A TENSÃO DE OSCILADOR LOCAL

Considere-se um diodo misturador, cuja relação entre tensão e corrente seja dada por

$$i_D = I_S [\exp(\alpha v_j) - 1] \quad (2.53)$$

onde I_S é a corrente de saturação reversa, α uma constante que depende do diodo e v_j a tensão aplicada sobre a junção, dada pela tensão externa aplicada menos a queda de tensão na resistência série. Se a corrente é pequena, pode-se considerar a tensão sobre a junção igual à tensão externa aplicada. Para efeito de simplificação, a forma de onda sobre a junção é considerada semelhante à da tensão externa aplicada.

A condutância do diodo é dada por

$$g = \frac{di_D}{dv_j} \quad (2.54)$$

A tensão aplicada ao diodo é a soma das componentes cc, de RF e de OL. Assim, considerando os sinais com fase inicial nula,

$$v_j = V_{cc} + V_R \cos \omega_R t + V_L \cos \omega_L t \quad (2.55)$$

Para um diodo misturador operando em condições usuais, a tensão de OL é bem maior que a tensão de RF, razão pela qual considera-se a condutância do diodo função apenas do sinal de OL, sobreposto a um nível cc, caso haja. Assim, a função do sinal de OL é chavear o diodo entre os estados de condução e não-condução. Para simplificação das notações das variáveis, ficam subentendidas suas variações temporais.

Substituindo (2.53) em (2.54) e derivando, tem-se

$$g = \alpha I_S \exp(\alpha v_j) \quad (2.56)$$

Substituindo (2.55) em (2.56), resulta

$$g = \alpha I_S \exp(\alpha V_{cc}) \cdot \exp(\alpha V_L \cos \omega_L t) \quad (2.57)$$

$$\text{como } \cos \omega_L t = [\exp(j\omega_L t) + \exp(-j\omega_L t)]^{1/2} \quad (2.58)$$

A condutância g é escrita como

$$g = \alpha I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \exp\left\{\frac{\alpha V_L}{2} [\exp(j\omega_L t) + \exp(-j\omega_L t)]\right\} \quad (2.59)$$

A exponencial que é função de V_L pode ser descrita por uma série de forma [2.70]

$$\exp\left[\frac{x}{2} (t+1/t)\right] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(x) t^n \quad (2.60)$$

onde $I_n(x)$ é uma função modificada de Bessel de primeira classe, de ordem n . Assim, a expressão (2.59) pode ser colocada na forma

$$g = \alpha I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(\alpha V_L) \exp(jn\omega_L t) \quad (2.61)$$

considerando-se que $I_n = I_{-n}$ [2.71], e de (2.59), obtêm-se

$$g = \alpha I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot I_0(\alpha V_L) + \sum_{n=1}^{\infty} 2\alpha I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot I_n(\alpha V_L) \cdot \cos(n\omega_L t) \quad (2.62)$$

fazendo

$$\begin{cases} \alpha I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot I_0(\alpha V_L) \equiv g_0 \\ \alpha I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot I_n(\alpha V_L) \equiv g_n \end{cases} \quad (2.63)$$

A expressão (2.62) pode ser reescrita na forma

$$g = g_0 + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos(n\omega_L t) \quad (2.64)$$

Assim, o diodo, excitado pela tensão de oscilador local, pode ser substituído por uma condutância variante no tempo.

2.10 - CORRENTE NO DIODO RESULTANTE DA APLICACÃO DO SINAL DE RF E DE OL

A corrente no diodo, resultante da aplicação dos sinais de OL e RF, assim como da polarização cc, pode ser obtida diretamente da expressão (2.53),

$$I_D = I_S \exp(\alpha v_j) - I_S \quad (2.65)$$

onde v_j é da forma mostrada em (2.55). Assim,

$$I_D = I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \exp(\alpha V_R \cos \omega_R t) \cdot \exp(\alpha V_L \cos \omega_L t) - I_S \quad (2.66)$$

De (2.58) e (2.60), pode-se escrever (2.66) na forma

$$I_D = I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m(\alpha V_R) \exp(jm\omega_R t) \right] \times \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(\alpha V_L) \cdot \exp(jn\omega_L t) \right] - I_S \quad (2.67)$$

ou

$$I_D = I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_m(\alpha V_R) \cdot I_n(\alpha V_L) \times \exp j(m\omega_R + n\omega_L)t \right] - I_S \quad (2.68)$$

Separando as somatórias e considerando $I_m = I_{-m}$, $I_n = I_{-n}$, pode-se escrever

$$I_D = I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \left[\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} I_m(\alpha V_R) I_n(\alpha V_L) \times \exp j(\pm m\omega_R \pm n\omega_L)t \right] - I_S \quad (2.69)$$

Em função de cosseno, resulta

$$I_D = 2 I_S \exp(\alpha V_{CC}) \cdot \left[\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} I_m(\alpha V_R) I_n(\alpha V_L) \times \cos(\pm m\omega_R \pm n\omega_L)t \right] - I_S \quad (2.70)$$

A expressão (2.70) indica que a corrente que circula pela impedância de carga, na porta de FI, é constituída por uma componente contínua, quando $m = n = 0$, dada por

$$I_{cc} = 2 I_S \exp(\alpha V_{cc}) \cdot I_0(\alpha V_R) \cdot I_0(\alpha V_L) - I_S \quad (2.71)$$

componentes nas frequências fundamentais de OL e RF ($m = 0$ e $n = 1$, ou $m = 1$ e $n = 0$), harmônicas destes sinais ($m = 0$ e $n > 1$, ou $m > 1$ e $n = 0$) e produtos gerados a partir dos dois sinais ($m \neq 0$ e $n \neq 0$).

Dados os valores de V_{cc} , α , I_S , V_R e V_L , as funções de Bessel são determinadas por intermédio de tabelas [2.72]. Na prática, a dificuldade maior é medir o nível das tensões sobre os diodos; os valores de V_R e V_L são determinados a partir de medidas de outras grandezas, tal como corrente retificada, e com auxílio de métodos gráficos [2.73], [2.74]. Tais métodos, no entanto, supõem algumas simplificações no comportamento dos diodos que, embora diminuam a precisão dos resultados, fornecem uma indicação razoável dos valores dos parâmetros de um misturador.

A corrente no diodo, dada por (2.69) ou (2.70), foi determinada supondo que somente dois sinais, sem harmônicos, adentram o misturador. Na prática porém, os sinais de OL e RF são acompanhados de outras frequências, e mesmo de harmônicos dos sinais originais, resultando em espectro de frequências composto de produtos de inter-modulação gerados a partir de mais de 2 frequências [2.75].

CAPÍTULO 3

CIRCUITOS DE MISTURADORES

O circuito misturador fundamental é aquele que dispõe de um único diodo. Entretanto, são conhecidas outras configurações de circuitos que, inerentemente, melhoram o desempenho deste circuito fundamental. O circuito balanceado duplo é o mais utilizado comercialmente pelo seu desempenho superior. As aplicações em frequências muito altas (em torno de 100 GHz) deram lugar ao desenvolvimento dos misturadores harmônicos, assim como os de baixo ruído surgiram pela necessidade de aplicação em certos tipos de radar. Cada configuração possui características próprias, que devem ser consideradas antes de sua adoção.

3.1 - MISTURADOR DESBALANCEADO

A configuração mais simples de misturador que se pode conceber é aquela em que um único diodo é colocado em uma linha de transmissão, excitado pelos sinais de OL e RF, conforme mostra a Fig. 3.1.

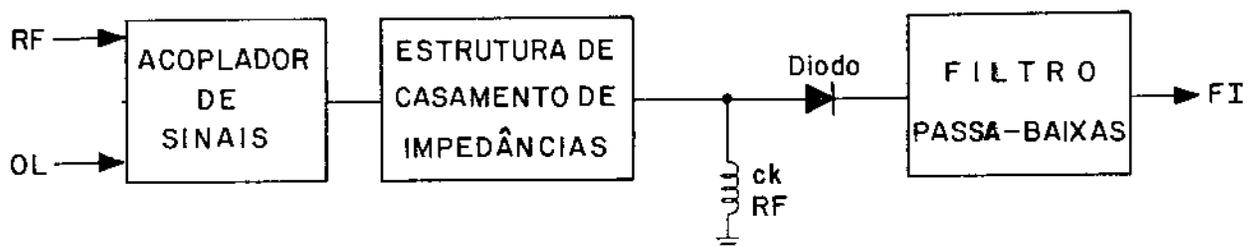


Fig. 3.1 - Configuração básica de um misturador desbalanceado.

Os sinais de OL e RF são aplicados ao diodo através de um acoplador de sinais, normalmente um acoplador direcional. A estrutura de casamento de impedâncias determina o valor de VSWR para a porta de RF. O choque de RF, antes do diodo, apresenta impedância elevada para o sinal RF e OL e baixa impedância para a FI, atuando como retorno para esta frequência e para o sinal cc. O filtro passa-baixas propicia a conveniente extração da FI, já que a corrente que circula pelo diodo, nesta configuração, contém componentes nas frequências de OL e RF, harmônicos destes sinais e produtos de intermodulação gerados.

Basicamente, há dois tipos de configuração de misturador desbalanceado: a série e a paralela, mostradas na Fig. 3.2.

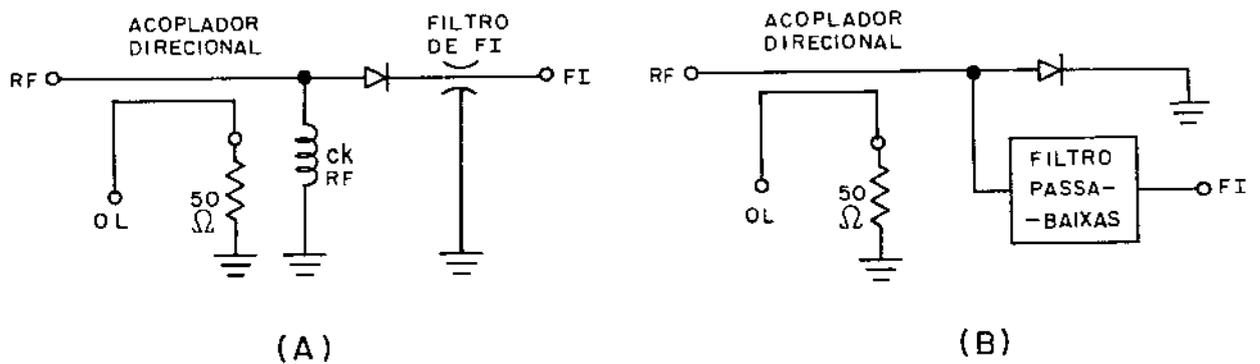


Fig. 3.2 - Configuração série (A) e paralela (B) de misturador desbalanceado.

Na configuração série o retorno cc e FI está colocado no lado de entrada de RF. O capacitor de passagem apresenta baixa impedância para os sinais de OL e RF. Na configuração paralela, o sinal de FI é extraído no lado de RF por estruturas apropriadas de filtros passa-baixas.

A principal desvantagem do misturador desbalanceado é que a ausência de simetria impede que o ruído AM do oscilador local seja cancelado na saída, podendo contribuir para a deterioração da figura de ruído.

Embora os sinais de OL e RF estejam defasados de 90° na porta do acoplador, onde está localizado o diodo, sua operação é a mesma que a descrita na Seção 2.10.

3.2 - MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

As deficiências do misturador desbalanceado podem ser eliminadas através da adoção de circuitos simétricos. O misturador balanceado simples pode ser entendido como dois circuitos desbalanceados combinados em paralelo, com relação de fase tal que as correntes de FI sejam somadas. O acoplador de sinais de OL e RF é constituído de transformador ou acoplador híbrido de 90° e 180° . Estas estruturas determinam as defasagens entre os sinais aplicados aos diodos.

Considere o circuito misturador balanceado simples mostrado na Fig. 3.3, em sua forma mais simples.

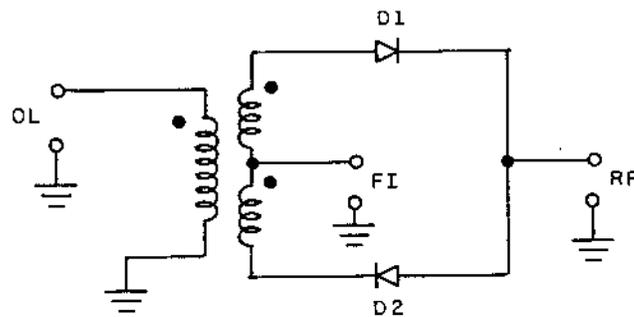


Fig. 3.3 - Circuito simplificado de um misturador balanceado simples.

As tensões secundárias do transformador estão defasadas de 180° em relação ao terminal central, conforme indica a convenção de pontos. Supondo aplicação somente do sinal de OL, as tensões e correntes apresentam as polaridades e sentidos indicados na Fig. 3.4.

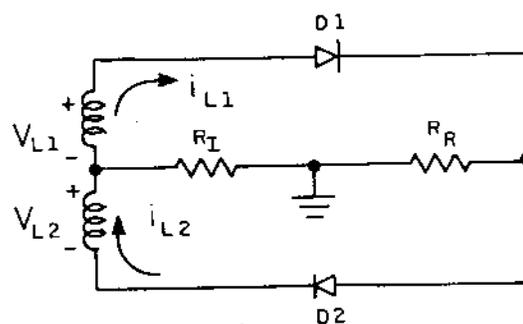


Fig. 3.4 - Aplicação de sinal de OL ao misturador balanceado simples.

Se o transformador \bar{e} perfeitamente simétrico e os diodos possuem características elétricas idênticas, as correntes i_{L1} e i_{L2} cancelam-se nas portas de RF e FI. A Fig. 3.5 indica os sentidos das correntes resultantes da aplicação do sinal de RF.

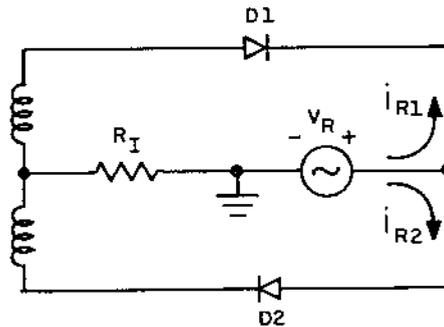


Fig. 3.5 - Aplicação do sinal de RF ao misturador balanceado simples.

Da mesma forma, se o transformador \bar{e} perfeitamente simétrico e os diodos são iguais, as correntes i_{R1} e i_{R2} induzem correntes iguais, porém em sentidos opostos, no primário do transformador. As duas correntes circulam no mesmo sentido na porta de FI. Assim, o misturador balanceado simples apresenta idealmente, isolamento entre as portas de OL/RF e OL/FI, não isolando as portas de RF/FI. Da perfeita simetria do circuito depende também o cancelamento de alguns produtos de intermodulação e do ruído AM, proveniente do oscilador local. Na Fig. 3.3, os diodos estão dispostos reversamente para que as componentes de FI se somem. É possível utilizar os diodos na mesma disposição com auxílio de um transformador, como mostra a Fig. 3.6.

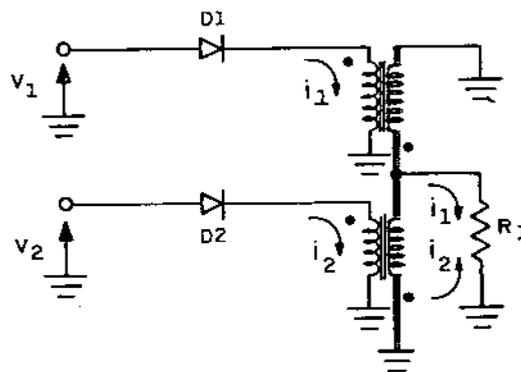


Fig. 3.6 - Combinação das correntes na porta de FI através de transformador.

Misturador balanceado simples também pode ser construído com os diodos na configuração paralela, como indica a Fig. 3.7.

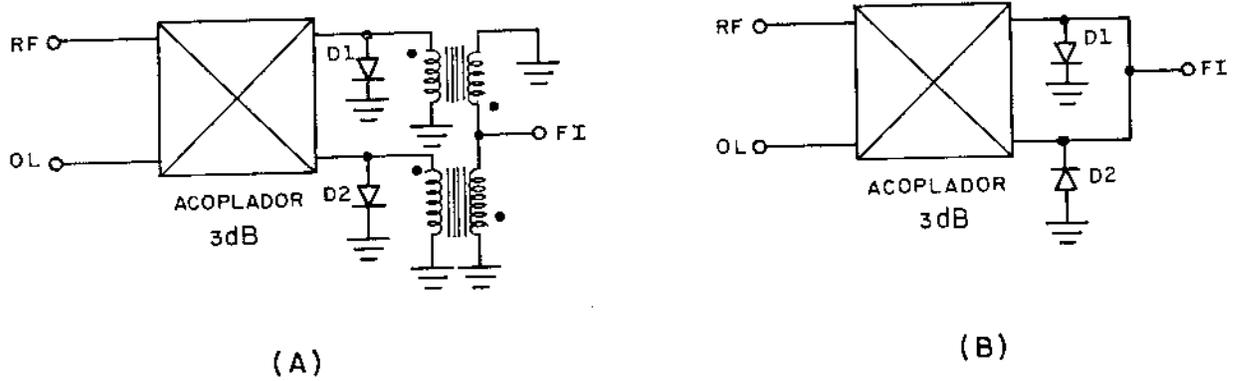


Fig. 3.7 - Misturador balanceado simples com diodos na mesma disposição em relação ao terra (A) e opostos (B).

A configuração da Fig. 3.7(B) dispensa a utilização de transformador para combinar as tensões na porta de FI.

3.2.1 - Operação do circuito misturador balanceado simples

A operação do circuito misturador balanceado simples depende do acoplador de sinais utilizado para combinar as tensões de OL e RF nas portas com diodos. A Fig. 3.8 mostra as tensões de OL e RF aplicadas aos diodos através de acoplador de 180° , ou transformador, e de 90° .

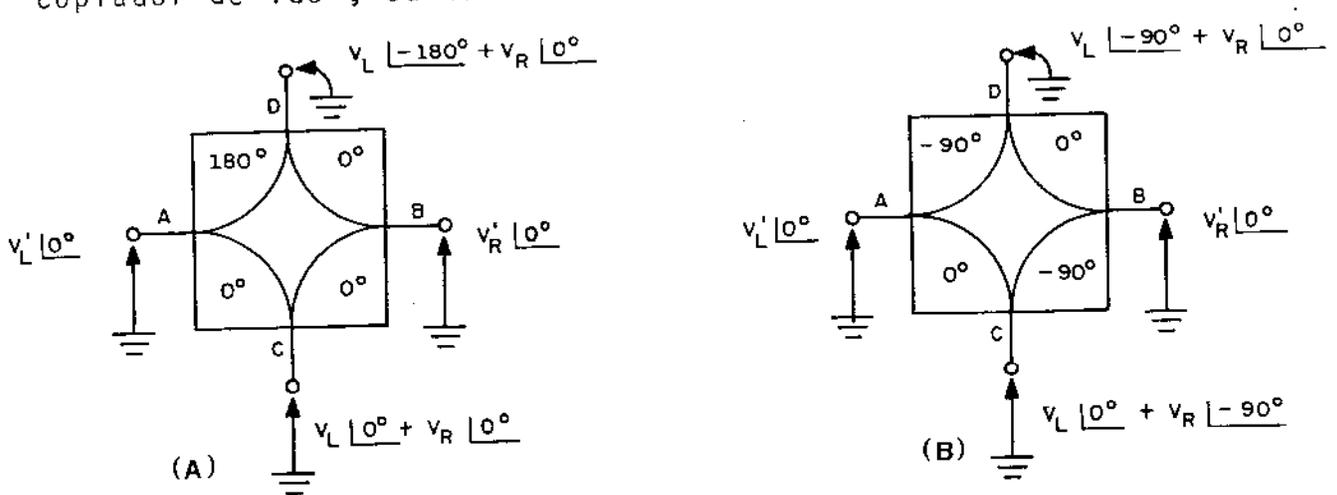


Fig. 3.8 - Tensões aplicadas aos diodos em circuitos com acoplador de 180° (A) e 90° (B).

Os diodos são colocados nas portas de saída C e D dos acopladores, onde V_L e V_R são iguais a $V_L'/\sqrt{2}$ e $V_R'/\sqrt{2}$.

3.2.1.1. - Operação do circuito misturador com acoplador híbrido de 180° .

Para determinar a corrente que circula pela carga, na porta de FI (R_I), supõe-se que as tensões aplicadas às portas A e B possuem fase inicial nula, o que não invalida o modelo, já que o importante é a fase relativa entre as tensões sobre os diodos. A Fig. 3.9 mostra o circuito para determinação da corrente em R_I , considerando as polaridades relativas das tensões em um determinado instante.

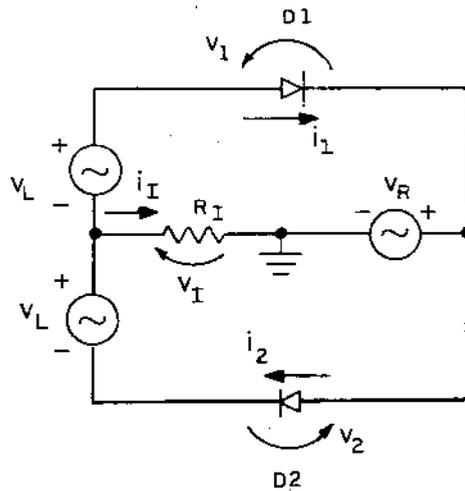


Fig. 3.10 - Circuito para determinação da corrente em R_I .

As correntes nos diodos D_1 e D_2 , supondo que possuam as mesmas características elétricas, são dadas por

$$\begin{cases} i_1 = I_S [\exp(\alpha v_1) - 1] \\ i_2 = I_S [\exp(\alpha v_2) - 1] \end{cases} \quad (3.1)$$

Supondo que as condutâncias dos diodos variam somente com a tensão de OL,

$$\begin{cases} g_1 = di_1/dv_1 = \alpha I_S \exp(\alpha v_L) \\ g_2 = di_2/dv_2 = \alpha I_S \exp(\alpha v_L) \end{cases} \quad (3.2)$$

A corrente i_I é dada por

$$i_I = i_2 - i_1 = g_1 v_1 - g_2 v_2 = I_S \exp(\alpha v_L) \cdot (v_1 - v_2) \quad (3.3)$$

As tensões v_1 e v_2 , sobre os diodos, são

$$\begin{cases} v_1 = v_L - v_R + v_I \\ v_2 = v_L + v_R - v_I \end{cases} \quad (3.4)$$

Substituindo-se (3.4) em (3.3), e sabendo-se que $v_I = R_I \cdot i_I$,

$$[1 + 2\alpha I_S R_I \exp(\alpha v_L)] \cdot i_I = 2\alpha I_S \exp(\alpha v_L) \cdot v_R \quad (3.5)$$

desenvolvendo-se as exponenciais em série de potências, e considerando-se $I_n = I_{-n}$, $v_L = V_L \cos \omega_L t$ e $v_R = V_R \cos \omega_R t$, tem-se

$$\begin{aligned} [1 + 4\alpha I_S R_I \sum_{n=0}^{\infty} I_n(\alpha V_L) \cdot \cos(n\omega_L t)] i_I = \\ 4\alpha I_S \sum_{n=0}^{\infty} I_n(\alpha V_L) \cdot \cos(n\omega_L t) \cdot (V_R \cdot \cos \omega_R t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

O coeficiente de i_I pode ser simplificado, considerando-se somente os dois primeiros termos da série e os seguintes valores típicos:

$$\begin{cases} \alpha = 20 \text{ volts}^{-1} \\ I_S = 0,1 \text{ } \mu\text{A} \\ R_I = 50 \text{ } \Omega \\ V_L = 0,1 \text{ V} \end{cases} \quad (3.7)$$

$I_0(\alpha V_L)$ e $I_1(\alpha V_L)$ são determinados através de tabelas de funções de Bessel [3.1]. Assim,

$$\begin{cases} I_0(2) \cong 2,3 \\ I_1(2) \cong 1,6 \end{cases} \quad (3.8)$$

Assim,

$$\begin{aligned} & \{1 + 4\alpha I_S R_I [I_0(\alpha V_L) + I_1(\alpha V_L) \cos \omega_L t]\} \cong \\ & \cong (1 + 1,56 \cdot 10^{-3}) \cong 1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

A corrente i_I resultante é dada por

$$i_I = 2\alpha I_S V_R [I_0(\alpha V_L) \cos \omega_R t + \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha V_L) \cos(n\omega_L \pm \omega_R)t] \quad (3.10)$$

A corrente i_I não possui componente contínua, fundamental e harmônicas de v_L , e harmônicas de v_R . Possui somente a fundamental do sinal de RF e combinações das harmônicas do sinal de OL com a fundamental de RF. A FI é dada para $n = 1$.

É preciso ressaltar que a simplificação realizada em (3.2), supondo que a condutância varia somente com o sinal de OL, embora perfeitamente válida em aplicações usuais, pode não corresponder à realidade nos casos em que o sinal de RF é relativamente elevado. Neste caso, deve-se lançar mão da expressão (2.69) da Seção 2.10, que determina todas as componentes da corrente resultante. Considerando-se $V_{CC} = 0$, a corrente no diodo i_I é dada por

$$\begin{aligned} i_I &= I_S \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} I_m(\alpha V_R) I_n(\alpha V_L) \exp j(\pm n\omega_L \pm m\omega_R)t \\ & \exp(\pm jm\pi) - I_S \cong K \cdot \exp(\pm jm\pi) = (-1)^m \cdot K \end{aligned} \quad (3.11)$$

já que v_R está em oposição de fase com relação a v_L .

Analogamente,

$$i_2 = K - I_S \quad (3.12)$$

De (3.3)

$$i_I = i_2 - i_1 = K [1 - (-1)^m] \quad (3.13)$$

Para m par, $i_I = 0$, e para m ímpar, $i_I \neq 0$, indicando que há supressão somente das harmônicas de ordem par do sinal de RF e da componente contínua.

3.2.1.2 - Operação do circuito misturador com acoplador híbrido de 90°

As tensões de RF e OL aplicadas aos diodos através de acoplador de 90° são dadas na Fig. 3.8(B). A Fig. 3.11 mostra o circuito para determinação da corrente na porta de FI.

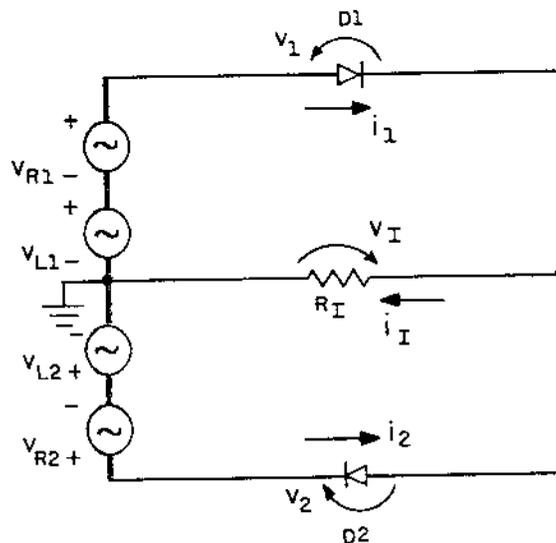


Fig. 3.11 - Circuito para determinação da corrente em R_I .

As tensões são da forma

$$\begin{cases} v_{R1} = V_R \operatorname{sen} \omega_R t \\ v_{L1} = V_L \operatorname{cos} \omega_L t \\ v_{R2} = V_R \operatorname{cos} \omega_R t \\ v_{L2} = V_L \operatorname{sen} \omega_L t \end{cases} \quad (3.14)$$

As tensões v_1 e v_2 , considerando $v_I \ll v_{L1}, v_{L2}$, são dadas por

$$\begin{cases} v_1 = v_{R1} + v_{L1} \\ v_2 = v_{R2} + v_{L2} \end{cases} \quad (3.15)$$

As correntes i_1 e i_2 são da forma

$$\begin{cases} i_1 = I_S [\exp(\alpha v_1) - 1] \\ i_2 = -I_S [\exp(-\alpha v_2) - 1] \end{cases} \quad (3.16)$$

A corrente em R_I é

$$i_I = i_1 + i_2 = I_S [\exp(\alpha v_1) - \exp(-\alpha v_2)] \quad (3.17)$$

As exponenciais podem ser expandidas em série da forma

$$\exp(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \quad (3.18)$$

Assim,

$$i_I = I_S \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\alpha)^n}{n!} [(v_1)^n - (-1)^n \cdot (v_2)^n] \quad (3.19)$$

Expandindo (3.19) até $n = 4$ resulta

$$\begin{aligned} i_I = & K_1(\operatorname{cos} \omega_L t + \operatorname{sen} \omega_L t) + K_2(\operatorname{cos} \omega_R t + \operatorname{sen} \omega_R t) + \\ & + K_3 \operatorname{cos}(2\omega_L t) + K_4 \operatorname{cos}(2\omega_R t) + K_5(\operatorname{cos} 3\omega_L t + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - \text{sen}3\omega_L t) + K_6(\text{cos}3\omega_R t - \text{sen}3\omega_R t) + K_7 \text{sen}(\omega_L + \\
 & - \omega_R)t + K_8\{[\text{sen}(\omega_R - 2\omega_L)t - \text{cos}(\omega_R - 2\omega_L)t] + \\
 & + [\text{sen}(\omega_R + 2\omega_L)t - \text{cos}(\omega_R + 2\omega_L)t]\} + K_9 \text{sen}(\omega_R + \\
 & + 3\omega_L)t + K_{10}\{[\text{sen}(\omega_L - 2\omega_R)t - \text{cos}(\omega_L - 2\omega_R)t] + \\
 & + [\text{sen}(\omega_L + 2\omega_R)t - \text{cos}(\omega_L + 2\omega_R)t]\} + \dots
 \end{aligned}
 \tag{3.20}$$

onde os coeficientes K_n , $n = 1, 2, 3, \dots$ são funções de I_S , α , V_R e V_L .

A corrente i_I não contém componente contínua, termos em $(\omega_R - n\omega_L)$ e $(\omega_L - n\omega_R)$ para n ímpar, e termos em $(n\omega_L + m\omega_R)$, para $n=m$. A FI é dada pelo termo cujo coeficiente é K_7 .

A desvantagem do acoplador híbrido de 180° em relação ao de 90° é construtiva, já que naquele as portas isoladas não são adjacentes. Entretanto, é possível utilizar-se o acoplador de 90° e obter-se as mesmas relações de fase que para o de 180° , ou mesmo para o que usa transformador. Ao acoplador da Fig. 3.8(B) basta acrescentar uma linha de $1/4$ de comprimento de onda na frequência central de operação à porta D [3.2].

Nos circuitos de misturadores balanceados simples os filtros passa-baixas podem ser colocados após cada diodo [3.2], ou no ponto comum [3.3], como mostra a Fig. 3.12.

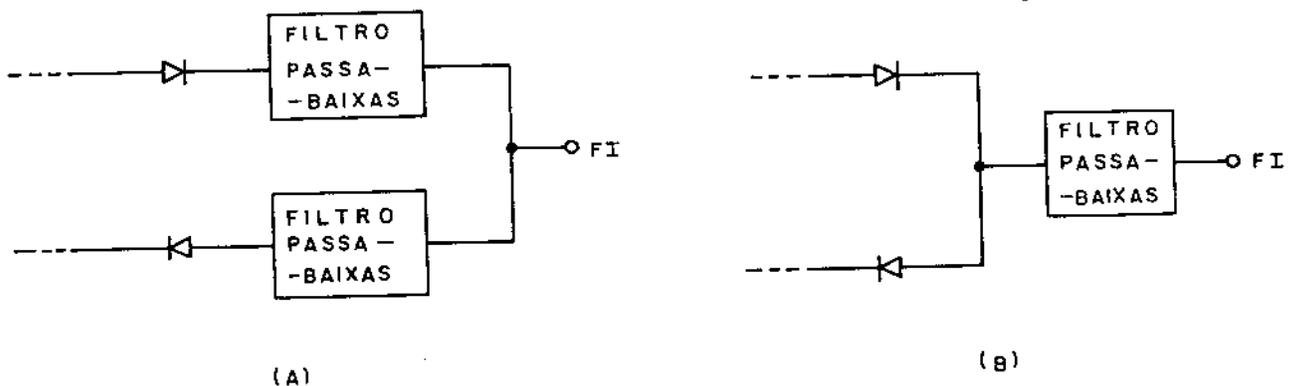


Fig. 3.12 - Colocação dos filtros passa-baixas. Após cada diodo (A) e no ponto comum (B).

Nos misturadores balanceados simples o sinal na frequência imagem ($2\omega_L - \omega_R$) circula pelas três portas.

O retorno cc e FI pode ser realizado através da terminação central aterrada, no caso de utilização de transformadores. Em circuitos com acopladores híbridos, o retorno pode ser colocado antes de cada diodo [3.4], ou na porta de OL [3.2], conforme mostra a Fig. 3.13.

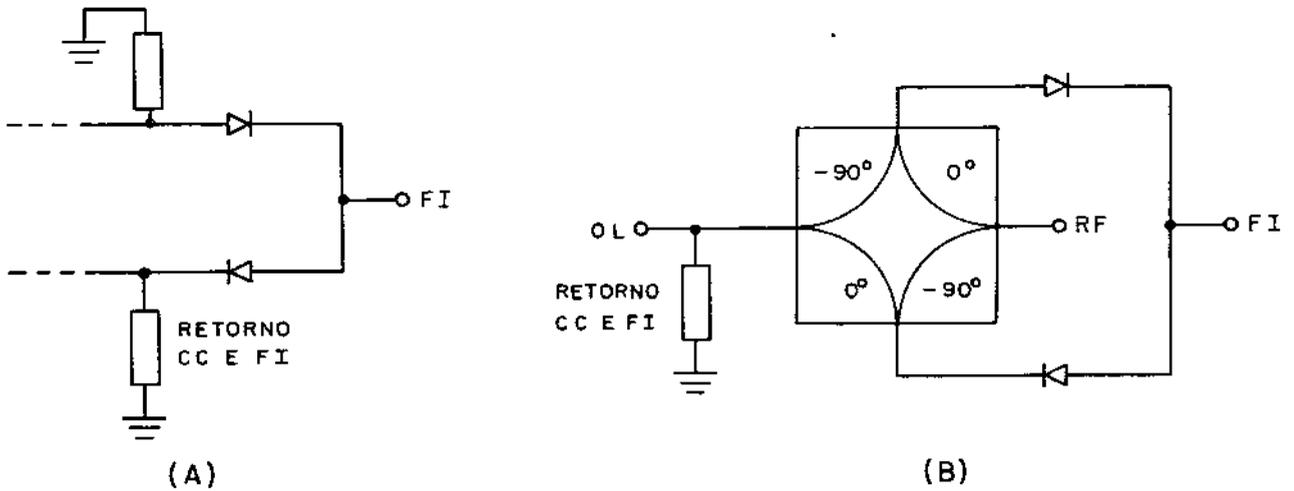


Fig. 3.13 - Localização do retorno cc e FI. Antes dos diodos (A) e na porta de OL (B).

O arranjo da Fig. 3.13(A) é utilizado quando os diodos são precedidos de filtros passa-altas ou mesmo, caso estes não existam, para prover a necessária simetria de cargas para as portas de saída do acoplador.

3.3 - MISTURADOR BALANCEADO DUPLO

O misturador balanceado duplo é constituído por dois circuitos balanceados simples associados em paralelo, com diferença de fase apropriada para combinar os sinais de FI provenientes de cada circuito. Os sinais de OL e RF são aplicados aos diodos através de "baluns". A Fig. 3.14 mostra um circuito típico de misturador balanceado duplo, com os diodos dispostos em anel.

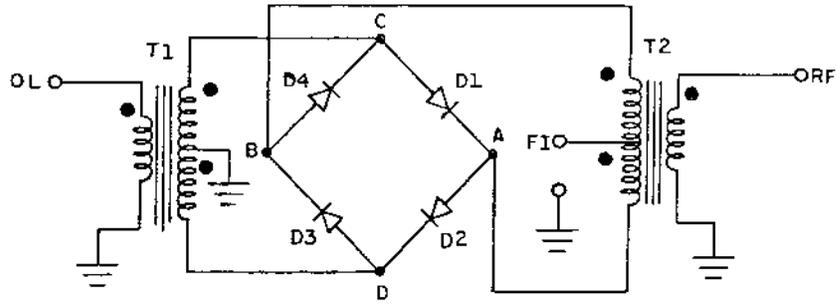


Fig. 3.14 - Misturador balanceado duplo.

Para compreensão da isolação entre portas supõe-se, inicialmente, uma tensão senoidal, durante o semi-ciclo positivo, aplicado à porta de OL. Nenhum sinal é aplicado à porta de RF. A Fig. 3.15 ilustra tal situação.

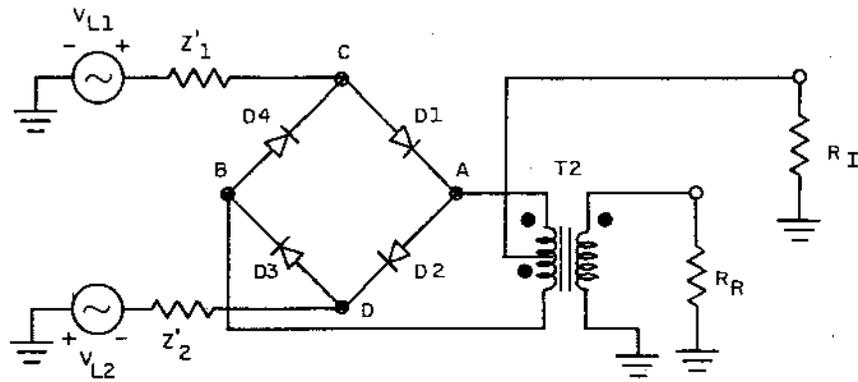


Fig. 3.15 - Tensão de OL no semi-ciclo positivo.

Z'_1 e Z'_2 são as impedâncias vistas nas duas metades do secundário de T_1 . Os diodos D1 e D2 estão polarizados diretamente e D3 e D4 reversamente. D3 e D4 podem ser substituídos por um circuito aberto e D1 e D2 por resistências não-lineares dadas por

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = \frac{v_1}{I_{S1} \exp(\alpha_1 v_1) - 1} \\ r_2 = \frac{v_2}{I_{S2} \exp(\alpha_2 v_2) - 1} \end{array} \right. \quad (3.21)$$

O circuito da Fig. 3.15 pode ser simplificado para os da Fig. 3.16.

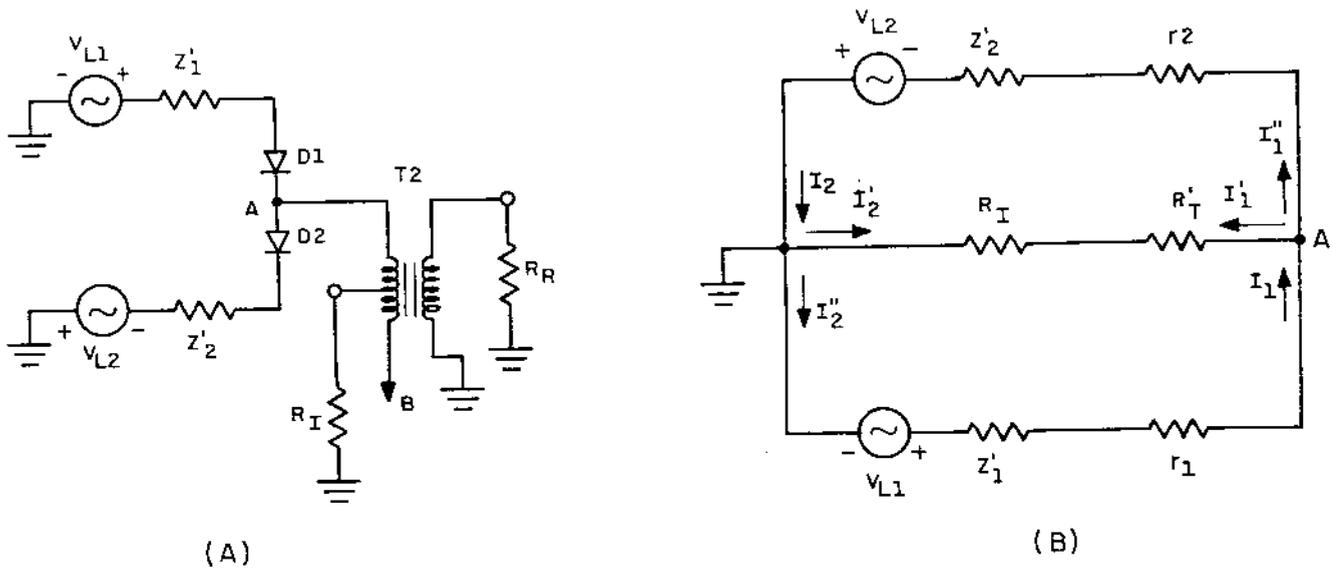


Fig. 3.16 - Circuito equivalente para semi-ciclo positivo da tensão de OL.

R_T' representa a impedância da porta de RF transferida para uma das metades do secundário de T2. Assim, é possível observar que, se T1 é perfeitamente simétrico e os diodos D1 e D2 apresentam as mesmas características,

$$\begin{cases} v_{L1} = v_{L2} \\ z'_1 = z'_2 \\ r_1 = r_2 \end{cases} \quad (3.22)$$

Isto implica que $I_1 = I_2$ e as correntes I_1' e I_2' , de mesma amplitude e fases invertidas, cancelam-se em R_I e R_T' . Assim, a porta de OL está isolada das portas de FI e RF.

No semi-ciclo negativo da tensão de OL, D1 e D2 estarão bloqueados e D3 e D4 conduzindo. A situação é análoga e também não haverá sinal de OL nas portas de RF e FI.

A mesma análise poderá ser realizada para sinal aplicado à porta de RF, concluindo-se que esta também estará isolada das portas de OL e FI. Assim, o circuito misturador balanceado duplo apresenta isolação entre as três portas. A degradação das isolações entre portas é causada por imperfeição da simetria dos transformadores e diferenças entre as características elétricas dos 4 diodos.

3.3.1 - Operação do circuito misturador balanceado duplo

Para determinação da corrente que circula pela resistência R_I , sinal de OL é aplicado aos diodos juntamente com o de RF. Para facilidade de cálculo, admite-se perfeita simetria dos transformadores e diodos com características elétricas semelhantes. Considera-se, ainda, que os sinais aplicados possuem fase inicial nula e desprezam-se as quedas de tensões nas impedâncias internas das fontes de sinais. Nos semiciclos positivos das tensões de OL e RF, as polaridades e sentidos das tensões e correntes são como as indicadas na Fig. 3.17.

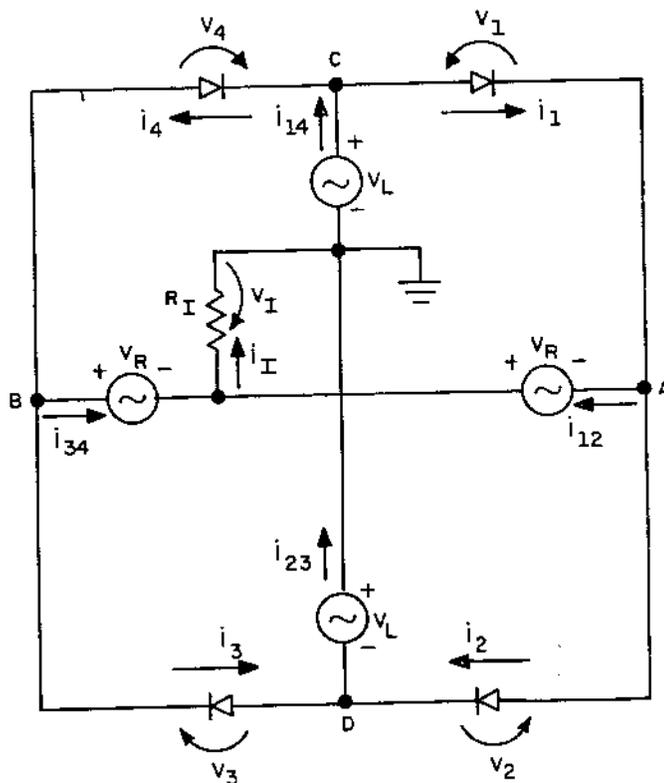


Fig. 3.17 - Correntes e tensões no misturador balanceado duplo resultantes da aplicação dos sinais de OL e RF.

As correntes nos diodos são dadas por

$$\begin{cases} i_1 = I_S [\exp(\alpha v_1) - 1] \\ i_2 = I_S [\exp(\alpha v_2) - 1] \\ i_3 = -I_S [\exp(-\alpha v_3) - 1] \\ i_4 = -I_S [\exp(-\alpha v_4) - 1] \end{cases} \quad (3.23)$$

Supondo que as condutâncias variam somente com o sinal de $0L$, tem-se

$$\begin{cases} g_1 = di_1/dv_1 = I_S \exp(\alpha v_L) \\ g_2 = di_2/dv_2 = I_S \exp(\alpha v_L) \\ g_3 = di_3/dv_3 = I_S \exp(-\alpha v_L) \\ g_4 = di_4/dv_4 = I_S \exp(-\alpha v_L) \end{cases} \quad (3.24)$$

onde $v_L = V_L \cos \omega_L t$.

A corrente em R_I é

$$i_I = i_{12} + i_{34} = (i_1 - i_2) + (i_4 - i_3) \quad (3.25)$$

ou

$$i_I = \alpha I_S [\exp(\alpha v_L)(v_1 - v_2) + \exp(-\alpha v_L)(v_4 - v_3)] \quad (3.26)$$

As tensões sobre os diodos são dadas por

$$\begin{cases} v_1 = (v_L + v_R) - v_I \\ v_2 = (v_L - v_R) + v_I \\ v_3 = (v_L + v_R) + v_I \\ v_4 = (v_L - v_R) - v_I \end{cases} \quad (3.27)$$

Substituindo-se (3.27) em (3.26)

$$i_I = 4 I_S \left[\frac{\exp(\alpha v_L) - \exp(-\alpha v_L)}{2} \right] \cdot v_R + \\ - 4 I_S \left[\frac{\exp(\alpha v_L) + \exp(-\alpha v_L)}{2} \right] \cdot v_I \quad (3.28)$$

como $v_I = R_I \cdot i_I$, obtêm-se

$$\{1 + 4\alpha I_S \cdot R_I [\cosh(\alpha v)]\} i_I = 4\alpha I_S [\sinh(\alpha v_L)] \quad (3.29)$$

A corrente i_I é perfeitamente determinada por (3.29) em função de α , I_S , R_I , v_L e v_R . Entretanto, as expressões $\cosh(\alpha v_L)$ e $\sinh(\alpha v_L)$ podem ser expandidas em séries [3.5],

$$\cosh(z \cos \theta) = I_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(z) \cdot \cos(2n)\theta \quad (3.30a)$$

$$\sinh(z \cos \theta) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}(z) \cdot \cos(2n+1)\theta \quad (3.30b)$$

onde $I_n(z)$ e $I_{2n+1}(z)$ são funções modificadas de Bessel de primeira classe, de ordem n .

Desenvolvendo-se os dois primeiros termos da série dada por (3.30a) e utilizando-se os valores típicos admitidos e calculados em (3.7) e (3.8), o coeficiente de i_I em (3.29) é aproximadamente 1 e, portanto,

$$i_I \approx 4\alpha I_S [\sinh(\alpha v_L)] \cdot v_R \quad (3.31)$$

ou

$$i_I \approx 4\alpha I_S \cdot v_R \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}(\alpha v_L) \cdot \{\cos[(2n+1)\omega_L \pm \omega_R]t\} \quad (3.32)$$

Assim, a corrente de saída do misturador balanceado duplo apresenta somente componentes geradas a partir de harmônicas ímpares de 0L. Tanto a fundamental de RF, quanto suas harmônicas, são suprimidas na saída. A FI é determinada para $n=0$.

De maneira análoga, é possível mostrar [3.6] que a corrente que flui pela porta de RF contém componentes na frequência fundamental de RF e produtos gerados a partir desta e das harmônicas pares do sinal de OL. Na porta de OL aparecem as frequências fundamental de OL e harmônicas ímpares. Assim, a frequência imagem ($2\omega_L - \omega_R$) está presente somente na porta de RF.

O retorno cc e FI é feito através dos próprios "baluns" ou de linhas de 1/4 de onda na frequência do sinal de RF [3.7].

Uma variação do circuito balanceado duplo é o de nominado balanceado triplo [3.7], no qual as três portas são balanceadas, formado pela combinação de dois daqueles circuitos. Uma das principais vantagens deste arranjo é a extensa faixa dinâmica, já que se utiliza o dobro de diodos.

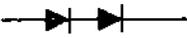
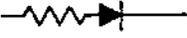
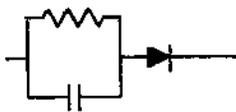
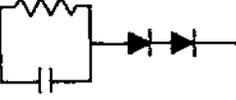
3.3.2 - Classes de misturadores

Os misturadores balanceados duplo estão compreendidos, comercialmente, em 3 classes gerais, dependendo do nível de sinal que podem operar segundo desempenho ótimo. A classificação é estabelecida a partir das diferentes configurações em cada ramo do anel, formado pelos 4 diodos nos misturadores balanceado duplo normais, e dos níveis de potência de OL. A Tabela 3.1 ilustra os circuitos das 3 classes [3.8].

Os misturadores de classe 1 operam com potências de OL entre +7 e +13dBm, para diodos padrões de nível baixo. Para os dispositivos construídos com diodos Schottky de nível muito baixo, o nível de OL é da ordem de 0 dBm. Os de classe 2 operam com OL entre +13 e +24 dBm, e os de classe 3, entre +20 e + 30 dBm.

A adição de um segundo diodo, ou de elementos RC, ao diodo original, é feita com o intuito de alterar a tensão de OL aplicada para diminuir a amplitude dos produtos de intermodulação de ordem ímpar, já que estes dependem da curva de transferência do elemento não-linear. Dessa forma, é possível melhorar o desempenho do dispositivo não só quanto aos

Tabela 3.1 - Classes de misturadores balanceados duplos

CLASSE DO MISTURADOR	CIRCUITO
1	
2, TIPO 1	
2, TIPO 2	
3, TIPO 1	
3, TIPO 2	
3, TIPO 3	

produtos de intermodulação de 1 tom, como também aos causados por 2 tons. Entretanto, é necessário aplicar níveis mais elevados de OL, já que esta potência será dividida entre mais elementos além dos quatro diodos originais do misturador balanceado duplo.

Também, pode-se conseguir tal intento aplicando-se níveis de OL acima do especificado aos misturadores de classe 1. A potência de OL elevada diminui o tempo de "turn-on" (tempo que o diodo passa do estado de não-condução para o de condução) do diodo, fazendo com que opere por um tempo muito curto na região de transição altamente não-linear, onde são gerados os produtos de intermodulação de ordem ímpar [3.9], [3.10]. A tensão sobre cada diodo operando dessa forma aproxima-se de uma onda quadrada. A Fig. 3.18 mostra as for

mas de onda de tensão e corrente, em função do tempo, em um diodo operando sob dois níveis de potência de OL, somente para o semi-ciclo positivo.

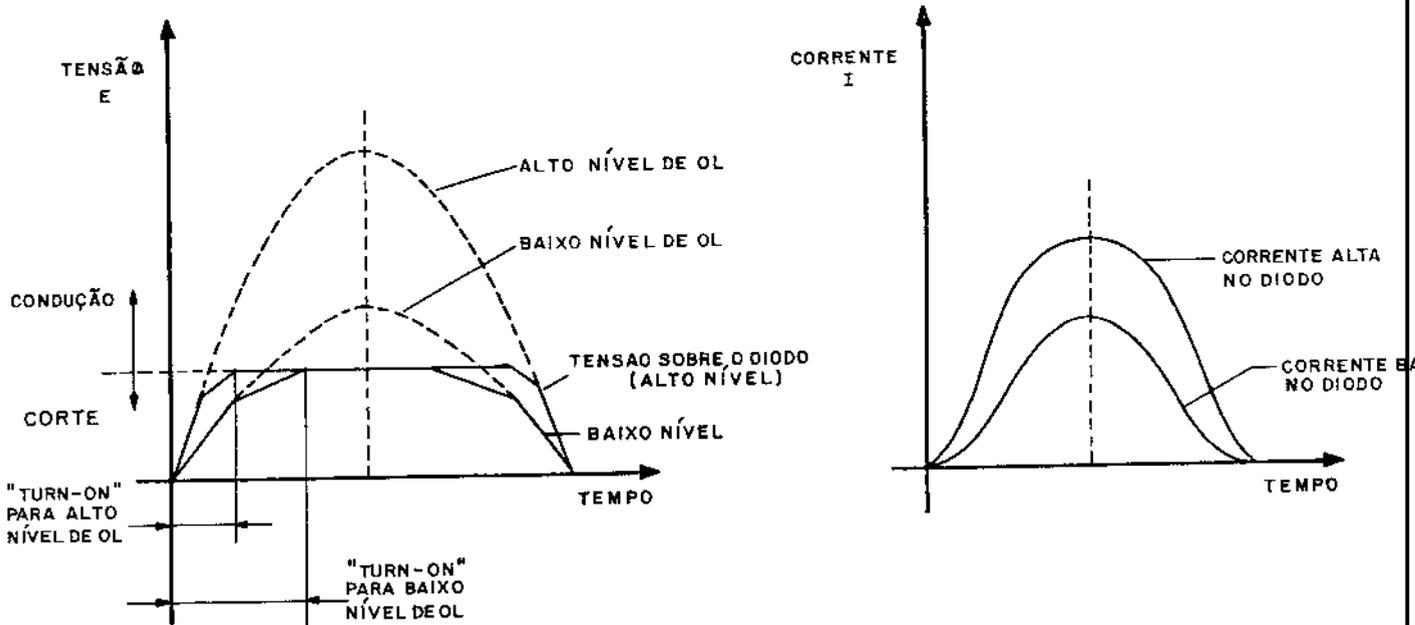


Fig. 3.18 - Tensão e corrente em um diodo operando com dois níveis diferentes de OL.

A potência de OL só pode ser aumentada até certo nível, já que correntes elevadas nos diodos causam degradação da figura de ruído. Na prática, ao misturador balanceado duplo classe 1, que opera com potência de OL nominal de +13 dBm, podem ser aplicadas potências de +17 dBm, para melhorar a supressão de intermodulação de 1 e 2 tons [3.11].

O capacitor, em paralelo com o resistor nos misturadores de classe 3, carrega-se com um determinado valor médio de tensão quando o sinal de OL é aplicado. Esta tensão polariza reversamente os diodos colocados nos ramos opostos quando a tensão de OL passa pelo valor nulo (na mudança de ciclo). Assim, um alto nível de sinal de RF pode ser aplicado sobre a polarização reversa, chaveando os diodos. Portanto, um sinal mais elevado de RF pode ser aplicado ao misturador sem que a saída seja comprimida. O capacitor age também como filtro de RF, impedindo que o sinal de RF seja dissipado no resistor.

O resistor colocado em série com o diodo nos misturadores classe 2 desempenha papel semelhante [3.11].

Os misturadores classe 1 operam com níveis de RF de entrada da ordem de -10 dBm (soma das potências de todos os sinais presentes na entrada). Os de classe 2 e 3 operam com níveis acima desse valor.

O ponto de compressão de 1 dB está na faixa de -8 a +15 dBm para os classe 1. Para os classe 2 a faixa situa-se entre +6 e +13 dBm. Acima de +15 dBm estão os valores para os misturadores classe 3.

3.4 - CIRCUITOS MISTURADORES ESPECIAIS

Há circuitos misturadores em que, às configurações básicas desbalanceada e balanceada, são acrescentadas outras estruturas para melhorarem certas especificações. A mais importante é a figura de ruído global do sistema em que o misturador está sendo utilizado. Supondo que as contribuições de ruído de amplificadores de FI e dos diodos já sejam as menores possíveis de serem obtidas com a atual tecnologia, a minimização da perda de conversão e a eliminação de ruído gerado por fontes externas são os objetivos principais que se procuram atingir com estes circuitos. As frequências de interesse são a FI ($\omega_L - \omega_R$), soma ($\omega_L + \omega_R$) e imagem ($2\omega_L - \omega_R$). Estes circuitos incluem o de recuperação de imagem, rejeição de imagem e misturadores harmônicos, brevemente descritos a seguir.

3.4.1 - Misturador de recuperação de imagem

Este misturador utiliza o princípio da reconversão à FI da frequência imagem, através do batimento desta com a frequência fundamental de OL. Nestes misturadores a frequência imagem não possui terminação casada, e sim reativa (curto ou circuito aberto para menor perda de conversão). Um filtro passa-baixa de RF, embora reduza a faixa de frequência utilizável, reflete a frequência imagem de volta ao diodo, conforme ilustra a Fig. 3.19.

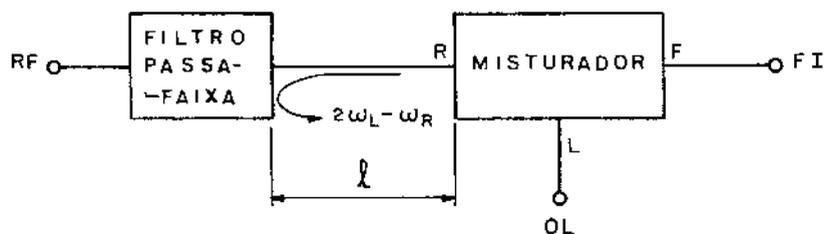


Fig. 3.19 - Misturador de recuperação de imagem.

O filtro passa-baixa ou de reflexão de imagem deve estar localizado a uma distância apropriada do diodo, normalmente determinada empiricamente, para perfeita reconversão à FI. Se a relação de fase entre a frequência imagem e a FI for imprópria; o resultado será o aumento da perda de conversão e da figura de ruído [3.12]. Através desta técnica é possível a obtenção de figuras de ruído entre 4 e 7 dB (considerando a figura de ruído do amplificador de FI) e perdas de conversão entre 1 e 3,5 dB [3.12]- [3.14].

Pode-se também, combinar esta técnica com a de recuperação da frequência soma. Neste caso, a perda de conversão pode situar-se em torno de 3 dB [3.15].

3.4.2 - Misturador de rejeição de imagem

O misturador de rejeição de imagem utiliza dois misturadores balanceados duplos combinados com acopladores de 0° e 90° , com o intuito de propiciar baixas figuras de ruído, ou atenuação da frequência soma sem o uso de filtros. A configuração básica deste tipo de misturador está esboçada na Fig. 3.20.

A frequência imagem gerada internamente no misturador ($2\omega_L - \omega_R$) está distanciada da frequência de OL de uma quantidade igual à FI. Se um sinal com esta frequência adentrar um misturador qualquer será convertido à FI. O misturador de rejeição de imagem possui a propriedade de, utilizado em sistemas sem pré-seletor de frequências, separar as FI relacionadas com as frequências do sinal e imagem [3.16]. Embora possa ser construído com as outras configurações de circuito [3.17], normalmente utiliza-se o balanceado duplo, fa-

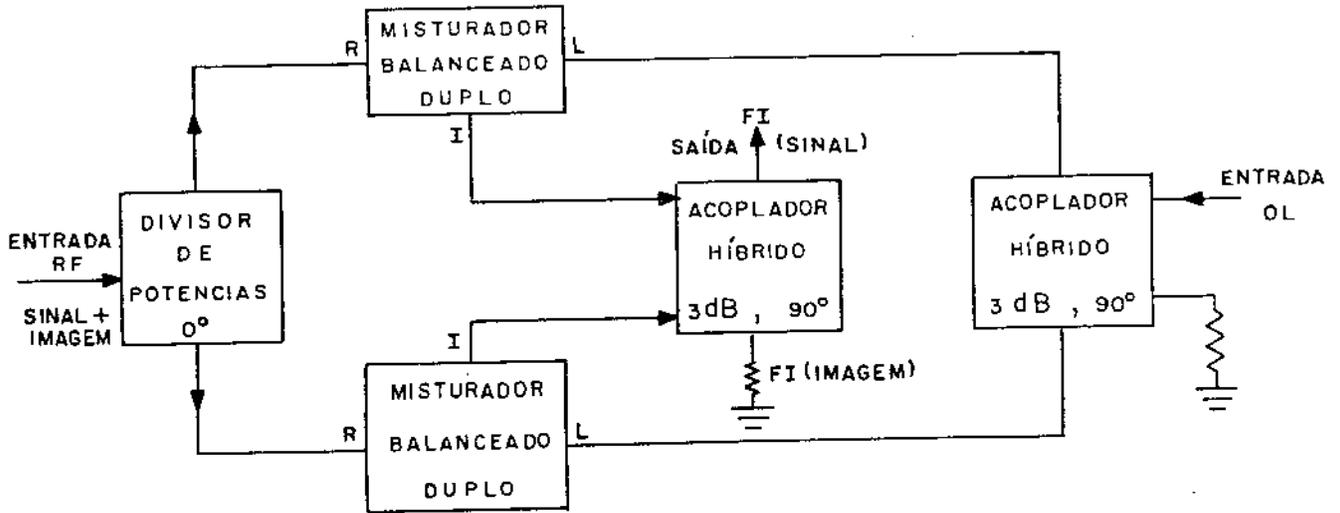


Fig. 3.20 - Misturador de rejeição de imagem.

zendo uso de sua inerente isolação entre portas e rejeição de vários produtos de intermodulação. Quando precedido por seletor de frequências, isto é, quando na entrada está presente somente o sinal de RF, em uma das saídas retira-se a FI e na outra a frequência soma, com isolação entre as duas da ordem de 20 a 30 dB [3.18].

A utilização mais importante deste tipo de circuito é em sistemas que requerem misturadores de baixo ruído. Como mostrado anteriormente, é possível construir misturadores de baixo ruído eliminando-se o ruído na frequência imagem, que adentra o circuito, e reconvertendo-se a frequência soma à FI. O ruído na frequência imagem pode ser eliminado pela colocação de filtros antes do misturador. Mostra-se [3.19] que o ruído na frequência imagem dissipa-se na porta de FI (imagem) e a reconversão da frequência soma é feita com terminação reativa nesta mesma porta. Dessa forma, podem-se obter figuras de ruído tão baixas quanto 3,8 dB (figura de ruído do amplificador de FI : 1,3 dB) e perda de conversão da ordem de 3 dB [3.20].

3.4.3 - Misturador harmônico

O misturador harmônico geralmente é utilizado em frequências elevadas, onde fontes estáveis de sinal de OL são difíceis de serem obtidas, ou são demasiadamente caras. Assim,

a conversão é obtida através da harmônica de ordem 2 do sinal de OL. A perda de conversão deste tipo de misturador é de 3 a 5 dB maior que nos misturadores convencionais. 15 dB de perda de conversão foi obtida na faixa de 76 a 106 GHz por Kawasaki e Akaike [3.21], com um misturador em guia de onda, construído com um único diodo. Os produtos gerados pela fundamental de OL e sinal de Rf são os responsáveis pelos valores elevados de perda de conversão. Há grandes dificuldades de serem providas terminações reativas nestes produtos de intermodulação. A solução para a diminuição da perda de conversão é a adoção de configurações especiais que eliminem estes produtos sem a utilização de filtros. A utilização de 2 diodos em paralelo, colocados reversamente, propicia a eliminação destes produtos [3.22]. Assim, foi possível reduzir a perda de conversão para 6 a 7 dB em 98 GHz [3.23] e em 59 GHz [3.24], e a 3,2 dB para 3,5 GHz de sinal de RF [3.25].

3.5 - POLARIZAÇÃO CC DE CIRCUITOS MISTURADORES

A polarização cc de diodos Schottky é um recurso que se pode utilizar em algumas aplicações específicas de misturadores, embora a grande maioria dos circuitos comerciais opere somente com polarização de oscilador local. A polarização cc oferece vantagens e desvantagens, que devem ser consideradas antes de se optar por sua utilização.

A principal vantagem reside no fato que a polarização cc permite a operação conveniente dos diodos para baixos níveis de potência de OL. Assim, é possível "programar" as impedâncias de RF e de FI para valores desejados fazendo uso da polarização cc. A Fig. 3.21 mostra a curva típica tensão/corrente de um diodo Schottky para 3 tipos de polarização cc: nula, direta e reversa. A polarização cc direta reduz a faixa dinâmica de operação, enquanto que a reversa possibilita o aumento da faixa.

A polarização cc pode ainda aumentar a rejeição de produtos de intermodulação e estabilizar o desempenho do diodo misturador contra variações da potência de sinal de OL.

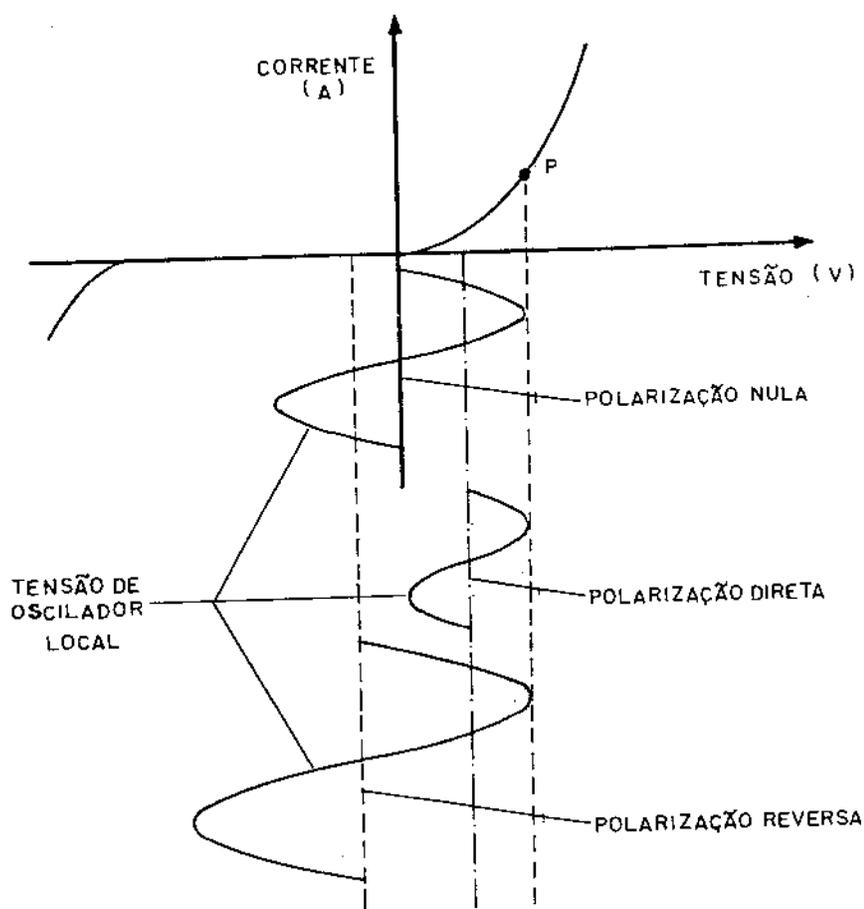


Fig. 3.21 - Polarização cc nula, direta e reversa de diodo Schottky.

Lepoff e Cowley [3.26] estudaram a variação da amplitude dos produtos de intermodulação com o nível de polarização cc aplicado a vários tipos de diodos, e concluíram que a escolha apropriada do ponto de operação cc pode reduzir o nível de certos produtos de intermodulação em misturador desbalanceado e, mesmo, cancelamento em balanceado simples, com os diodos operando em pontos de polarização diferentes. O estudo mostrou melhorias na rejeição de intermodulação de até 50 dB.

Alguns produtos de intermodulação e, mesmo, harmônicas dos sinais de RF e OL, permanecem com níveis inalterados quando se aplica polarização cc. São os produtos da forma $(\pm m f_L \pm n f_R)$, onde a soma de m e n é igual a 5 [3.27], e as harmônicas de ordem 5 dos sinais de RF e OL. Nesta suposição, consideram-se inalteradas as amplitudes dos sinais de RF e OL aplicados ao diodo.

Para cada tipo de diodo misturador (ou detetor) há valores de polarização direta nos quais o VSWR e impedância

de FI praticamente não variam com o nível de sinal de OL. Embora nestes pontos de polarização cc os valores de VSWR não sejam mínimos, as impedâncias de RF e FI variam cerca de 10% para potências de OL desde 1 mW até 1 μ W [3.28].

As desvantagens da utilização de polarização cc praticamente limitam seu uso às aplicações em que se dispõem somente de baixas potências de OL. A relação de ruído do diodo pode ser maior que a unidade, já que no caso de polarização direta é maior o número de portadores de carga com energia suficiente para ultrapassar a barreira de potencial. Além disso, o processo de sobrecarga (compressão e dessensibilização) é mais acentuado, pois na presença de níveis elevados de RF o diodo não se desliga quando a tensão de OL assume valor nulo [3.29]. Também, a estrutura necessária para polarizar o diodo pode ser complicada, especialmente em misturadores balanceados duplos, dificultando a compactação dos circuitos.

3.5.1 - CIRCUITOS PARA POLARIZAÇÃO CC

Em alguns circuitos misturadores é necessária a polarização cc dos diodos, principalmente nos casos em que não se dispõem de potências elevadas de sinal de oscilador local. Em misturadores desbalanceados, o uso de acoplador direcional com fator de acoplamento entre 10 e 20 dB normalmente exige tal polarização. A polarização é aplicada ao diodo através do circuito de polarização constituído, basicamente, por um capacitor de bloqueio cc e uma estrutura de RF, em forma de filtro passa-baixas, que propicie a menor perda possível de sinal de RF na linha principal. A Fig. 3.22 ilustra tal situação.

O circuito de polarização cc deve evitar que o sinal de RF na linha principal desvie-se para terra através da impedância da fonte cc, isto é, o ponto A deve ser um circuito aberto para o sinal de RF. Os circuitos da Fig. 3.23 são os mais simples que se podem construir em microfitas.

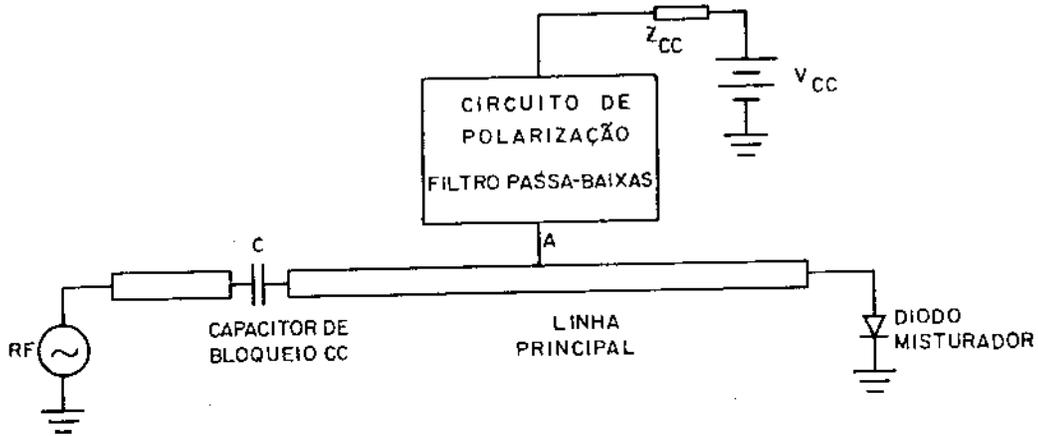


Fig. 3.22 - Circuito de polarização cc.

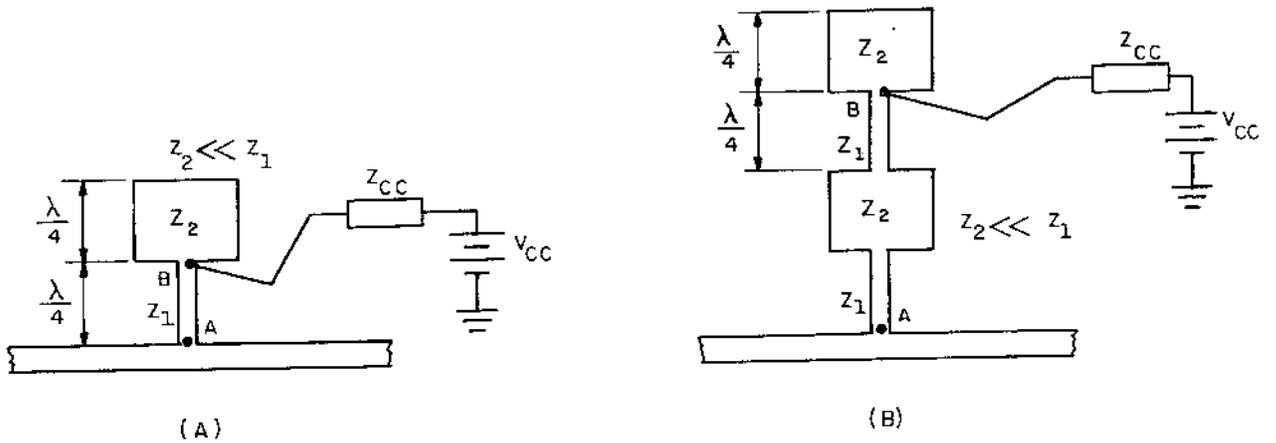


Fig. 3.23 - Circuitos de polarização cc em microfritas. A largura de faixa de (B) é maior que a de (A).

No circuito da Fig. 3.23(A), a impedância Z_1 é da ordem de 110Ω e Z_2 entre 10 e 20Ω . A diferença entre Z_1 e Z_2 deve ser a maior possível que se possa implementar em microfritas, para se obter uma faixa de frequências conveniente. A linha de impedância Z_2 e comprimento $\lambda/4$ na frequência central de operação, transforma o circuito aberto em que está terminada em curto no ponto B. Neste ponto é aplicada a polarização cc, já que a impedância da fonte cc estará em paralelo com um curto-circuito. A linha de $\lambda/4$ e impedância Z_1 transforma o curto-circuito em B em circuito aberto no ponto A. Caso seja necessária uma faixa de frequências maior, mais seções devem ser acrescentadas, como na Fig. 3.23(B). Se o tamanho do

circuito de polarização cc for excessivamente grande pode-se substituir a última linha, que simula a capacitância, por capacitores que propiciem baixa reatância na frequência central de operação [3.30].

Quando se desejam amplas faixas de frequências de operação, o número de seções é grande, e a estrutura pode ser substituída por filtros passa-baixas com características de Chebyshev ou Butterworth [3.31]. Recentemente, Syrett [3.32] propõe uma estrutura para polarização cc de componentes ativos, chamada de "meia lua", que combina faixa larga de operação (4 a 6 GHz sobre a banda-X) e tamanho reduzido. A estrutura é mostrada na Fig. 3.24.

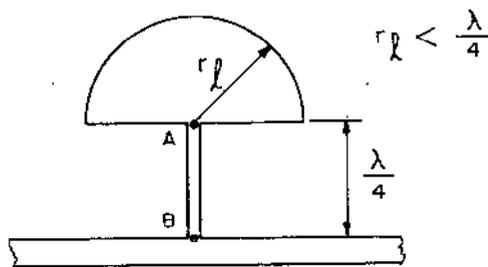


Fig. 3.24 - Estrutura "meia-lua" para polarização cc [3.32].

Além disso, é possível combinar elementos concentrados com microfitas para se reduzir a área ocupada pelo circuito de polarização cc. A estrutura mais simples que se pode conceber é formada por um indutor e um capacitor de passagem, conforme mostra a Fig. 3.25.

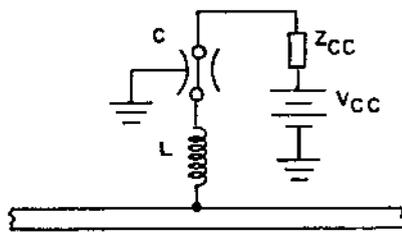


Fig. 3.25 - Polarização cc através de indutor e capacitor.

A reatância da bobina deve ser elevada na frequência de RF e a do capacitor deve ser baixa. Pode-se adotar $X_L > 500\Omega$ e $X_C = 0,1\Omega$, para aplicações em sistemas de 50Ω .

3.6 - CIRCUITOS DE RETORNO CC E FI

Para que um circuito misturador opere convenientemente é necessário estabelecer um caminho para a circulação das correntes cc e de FI. A Fig. 3.26 mostra um esquema simplificado de um misturador desbalanceado, considerando-se apenas as correntes cc e de FI.

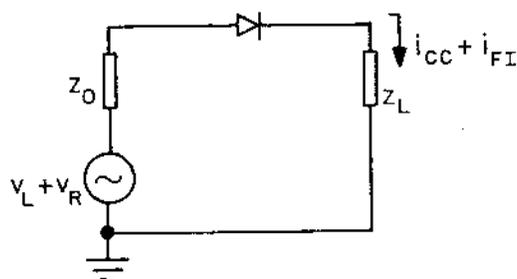


Fig. 3.26 - Esquema simplificado de um misturador desbalanceado.

A fonte de tensão ($v_L + v_R$) representa os sinais de OL e RF aplicados ao diodo. No circuito apresentado as correntes i_{cc} e i_{FI} circulam pela impedância de carga Z_L e pela impedância da fonte Z_0 . É possível prever um caminho alternativo para estas duas correntes, impedindo-as de circularem pelas portas de OL e RF, o que pode acarretar perdas adicionais, conforme ilustra a Fig. 3.27.

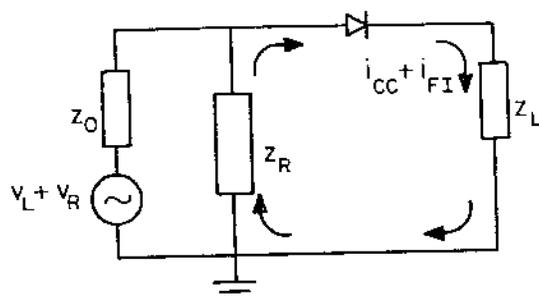


Fig. 3.27 - Caminho alternativo para as correntes cc e FI.

O caminho alternativo, representado pela impedância Z_R , deve apresentar-se como curto-circuito para cc e FI e circuito aberto para as demais correntes, forçando a corrente proveniente do gerador a circular pela malha externa.

Em microfitas, retorno cc e FI pode ser realizado, em sua forma mais simples, por uma linha de $\lambda/4$ de comprimento na frequência de operação, alta impedância, e curto-circuitada, conforme mostra a Fig. 3.28.

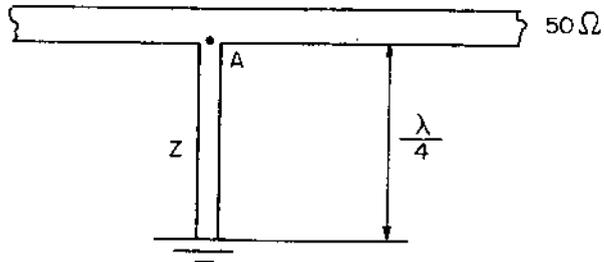


Fig. 3.28 - Retorno cc e FI através de linha de $\lambda/4$, curto-circuitada.

A impedância Z deve ser a maior possível para ampliar a faixa de frequências de utilização [3.33]. O aumento da faixa de utilização pode ser conseguido adicionando-se mais seções à estrutura da Fig. 3.28, como exemplificado na Fig. 3.29 [3.34].

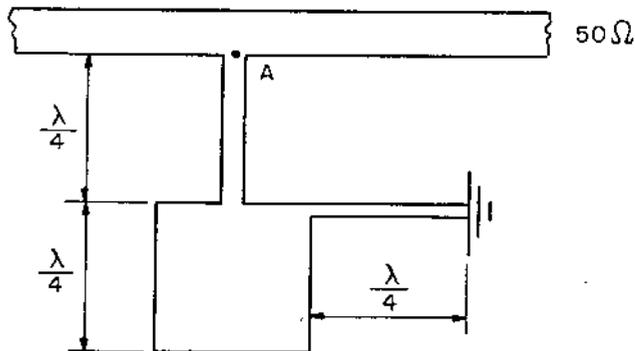


Fig. 3.29 - Adição de seções extras para ampliação da faixa de frequências de operação.

Nas Figs. 3.28 e 3.29, as linhas $\lambda/4$ transformam os curtos em suas extremidades em circuito aberto no ponto A, impedindo que o sinal de RF seja curto-circuitado à terra.

Para aplicações em frequências baixas de microondas tais estruturas são inconvenientes devido ao tamanho exagerado. Recomenda-se, neste caso, o retorno construído com indutor curto-circuitado, como aparece na Fig. 3.30.

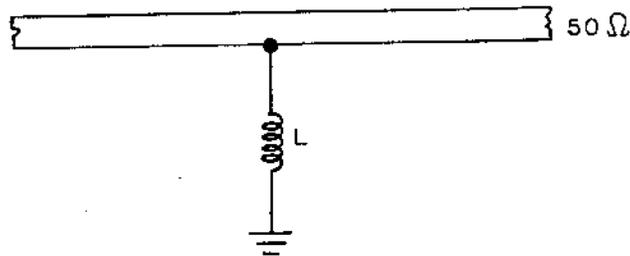


Fig. 3.30 - Retorno cc e FI com indutor discreto.

A tecnologia de fabricação de componentes para microondas permite, atualmente, a construção de indutores de núcleo de ar de tamanhos reduzidíssimos, com frequências de ressonância própria da ordem de 12 GHz, podendo ser utilizadas em faixas amplas de frequências [3.35]. Howe [3.36] apresenta as curvas de VSWR em função da frequência, para alguns valores de indutâncias.

Hã também outras situações em que é necessária a utilização de retorno cc para perfeito funcionamento, não sã de circuitos misturadores, como qualquer circuito que conte nha diodos. Uma delas é aquela em que o gerador que alimenta o circuito possui na saída um capacitor de desacoplamento cc para proteção [3.37]. Na Fig. 3.31, é possível observar que se não houvesse o retorno cc, durante o semi-ciclo negativo da tensão de entrada, o diodo estaria cortado e o capacitor não seria descarregado. Nesta situação, após alguns semi-ciclos da tensão de entrada, o circuito deixaria de funcionar como retificador.

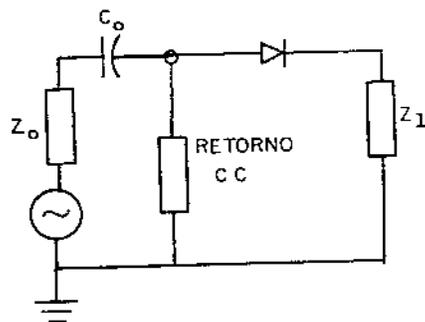


Fig. 3.31 - A função do retorno cc para circuitos a diodo operando com geradores de saída capacitivamente acoplada.

3.6.1 - Projeto do retorno cc e FI dos misturadores desbalanceado e balanceado simples.

O retorno cc e FI dos misturadores desbalanceado e balanceado simples implementados é constituído somente por uma bobina, construída com núcleo de ar. A reatância indutiva adotada na frequência de 70 MHz (FI) foi 10Ω . Este valor implica em uma indutância de $0,023\ \mu\text{H}$. Na frequência de 1,5 GHz (RF) a reatância correspondente é de $217\ \Omega$.

A bobina foi projetada da mesma forma que a utilizada no circuito casador de impedâncias que compõe o estágio de saída do misturador balanceado simples. É construída com 4 voltas de fio 22, sobre um comprimento total de 5mm e diâmetro de 1,5mm.

As Tabelas TR-1, TR-2 e os Gráficos GR-1 e GR-2 mostram o VSWR e a perda por inserção de uma linha de transmissão de $50\ \Omega$ de 5,0cm de comprimento, na qual foi colocada, em seu ponto médio, a bobina de $0,023\ \mu\text{H}$. Na faixa de 1 a 2 GHz, o valor de VSWR fica compreendido entre o valor mínimo de 1,025 (em 1,50 GHz) e o máximo de 1,270 (em 2,00 GHz). A perda por inserção varia desde 0,04 dB (em 1,20 GHz) até 0,55 dB (em 1,70 GHz). Em 1,50 GHz, a perda por inserção é de 0,23 dB. Os valores obtidos são suficientemente baixos para não comprometerem o desempenho do misturador.

Se for necessária a adoção de polarização cc deverão ser usados capacitores para bloquear a corrente cc que flui para as portas de OL e RF. Na faixa de 1 a 2 GHz é possível empregar capacitor cerâmico tipo "plate", aplicando-se solda diretamente às placas.

As Tabelas TC-1 e TC-2, os Gráficos GC-1 e GC-2 mostram o desempenho de um desses capacitores de valor 1nF.

É necessário também bloquear a corrente cc na porta de FI, impedindo-a de adentrar o amplificador de FI. Utilizando-se capacitor deve-se prover o necessário retorno cc. Outra forma de se desacoplar o nível cc é através de transformador. Normalmente, o amplificador de FI possui um circuito sintonizado em sua entrada, no qual o primário fornece o caminho cc, e o secundário é ressonante na FI [3.38], [3.39], conforme mostra a Fig. 3.32.

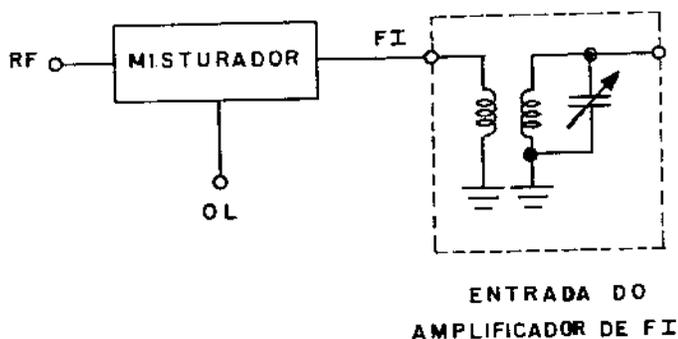


Fig. 3.32 - Desacoplamento do nível cc na entrada do amplificador de FI.

TABELA TR-1 - VSWR x Frequência - Dispositivo: retorno cc e FI

FREQUÊNCIA (GHz)	VSWR P1
1,00	1,090
1,10	1,080
1,20	1,075
1,30	1,092
1,40	1,045
1,50	1,025
1,57	1,030
1,70	1,070
1,80	1,150
1,90	1,170
2,00	1,270

TABELA TR-2 - Perda por inserção x frequência - Dispositivo: retorno cc e FI

FREQUÊNCIA (GHz)	PERDA POR INS. P1 → P2 (dB)
1,00	0,05
1,10	0,07
1,20	0,04
1,30	0,02
1,40	0,12
1,50	0,23
1,57	0,15
1,70	0,55
1,80	0,45
1,90	0,25
2,00	0,35

GRÁFICO GR-1: Variação do VSWR em função da frequência do retorno CC e FT.

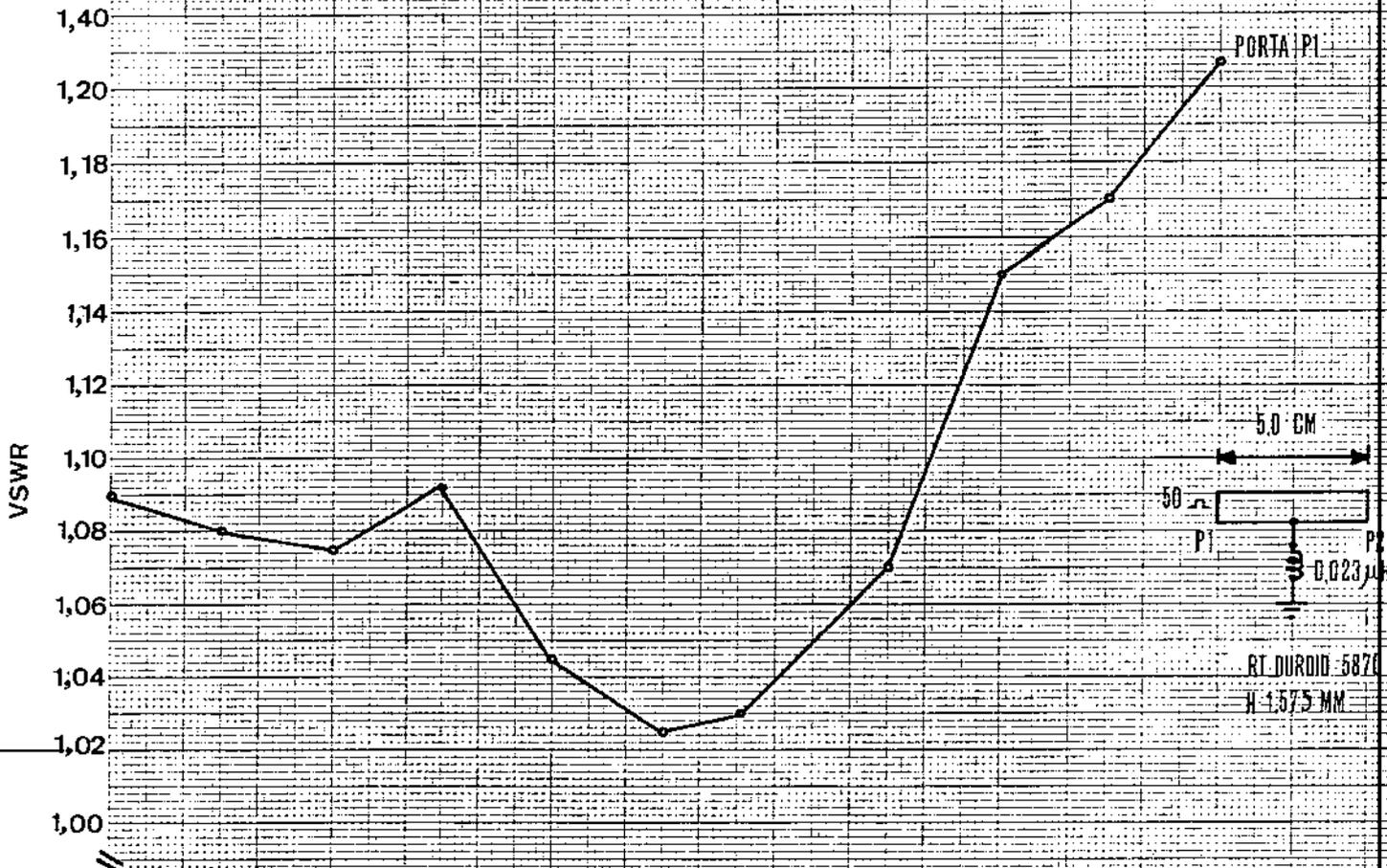


GRÁFICO GR-2: Variação da perda por inserção em função da frequência do retorno no CC e FT.

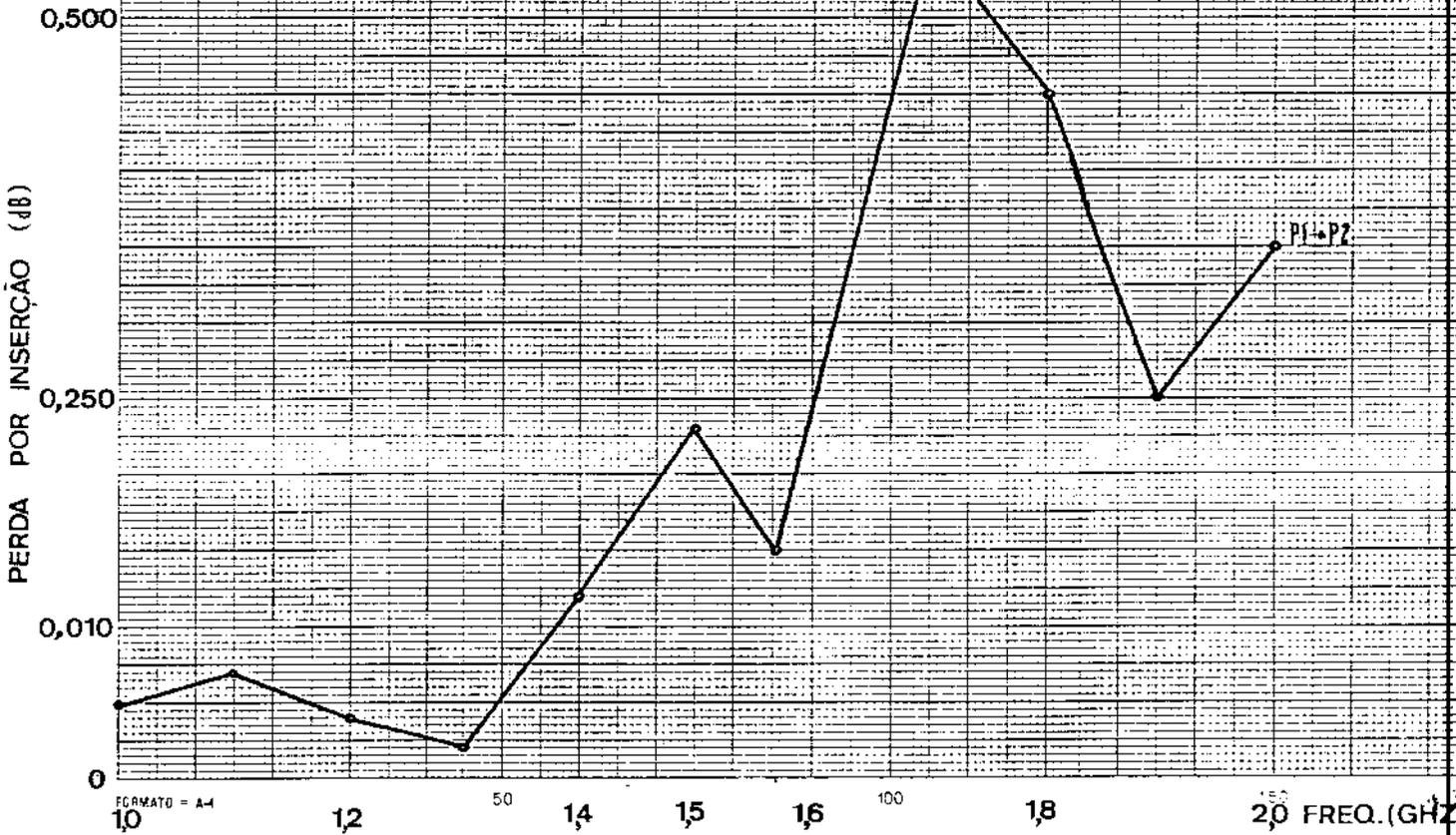


TABELA TC-1 - VSWR x Frequência

Dispositivo: Bloqueio cc [Capacitor "Plate",
1nF]

FREQUÊNCIA (GHz)	VSWR P1
1,00	1,135
1,10	1,145
1,20	1,144
1,30	1,135
1,40	1,150
1,50	1,164
1,57	1,145
1,70	1,135
1,80	1,137
1,90	1,165
2,00	1,220

TABELA TC-2 - Perda por inserção x Frequência

Dispositivo: Bloqueio cc

FREQUÊNCIA (GHz)	PERDA POR INS. P1 → P2 (GHz)
1,00	0,02
1,10	0,10
1,20	0,32
1,30	0,40
1,40	0,26
1,50	0,16
1,57	0,22
1,70	0,28
1,80	0,34
1,90	0,46
2,00	0,75

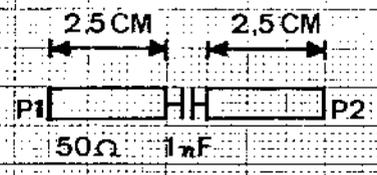


GRÁFICO GC-1: Variação do VSWR em função da frequência do bloqueio CC (capacitor "plate", 1nF).

RT/DUROID 5870

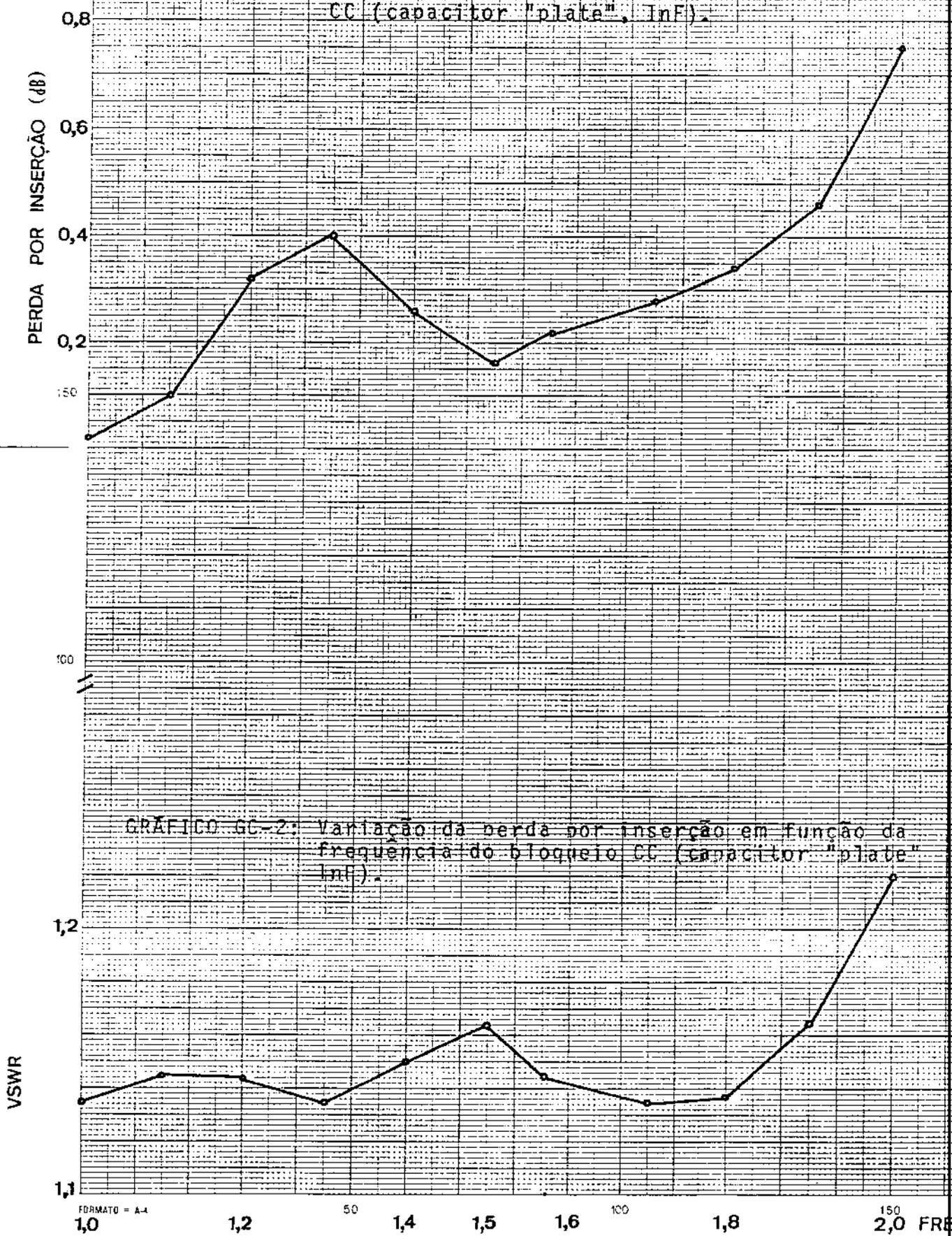


GRÁFICO GC-2: Variação da perda por inserção em função da frequência do bloqueio CC (capacitor "plate" 1nF).

FORMATO = A-4

3.7 - APLICAÇÕES DOS CIRCUITOS MISTURADORES

Além de aplicações usuais como conversores de frequências acima ($\omega_L + \omega_R$) e abaixo ($\omega_L - \omega_R$) da frequência do sinal de RF, os circuitos misturadores podem ser utilizados em outras aplicações. Na maioria destas, recomenda-se o emprego de circuitos balanceados duplos pelas especificações superiores às de outros tipos. As aplicações principais são brevemente descritas a seguir.

3.7.1 - Modulador em amplitude com portadora suprimida

O sinal modulante é aplicado à porta de FI, a portadora à porta de OL, e o sinal modulado é extraído na porta de RF do misturador, conforme ilustra a Fig. 3.33.

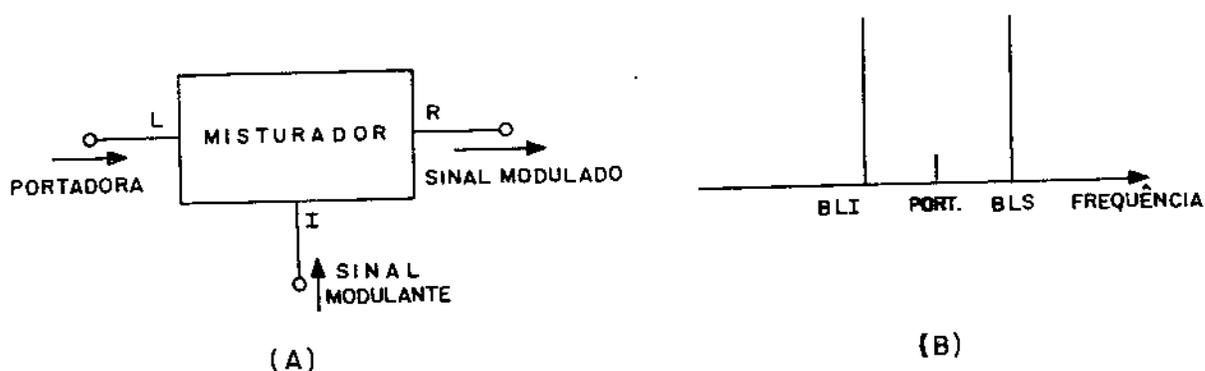


Fig. 3.33 - Misturador utilizado como modulador em amplitude com portadora suprimida. Diagrama de blocos (A) e espectro em frequência do sinal de saída (B).

A supressão da portadora depende da qualidade de isolamento das estruturas de entrada das portas do circuito. Normalmente, utilizam-se acopladores híbridos de 180° , que permitem maior isolamento entre as portas L e R que os de 90° , no caso de circuitos balanceados simples. Nos balanceados duplos, a qualidade de simetria dos "baluns" é determinante. Valores de supressão de portadora situam-se entre 20 e 40 dB. A banda lateral de interesse é selecionada por intermédio de filtro, embora seja possível combinar dois circuitos misturadores através de

acopladores híbridos de 90 e 180°, permitindo que as duas bandas laterais sejam extraídas em portas diferentes [3.18].

3.7.2 - Atenuador de RF

A isolação entre as portas de OL e RF pode ser variada pela aplicação de corrente contínua na porta de FI. Para pequenos valores de corrente a isolação é máxima e, à medida que esta aumenta, a isolação diminui. Valores típicos de variação situam-se na faixa de 3 a 40 dB, para circuitos balanceados duplos, para potências de sinal de RF até o valor que causa compressão de 1 dB, especificado para uso como misturador. A Fig. 3.34 mostra um circuito misturador utilizado como atenuador de RF e as curvas características para 3 níveis diferentes de sinal de RF [3.40].

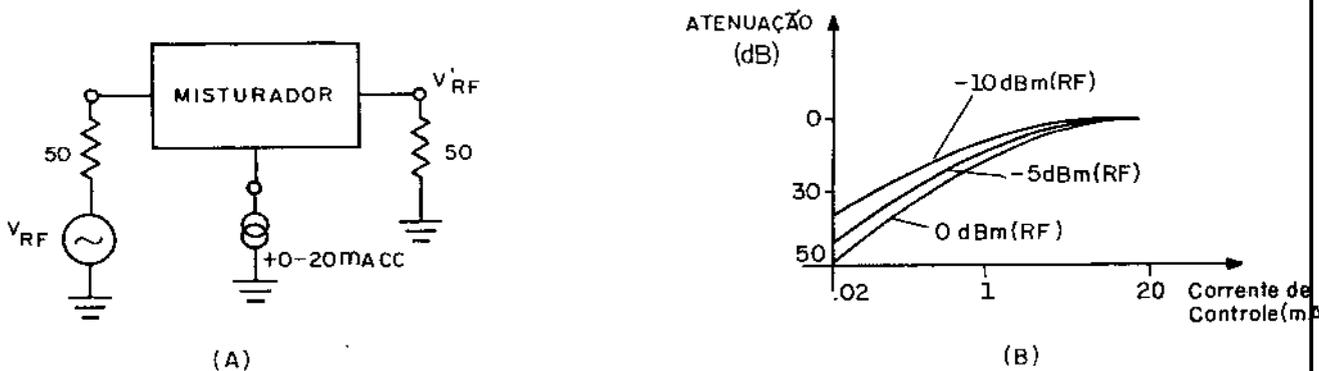


Fig. 3.34 - Misturador como atenuador de RF (A) e curva de resposta (B) [3.40].

O mesmo arranjo da Fig. 3.34(A) pode ser utilizado como chave ou modulador por pulsos, controlado por 2 níveis diferentes na porta de FI.

3.7.3 - Dobrador de frequência

A saída de um misturador contém as frequências ($f_L \pm f_R$). Se $f_L = f_R$, a saída será dada por um termo cc (como no detetor da fase), representado por ($f_L - f_R$), e a frequência $2f_R$. A Fig. 3.35 ilustra tal utilização.

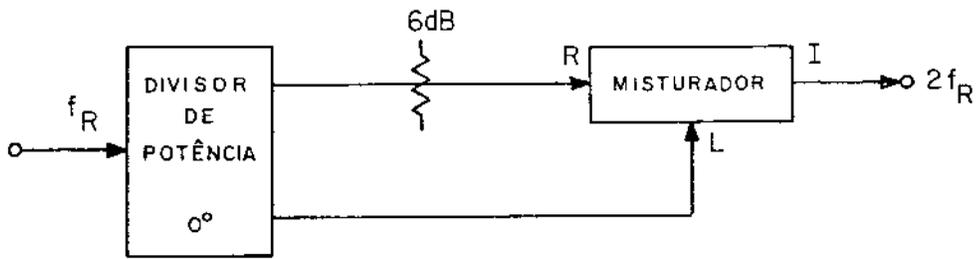


Fig. 3.35 - Misturador utilizado como dobrador de frequência.

Entretanto, pode-se evitar o emprego do divisor de potência realizando-se algumas modificações no circuito misturador balanceado simples ou duplo, no sentido de torná-lo um circuito de 2 portas [3.41]. Neste caso, o circuito opera como um retificador de alta frequência e a segunda harmônica gerada é extraída com perda de conversão, da ordem de 12 a 15 dB.

2.7.4 - Detetores de fase

A saída de um circuito misturador contém os sinais dados por

$$A_1 \cos[(\omega_L - \omega_R)t - (\phi_L - \phi_R)] + A_2 \cos[(\omega_L + \omega_R)t + (\phi_L + \phi_R)] + [\text{produtos de intermodulação}] \quad (3.33)$$

onde ϕ_L e ϕ_R são, respectivamente, as fases iniciais dos sinais de OL e RF. Se $\omega_L = \omega_R$, a saída torna-se

$$A_1 \cos(\phi_R - \phi_L) + A_2 [2\omega_R t + (\phi_L + \phi_R)] + [\text{prod. de intermod.}] \quad (3.34)$$

Através de filtragem apropriada é possível obter-se um sinal de saída cc proporcional à diferença de fase entre os dois sinais, ou seja,

$$A_1 \cos(\phi_R - \phi_L) \quad (3.35)$$

Assim, a detecção de fase é uma aplicação particular do processo de misturação de frequências. A Fig. 3.36 ilustra esta utilização e uma curva de resposta [3.42].

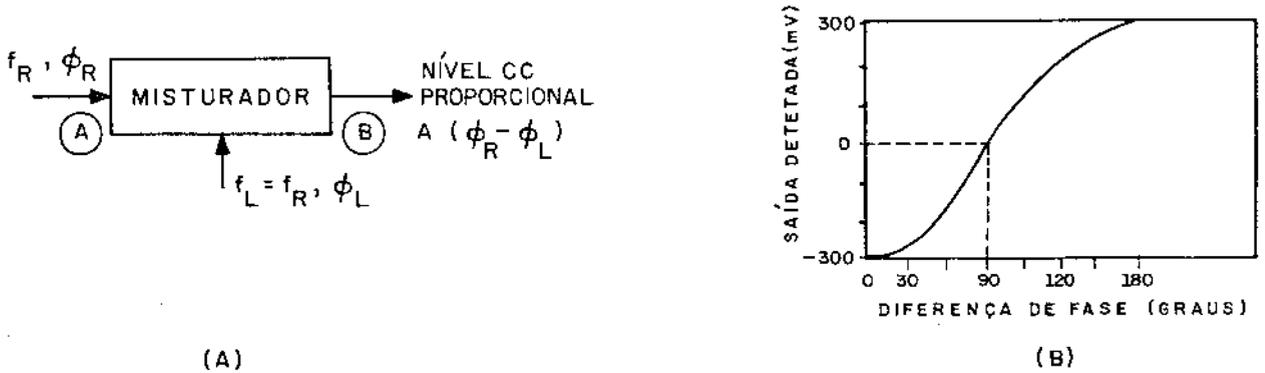


Fig. 3.36 - Detetor de fase com misturador (A) e curva de resposta (B) [3.42].

As especificações mais importantes de circuitos misturadores utilizados como detetores de fase são: tensão de "offset", máxima tensão cc de saída, polaridade da tensão de saída, variação da tensão de "offset" com a temperatura e isolamento entre portas (L/I e R/I) [3.42], [3.43].

Invertendo-se os sentidos de fluxo de sinais nas portas A e B da Fig. 3.36(A) pode-se utilizar o misturador como um modulador de fase [3.44].

CAPÍTULO 4

ESTÁGIO DE ENTRADA DE MISTURADORES

O estágio de entrada de misturadores é o principal responsável pelas características de entrada do circuito, tais como VSWR e isolamento entre portas. Estas propriedades são dependentes do tipo de estrutura adotada, da adaptação de impedâncias entre diodos e linhase da terminação da porta de FI.

A estrutura de entrada deve desempenhar as seguintes funções:

- (a) Prover o necessário casamento de impedâncias entre fontes de sinais e diodos misturadores.
- (b) Dividir igualmente os sinais de OL e RF e aplicá-lo aos diodos com a menor perda possível. No caso de acopladores direcionais o fator de acoplamento deve ser escolhido tal que a perda por inserção do sinal de RF seja a menor possível.
- (c) Prover a maior isolamento possível entre as portas de OL e RF, para evitar a irradiação do sinal de OL pelo circuito de RF.

A estrutura de entrada é escolhida de acordo com o tipo de construção do circuito misturador, isto é, se a montagem é realizada através de guia de onda, coaxial, microfritas ou linhas de fita, de largura de faixa de operação e do tipo de circuito misturador. Também é fator determinante o tamanho da estrutura, optando-se por construção segundo parâmetros distribuídos ou concentrados.

As estruturas mais utilizadas em misturadores desbalanceados são comentadas a seguir.

4.1 - MISTURADOR DESBALANCEADO

Como o misturador desbalanceado é constituído por um único diodo, não há necessidade da divisão dos sinais de OL e RF. A estrutura de entrada, dentre outras funções, deve aplicar o sinal de RF, com a menor perda por inserção possível, bem como o sinal de OL que chaveia o diodo. A estrutura normalmente utilizada é o acoplador direcional de uma única seção, pois os de múltiplas seções, embora aumentem a faixa de operação, introduzem perdas devido ao tamanho da estrutura. Os fatores de acoplamento entre a porta de OL e o diodo situam-se na faixa de 10 a 20 dB, de acordo com a potência de sinal de OL disponível.

Também é possível combinar as funções de acoplamento e filtragem de sinal de OL através do filtro direcional passa-faixa ou rejeita-faixa em forma de anel [4.1]. Esta estrutura, mostrada na Fig. 4.1, é um dispositivo de quatro portas, cujo acoplamento de sinal entre a linha principal e a secundária é feita através de seção de linha de transmissão em forma de anel, cujo comprimento total é igual ao comprimento de onda na frequência central de operação.

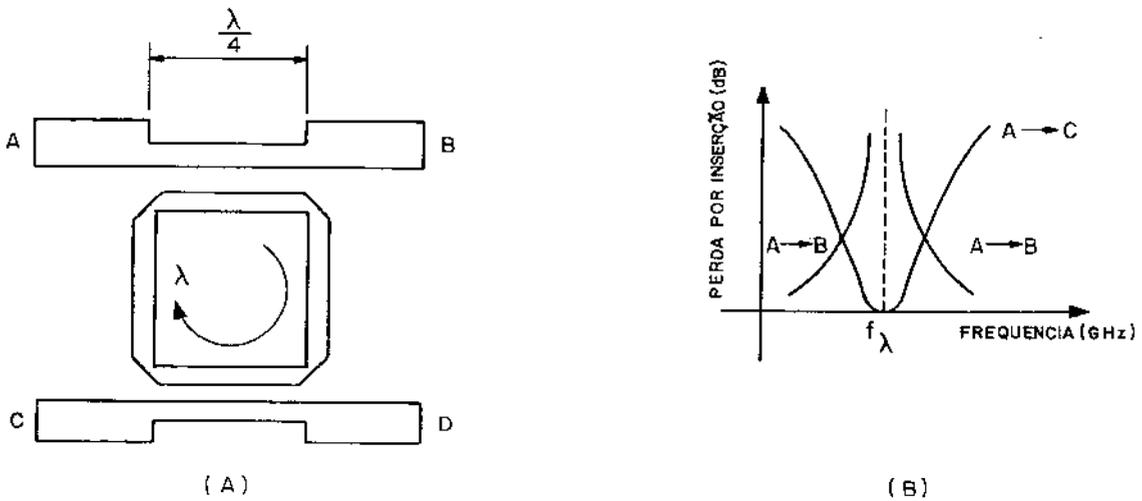


Fig. 4.1 - Filtro passa-faixa ou rejeita-faixa em anel: circuito (A) e resposta (B) [4.1].

Na frequência de ressonância do circuito (f_λ), estando a porta D casada, um sinal aplicado à porta A acopla-se à C, enquanto a B permanece isolada. De A para B o circuito atua como rejei

ta-faixa e como passa-faixa de A para C. Dois destes filtros podem ser combinados para aplicar os sinais de OL e RF ao diodo [4.2]. A vantagem de se utilizar tal filtro reside na possibilidade de rejeitar as harmônicas dos sinais de OL e RF.

4.2 - MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

O estágio de entrada de misturadores balanceados simples pode ser constituído por transformador, para aplicações até 3 GHz, ou por acoplador híbrido de 90° ou 180° para operação acima de 3 GHz. A estrutura de entrada deve distribuir entre os diodos os sinais de OL e RF. O cancelamento de certos produtos de intermodulação depende desta simetria da estrutura de entrada. O transformador é construído com núcleo de ferrita de baixas perdas em frequências de microondas.

A escolha de um acoplador híbrido de 90° ou 180° depende das características desejadas para o circuito misturador. Boa isolamento é conseguida com o de 180° e bom valor de VSWR com o de 90° .

O acoplador híbrido de 180° é construído com 3 seções de $1/4$ de comprimento de onda e 1 de $3\lambda/4$, conforme mostra a Fig. 4.2. As características deste acoplador podem ser aproveitadas convenientemente em larguras de faixa de 20% [4.3]. Em frequência muito elevada, onde pode haver dificuldade em se construir linhas muito curtas, o acoplador é construído com seções de $3/4$ e $5/4$ de comprimento de onda, com prejuízo da largura de faixa [4.4].

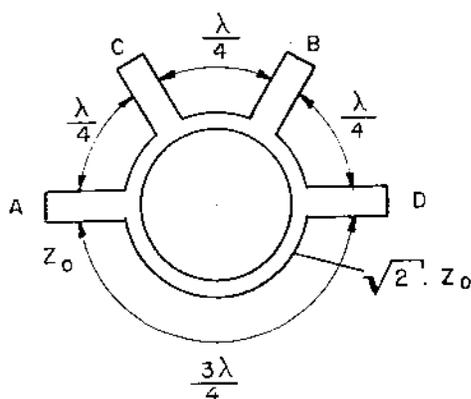


Fig. 4.2 - Acoplador híbrido de 180° em anel.

Comparativamente ao acoplador de 90° , o de 180° possui maior tamanho e ainda apresenta a desvantagem das portas de entrada e isolada não serem adjacentes, o que dificulta a utilização, tendo-se que compor os dois sinais de FI, provenientes de cada diodo, fora do misturador.

O filtro direcional mostrado na Fig. 4.1 também pode ser utilizado em misturador balanceado simples [4.5].

4.3 - MISTURADOR BALANCEADO DUPLO

O misturador balanceado duplo é composto de dois transformadores: um na entrada, para aplicar o sinal de OL aos diodos e outro na saída, para aplicar o sinal de RF e extrair a FI. Estes transformadores são chamados de "baluns" ("balanced-to-unbalanced") porque acoplam um sistema desbalanceado a um balanceado. Os "baluns" também são responsáveis pela apropriada transformação de impedâncias para casar os diodos, assim como depende de sua simetria a isolação entre as portas.

A Fig. 4.3 mostra dois tipos de "baluns" empregados em misturador balanceado duplo [4.6].

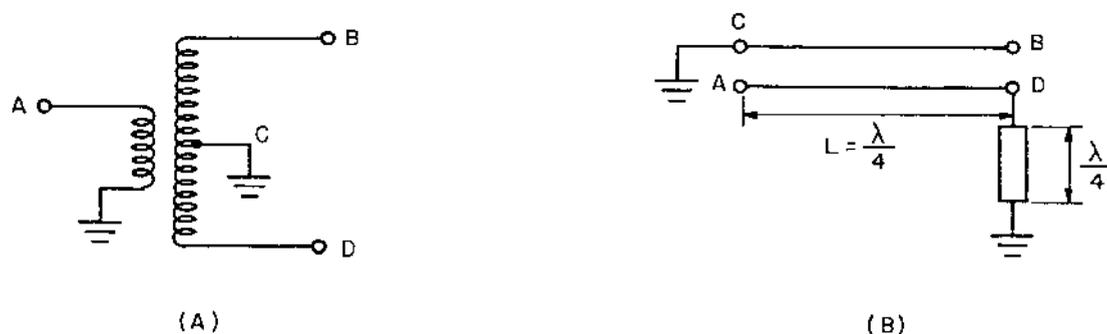


Fig. 4.3 - Transformador com terminal central aterrado (A) e linha de transmissão com linha de $\lambda/4$ aterrada (B).

O tipo de "balun" mostrado na Fig. 4.3(A) pode ser construído com fios enrolados sobre núcleos de ferrita, para diversas taxas de transformação de impedâncias, utilizáveis sob largas faixas de frequências [4.7]- [4.11]. Os sinais em B e D estão defasados de 180° . O "balun" da Fig.4.3(B) é construído com tecnologia de filme fino e, para comprimento

L igual a $\lambda/4$, os sinais em B e D estão defasados de $\pm 90^\circ$ e $\mp 90^\circ$, respectivamente, em relação ao terra. Algumas sugestões práticas para confecção de "baluns" utilizando núcleos de ferrita podem ser encontradas em [4.12].

Embora "baluns" com núcleos de ferrita sejam amplamente utilizados em misturadores balanceados duplos, várias outras estruturas têm sido propostas para aplicações em faixas largas, acima de 3 GHz. Estes dispositivos híbridos incorporam linhas balanceadas, operam em faixas acima de uma oitava, e podem ser construídos segundo técnicas coaxiais, microfritas, linhas de fita ou guias de onda [4.13] - [4.16].

Para confecção de baluns sobre substratos cerâmicos e plásticos pode-se optar pela técnica "planar" que, apesar da construção mecânica sofisticada, pois as linhas que possibilitam o acoplamento situam-se em planos diferentes, oferece excelente compactação, faixas largas de operação e ótima isolamento entre portas [4.17]. Descrição de operação e construção de outros tipos de "baluns" pode ser encontrada em [4.18].

A dificuldade em projetos de misturadores balanceados duplos está na confecção de estruturas apropriadas que substituam os transformadores, usados em frequências mais baixas, e que permitam a construção de todo o circuito misturador. Muitas das estruturas propostas, embora operem em faixas largas, acarretam dificuldades de construção, já que nem sempre o circuito pode situar-se em um único plano. Recentemente, Aikawa e Ogawa [4.19] propuseram um novo tipo de T-mágico, em substituição aos híbridos convencionais de 180° , construído segundo técnicas de linhas fendidas acopladas e conjugadas com microfritas convencionais, de tal forma que em um dos lados do substrato situam-se as linhas fendidas e no outro as microfritas. Tal dispositivo, projetado para a frequência central de 6 GHz, apresentou isolamento entre portas da ordem de 30 dB sobre faixa de uma oitava, e acoplamento constante na faixa de 2 a 6 GHz. Este T-mágico foi utilizado em um misturador balanceado duplo na faixa de 18 a 21 GHz [4.20].

A seguir são descritos o acoplador direcional de 20 dB e o acoplador híbrido de $90^\circ/3\text{dB}$, respectivamente está

gios de entrada dos misturadores desbalanceado e balanceado simples.

4.4 - ACOPLADOR DIRECIONAL DE 20 dB

O acoplador direcional é constituído de duas linhas de transmissão paralelas e faz uso do acoplamento eletromagnético que existe entre elas. A seção básica de um acoplador direcional é a região de acoplamento, de 90° de comprimento elétrico. O espaçamento entre as linhas nessa região determina a porcentagem de sinal que é acoplado. Quanto maior o espaçamento, menor é a potência de sinal transferida. A variação do espaçamento implica em variação nas larguras das linhas na região de acoplamento.

Uma maneira de determinar o comportamento de 2 linhas de transmissão acopladas é através da matriz impedância associada [4.21]. Dependendo das terminações das linhas acopladas, não só pode ser obtido o acoplador direcional, como vários tipos de filtros, com características desde passa-baixas até passa-faixas [4.22]. No caso do acoplador direcional, as terminações são cargas resistivas convenientes, escolhidas de tal forma que o dispositivo opere com características de impedância de entrada constante e diretividade infinita em todas as frequências, para qualquer grau de coeficiente de acoplamento [4.23].

Devido à sua simetria, a maneira mais simples de estudar o comportamento do acoplador direcional é através dos modos de operação par e ímpar. Normalmente, a análise e projeto de acopladores direcionais supõe que a velocidade de propagação nos dois modos normais de operação são iguais. Rigorosamente falando, isto não corresponde à realidade. À medida que se aumenta o acoplamento de sinal as diferenças entre as velocidades de propagação cresce.

Para pequenos valores de acoplamento a consideração é válida. O efeito dessa diferença de velocidades de propagação faz-se notar pelo aparecimento de sinal acoplado à porta isolada e conseqüente diminuição da diretividade. Quando se deseja fatores de acoplamento mais elevados, p.ex. 3dB,

pode-se lançar mão dos acopladores híbridos, que não utilizam acoplamento de sinal através de linhas colocadas próximas uma da outra. Nestes acopladores, o acoplamento entre as duas linhas é feito através de outras linhas de transmissão. Embora a diferença de velocidade de propagação possa deteriorar as características do acoplador direcional, esta não limita o emprego desses acopladores para acoplamentos altos. Outras técnicas de projetos podem ser utilizadas para sua compensação. Morris [4.24] apresenta um acoplador direcional de 3dB, cujo projeto foi baseado em técnicas de perturbação, onde a diretividade é da ordem de 32 dB com variação de acoplamento de $\pm 0,1$ dB, sobre uma faixa passante de 20%. Outra técnica também estudada é aquela na qual algumas linhas acopladas (o número pode variar) são unidas por finos fios de metal. São os chamados acopladores interdigitais, normalmente empregados para fatores de acoplamento da ordem de 3 dB [4.25]. Não só a diretividade é melhorada como também é ampliada a faixa de operação do dispositivo [4.26].

Além dessas técnicas citadas, também é possível construir acopladores direcionais combinando técnicas de microfritas com linhas fendidas. Um lado do "copperclad" é a microfrita e do outro a linha fendida. O conjunto é suspenso sobre o plano de terra. A técnica tem a finalidade de equalizar as velocidades de fase nos dois modos de propagação e é similar à técnica de "carregar" capacitivamente o modo ímpar, nos extremos da região de acoplamento. Schiek e Köhler [4.27] obtiveram melhorias da ordem de 5 a 10 dB na diretividade de acopladores direcionais de 3 dB, comparados com acopladores comuns (sem este tipo de compensação) na banda-C. Essa técnica também pode ampliar a faixa de operação do dispositivo. Ronde [4.28] propôs um acoplador direcional de 10 dB, tanto de 90° quanto de 180° , com resposta ultra-plana, operando na faixa de 1 a 12 GHz.

Embora os acopladores direcionais construídos com microfritas possam operar em uma largura de faixa de aproximadamente uma oitava [4.29], sua ampliação é possível pela adição de mais seções em cascata. Howe [4.30] descreve acopladores com várias seções, tanto os simétricos (seções iguais em ambos os lados, em relação à linha central) quanto os assimé-

tricos, fornecendo tabelas para projetos e gráficos comparativos de desempenho.

Em nosso trabalho foi utilizado o acoplador direcional como estágio de entrada do misturador desbalanceado. Sua função é de transmitir o sinal de RF com a menor atenuação possível e acoplar ao diodo o sinal do oscilador local. Como o sinal de RF deve sofrer a menor atenuação possível, em sua direção de propagação, desde a porta de RF até o diodo, o fator de acoplamento deve ser pequeno, podendo variar de -15 a -20 dB. Embora nesta situação somente uma pequena parcela da potência do sinal de OL seja acoplada ao diodo, pode-se acrescentar polarização cc para um conveniente chaveamento do diodo.

4.4.1 - Impedâncias de modo par e ímpar de microfita acopladas

No modo de propagação ímpar, a energia propaga-se em um sentido, é acoplada à outra linha, propagando-se nesta em sentido contrário. No modo par, as energias em ambas as linhas propagam-se no mesmo sentido. Normalmente, o modo ímpar de propagação é adotado para projetos de acopladores direcionais [4.31].

A impedância característica de uma microfita pode ser calculada a partir da equação de linha de transmissão

$$Z_0 = \frac{1}{v \cdot C_0} \quad (4.1)$$

onde v é a velocidade de propagação na linha e C_0 a capacitância por unidade de comprimento. Essa capacitância não pode ser calculada diretamente e é subdividida em três componentes, de análise e de determinações mais fáceis [4.32]. Essas componentes são:

C_{pp} : capacitância entre a parte interna da microfita condutora e o plano de terra.

C_f : capacitância entre as laterais da microfita e o plano de terra.

C_{ppu} : capacitância entre a superfície superior da microfita e o plano de terra.

A colocação de uma segunda microfita próxima à primeira altera a distribuição das linhas de campo. Em cada modo de propagação são definidas novas capacitâncias equivalentes para determinação, através de (4.1), das impedâncias do modo par e do modo ímpar. Assim, C_{oe} é a capacitância por unidade de comprimento no modo par e C_{oo} refere-se ao modo ímpar. Da mesma forma, essas capacitâncias são subdivididas em 3 componentes, para facilidade de determinação. As impedâncias características são funções dessas capacitâncias, isto é,

$$\begin{cases} Z_o = f(C_o) \\ Z_{oe} = f(C_{oe}) \\ Z_{oo} = f(C_{oo}) \end{cases} \quad (4.2)$$

Schwarzmann [4.33] fornece fórmulas aproximadas para o cálculo das capacitâncias nos modos par e ímpar, em função das seguintes especificações:

- ϵ_r : constante dielétrica relativa do substrato
- n : impedância do espaço livre (376,6 Ω)
- c : velocidade da luz no vácuo
- w : largura do condutor
- h : espessura do substrato dielétrico
- t : espessura da camada de cobre do condutor.

A Fig. 4.4, extraída de [4.32], mostra as componentes capacitivas em um par de microfitas excitadas nos modos par e ímpar.

Pela Fig. 4.4 é possível observar que parte das linhas de campo elétrico situam-se no ar. A outra parte está contida no substrato dielétrico. Como a região de acoplamento possui comprimento elétrico igual a 1/4 do comprimento de onda na frequência central de operação, é necessário ajustar o valor da velocidade de propagação no espaço livre, de tal forma que se considere a heterogeneidade ar-dielétrico. Assim, a velocidade de propagação na microfita é dada por [4.34]

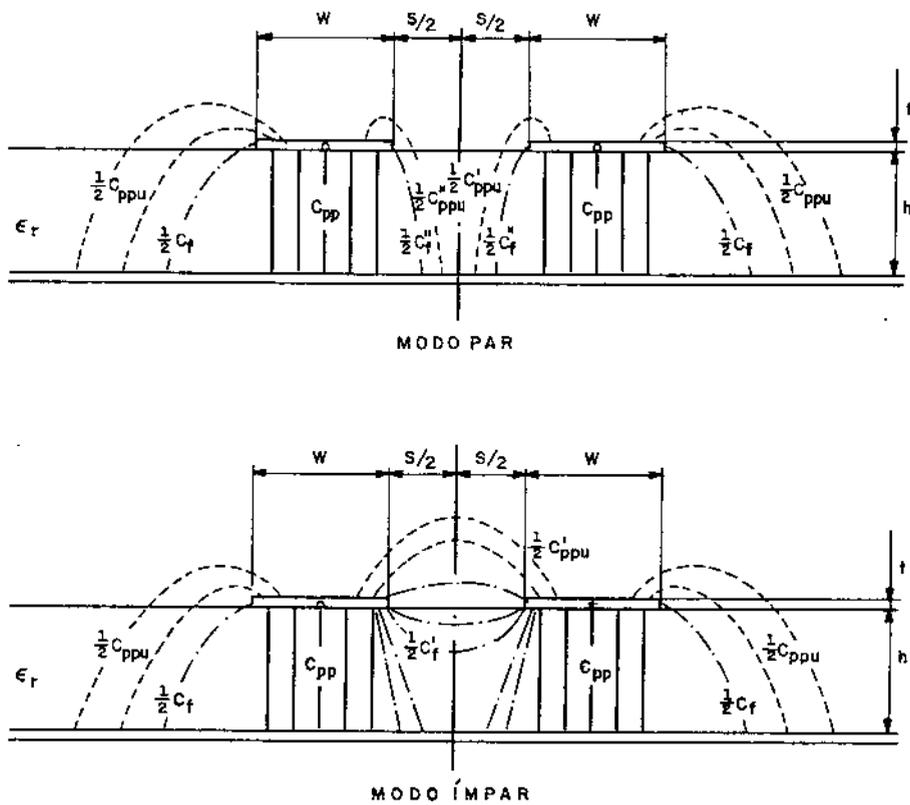


Fig. 4.4 - Componentes capacitivas em um par de microfitas nos modos par e ímpar, conforme [4.32].

$$v_m = C \cdot K \quad (4.3)$$

onde C é a velocidade de propagação no espaço livre e o fator K é dado por

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \ell^2 (\epsilon_r - 1)}} \quad (4.4)$$

Tratando-se de um único condutor, ℓ é o comprimento da linha e, para o caso de linhas acopladas, dado por ℓ_{oe} (comprimento da linha no modo par) ou ℓ_{oo} (comprimento no modo ímpar). Os valores de ℓ_{oe} e ℓ_{oo} dependem de ϵ_r , das capacitâncias C_{ppu} (nos modos par e ímpar), C_{oe} e C_{oo} [4.34].

4.4.2 - Operação do acoplador direcional

O acoplador direcional, e qualquer dispositivo que apresente simetria de configuração, tem sua análise de modo de operação simplificada através da utilização dos conceitos de modos de excitação par e ímpar. A Fig. 4.5 mostra o acoplador direcional excitado em uma das portas por um gerador de sinais senoidais de amplitude igual a 2V. Em um determinado instante, na frequência central de operação, as tensões e correntes nas portas possuem as polaridades e sentidos indicados. O gerador possui impedância interna resistiva e de valor Z_0 , e as outras portas estão terminadas em cargas resistivas também de valor Z_0 .

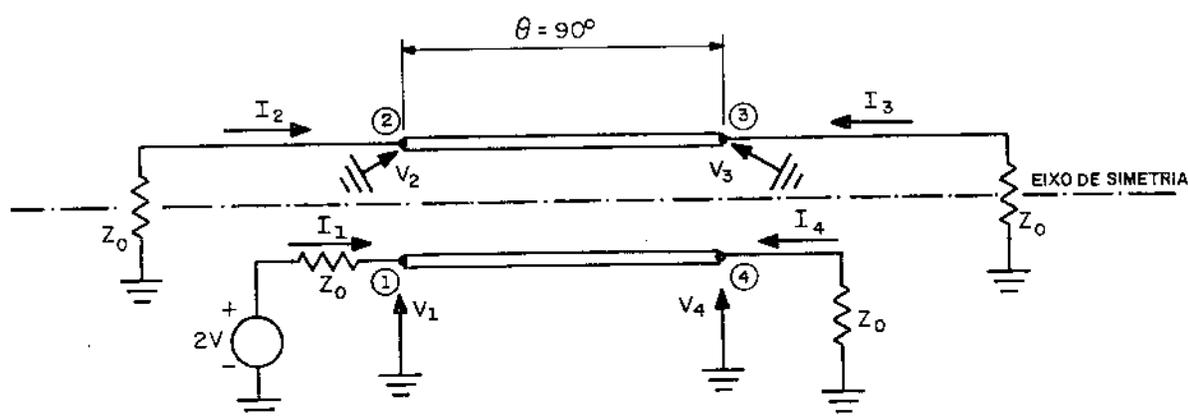


Fig. 4.5 - Acoplador direcional excitado por fonte de tensão e indicação do eixo de simetria.

O circuito da Fig. 4.5 é decomposto em 2 circuitos, com modos de excitação diferenciados, de tal forma que a superposição dos 2 efeitos resulte na excitação real apresentada.

No modo de excitação par, duas fontes de sinais senoidais com amplitudes iguais a 1V são aplicadas às portas 1 e 2, com a mesma fase. As correntes nas linhas acopladas circulam na mesma direção. Os valores máximos de tensão ocorrem na linha de simetria. A junção pode ser substituída por um circuito aberto ("parede magnética"), sem afetar a distribuição de campos estabelecida na excitação real da Fig. 4.5. A corrente é nula ao longo dessa linha.

No modo de excitação ímpar, as fontes aplicadas às portas 1 e 2 estão defasadas de 180° e as correntes circulam em sentidos contrários nas linhas acopladas. Os nulos de tensão ocorrem ao longo da linha de simetria e esta pode ser substituída por um curto-circuito ("parede elétrica") sem, no entanto, afetar a distribuição de campo original.

Pelo princípio da superposição, a soma dos efeitos das distribuições de campo equivalentes aos dois modos de excitação correspondem à situação original sugerida na Fig. 4.5. As Figs. 4.5 e 4.7 mostram o acoplador direcional sob os dois modos de excitação.

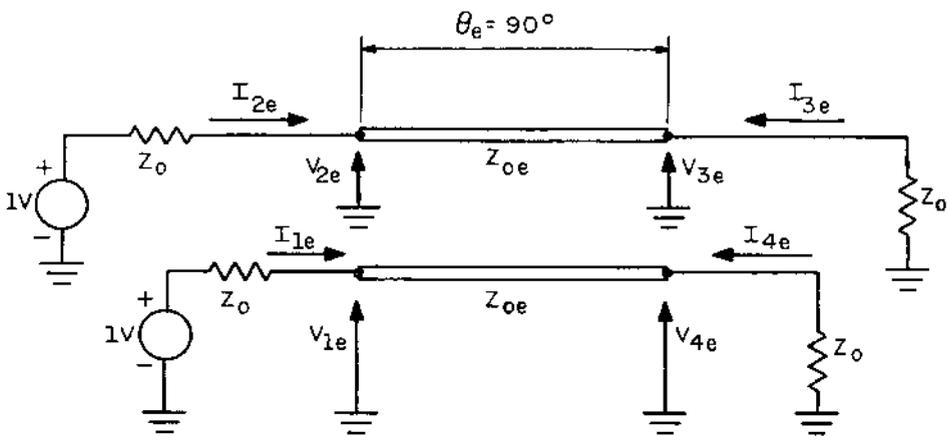


Fig. 4.6 - Modo de excitação par do acoplador direcional.

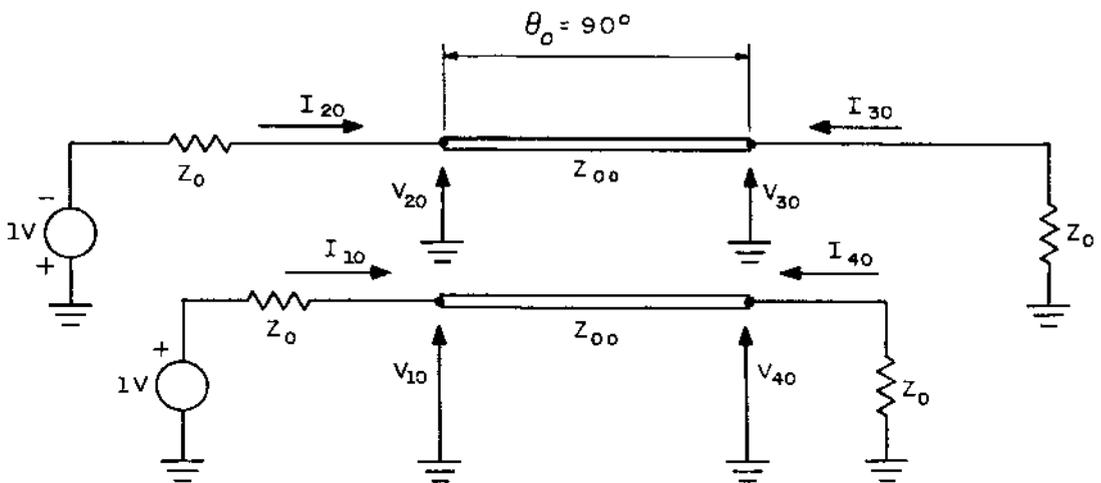


Fig. 4.7 - Modo de excitação ímpar do acoplador direcional.

Para efeito de análise, os sentidos das correntes nos dois modos de excitação são, arbitrariamente, os mesmos.

As impedâncias Z_{0e} e Z_{0o} são, respectivamente, as impedâncias características das linhas de transmissão, sobre o plano de terra, nos modos de excitação par e ímpar.

Pelo princípio da superposição, as tensões e correntes nas portas 1 a 4 são, com respeito às tensões e correntes dos modos de excitação par e ímpar,

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = V_{1e} + V_{1o} \\ V_2 = V_{2e} + V_{2o} \\ V_3 = V_{3e} + V_{3o} \\ V_4 = V_{4e} + V_{4o} \end{array} \right. \quad (4.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = I_{1e} + I_{1o} \\ I_2 = I_{2e} + I_{2o} \\ I_3 = I_{3e} + I_{3o} \\ I_4 = I_{4e} + I_{4o} \end{array} \right. \quad (4.6)$$

Para relacionar as tensões e correntes das portas 1-4 e 2-3 pode-se fazer uso da matriz ABCD. A matriz ABCD de uma rede qualquer de 2 portas relaciona as variáveis de entrada com as de saída, e é particularmente útil quando esta rede pode ser decomposta em vários elementos mais simples em cascata. A matriz ABCD equivalente à rede é a multiplicação das matrizes ABCD dos elementos constituintes [4.35]. A tensão e corrente relativa à porta 1 podem ser escritas em função da tensão e corrente da porta 4, tendo como parâmetros os elementos da matriz ABCD. Assim, na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} V_{1i} \\ I_{1i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{4i} \\ -I_{4i} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

onde o índice i é substituído por e ou o conforme se considere o modo de excitação par ou ímpar. De maneira análoga pode-se relacionar as tensões e correntes das portas 2 e 3. A matriz ABCD que aparece em (4.7) é relativa ao elemento, ou elementos em cascata, que se encontra entre as portas 1 e 4. No caso do acoplador direcional há somente um elemento, e este é uma linha de transmissão de impedância característica Z_{oe} ou Z_{oo} e de comprimento elétrico θ_e ou θ_o , conforme o modo de excitação considerado. A matriz ABCD dessa linha é

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Z_{oi}, \theta_i} \equiv \begin{bmatrix} \cos \theta_i & jZ_{oi} \cdot \text{sen} \theta_i \\ (j/Z_{oi}) \text{sen} \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Admitindo-se que

$$\theta_e = \theta_o = 90^\circ \quad (4.9)$$

a matriz ABCD, dada em (4.8), simplifica-se para

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{Z_{oi}, 90^\circ} \equiv \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oi} \\ j/Z_{oi} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Assim, do modo de excitação par, pode-se escrever que

$$V_{1e} = -j Z_{oe} \cdot I_{4e} \quad (4.11a)$$

$$I_{1e} = j \frac{1}{Z_{oe}} \cdot V_{4e} \quad (4.11b)$$

Dos circuitos da Fig. 4.6 e 4.7,

$$V_{4e} = -Z_o \cdot I_{4e} \quad (4.12a)$$

$$V_{4o} = -Z_o \cdot I_{4o} \quad (4.12b)$$

$$V_{3e} = -Z_o \cdot I_{3e} \quad (4.12c)$$

$$V_{3o} = -Z_o \cdot I_{3o} \quad (4.12d)$$

Substituindo-se (4.12a) em (4.11),

$$V_{1e} = -j Z_{oe} \cdot I_{4e} \quad (4.13a)$$

$$I_{1e} = -j \frac{Z_o}{Z_{oe}} \cdot I_{4e} \quad (4.13b)$$

Ainda, das Figs. 4.6 e 4.7,

$$V_{1e} + Z_o I_{1e} = 1 \quad (4.14a)$$

$$V_{1o} + Z_o I_{1o} = 1 \quad (4.14b)$$

$$V_{2e} + Z_o I_{2e} = 1 \quad (4.14c)$$

$$V_{2o} + Z_o I_{2o} = -1 \quad (4.14d)$$

Substituindo-se (4.14a) em (4.13b),

$$1 - V_{1e} = -j \frac{Z_o^2}{Z_{oe}} \cdot I_{4e} \quad (4.15)$$

Somando-se as equações (4.13a) e (4.15) obtêm-se o valor da corrente I_{4e} , dada por

$$I_{4e} = j \frac{Z_{oe}}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} \quad (4.16)$$

Substituindo-se (4.16) em (4.13a) ou (4.15), tem-se

$$V_{1e} = \frac{Z_{oe}^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} \quad (4.17)$$

Substituindo-se (4.16) em (4.13b) obtêm-se o valor de I_{1e} :

$$I_{1e} = \frac{Z_0}{Z_{0e}^2 + Z_0^2} \quad (4.18)$$

Substituindo-se (4.16) em (4.12a), resulta

$$V_{4e} = -j \frac{Z_0 \cdot Z_{0e}}{Z_{0e}^2 + Z_0^2} \quad (4.19)$$

Da Fig. 4.6,

$$I_{3e} = I_{4e} = j \frac{Z_{0e}}{Z_{0e}^2 + Z_0^2} \quad (4.20a)$$

$$I_{2e} = I_{1e} = \frac{Z_0}{Z_{0e}^2 + Z_0^2} \quad (4.20b)$$

$$V_{3e} = V_{4e} = -j \frac{Z_0 \cdot Z_{0e}}{Z_{0e}^2 + Z_0^2} \quad (4.20c)$$

$$V_{2e} = V_{1e} = \frac{Z_{0e}^2}{Z_{0e}^2 + Z_0^2} \quad (4.20d)$$

Analogamente, as tensões e correntes das portas 1 e 4 são relacionadas através da matriz ABCD da linha de transmissão de impedância característica Z_{00} e comprimento elétrico θ_0 .

$$\begin{bmatrix} V_{10} \\ I_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & j Z_{00} \operatorname{sen} \theta_0 \\ (j/Z_{00}) \cdot \operatorname{sen} \theta_0 & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{40} \\ -I_{40} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Admitindo-se a consideração de (4.9),

$$\begin{bmatrix} V_{10} \\ I_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j Z_{00} \\ (j/Z_{00}) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{40} \\ -I_{40} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Seguindo-se a sequência de cálculo análoga ao modo de excitação par, realizada a partir de (4.11), determinam-se os componentes de excitação ímpar das tensões e correntes nas portas do acoplador direcional.

Assim,

$$I_{40} = j \frac{Z_{00}}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.23)$$

$$V_{10} = \frac{Z_{00}^2}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.24)$$

$$I_{10} = \frac{Z_0}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.25)$$

$$V_{40} = -j \frac{Z_0 \cdot Z_{00}}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.26)$$

$$-I_{30} = I_{40} = j \frac{Z_{00}}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.27)$$

$$-I_{20} = I_{10} = \frac{Z_0}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.28)$$

$$-V_{30} = V_{40} = -j \frac{Z_0 \cdot Z_{00}}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.29)$$

$$-V_{20} = V_{10} = \frac{Z_{00}^2}{Z_{00}^2 + Z_0^2} \quad (4.30)$$

A determinação das tensões e correntes nas portas do acoplador foi realizada a partir da consideração (4.9), isto é, que os comprimentos das linhas, tanto no modo de excitação par quanto ímpar, são iguais e de valor $\lambda_0/4$, onde λ_0 é o comprimento de onda da frequência central de operação. Para este valor de comprimento de linhas, a potência de sinal acoplado à porta 2, causada por excitação na porta 1, é máxima. A verificação, embora requeira certo trabalho algébrico, é simples, bastando operar com a matriz ABCD de linha dada em (4.8) e supor que $\theta_e = \theta_o = \theta$. Determinadas as tensões e correntes nas portas, nos modos par e ímpar, o máximo valor de $|V_2|$ ocorre para $\theta = 90^\circ$.

4.4.3 - Condição de casamento de impedâncias entre gerador e acoplador

Para que ocorra casamento de impedâncias, em todas as frequências de operação, entre o gerador de sinais, de impedância interna Z_o , e a porta do acoplador em que esteja a coplado, a seguinte relação deve ser imposta:

$$Z_i = Z_o \quad (4.31)$$

onde Z_i é a impedância de entrada da porta 1 do acoplador, vista pelo gerador de sinais.

Z_i é dada por

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{1e} + V_{1o}}{I_{1e} + I_{1o}} \quad (4.32)$$

De (4.31) e (4.32), escreve-se

$$V_{1e} + V_{1o} = Z_o(I_{1e} + I_{1o}) \quad (4.33)$$

Substituindo-se em (4.33) os valores de tensão e correntes da dos em (4.17), (4.18), (4.24) e (4.25), tem-se

$$\frac{Z_{oe}^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} + \frac{Z_{oo}^2}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = \frac{Z_o^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} + \frac{Z_o^2}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} \quad (4.34)$$

Rearranjando-se os termos semelhantes,

$$\frac{Z_{oe}^2 - Z_o^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} = \frac{Z_o^2 - Z_{oo}^2}{Z_o^2 + Z_{oo}^2} \quad (4.35)$$

Multiplicando-se, somando-se algebricamente os termos e ex-traindo-se a raiz quadrada do resultado, obtêm-se a relação entre Z_{oe} , Z_{oo} e Z_o para que haja casamento de impedâncias. Assim,

$$Z_{oe} \cdot Z_{oo} = Z_o^2 \quad (4.36)$$

4.4.4 - Coeficiente de acoplamento entre portas 1 e 2

O máximo coeficiente de acoplamento de sinais entre as portas 1 e 2, C_o , é definido para a condição de $\theta_e = \theta_o = 90^\circ$, na qual ocorre o máximo valor de $|V_2|$. Assim,

$$C_o = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| \quad (4.37)$$

Em função das tensões dos modos par e ímpar, C_o pode ser escrito como

$$C_o = \left| \frac{V_{2e} + V_{2o}}{V_{1e} + V_{1o}} \right| \quad (4.38)$$

Substituindo-se os valores das tensões dadas em (4.20d), (4.30), (4.17) e (4.24), obtêm-se:

$$C_o = \frac{Z_o^2 (Z_{oe} + Z_{oo}) \cdot (Z_{oe} - Z_{oo})}{(Z_{oe}^2 + Z_o^2) \cdot (Z_{oo}^2 + Z_o^2)} \quad (4.39)$$

Substituindo-se (4.36) em (4.39), resulta

$$C_o = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (4.40)$$

A partir de (4.40), a relação entre Z_{oo} e Z_{oe} é dada, em função de C_o , por

$$\frac{Z_{oo}}{Z_{oe}} = \frac{1 - C_o}{1 + C_o} \quad (4.41)$$

4.4.5 - Tensões e correntes das portas em função do coeficiente de acoplamento

Utilizando-se as relações definidas por (4.5) e (4.6), os valores das tensões e correntes nas portas dadas por (4.16) a (4.20) e (4.23) a (4.30), além das relações definidas por (4.36) e (4.40), escrevem-se da seguinte forma:

$$V_1 = \frac{Z_{oe}^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} + \frac{Z_{oo}^2}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = \frac{Z_{oe}}{Z_{oe} + Z_{oo}} + \frac{Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} = 1 \text{ V} \quad (4.42)$$

$$I_1 = \frac{Z_o}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} + \frac{Z_o}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} = \frac{Z_o}{Z_{oe} \cdot Z_{oo}} = \frac{1}{Z_o} \text{ A} \quad (4.43)$$

$$V_2 = \frac{Z_{oe}^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} - \frac{Z_{oo}^2}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} = C_o \text{ V} \quad (4.44)$$

$$I_2 = \frac{Z_o}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} - \frac{Z_o}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = - \frac{Z_o}{Z_{oe} \cdot Z_{oo}} \cdot \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} = - \frac{C_o}{Z_o} \text{ A} \quad (4.45)$$

$$V_3 = -j \frac{Z_o \cdot Z_{oe}}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} + j \frac{Z_o \cdot Z_{oo}}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = -j \frac{Z_o}{Z_{oe} + Z_{oo}} + j \frac{Z_o}{Z_{oe} + Z_{oo}} = 0 \text{ V} \quad (4.46)$$

$$I_3 = j \frac{Z_{oe}}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} - j \frac{Z_{oo}}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = j \frac{1}{Z_{oe} + Z_{oo}} - j \frac{1}{Z_{oe} + Z_{oo}} = 0 \text{ A} \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned} V_4 &= -j \frac{Z_o \cdot Z_{oe}}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} - j \frac{Z_o \cdot Z_{oo}}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = -j \frac{2 \cdot Z_o}{Z_{oe} + Z_{oo}} = -j \frac{2}{\frac{Z_{oe}}{Z_o} + \frac{Z_{oo}}{Z_o}} = \\ &= -j \frac{2}{\left[\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} \right]^{1/2} + \left[\frac{Z_{oo}}{Z_{oe}} \right]^{1/2}} = -j \frac{2}{\left[\frac{1-C_o}{1+C_o} \right]^{1/2} + \left[\frac{1+C_o}{1-C_o} \right]^{1/2}} = \\ &= -j \sqrt{1-C_o^2} \text{ V} \end{aligned} \quad (4.48)$$

$$I_4 = j \frac{Z_{oe}}{Z_{oe}^2 + Z_o^2} + j \frac{Z_{oo}}{Z_{oo}^2 + Z_o^2} = j \frac{2 \cdot Z_o}{Z_o(Z_{oe} + Z_{oo})} = j \frac{\sqrt{1-C_o^2}}{Z_o} \text{ A} \quad (4.49)$$

As potências complexas, desenvolvidas nas portas do acoplador, são dadas pelos produtos entre o fasor tensão e o conjugado do fasor corrente. Assim,

$$P_1 = V_1 \cdot I_1^* = 1 \cdot \frac{1}{Z_o} = \frac{1}{Z_o} \text{ W} \quad (4.50)$$

$$P_2 = V_2 \cdot I_2^* = C_0 \cdot \frac{C_0}{Z_0} = \frac{C_0^2}{Z_0} \quad \text{W} \quad (4.51)$$

$$P_3 = V_3 \cdot I_3^* = 0 \cdot 0 = 0 \quad \text{W} \quad (4.52)$$

$$P_4 = V_4 \cdot I_4^* = (-j \sqrt{1-C_0^2}) \cdot (-j \frac{\sqrt{1-C_0^2}}{Z_0}) =$$

$$= - \left(\frac{1}{Z_0} - \frac{C_0^2}{Z_0} \right) \quad \text{W} \quad (4.53)$$

Essas potências são as próprias potências reais dissipadas nas terminações das portas 2, 3 e 4 e na impedância de entrada da porta 1. As Figs. 4.8 a 4.10 resumem as tensões, correntes e potências associadas às portas do acoplador direcional, excitado por um gerador de tensão senoidal de 2V de amplitude, colocado na porta 1. Como o dispositivo é simétrico e recíproco, são determinados os mesmos valores para essas grandezas, caso o gerador esteja colocado nas outras portas.

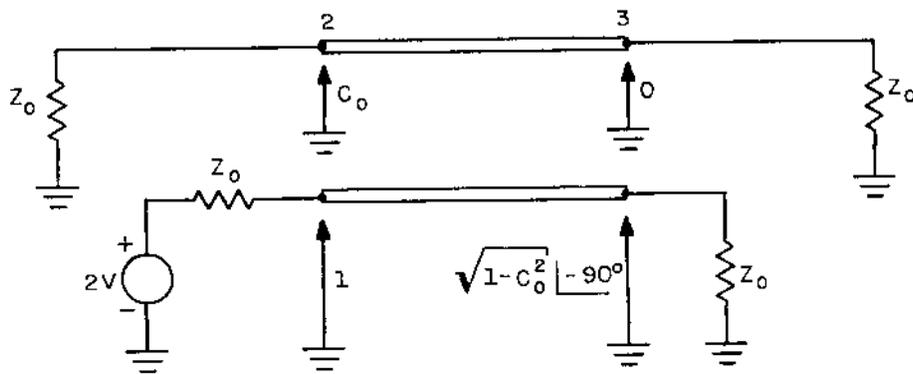


Fig. 4.8 - Tensões nas portas do acoplador direcional na frequência central de operação.

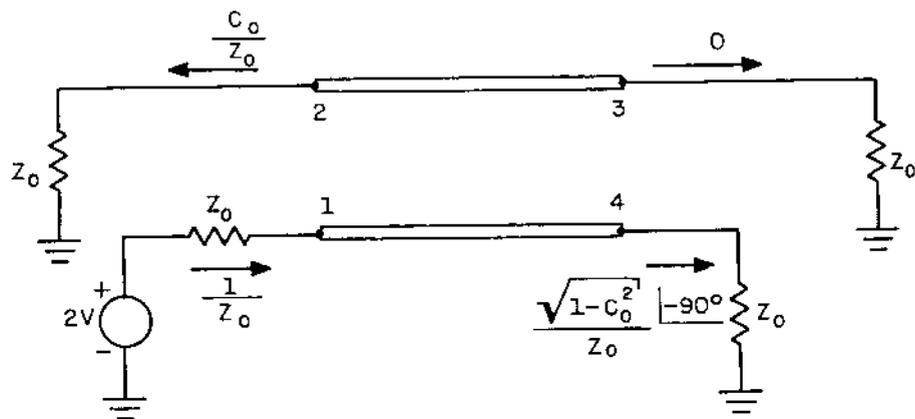


Fig. 4.9 - Correntes nas portas do acoplador direcional na frequência central de operação.

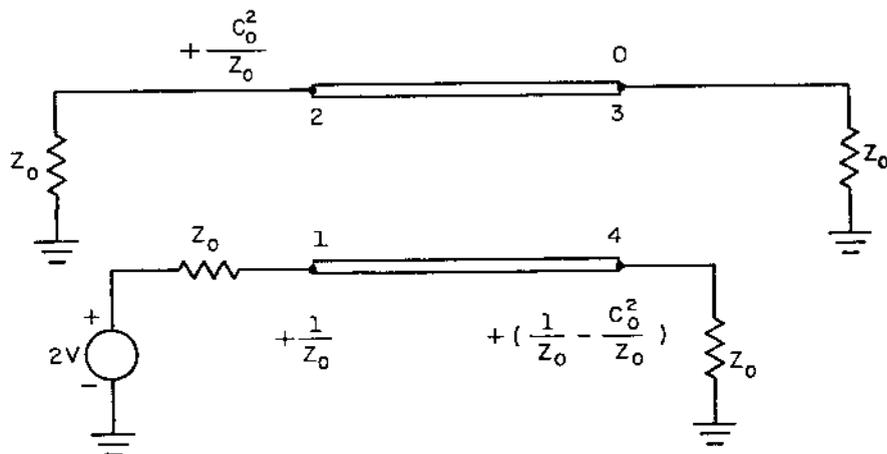


Fig. 4.10 - Potências dissipadas nas portas do acoplador direcional na frequência central de operação.

4.4.6 - Matriz espalhamento do acoplador direcional

O comportamento do acoplador direcional pode ser sintetizado em sua matriz espalhamento S . Como o dispositivo possui quatro portas, a matriz espalhamento é composta por 16 elementos. Sendo resistivas as terminações das portas, os elementos pertencentes à diagonal da matriz são os coeficientes de reflexão dados por [4.36]

$$S_{jj} = \Gamma_j = \frac{(Z_i)_j - R_j}{(Z_i)_j + R_j} \quad (4.54)$$

onde $(Z_i)_j$ é a impedância de entrada da porta j e R_j é a terminação nesta mesma porta. Se o acoplador direcional está terminado em suas respectivas impedâncias de portas, então

$$S_{jj} = 0, \text{ para } j = 1, \dots, 4 \quad (4.55)$$

Os outros elementos da matriz dados por S_{jk} , com $j \neq k$, são os coeficientes de transmissão da porta j para a porta k . Em função das tensões, esses coeficientes são dados por [4.37]

$$S_{jk} \Big|_{j \neq k} = \frac{V_j}{(V_j)_d} \quad (4.56)$$

onde

$$(V_j)_d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_j}{R_k}} \cdot (V_g)_k \quad (4.57)$$

V_j é a tensão resultante na porta j devido a um gerador de tensão $(V_g)_k$ e impedância interna R_k colocado na porta k . É possível mostrar que

$$S_{jk} \Big|_{j \neq k} = \frac{1}{2} [S_{jke} + S_{jko}] \quad (4.58)$$

Se o dispositivo é recíproco [4.38],

$$S_{jk} = S_{kj} \quad (4.59)$$

e a matriz espalhamento é simétrica em relação à diagonal. Assim, para o acoplador direcional tem-se

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & c_0 & 0 & -j \sqrt{1-c_0^2} \\ c_0 & 0 & -j \sqrt{1-c_0^2} & 0 \\ 0 & -j \sqrt{1-c_0^2} & 0 & c_0 \\ -j \sqrt{1-c_0^2} & 0 & c_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

A atenuação, em dB, entre as portas k e j, com as outras terminadas em suas impedâncias especificadas, é dada por [4.39]:

$$L_{k \rightarrow j} = 20 \log \frac{1}{|S_{jk}|} \quad (\text{dB}) \quad (4.61)$$

4.4.7 - Projeto do acoplador direcional

O acoplador direcional em microfitas foi projetado com o auxílio de um programa de computador [4.40], escrito em linguagem FORTRAN IV. O programa é reproduzido no APÊNDICE II.

Embora o projeto utilizando o programa computacional ofereça precisão e maior facilidade, também pode-se fazer uso de gráficos, que relacionam a largura das linhas acopladas com as impedâncias Z_{0e} e Z_{0o} , parametrizados para valores de espaçamento entre linhas, em função de um determinado valor de constante dielétrica [4.41]. Howe [4.42] apresenta equações e normogramas para o cálculo de linhas acopladas, para implementação em linhas de fita.

4.4.8 - Dimensões do acoplador direcional

O "lay-out" do acoplador direcional é o sugerido em [4.43], apenas com uma modificação em um dos cantos da região do acoplamento, semelhante ao acoplador apresentado por Howe [4.44]. Esta modificação é resultante da escolha do "lay-out" do misturador desbalanceado, e não influi significativamente em suas características principais. A Fig. 4.11 apresenta o acoplador construído.

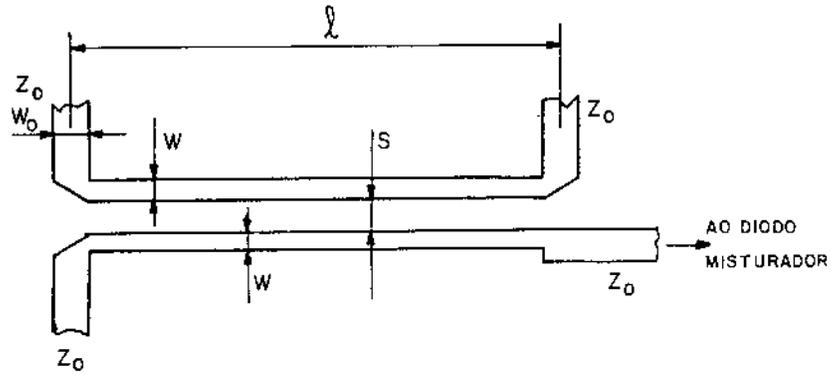


Fig. 4.11 - Acoplador direcional implementado.

A Fig. 4.12 mostra detalhe da região de transição entre as linhas de ligação e as da região de acoplamento.

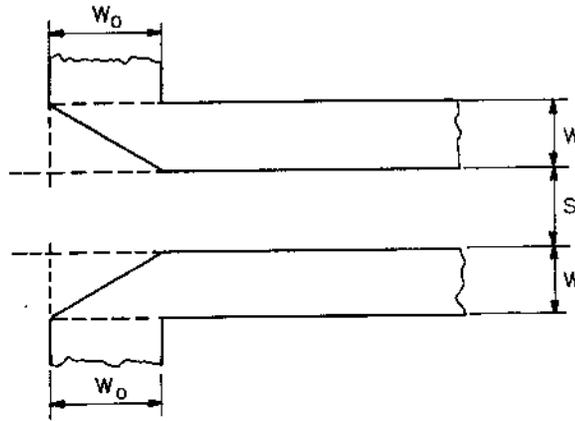


Fig. 4.12 - Detalhe da transição entre a linha de impedância Z_0 e a linha da região de acoplamento.

As dimensões do acoplador direcional são fornecidas pelo programa do APÊNDICE II, a partir dos seguintes dados de entrada:

$$\left\{ \begin{array}{l} \epsilon_r = 2,35 \quad (\text{RT/DUROID 5870}) \\ h = 1,575 \text{ mm} \\ t = 0,035 \text{ mm} \\ C_0 = -20 \text{ dB} \\ f_0 = 1,50 \text{ GHz} \\ Z_0 = 50 \Omega \end{array} \right. \quad (4.62)$$

RESULTADOS:

$$\left\{ \begin{array}{l} W = \text{largura das linhas da região de acoplamento} = 4,553 \text{ mm} \\ S = \text{espaço entre as linhas} = 1,447 \text{ mm} \\ \ell = \text{comprimento da região de acoplamento (modo ímpar)} = 34,057 \text{ mm} \\ Z_{oe} = \text{impedância modo par} = 55,277 \ \Omega \\ Z_{oo} = \text{impedância modo ímpar} = 45,226 \ \Omega \\ W_0 = \text{largura das linhas de ligação} = 4,799 \text{ mm} \end{array} \right. \quad (4.63)$$

4.4.9 - Desempenho do acoplador direcional de 20 dB

O acoplador direcional de 20 dB foi ensaiado separadamente utilizando-se cargas de $50\ \Omega$ nas portas. Os valores que constam das Tabelas AD-1, AD-2 e AD-3 servem apenas como indicativo para comparação de seu desempenho no misturador desbalanceado, já que o diodo, que termina uma das portas, não apresenta impedância unicamente resistiva e exatamente igual a $50\ \Omega$. Os resultados obtidos são brevemente comentados a seguir.

4.4.9.1 - VSWR

As medidas de VSWR foram realizadas somente nas portas de RF e OL. Em 1,50 GHz, o VSWR da porta de RF é de 1,27, e 1,63 o da porta de OL na frequência de 1,57 GHz. O valor medido para a porta de RF é bastante razoável, enquanto que o da porta de OL encontra-se dentro dos limites aceitáveis. A porcentagem de potência de sinal refletido é da ordem de 5%. É de se supor que a modificação do circuito na porta de RF tenha sido a principal responsável pelo valor medido, já que foi possível obter valor em torno de 1,26, para a porta de OL, em 1,57 GHz, com a implementação do circuito origi-

nalmente proposto em [4.43]. De forma geral, este circuito modificado apresentou valores maiores de VSWR que aquele em que todas as bobras são iguais. O máximo valor de VSWR da porta de RF é de 1,65 e o mínimo de 1,05. Para a porta de OL os valores oscilaram entre o mínimo de 1,22 e o máximo de 1,63, em toda a faixa de 1,00 a 2,00 GHz. Os valores de VSWR das duas portas são apresentados na Tabela AD-1 e no Gráfico GAD-1.

4.4.9.2 - Perda por inserção na linha principal

A linha principal do acoplador direcional é aquela que inicia-se na porta de RF e termina no diodo misturador. Na frequência de projeto (1,50 GHz), a perda por inserção é de 0,27 dB, oscilando em outras frequências entre o mínimo de 0,12 e o máximo de 0,62 dB. Os valores podem ser considerados bastante satisfatórios, já que a obtenção de perdas menores só é possível com fatores de acoplamento ainda menores que 20 dB, exigindo, em contrapartida, maior nível de OL. Os valores da perda por inserção estão relacionados na Tabela AD-2 e são mostrados no Gráfico GAD-2.

4.4.9.3 - Acoplamento

O acoplamento de sinais entre a porta de OL e diodo é de 19,7 dB em 1,57 GHz, o que equivale a um erro de 1,5% em relação ao acoplamento desejado de 20 dB. Com exceção de 21,1 dB em 1,00 GHz, os valores oscilaram entre 19,3 e 20,7 dB havendo, portanto, variações de $\pm 0,7$ dB. O fator de acoplamento medido pode ser considerado perfeito, já que há dificuldades em manter exato distanciamento entre as linhas acopladas. Os valores de acoplamento encontram-se na Tabela AD-2 e no Gráfico GAD-2.

4.4.9.4 - Isolação

A isolamento entre as portas de OL e RF é mostrada na Tabela AD-3 e no Gráfico GAD-3. Os valores da isolamento os-

çilaram em torno de 22 dB. Na frequência de 1,57 GHz a isola-
ção é de 22,2 dB, valor considerado bom.

TABELA AD-1 - VSWR x FREQUÊNCIA

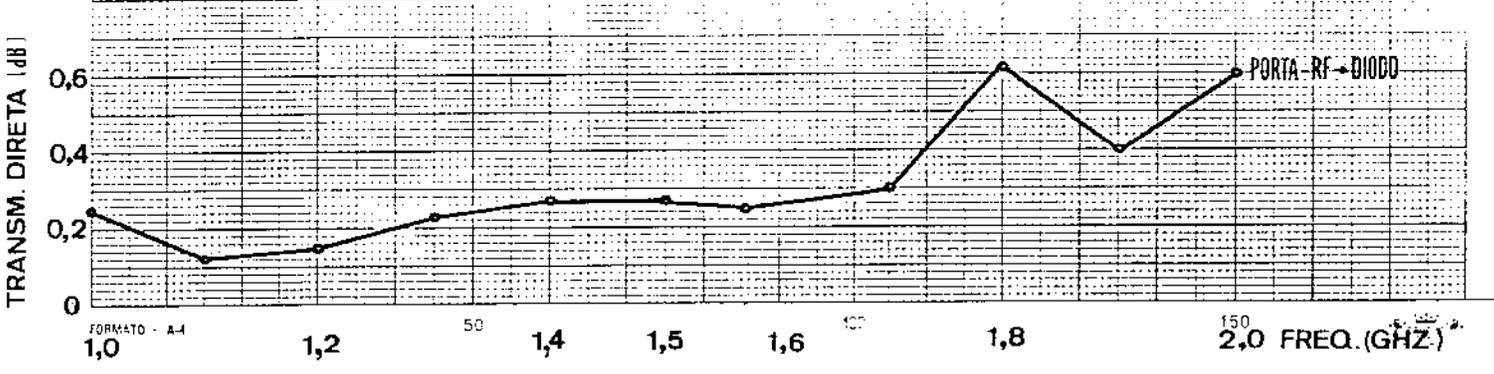
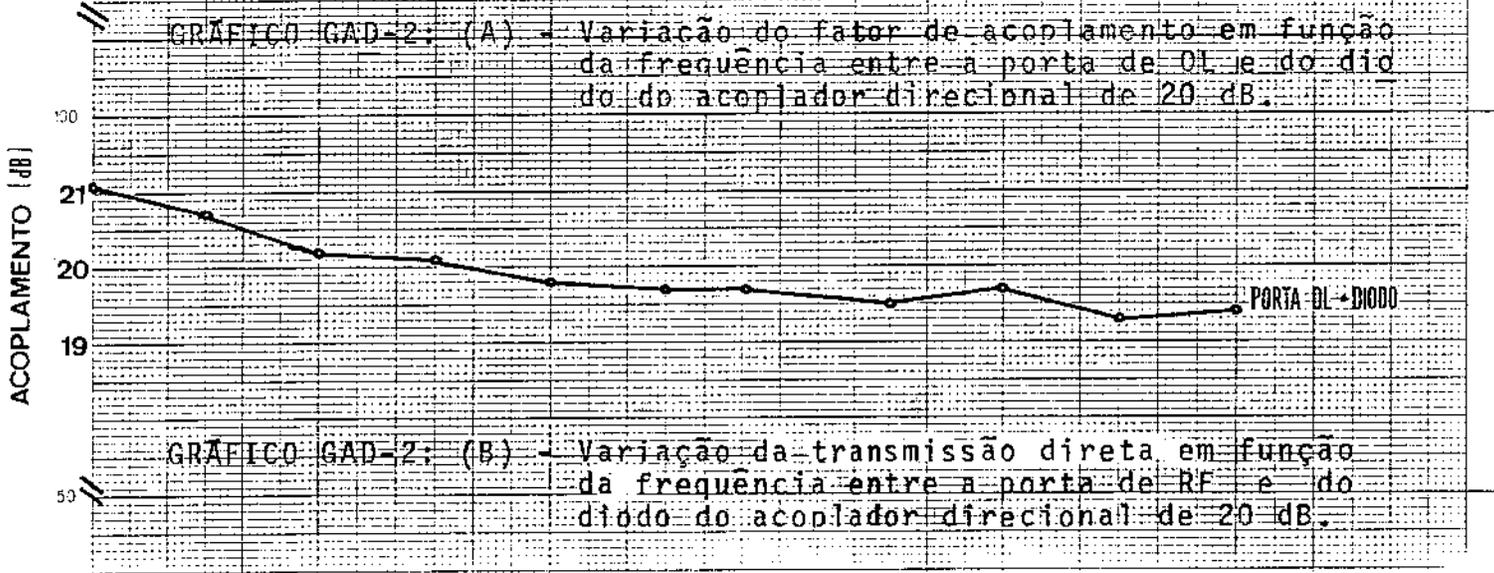
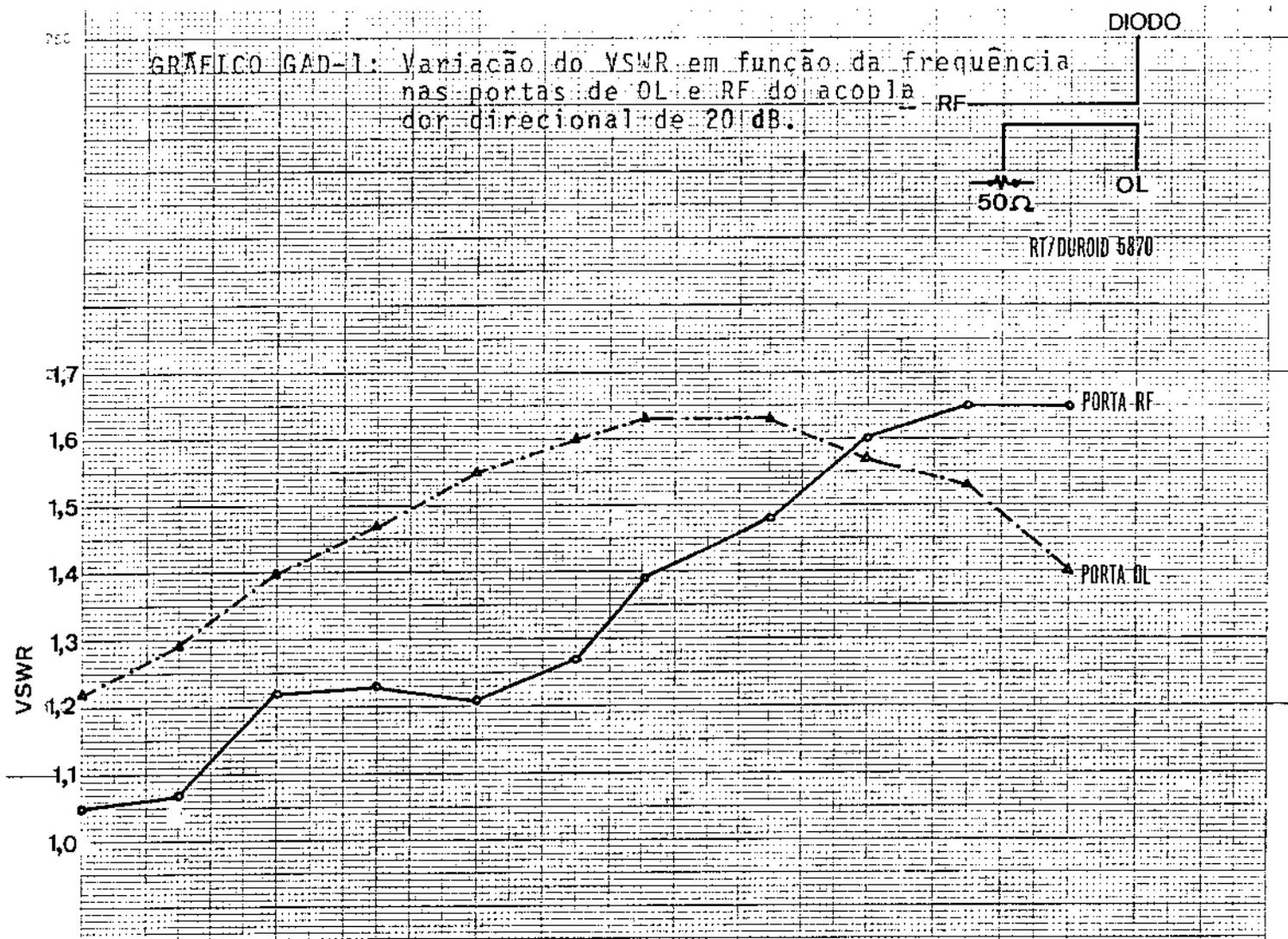
Dispositivo: Acoplador direcional 20 dB

FREQUÊNCIA (GHz)	VSWR	
	PORTA RF	PORTA OL
1,00	1,05	1,22
1,10	1,07	1,29
1,20	1,22	1,40
1,30	1,23	1,47
1,40	1,21	1,55
1,50	1,27	1,60
1,57	1,39	1,63
1,70	1,48	1,63
1,80	1,60	1,57
1,90	1,65	1,53
2,00	1,65	1,40

TABELA AD-2 - PERDA POR INSERÇÃO x FREQUÊNCIA

Dispositivo: Acoplador direcional 20 dB

FREQUÊNCIA (GHz)	PERDA POR INSERÇÃO	
	RF→DIODO (dB)	OL→DIODO (dB)
1,00	0,25	21,1
1,10	0,12	20,7
1,20	0,15	20,2
1,30	0,23	20,1
1,40	0,27	19,8
1,50	0,27	19,7
1,57	0,25	19,7
1,70	0,30	19,5
1,80	0,62	19,7
1,90	0,40	19,3
2,00	0,60	19,4



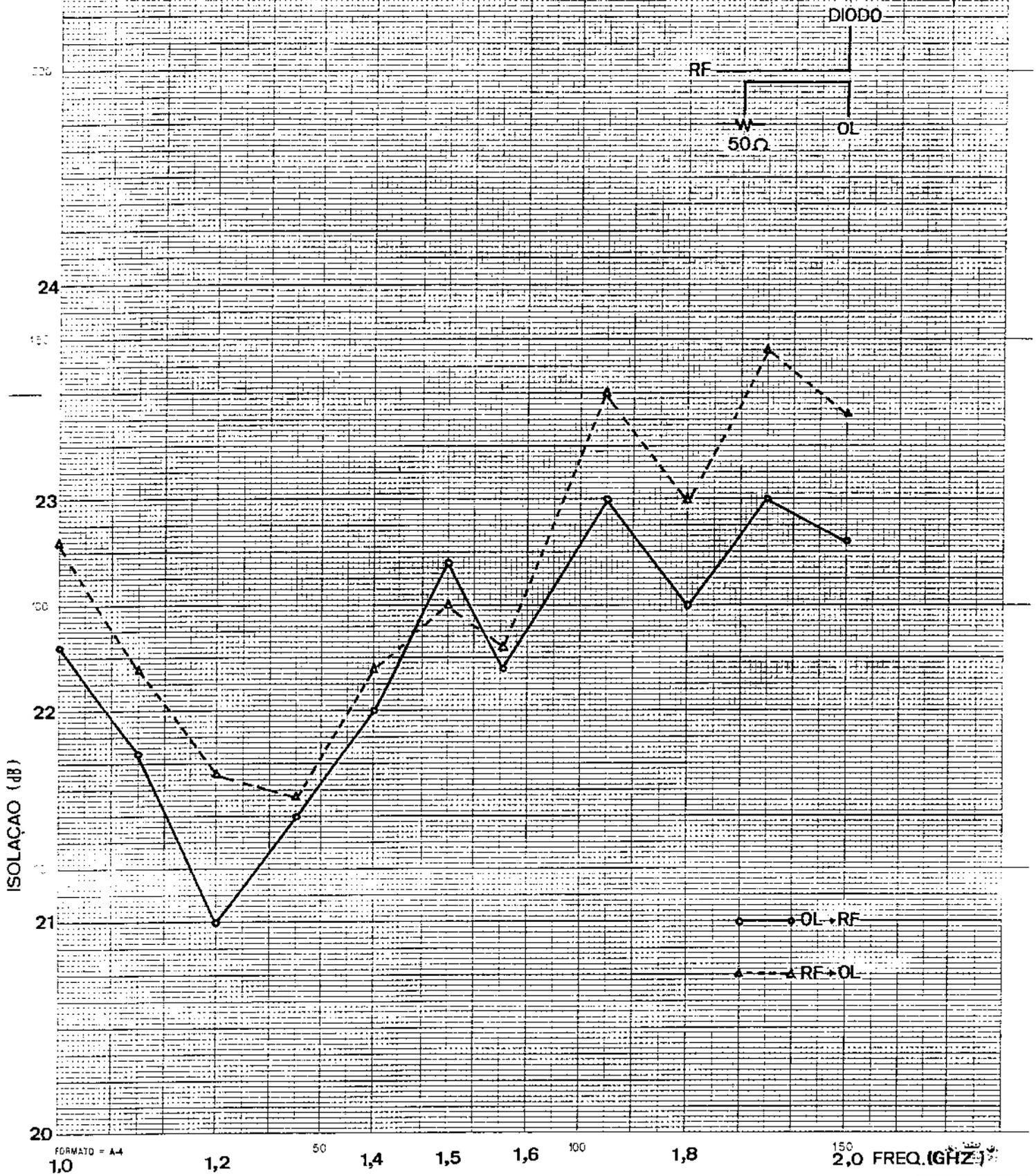
FORMATO - A4

150 2,0 FREQ. (GHZ)

TABELA AD-3 - ISOLAÇÃO ENTRE PORTAS DE OL E RF x FREQUÊNCIA
Dispositivo: Acoplador direcional 20 dB

FREQUÊNCIA (GHz)	ISOLAÇÃO	
	OL → RF (dB)	RF → OL (dB)
1,00	22,3	22,8
1,10	21,8	22,2
1,20	21,0	21,7
1,30	21,5	21,6
1,40	22,0	22,4
1,50	22,7	22,5
1,57	22,2	22,3
1,70	23,0	23,5
1,80	22,5	23,0
1,90	23,0	23,7
2,00	22,8	23,4

GRÁFICO GAD-3: Variação da isolação em função da frequência entre as portas de OL e RF do acoplador direcional de 20 dB.



4.5 - ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90° , 3 dB

O acoplador híbrido de 90° consiste de uma linha principal acoplada à linha secundária através de seções de linha de transmissão de comprimento de $1/4$ de onda e espaçadas também de $1/4$ de onda. O fator de acoplamento é determinado pela relação entre as impedâncias dos ramos série e paralelo.

A limitação principal deste tipo de estrutura está na faixa de frequência de operação. O fator de acoplamento e o VSWR da porta de entrada estão dentro de limites toleráveis sobre uma largura de faixa de 20% [4.45]. Quanto menor o fator de acoplamento, tanto menor a largura de faixa. A diretividade cai abaixo de 20 dB para uma faixa de frequência maior que 10%. A adição de mais ramos paralelos aumenta a largura de faixa, podendo operar acima de uma oitava [4.46]. A limitação, neste caso, é de ordem prática e diz respeito somente à menor largura de linha que se pode implementar em microfita ou linha de fita.

O acoplador híbrido de 90° , escolhido como estágio de entrada do misturador balanceado simples, possui fator de acoplamento de 3 dB e é construído com apenas duas seções paralelas. As seções paralelas são de impedâncias características iguais às das linhas de entrada e saída, no caso 50Ω . Os ramos séries são de impedância característica $35,4 \Omega$. A Fig. 4.13 mostra o acoplador híbrido de 90° , 3 dB [4.45]. Os comprimentos das seções são determinados para a frequência central de operação.

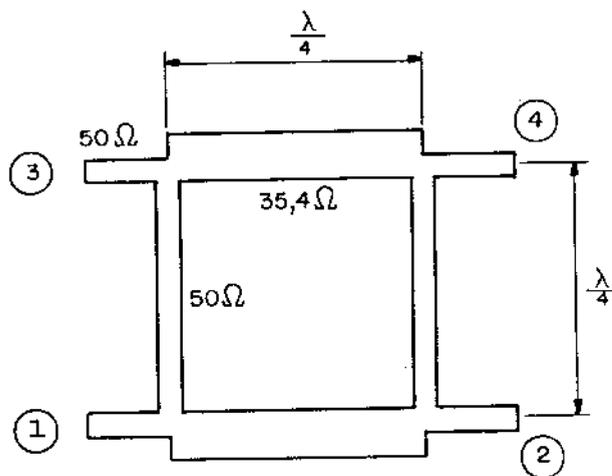


Fig. 4.13 - Acoplador híbrido de 90° , 3 dB.

Supondo a porta 1 como entrada, o sinal aplicado divide-se igualmente entre as portas 2 e 4, estando a porta 3 isolada. A defasagem entre os sinais nas portas 2 e 4 é 90° (somente na frequência central de operação). Em largura de faixa de 10%, esta defasagem varia aproximadamente $\pm 5^\circ$ [4.47]. A Fig. 4.14 mostra a resposta de fase das portas de saída em função da frequência normalizada, e as curvas de resposta de VSWR, separação e isolamento são apresentadas na Fig. 4.15 [4.48].

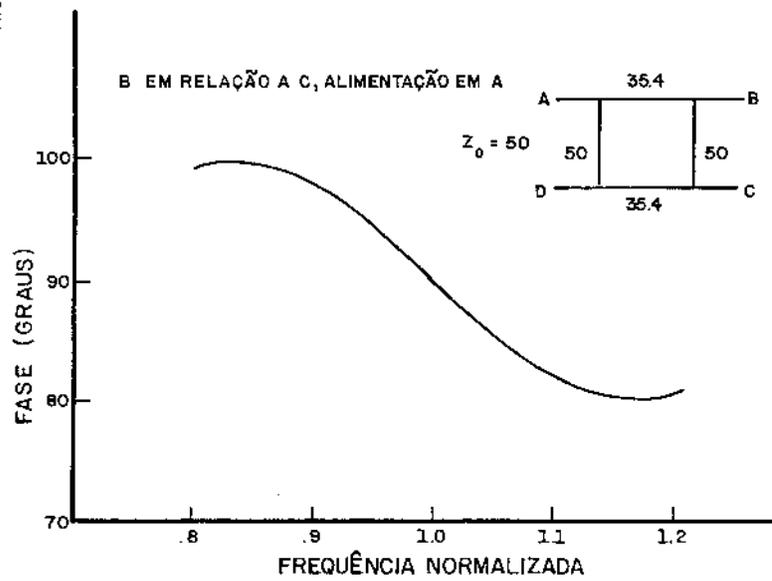


Fig. 4.14 - Curva de resposta de fase do acoplador híbrido de $90^\circ/3$ dB. [4.48].

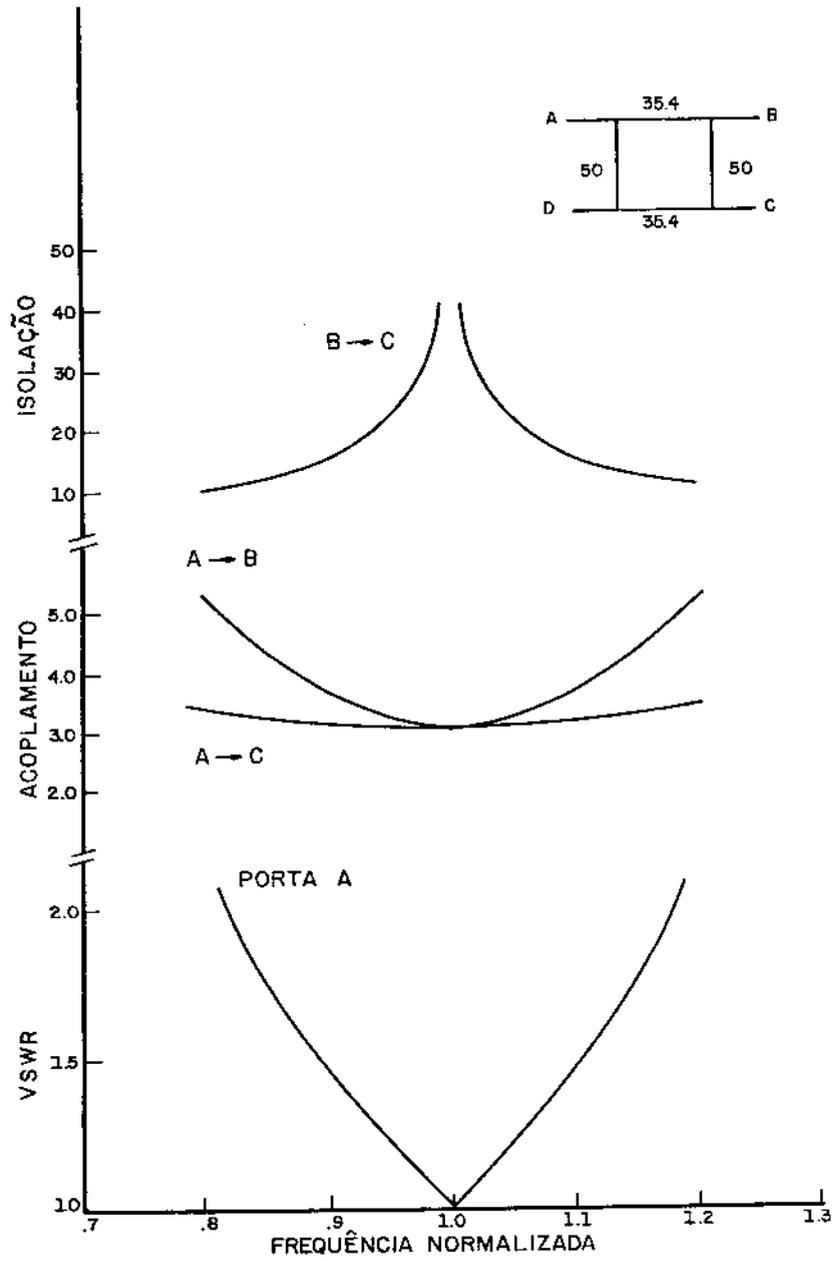


Fig. 4.15 - Curvas de resposta de VSWR, isolação e transmissão do acoplamento híbrido de 90°/3 dB [4.48].

4.5.1 - Operação do acoplador híbrido de 90°

Como o acoplador híbrido de 90° é também um dispositivo simétrico, a maneira mais simples de analisar sua operação é através dos modelos de excitação par e ímpar. A Fig. 4.16 mostra o dispositivo excitado em uma das portas por um gerador senoidal de tensão, de amplitude igual a 2V, dividido em duas partes por um eixo de simetria.

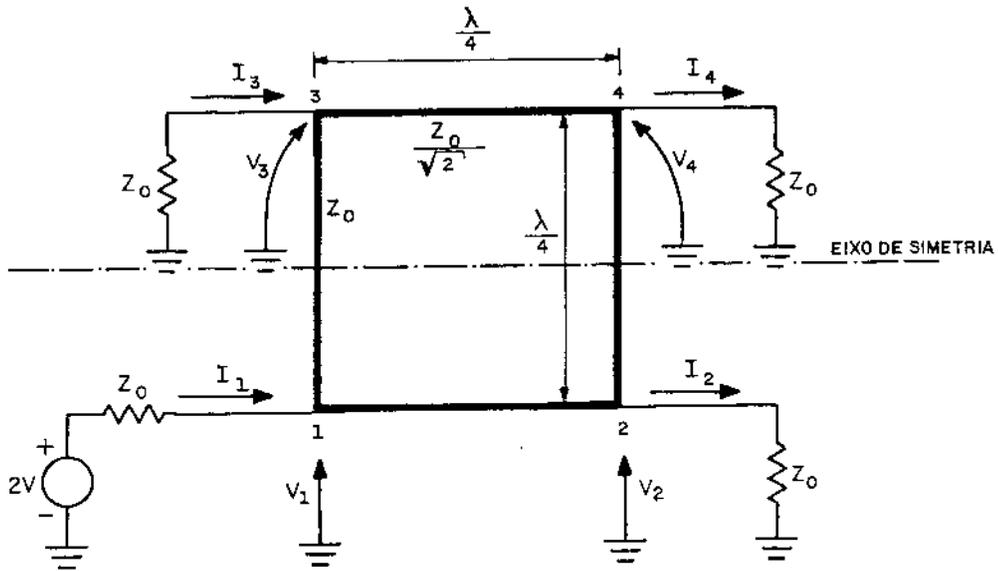


Fig. 4.16 - Acoplador híbrido de 90° excitado por fonte de tensão em uma das portas.

As Figs. 4.17 e 4.18 mostram o acoplador excitado nos modos par e ímpar. A análise é feita na frequência central de operação.

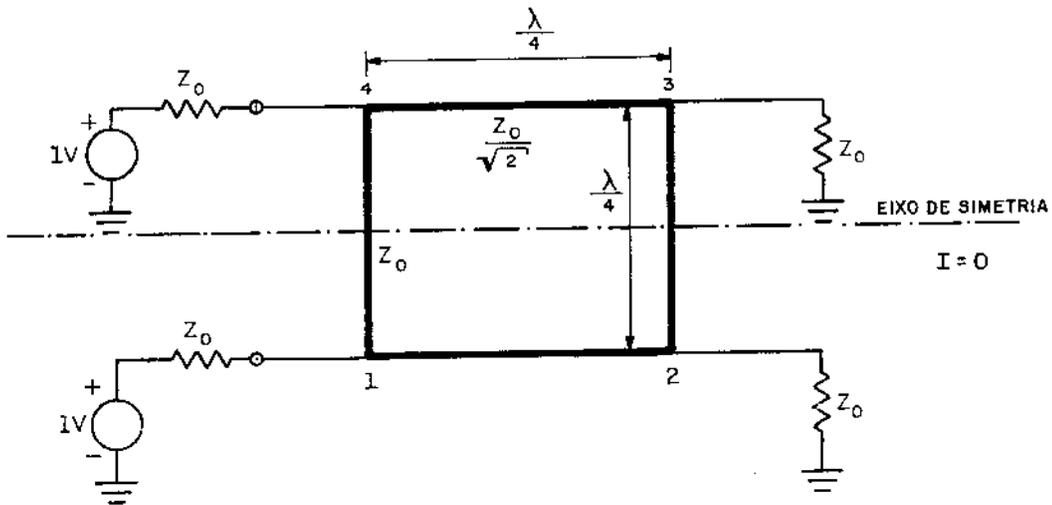


Fig. 4.17 - Acoplador híbrido de 90° excitado no modo par.

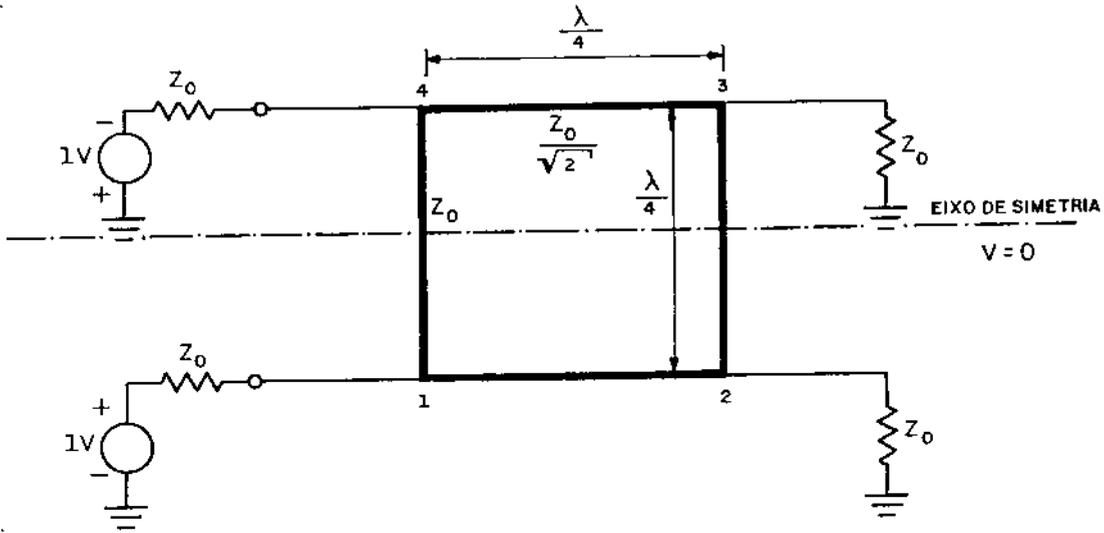


Fig. 4.18 - Excitação modo ímpar do acoplador híbrido de 90° .

No modo de excitação par, ao longo do eixo de simetria a corrente é nula, isto é, os elementos interceptados são divididos em duas partes, com seus extremos em aberto. As linhas de 50Ω e comprimento $\lambda/4$, que formam os dois braços do acoplador, tornam-se tocos em aberto de comprimento $\lambda/8$, mantendo o mesmo valor de impedância característica. De maneira análoga entende-se o acoplador excitado no modo ímpar, com a única diferença de que, no eixo de simetria, os tocos são curto-circuitados. As Figs. 4.19 e 4.20 mostram uma das partes do acoplador, nos dois modos de excitação, com indicação das polaridades e sentidos das tensões e correntes.

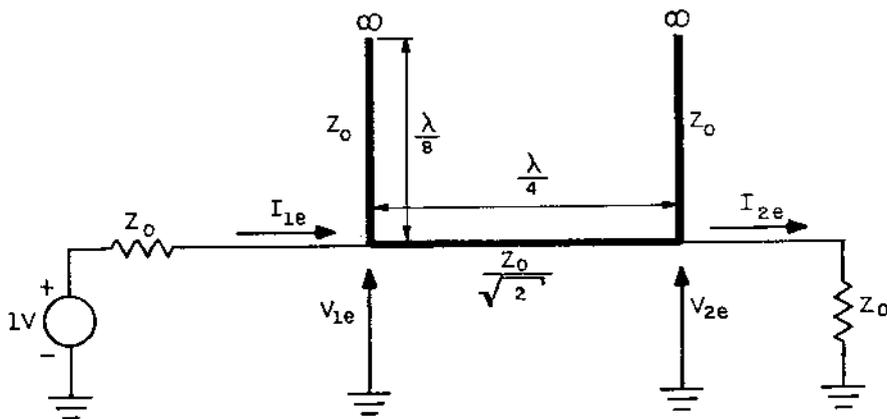


Fig. 4.19 - Tensões e correntes, em duas portas, no modo de excitação par.

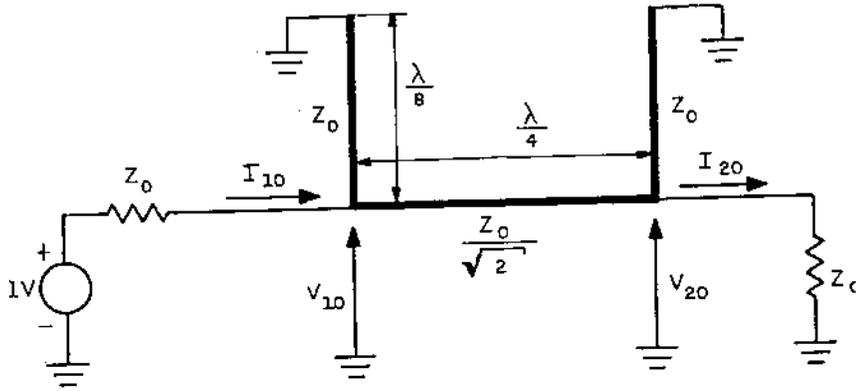


Fig. 4.20 - Tensões e correntes no modo ímpar de excitação.

As portas 3 e 4 podem ser relacionadas da mesma forma que 1 e 2, nos dois modos de excitação.

Pelo princípio da superposição, as tensões e correntes nas portas 1 e 2 são as somas das correntes dos modos de excitação par e ímpar. Assim, como resultado, obtêm-se:

$$\begin{cases} V_1 = 1 & \text{V} \\ I_1 = 1/Z_0 & \text{A} \end{cases} \quad (4.64)$$

e

$$\begin{cases} V_2 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} & \text{V} \\ I_2 = -j \frac{\sqrt{2}}{2 Z_0} & \text{A} \end{cases} \quad (4.65)$$

De forma semelhante, é possível determinar as tensões e correntes nas portas 3 e 4:

$$\begin{cases} V_3 = 0 & \text{V} \\ I_3 = 0 & \text{A} \end{cases} \quad (4.66)$$

e

$$\begin{cases} V_4 = -\frac{\sqrt{2}}{2} & \text{V} \\ I_4 = -\frac{\sqrt{2}}{2 Z_0} & \text{A} \end{cases} \quad (4.67)$$

As potências dissipadas nas quatro portas do acoplador são:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_1 = R_e \{V_1 \cdot I_1^*\} = R_e \{(1) \cdot (1/Z_0)\} = 1/Z_0 \quad W \\ P_2 = R_e \{V_2 \cdot I_2^*\} = R_e \{(-j \frac{\sqrt{2}}{2}) \cdot (j \frac{\sqrt{2}}{2 Z_0})\} = \frac{1}{2 Z_0} \quad W \\ P_3 = R_e \{V_3 \cdot I_3^*\} = R_e \{(0) \cdot (0)\} = 0 \quad W \\ P_4 = R_e \{V_4 \cdot I_4^*\} = R_e \{(-\frac{\sqrt{2}}{2}) \cdot (-\frac{\sqrt{2}}{2 Z_0})\} = \frac{1}{2 Z_0} \quad W \end{array} \right. \quad (4.68)$$

As tensões, correntes e potências nas portas do acoplador híbrido de 90° encontram-se resumidas nas Figs. 4.21 a 4.23.

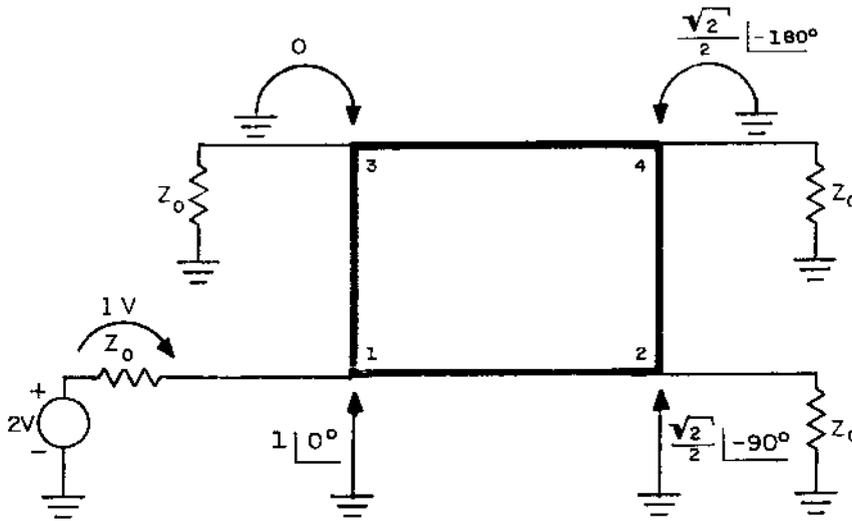


Fig. 4.21 - Tensões nas portas do acoplador híbrido de 90° .

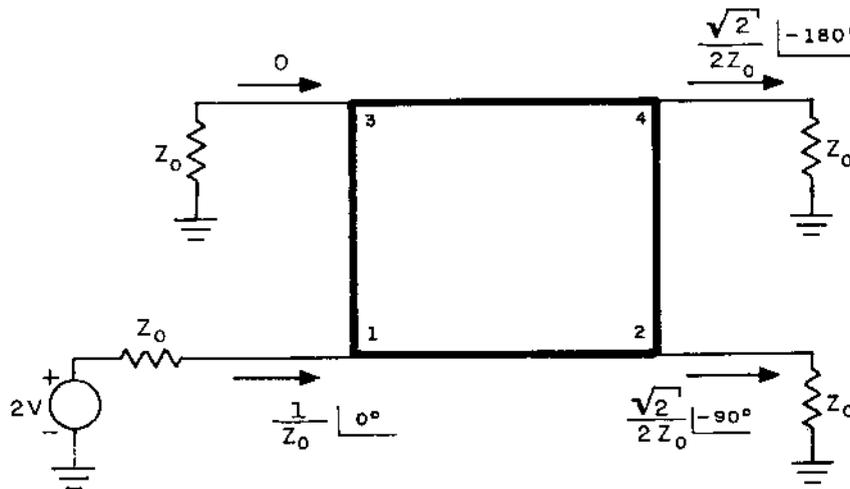


Fig. 4.22 - Correntes nas portas.

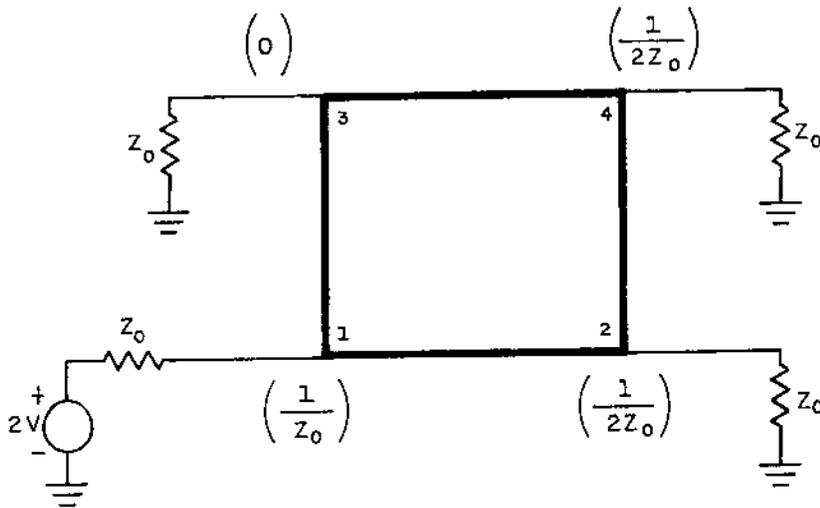


Fig. 4.23 - Potências dissipadas nas portas.

O comportamento do acoplador híbrido pode ser resumido em sua matriz espalhamento $[s]$. Os elementos da matriz são determinados analogamente aos do acoplador direcional, considerando que o acoplador híbrido de 90° é um dispositivo recíproco e simétrico.

$$[S] \equiv \begin{bmatrix} 0 & -j \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -j \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -j \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -j \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

4.5.2 - Projeto do acoplador híbrido de 90° , 3 dB

As dimensões do acoplador híbrido de 90° , 3dB foram obtidas através do programa de computador apresentado no APÊNDICE I. As larguras das linhas, bem como seus comprimentos para $1/4$ de onda em 1,50 GHz, são listados a seguir:

- Material dielétrico: RT/DUROID 5870

$$(a) \begin{cases} \text{linha de } 35,4 \, \Omega \\ \text{largura: } 7,35 \, \text{mm} \\ \text{comprimento: } 35,7 \, \text{mm} \end{cases} \quad (4.70)$$

$$(b) \begin{cases} \text{linha de } 50 \, \Omega \\ \text{largura: } 4,65 \, \text{mm} \\ \text{comprimento: } 35,9 \, \text{mm} \end{cases} \quad (4.71)$$

As dobras nas linhas de saída do acoplador, necessárias para acomodar convenientemente os diodos no misturador balanceado simples, foram realizadas segundo sugestão apresentada por Howe [4.49]. Para minimizar as reflexões de sinais, a seguinte relação deve ser observada:

$$W/W_{Z_0} = 1,6 \quad (4.72)$$

A Fig. 4.24 mostra as dimensões da dobra realizada.

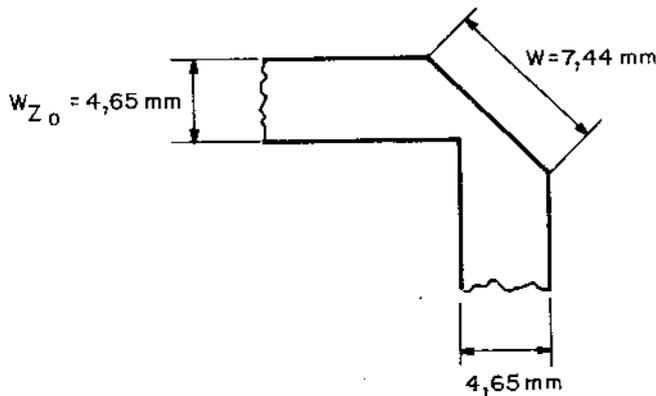


Fig. 4.24 - Realização de dobra na linha de 50Ω para minimização de reflexões.

As dimensões do acoplador híbrido são mostradas na Fig. 4.25.

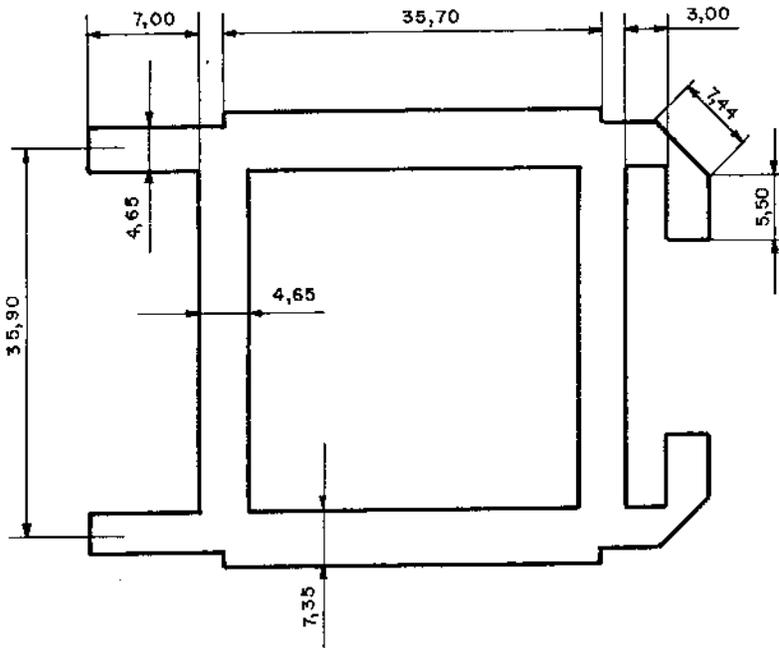


Fig. 4.25 - Dimensões do acoplador híbrido de 90° /3 dB (medidas em mm).

4.5.3 - Desempenho do acoplador híbrido de 90° , 3 dB

O desempenho do acoplador híbrido de 90° /3 dB foi analisado em função das medidas de VSWR das portas de entrada, da isolação entre as entradas e das transmissões acoplada e direta.

4.5.3.1 - Transmissão direta e acoplada

As transmissões direta e acoplada são mostradas na Tabela TH-1 e no Gráfico GH-1. Conforme mostra a Fig. 4.15, a transmissão acoplada é mais plana que a transmissão direta, ambos apresentando valor de 3 dB na frequência de operação central. O acoplador construído apresenta comportamento semelhante para frequências abaixo de 1,50 GHz. Para frequências acima, a tendência dos resultados é relativamente a mesma. O desbalanceamento entre as portas de saída é de 1,0 dB para a porta de RF alimentada por gerador, e 1,1 dB para alimentação na porta de OL, na frequência de 1,50 GHz. O desbalanceamento entre portas não se altera significativamente na frequência

de 1,57 GHz. É de se esperar um comportamento razoável do misturador balanceado simples para frequências acima de 1,50 GHz. Abaixo desta frequência, os diodos seriam alimentados por potências de OL diferentes, comprometendo o desempenho. As medidas foram realizadas com cargas de 50 Ω e acoplador sem dobras nas linhas de saída.

4.5.3.2 - VSWR das portas de entrada

Os dados referentes aos VSWR das portas de entrada indicam comportamento semelhante ao desempenho teórico mostrado na Fig. 4.15, embora não haja perfeita simetria acima e abaixo do ponto de mínimo VSWR. Na frequência de 1,50 GHz o valor de VSWR para a porta de RF é de 1,61, enquanto que para a de OL o valor é menor: 1,54. Entretanto, os valores mínimos foram obtidos na frequência de 1,57 GHz, com 1,36 para a porta de RF e 1,26 para a de OL. Houve, portanto, um deslocamento de 70 MHz em relação à frequência de projeto. Os valores de VSWR são mostrados na Tabela TH-2 e no Gráfico GH-2.

4.5.3.3 - Isolação entre as portas de entrada

O comportamento dos dados de isolação também revelam um deslocamento em relação à frequência de operação central projetada. O máximo valor de isolação entre as portas de RF e OL foi obtido na frequência de 1,70 GHz (22,8 dB), com valores de 18,3 dB em 1,57 GHz e 13,7 dB em 1,50 GHz. O valor de interesse maior é na frequência do oscilador local (1,57 GHz), que pode ser considerado razoável. Os valores medidos estão apresentados na Tabela TH-3 e no Gráfico GH-3.

4.5.4 - Influência do "lay-out" no desempenho do acoplador

Embora não tenham sido estudadas profundamente as causas dos desvios do mínimo de VSWR e da máxima isolação, é de se esperar que o projeto deste acoplador deva sofrer pequenas correções para adequá-lo ao desempenho esperado. Para e-

feito de comparação, também foi construído um acoplador de 90° em formato circular [4.50], com material dielétrico RT/DUROID 5880 ($\epsilon_r = 2,20$ e $h = 0,787$ mm). Também projetado para 1,50 GHz, o desbalanceamento medido, entre as portas de saída, foi de 0,5 dB em 1,50 GHz e 0,6 dB em 1,57 GHz, com comportamento bastante semelhante ao teórico para frequências acima e abaixo da projetada. Embora a isolamento máxima entre portas de entrada tenha sido obtida em 1,45 GHz, em 1,50 GHz o valor é de 22,0 dB e 18 dB em 1,57 GHz. O gráfico GH-4 reúne os comportamentos de isolamento e transmissão direta e acoplada. Os valores de VSWR são relativamente menores para este tipo de "lay-out".

Este acoplador não foi adotado em nosso trabalho porque o circuito final apresentaria dificuldades, já que as portas estão dispostas em quadratura. Desta forma, as dimensões do circuito seriam maiores, pois seria necessário prover linhas de comprimentos iguais até os diodos.

O modelo de projeto adotado despreza os efeitos das junções das linhas e a possível influência dos desvios nas dimensões projetadas. Leighton e Milnes [4.51] estudaram estes efeitos em acopladores de 90° e 180° na banda-X. Quando as dimensões das junções são comparáveis ao comprimento de onda da frequência de operação, o efeito reativo delas desloca o centro da faixa de operação. Também erros nas dimensões das linhas podem acarretar efeitos semelhantes de desvios. Embora os acopladores construídos operem em frequências bem inferiores (1,50 GHz), parece provável que as referências para as medidas de $1/4$ de comprimento de onda, tomadas nos pontos médios das linhas, devam ser corrigidos, principalmente no caso de linhas de larguras grandes. As larguras nas linhas do acoplador no formato circular são menores, pois a espessura do dielétrico foi menor. Em comparação com os estudos realizados na banda-X, o efeito das reatâncias das junções talvez tenha influência menor. Assim, é necessário introduzir modificações no circuito original para otimizar seu desempenho. Essas modificações envolvem não só alterações no "lay-out" original como também adição de estruturas externas ao dispositivo, como seções de linhas de baixa impedância e tocos em aberto de altas impedâncias [4.52].

TABELA TH-1 - ACOPLAMENTO x FREQUÊNCIA

Dispositivo: Acoplador híbrido de 90°/3dB

FREQUÊNCIA (GHz)	ACOPLAMENTO			
	RF → D1 (dB)	RF → D2 (dB)	OL → D1 (dB)	OL → D2 (dB)
1,00	8,8	6,6	6,4	9,3
1,10	9,2	6,1	5,9	9,5
1,20	9,3	5,5	5,3	9,3
1,30	8,3	4,8	4,6	8,3
1,40	6,4	3,9	3,8	6,5
1,50	4,2	3,2	3,1	4,2
1,57	4,3	3,2	3,1	4,1
1,70	3,6	3,9	3,6	4,0
1,80	4,5	4,8	4,5	4,8
1,90	5,8	5,5	5,3	6,0
2,00	7,2	6,8	5,7	7,4

GRÁFICO GH-1: Variação do fator de acoplamento em função da frequência entre a porta de OL e dos diodos e entre a porta de RF e dos diodos do acoplador híbrido de 90°/3 dB.

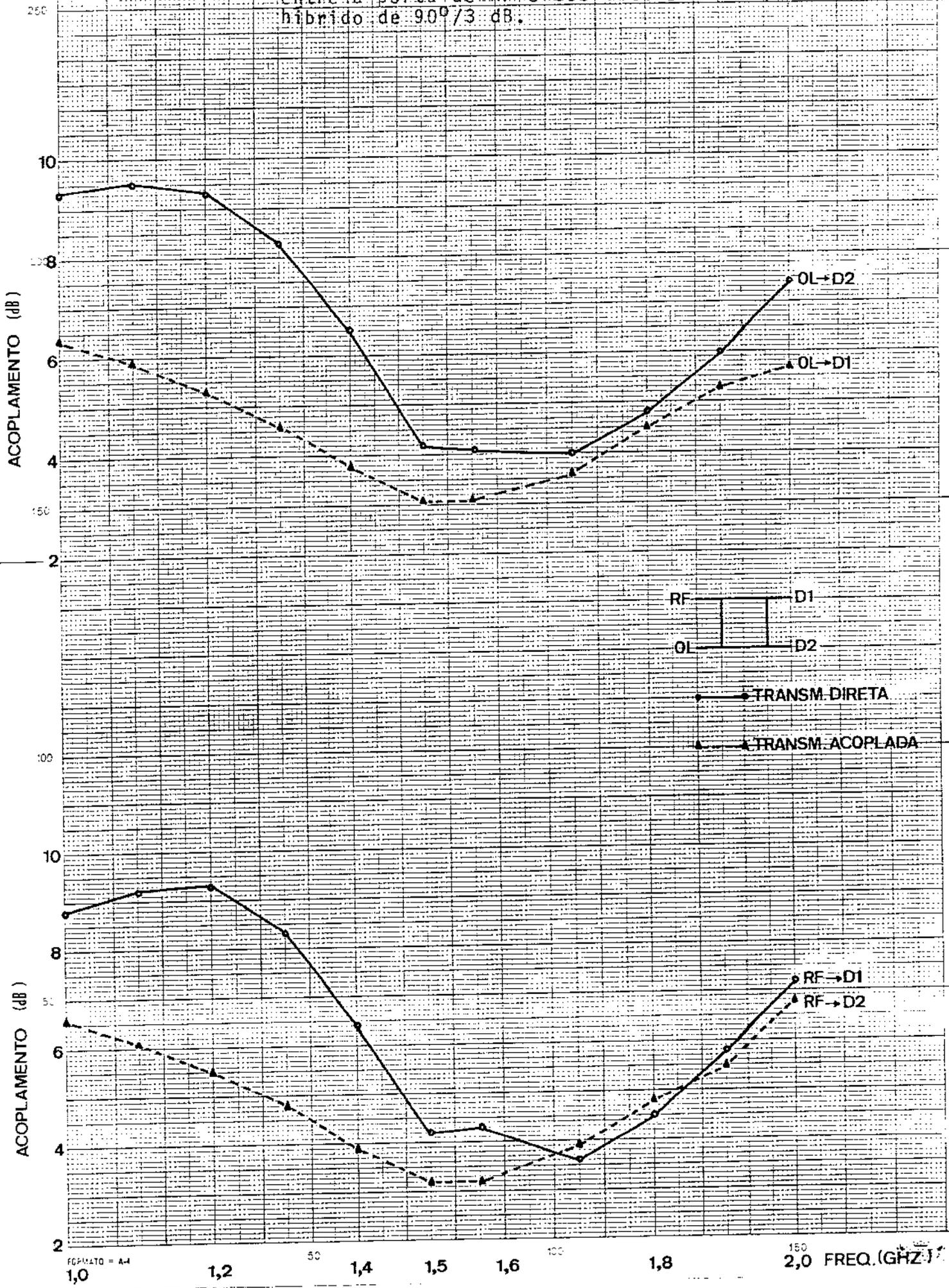


TABELA TH-2 - VSWR x FREQUÊNCIA

Dispositivo: Acoplador híbrido de 90°/3dB

FREQUÊNCIA (GHz)	VSWR	
	PORTA RF	PORTA OL
1,00	4,00	4,00
1,10	4,00	3,90
1,20	3,30	3,30
1,30	2,90	2,90
1,40	2,22	2,20
1,50	1,61	1,54
1,57	1,36	1,26
1,70	1,41	1,37
1,80	1,78	1,74
1,90	2,20	2,10
2,00	2,70	2,78

TABELA TH-3 - ISOLAÇÃO x FREQUÊNCIA

Dispositivo: Acoplador híbrido de 90°/3dB

FREQUÊNCIA (GHz)	ISOLAÇÃO (dB)	
	RF → OL	OL → RF
1,00	9,8	9,8
1,10	10,0	10,0
1,20	10,0	10,1
1,30	10,5	10,7
1,40	11,8	11,6
1,50	13,7	13,2
1,57	18,3	18,0
1,70	22,8	22,6
1,80	16,0	15,8
1,90	13,7	13,8
2,00	11,4	12,0

GRÁFICO GH-3: Variação da isolação em função da frequência entre as portas de RF e OI do acoplador híbrido de 90°/3 dB.

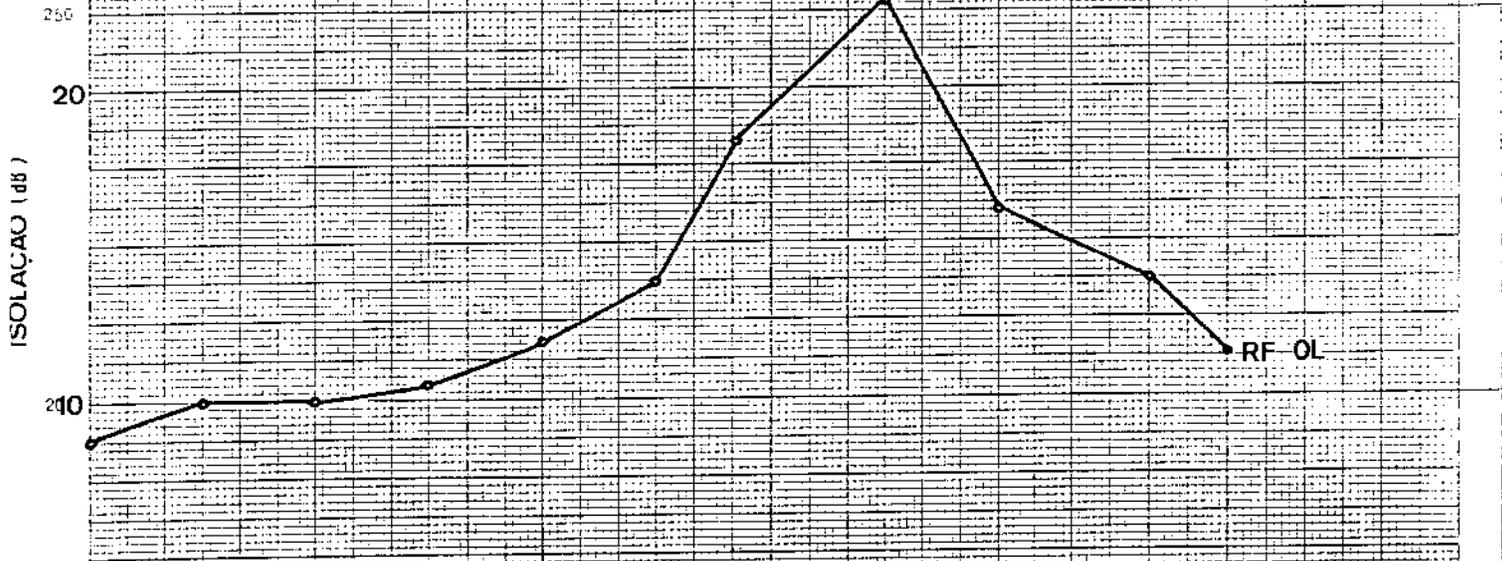
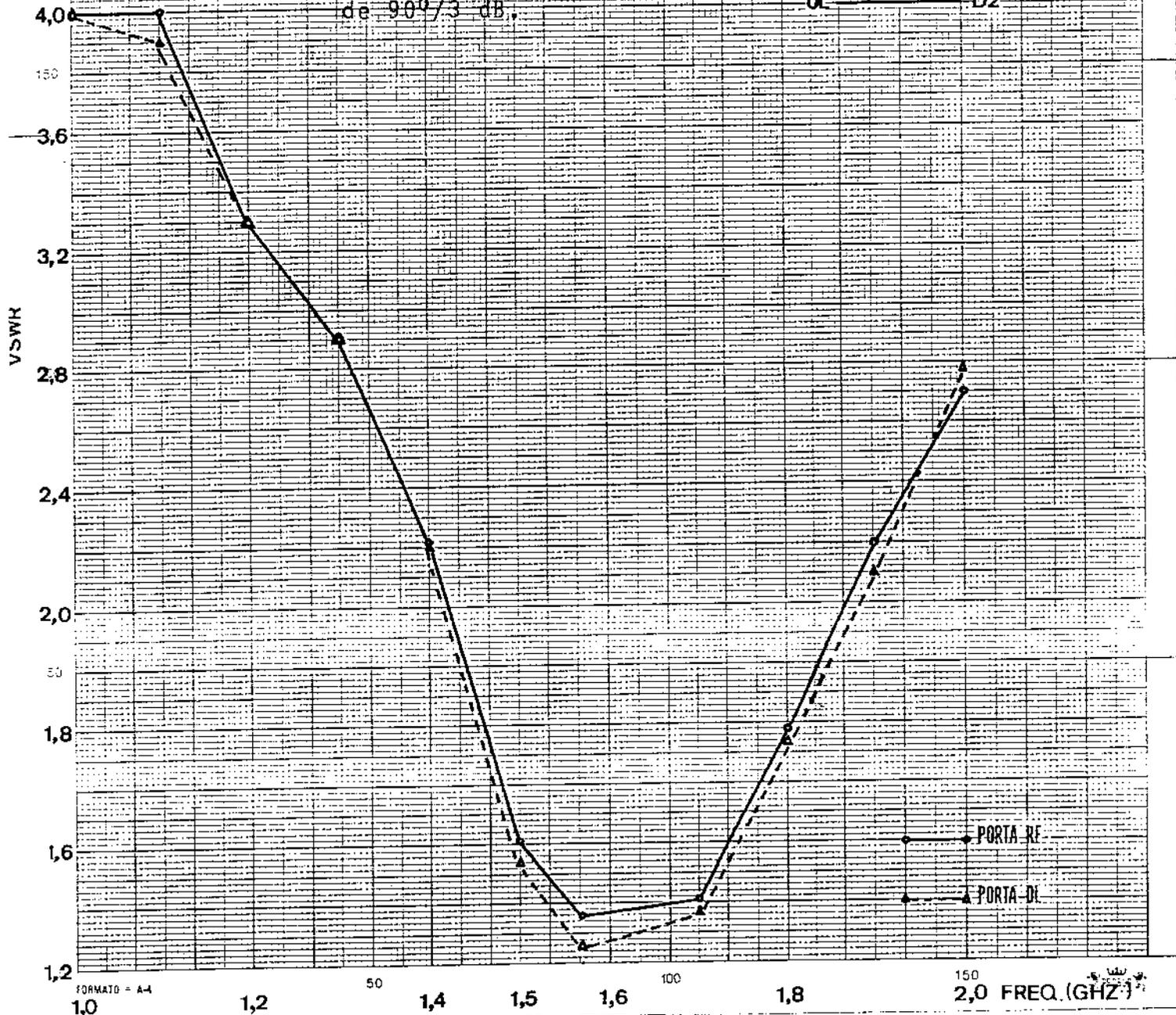
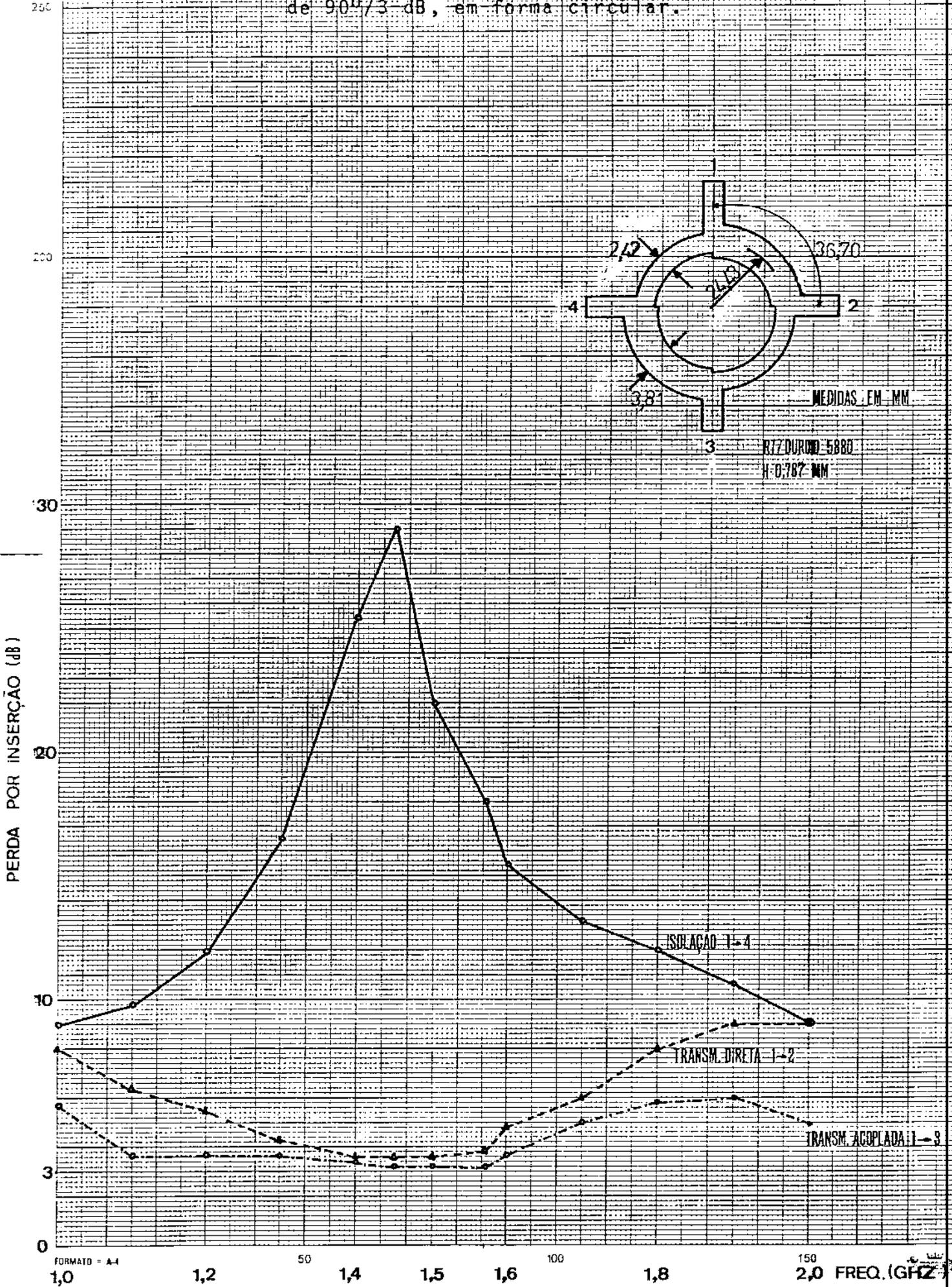


GRÁFICO GH-2: Variação do VSWR em função da frequência das portas de OI e RF do acoplador híbrido de 90°/3 dB.



● PORTA RF
▲ PORTA OI

GRAFICO GH-4: Variação da isolação e do fator de acoplamento em função da frequência do acoplador híbrido de 90°/3-dB, em forma circular.

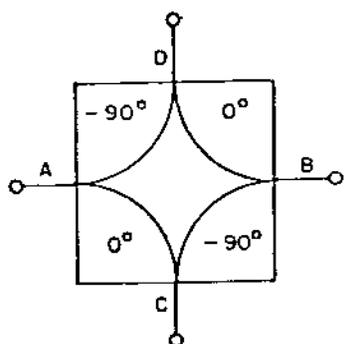


4.6 - COMPARAÇÃO ENTRE OS ACOPLADORES HÍBRIDOS DE 90° e 180° ,
3 dB

Os acopladores híbridos de 90° e 180° possuem características distintas de isolamento entre portas de entrada, VSWR e diferença de fase entre os sinais de saída, conforme indicam as tabelas seguintes.

4.6.1 - Diferença de fase entre os sinais de saída

As Figs. 4.26 e 4.27 mostram as diferenças de fase entre os sinais de saída para sinais aplicados individualmente em cada porta, com as outras terminadas em Z_0 , para os acopladores de 90° e 180° .

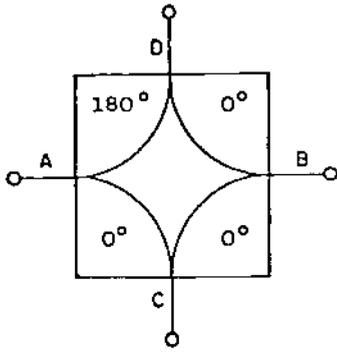


(A)

SAÍDA \ ENTRADA	A	B	C	D
A		ISOL.	0	-90°
B	ISOL.		-90°	0
C	0	-90°		ISOL.
D	-90°	0	ISOL.	

(B)

Fig. 4.26 - Símbolo (A) e diferença de fase (B) do acoplador híbrido.



(A)

ENTRADA \ SAÍDA	A	B	C	D
	A	ISOL.	0	180°
B	ISOL.	ISOL.	0	0
C	0	0	ISOL.	ISOL.
D	180°	0	ISOL.	ISOL.

(B)

Fig. 4.27 - Símbolo (A) e diferença de fase (B) do acoplador híbrido de 180°.

4.6.2 - VSWR

As Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam os valores de VSWR para as portas de entrada dos acopladores de 90° e 180°, para diferentes terminações nas portas de saída [4.53].

TABELA 4.1 - VSWR das portas de entrada do acoplador híbrido de 90° para terminações quaisquer nas saídas.

TERMINAÇÕES				VSWR DAS PORTAS			
A	B	C	D	A	D	C	B
Z_0	Z_0	Z_0	Z_0	1:1	1:1	1:1	1:1
Z_A	Z_0	Z_0	Z_B	$1 + \frac{ \Gamma_D - \Gamma_C }{2}$			$1 + \frac{ \Gamma_D - \Gamma_C }{2}$
				$1 - \frac{ \Gamma_D - \Gamma_C }{2}$			$1 - \frac{ \Gamma_D - \Gamma_C }{2}$
Z_0	Z_D	Z_C	Z_0		$1 + \frac{ \Gamma_A - \Gamma_B }{2}$	$1 + \frac{ \Gamma_A - \Gamma_B }{2}$	
					$1 - \frac{ \Gamma_A - \Gamma_B }{2}$	$1 - \frac{ \Gamma_A - \Gamma_B }{2}$	

TABELA 4.2 - VSWR das portas de entrada do acoplador híbrido de 180° para terminações quaisquer nas saídas.

TERMINAÇÕES				VSWR DAS PORTAS			
A	D	C	B	A	D	C	B
Z_0	Z_0	Z_0	Z_0	1 : 1	1 : 1	1 : 1	1 : 1
Z_A	Z_0	Z_0	Z_B	/	$1 + \frac{ \Gamma_A + \Gamma_B }{2}$ $1 - \frac{ \Gamma_A + \Gamma_B }{2}$	$1 + \frac{ \Gamma_A + \Gamma_B }{2}$ $1 - \frac{ \Gamma_A + \Gamma_B }{2}$	/
Z_0	Z_D	Z_C	Z_0	$1 + \frac{ \Gamma_C + \Gamma_D }{2}$ $1 - \frac{ \Gamma_C + \Gamma_D }{2}$	/	/	$1 + \frac{ \Gamma_C + \Gamma_D }{2}$ $1 - \frac{ \Gamma_C + \Gamma_D }{2}$

Nas Tabelas 4.1 e 4.2 o coeficiente de reflexão da porta x é dada por

$$\Gamma_x = \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0} \quad (4.73)$$

onde Z_0 é a impedância da porta do acoplador e Z_x a impedância de terminação.

Para o acoplador de 90°, se as duas portas de saída estiverem terminadas em impedâncias iguais o VSWR das portas de entrada é 1 : 1. Para se obter VSWR 1 : 1 nas portas de entrada do acoplador de 180° é necessário que as portas de saída estejam terminadas em suas respectivas impedâncias características (Z_0).

4.6.3 - Isolação

A isolamento entre as portas de entrada dos acopladores híbridos de 90° e 180° também é afetada pelas terminações das portas de saída, conforme mostram as Tabelas 4.3 e 4.4 [4.53].

TABELA 4.3 - Isolação entre as portas de entrada do acoplador híbrido de 90° para terminações quaisquer nas saídas.

TERMINAÇÕES				ISOLAÇÃO (dB)	
A	B	C	D	ENTRE AS PORTAS A E B	ENTRE AS PORTAS C E D
Z_0	Z_0	Z_0	Z_0	∞	∞
Z_0	Z_D	Z_C	Z_0	$6 + 20 \log(1/ \Gamma_D + \Gamma_C)$	
Z_A	Z_0	Z_0	Z_B		$6 + 20 \log(1/ \Gamma_A + \Gamma_B)$

TABELA 4.4 - Isolação entre as portas de entrada do acoplador híbrido de 180° para terminações quaisquer nas saídas.

TERMINAÇÕES				ISOLAÇÃO (dB)	
A	B	C	D	ENTRE AS PORTAS A E B	ENTRE AS PORTAS C E D
Z_0	Z_0	Z_0	Z_0	∞	∞
Z_0	Z_D	Z_C	Z_0	$6 + 20 \log(1/ \Gamma_C - \Gamma_D)$	
Z_A	Z_0	Z_0	Z_B		$6 + 20 \log(1/ \Gamma_B - \Gamma_A)$

Para que a isolação entre as portas de entrada do acoplador híbrido de 90° seja a melhor possível é necessário que as saídas estejam perfeitamente casadas (Z_0). Para se obter a mesma característica no de 180°, as terminações das portas de saída devem ser iguais.

CAPÍTULO 5

ESTÁGIO DE SAÍDA DE MISTURADORES

O estágio de saída de misturadores deve desempenhar duas funções básicas: prover o necessário casamento de impedâncias entre os diodos misturadores e a impedância de carga, normalmente a entrada do amplificador de FI, e rejeitar os sinais de frequências indesejáveis, resultantes do processo não-linear de conversão de frequências. Normalmente, procura-se optar por estruturas simples e eficientes, pois, na maioria das aplicações, tamanho reduzido é um requisito essencial.

As frequências presentes na saída, e que devem ser rejeitadas, são, basicamente, a gerada pelo OL, a de RF e a resultante da soma dessas duas. Os outros produtos de intermodulação presentes possuem níveis de potências menores que as citadas e são suficientemente rejeitados na maioria das soluções adotadas. Evidentemente, o sinal de FI deve estar presente na saída com a menor perda de potência possível.

A escolha adequada do tipo de configuração de misturador já elimina grande parte dos produtos de intermodulação na saída do misturador. Um misturador duplamente balanceado possui um número reduzido de frequências espúreas em sua saída, se comparado com um desbalanceado.

A adoção de uma determinada estrutura deve se basear também na largura de faixa de operação do misturador. Em aplicações específicas, dada a largura de faixa necessária, a solução é relativamente simples. Se o misturador é projetado para ser utilizado em outras funções, como moduladores, detectores de fase, etc., é conveniente que a faixa de operação seja a mais ampla possível; é o caso da maioria dos misturadores comerciais, cujas portas de FI podem operar desde CC até 4 GHz, para sinais de entrada contidos na faixa de 8 a 18GHz [5.1]. A tendência comercial é a utilização generalizada de misturadores na configuração duplamente balanceada, na forma modular, com possíveis rejeições adicionais de alguns produtos de intermodulação sendo realizadas nos estágios seguintes ao circuito.

A estrutura mais simples que se pode conceber para a rejeição dos sinais de OL e RF é um único capacitor colocado em paralelo à linha de saída, cuja reatância seja suficientemente baixa para esses sinais e elevada de tal forma que não altere a potência do sinal de FI na saída. A rejeição proporcionada por esse tipo de solução não é de valor adequado e outros tipos de estruturas mais eficientes são necessárias.

Os circuitos que poderiam ser utilizados são os filtros passa-baixas, as linhas ressonantes nas frequências de RF e OL e filtros passa-faixa. Dependendo da aplicação, uma dessas estruturas pode ser escolhida. Os filtros passa-faixa, construídos em microfitas a partir de linhas acopladas [5.2], [5.3], são inconvenientes devido ao tamanho exagerado das linhas na FI. Entre filtros passa-faixa, construídos com componentes discretos, e outras estruturas, a primeira é de implementação mais difícil porque envolvem circuitos ressonantes paralelos nos ramos série e paralelo. Ademais, várias unidades básicas devem ser adicionadas em cascata para propiciar taxas de corte adequadas.

Como regra geral, utilizam-se filtros passa-baixas e linhas ressonantes abertas, em paralelo com a linha de saída.

5.1. FILTROS PASSA-BAIXAS

Os elementos que constituem um filtro qualquer são, essencialmente, reatâncias: capacitâncias e indutâncias implementadas sob a forma de parâmetros concentrados ou distribuídos.

Os filtros para aplicações em microondas, regra geral, são construídos a partir de parâmetros distribuídos. Não contêm elementos concentrados, tais como indutores, capacitores ou cristais. Os componentes distribuídos são seções de linhas de transmissão que aproximam, em uma frequência ou faixa de frequências, os elementos necessários, de tal forma que haja a predominância de um tipo de reatância, ou capacitiva ou indutiva. Assim, capacitâncias, indutâncias e circuito ressonante paralelo, que são elementos de filtros, podem ser simu-

lados por seções de linha de transmissão, através da escolha conveniente das relações entre comprimento da seção, impedância característica e comprimento de onda da frequência de operação.

5.1.1. MÉTODOS DE PROJETOS DE FILTROS

Os filtros, ou redes elétricas, conforme denominação mais geral da teoria de circuitos elétricos, estão associados a três conceitos importantes: a rede, propriamente dita, excitação e resposta. A rede é constituída por um conjunto de elementos associados; a excitação é proporcionada por uma fonte de energia elétrica e a resposta está associada a uma determinada grandeza, em um ou mais elementos, como resultado da modificação da excitação pela rede elétrica.

O conceito de análise de redes está associado ao problema de se determinar a resposta, conhecidas a rede e a excitação. Se são dadas a excitação e a resposta e se deseja determinar uma rede, o processo é definido como síntese de redes.

No processo de análise a solução é única, embora muitas vezes possa haver dificuldades em determiná-la. Ao contrário, na síntese o resultado não é único, e várias redes diferentes podem realizar a resposta desejada, a partir de uma dada excitação.

Os projetos de filtros são baseados em dois métodos: o de parâmetros imagem e o polinomial ou exato. O método dos parâmetros imagem é baseado nas propriedades das linhas de transmissão. A característica do filtro desejado é obtida a partir da soma das características individuais de cada unidade básica que o compõem, no caso a seção constante-K e a derivada-M [5.4]. Porém, o casamento imagem de impedâncias entre o filtro e as terminações resistivas é possível para uma frequência, ocasionando atenuação na faixa passante devido às reflexões de sinal, bem como distorções na região limite entre faixa bloqueada e faixa passante. Embora haja maneiras de diminuir essas reflexões [5.5], há dificuldades em se controlar, de forma conveniente, a resposta final do filtro, implicando na adoção de sucessivos ajustes para obtenção da respos

ta desejada. Entretanto, esse método é bastante útil, porque conceitualmente simples, na análise de estruturas complexas de filtros [5.6].

O método de síntese polinomial de filtros é baseada na função de transferência como função da frequência complexa $p = \sigma + j\omega$. A impedância de entrada é determinada em função de p , a partir da função de transferência. Finalmente, por expansão em frações parciais, a impedância de entrada, uma divisão de polinômios, fornece os valores dos elementos do circuito. Dessa forma, há garantias de que o filtro construído apresente as características especificadas de resposta.

5.1.2. APROXIMAÇÕES DA RESPOSTA IDEAL DE FILTROS PASSA-BAIXAS

O problema fundamental do processo de síntese é determinar uma função que aproxime, com a melhor exatidão possível, a resposta de um filtro passa-baixas ideal, mostrada na Fig. 5.1.

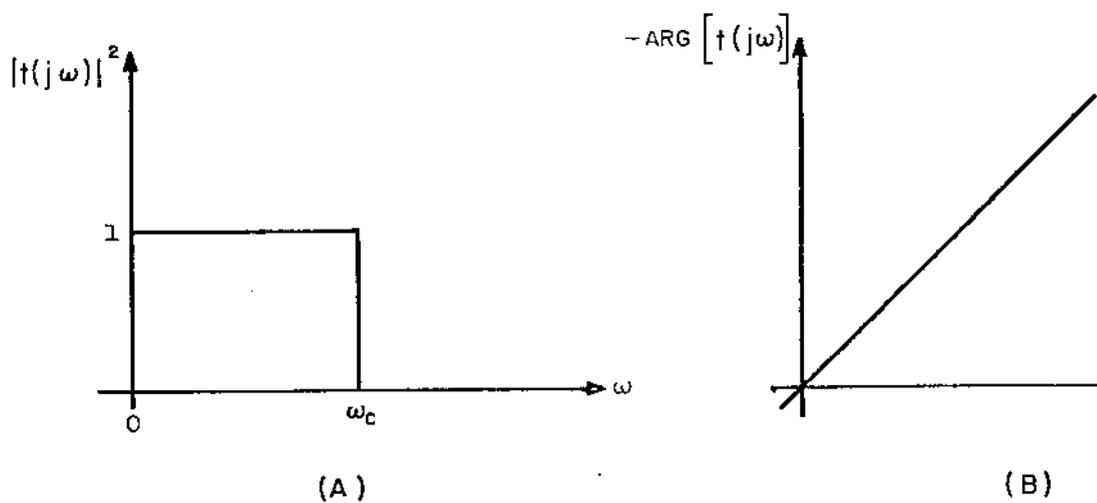


Figura 5.1. Resposta de um filtro passa-baixas ideal. (A) módulo ao quadrado e (B) fase linear.

Um filtro ideal possui resposta constante de $\omega = 0$ até $\omega = \omega_c$ (frequência de corte), correspondente à faixa passante, e resposta nula para todo $\omega > \omega_c$, faixa bloqueada. Em algumas aplicações é necessário também, uma variação linear de fase da função de transferência do filtro.

As duas funções racionais mais conhecidas, que realizam a aproximação desejada, são as propostas por Butterworth e por Chebyshev, resumidas a seguir.

5.1.2.1. APROXIMAÇÃO DE BUTTERWORTH

A função característica de Butterworth de ordem n é dada por

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^{2n}} \quad (5.1)$$

Para que se realize a aproximação desejada deve-se impor que:

para $0 \leq \omega < \omega_c$, $\omega^{2n} \ll 1$ (5.2.a)

e para $\omega > \omega_c$, $\omega^{2n} \gg 1$ (5.2.b)

A Fig. 5.2 ilustra, para alguns valores de n , a resposta de Butterworth.

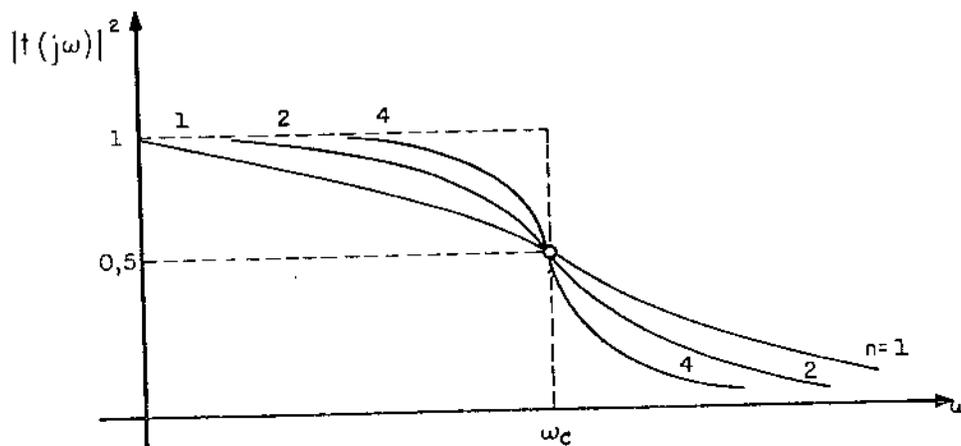


Fig. 5.2. Aproximação de Butterworth para 3 valores de n .

A figura sugere que quanto maior for o valor de n (número de elementos reativos do filtro), tanto melhor será

a aproximação da resposta do filtro ideal.

5.1.2.2. APROXIMAÇÃO DE CHEBYSHEV

Além de Butterworth, Chebyshev também propôs uma função para aproximação da característica de um filtro passa-baixas ideal. A função de Chebyshev é da forma

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (5.3)$$

onde ϵ é uma constante real que representa a tolerância da ondulação da característica do filtro na faixa de passagem. $T_n(\omega)$ é o polinômio de Chebyshev de primeira classe de ordem n . As propriedades dos polinômios de Chebyshev podem ser encontradas em [5.7]. O comportamento de $T_n(\omega)$ é dado pelas equações

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \omega), & \text{para } 0 \leq \omega \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \omega), & \text{para } \omega > 1 \end{cases} \quad (5.4)$$

A Fig. 5.3 mostra a resposta de Chebyshev, dada por (5.3).

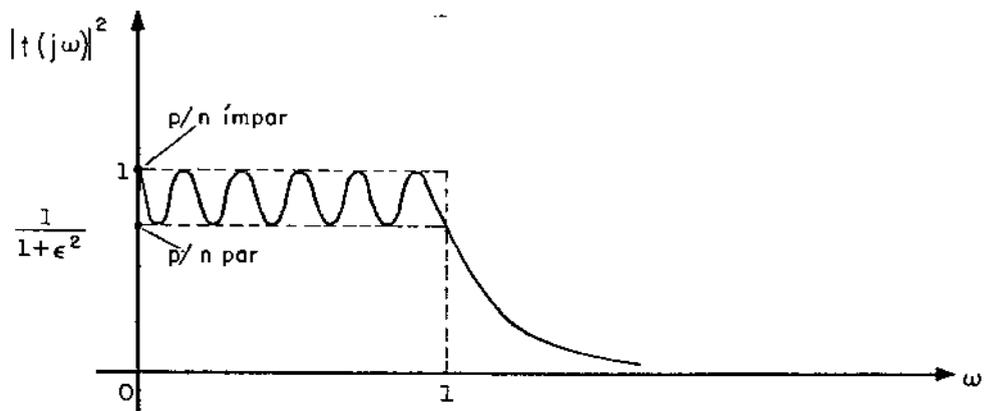


Fig. 5.3. Resposta de Chebyshev.

5.1.2.3. COMPARAÇÃO ENTRE AS RESPOSTAS DE BUTTERWORTH E CHEBYSHEV NA FAIXA BLOQUEADA

Para $w \gg 1$, a resposta de Chebyshev pode ser aproximada por

$$|t(jw)|_C^2 \cong \frac{1}{\epsilon^2 T_n^2(w)} \quad (5.5)$$

e os polinômios de Chebyshev [5.8] podem ser aproximados pelo primeiro termo:

$$T_n(w) \cong 2^{n-1} \cdot w^n \quad (5.6)$$

Logo, neste caso, tem-se

$$|t(jw)|_C^2 \cong \frac{1}{\epsilon^2 \cdot 2^{2(n-1)} \cdot w^{2n}} \quad (5.7)$$

Nesta mesma faixa, a resposta de Butterworth pode ser aproximada para

$$|t(jw)|_B^2 \cong \frac{1}{w^{2n}}, \quad w \gg 1 \quad (5.8)$$

Expressando em dB estas duas funções, tem-se

$$10 \log |t(jw)|_C^2 = 10 \log \frac{1}{\epsilon^2 \cdot 2^{2(n-1)} \cdot w^{2n}} = -10 \log \epsilon^2 + \\ - 10 \log 2^{2(n-1)} - 10 \log w^{2n}, \text{ dB} \quad (5.9)$$

$$10 \log |t(jw)|_C^2 = -20n \log w - 20 \log \epsilon - 6(n-1), \text{ dB} \quad (5.10)$$

e

$$10 \log |t(jw)|_B^2 = -20 n \log w, \text{ dB} \quad (5.11)$$

Essas duas funções estão esboçadas na Fig. 5.4, para dois valores de ondulação.

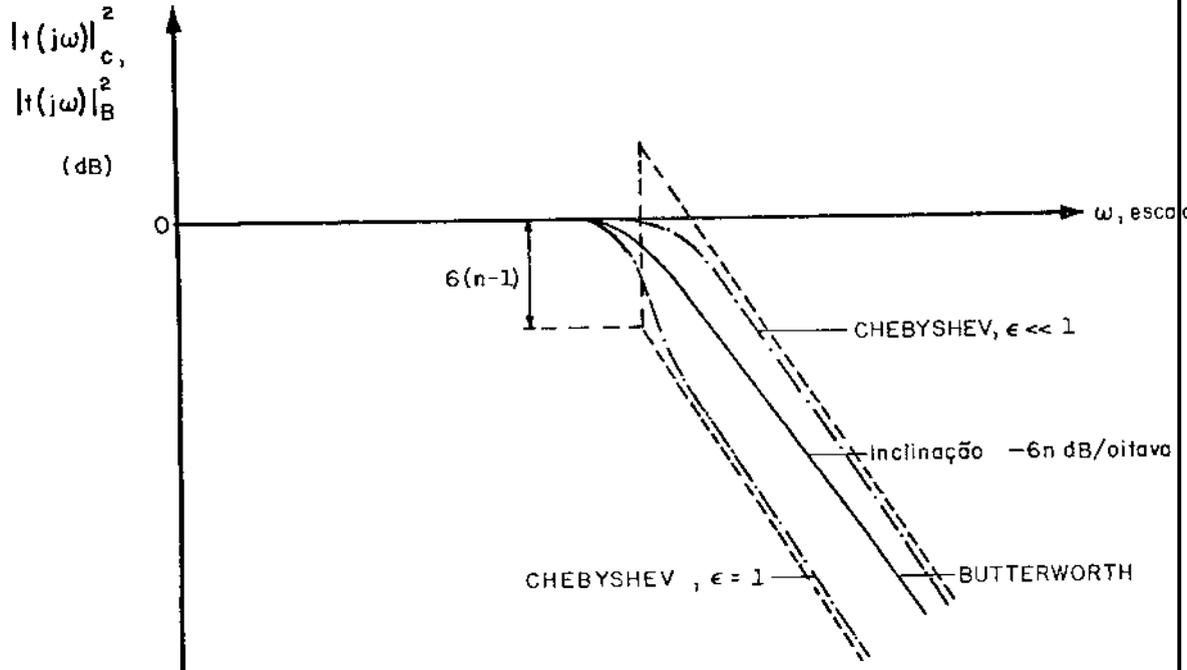


Fig.5.4. Comparação entre as respostas de Butterworth e Chebyshev, na faixa bloqueada, para dois valores distintos de ϵ .

Na faixa bloqueada, a resposta de Butterworth possui inclinação (taxa de corte) de $-6n$ dB/oitava, enquanto que a de Chebyshev apresenta a mesma inclinação, porém acrescida de quantidades que dependem dos valores de n e ϵ . Para $\epsilon < 1$, o termo $(-20 \log \epsilon)$ assume valores positivos que, somados a $(-20 n \log w)$, quantidade sempre negativa, tendem a tornar $|t(jw)|_c^2$ maior que o valor correspondente da resposta de Butterworth, para a mesma frequência considerada. Isto realmente ocorre para os casos em que $\epsilon \ll 1$ e o 2º termo de (5.10) é maior, em módulo, que o 3º termo. Para $\epsilon = 1$, $20 \log \epsilon = 0$, e a resposta estaria deslocada, no eixo vertical, de $6(n-1)$ abaixo da resposta de Butterworth. Para valores de ondulação próximos de zero, o filtro de Chebyshev deve possuir n grande para se equiparar ou superar a taxa de corte do de Butterworth, na faixa bloqueada. Em ambos os casos, a taxa de corte aumenta com o aumento de n .

5.1.3. FILTROS PROTÓTIPOS PASSA-BAIXAS

A síntese de filtros passa-baixas de Butterworth ou Chebyshev é realizada por tabelas de elementos normalizados. Essa normalização é baseada em algumas definições especificadas a seguir. A Fig. 5.5 ilustra as respostas dos dois tipos de filtros, reagentados sob a forma de atenuação em função da frequência.

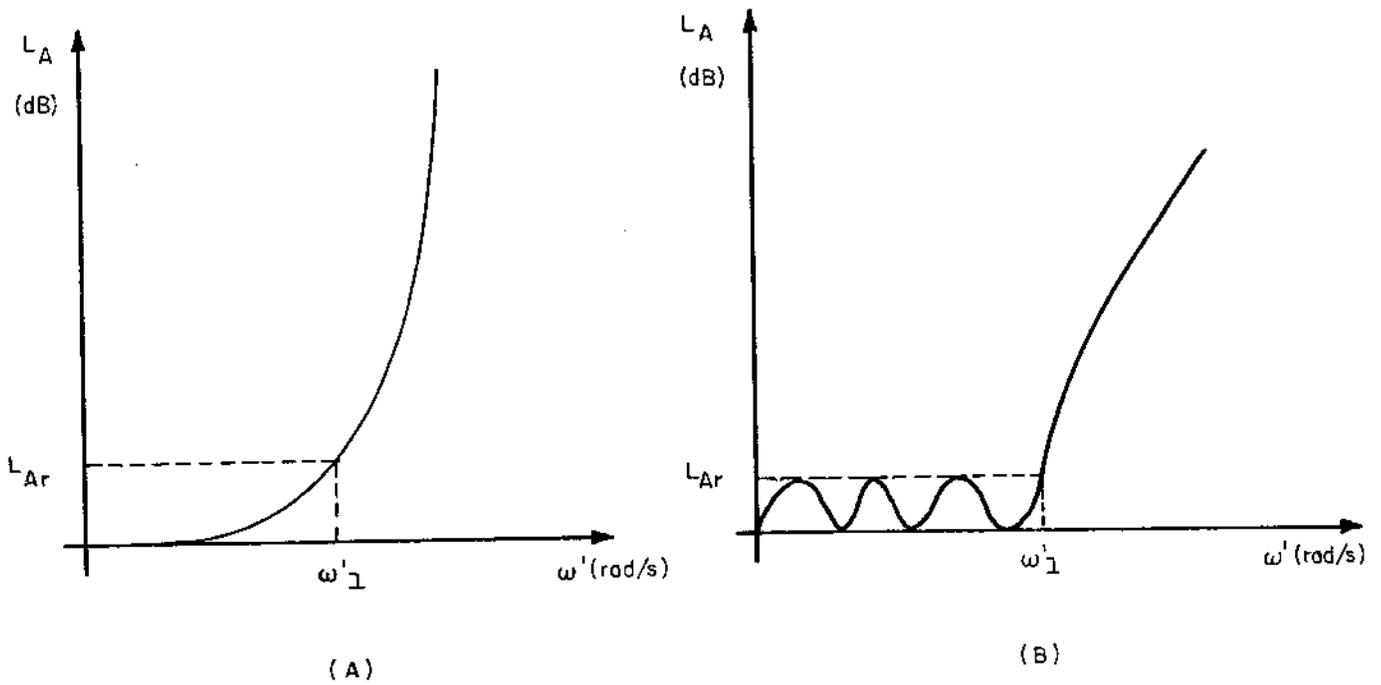


Fig.5.5. Curvas de atenuação x frequência dos filtros de (A) Butterworth e (B) Chebyshev.

Para o filtro de Butterworth a resposta é expressa por [5.9]

$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left[1 + \epsilon \left(\frac{\omega'}{\omega'_1} \right)^{2n} \right] \quad (\text{dB}) \quad (5.12)$$

$$\epsilon = \left(\text{antilog}_{10} \frac{L_{Ar}}{10} \right) - 1 \quad (5.13)$$

definindo-se:

n: número de elementos reativos do filtro

w' : é a frequência na qual se deseja determinar a atenuação
 w'_1 : é a frequência normalizada, dada por w/w_1 onde w é a frequência real. Em algumas tabelas é definida como ponto de 3dB.
 L_{Ar} : é a atenuação do filtro na frequência w'_1 , em dB.

A característica de Chebyshev é dada por [5.10]

$$L_A(w') = 10 \log \{1 + \epsilon \cos^2 [n \cdot \arccos(\frac{w'}{w_1})]\} \quad w' \leq w_1 \quad (\text{dB}) \quad (5.14)$$

e

$$L_A(w) = 10 \log \{1 + \epsilon \cosh^2 [n \cdot \text{arccosh}(\frac{w'}{w_1})]\} \quad w' \geq w_1 \quad (\text{dB}) \quad (5.13)$$

onde

$$\epsilon = (\text{antilog} \frac{L_{Ar}}{10}) - 1 \quad (5.14)$$

O filtro protótipo passa-baixas é associado a um gerador de tensão V_g com impedância interna puramente resistiva, R'_0 , é uma impedância de carga, R'_{n+1} , também resistiva, conforme mostra a Figura 5.6.

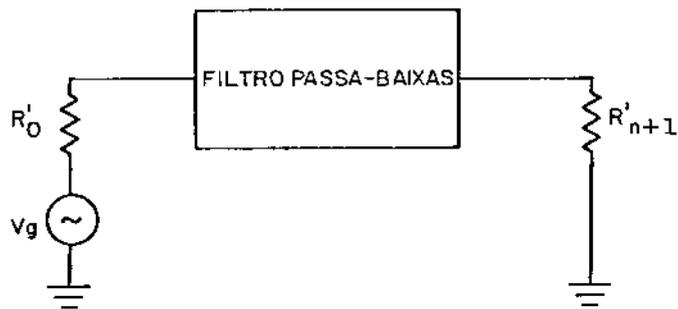


Fig.5.6. Filtro passa-baixas associado a um gerador de tensão e uma carga resistiva.

A estrutura do filtro pode apresentar qualquer uma das configurações ilustradas na Figura 5.7.

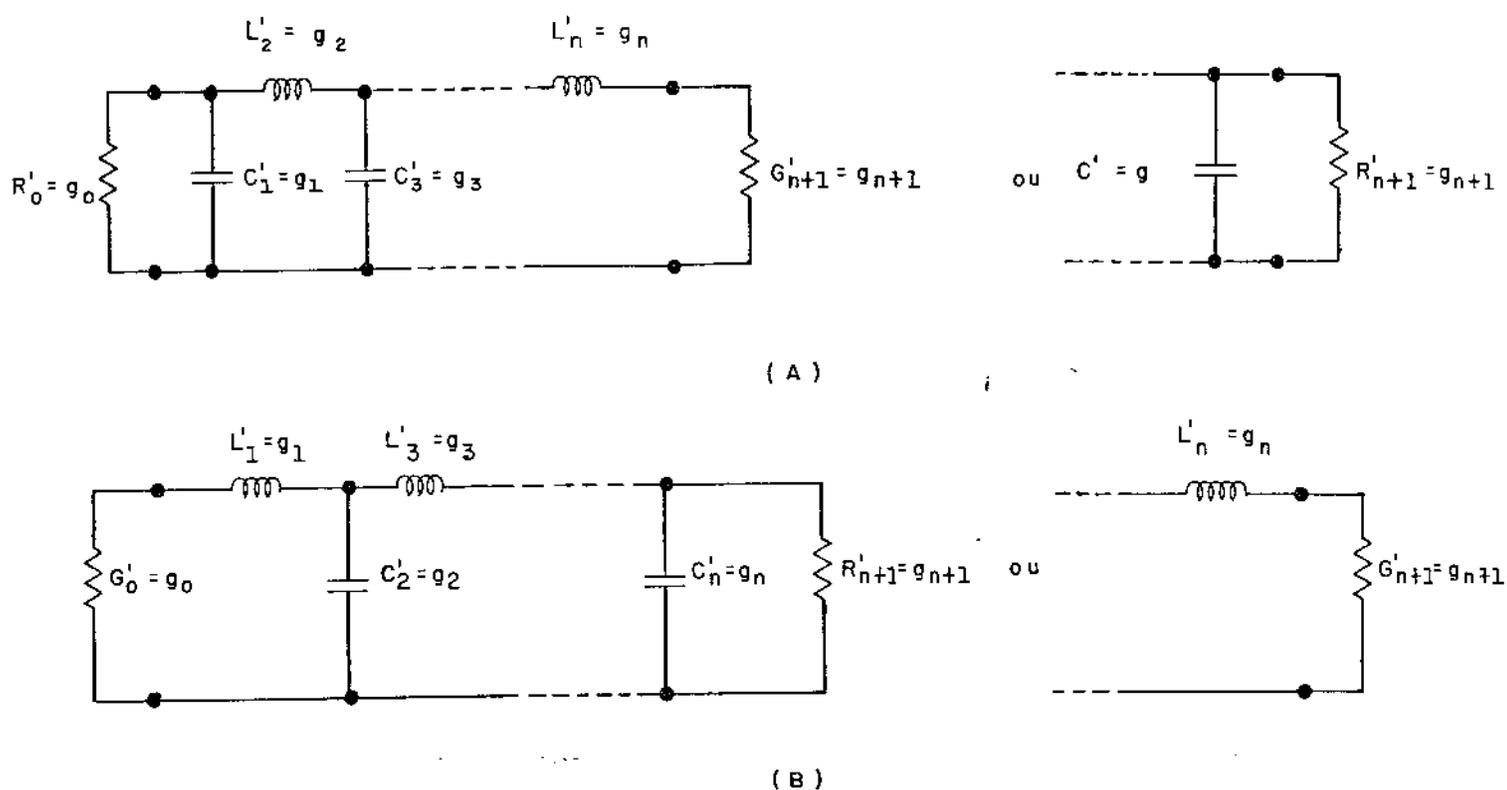


Fig. 5.7. (A) Configuração do filtro protótipo.
(B) dual de (A).

Os circuitos da Fig. 5.7 apresentam a mesma resposta e são recíprocos, isto é, qualquer dos dois resistores que terminam o filtro pode ser associado à impedância interna do gerador.

As definições dos elementos que compõem o filtro são as seguintes [5.11] :

$$g_k \Big|_{k=1 \text{ a } n} = \begin{cases} \text{indutância da bobina série ou} \\ \text{capacitância do capacitor paralelo} \end{cases} \quad (5.15)$$

$$g_0 = \begin{cases} \text{resistência do gerador } R'_0 & \text{se } g_1 = C'_1 \\ \text{condutância do gerador } G' & \text{se } g_1 = L'_1 \end{cases} \quad (5.16)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} \text{resist\^encia de carga } R'_{n+1} & \text{se } g_n = c'_n \\ \text{condut\^ancia de carga } G'_{n+1} & \text{se } g_n = L'_n \end{cases} \quad (5.17)$$

Os valores dos elementos que comp\^oem o filtro prot\^otipo s\^ao normalizados em fun\^cao de

$$\begin{cases} g_0 = 1 \\ \text{e } w_1 = 1 \end{cases} \quad (5.18)$$

O filtro prot\^otipo pode, ent\^ao, ser mudado para outros valores de imped\^ancias e frequ\^encias, atrav\^es das transforma\^oes [5.11] :

$$R = \left(\frac{R_0}{R'_0}\right)R' \quad \text{ou} \quad G = \left(\frac{G_0}{G'_0}\right).G' \quad (5.19)$$

para condut\^ancias e resist\^encias;

$$L = \left(\frac{R_0}{R'_0}\right) \cdot \left(\frac{w_1}{w'_1}\right) \cdot L' \quad \text{ou} \quad L = \left(\frac{G_0}{G'_0}\right) \cdot \left(\frac{w_1}{w'_1}\right) \cdot L' \quad (5.20)$$

para indut\^ancias e

$$c = \left(\frac{R'_0}{R_0}\right) \cdot \left(\frac{w_1}{w'_1}\right) \cdot c' \quad \text{ou} \quad C = \left(\frac{G'_0}{G_0}\right) \cdot \left(\frac{w_1}{w'_1}\right) \cdot c' \quad (5.21)$$

para capacit\^ancias, onde R_0 \^e a imped\^ancia n\^ao normalizada da termina\^ao.

5.1.4. SIMULA\^AO DE ELEMENTOS CONCENTRADOS EM MICROFITA

Adotada a t\^ecnica de implementa\^ao de filtro pas-sa-baixas por microfita, o passo seguinte ao projeto do filtro prot\^otipo \^e simular os valores de indut\^ancias e capacit\^ancias atrav\^es de se\^oes de linha de transmiss\^ao. A partir dos modelos equivalentes de uma se\^ao de linha de transmiss\^ao, s\^ao obtidas express\^oes para a determina\^ao dos comprimentos das se\^oes indutivas e capacitivas, bem como a reat\^ancia ou suscept\^ancia associada.

Uma se\^ao curta de linha de transmiss\^ao pode ser representada tanto pelo seu modelo T equivalente quanto

pelo modelo π , conforme ilustra a Fig.5.8.

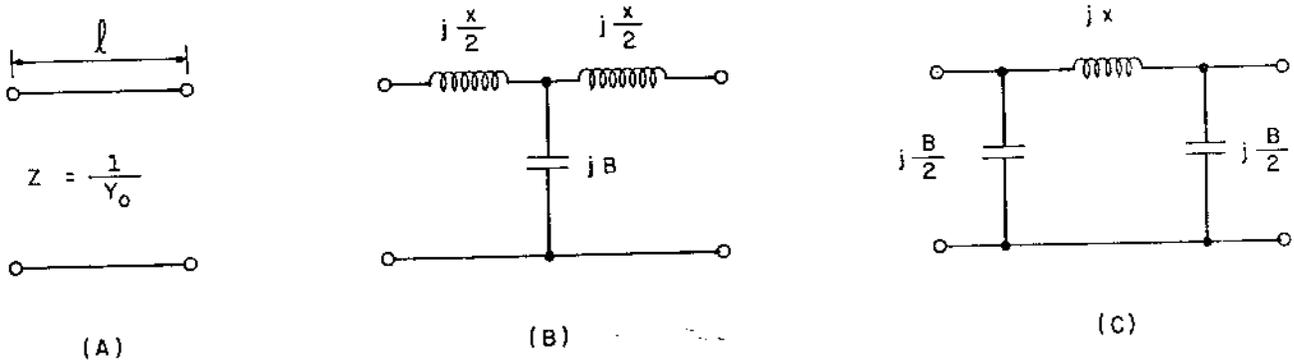


Fig.5.8. Seção curta de linha de transmissão(A) e seus circuitos equivalentes: T(B) e π (c).

No modelo π , a reatância indutiva e a susceptância capacitiva são dadas por [5.12]

$$X = Z_0 \cdot \text{sen} \frac{w\ell}{v_m} \quad (5.22)$$

$$\frac{B}{2} = Y_0 \cdot \text{tg} \frac{w\ell}{2v_m} \quad (5.23)$$

e no modelo T,

$$\frac{X}{2} = Z_0 \cdot \text{tg} \frac{w\ell}{2v_m} \quad (5.24)$$

$$B = Y_0 \cdot \text{sen} \frac{w\ell}{v_m} \quad (5.25)$$

onde $Z_0 = 1/Y_0$ é a impedância característica da linha, w é a frequência angular, ℓ o comprimento da seção de linha e v_m a velocidade de fase.

Na simulação em microfitas, as seções indutivas são representadas pelo modelo π e as capacitivas pelo T. Com escolha conveniente dos valores das impedâncias características, o efeito capacitivo nas seções indutivas é desprezível e o indutivo nas capacitivas também. Assim, o modelo equivalente da associação em cascata é o da Fig.5.9.

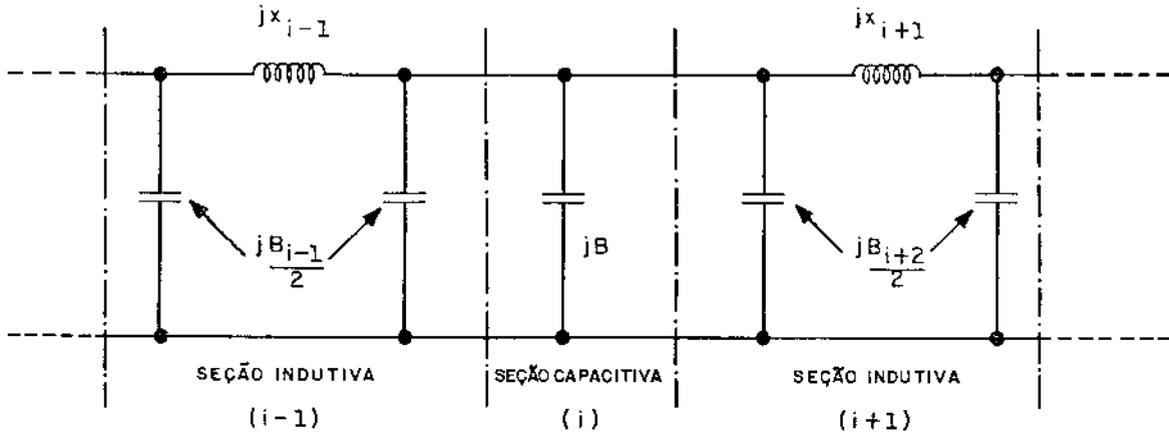


Fig.5.9. Seções indutivas e capacitivas associadas em cascata formando o filtro passa-baixas.

Utilizando as equações (5.22) e (5.23) e removendo a normalização através de (5.20), o comprimento e susceptância capacitiva das seções indutivas, na frequência $w=w_1$, são dados por

$$\ell_i = \frac{V_{m\ell}}{w_1} \cdot \arcsen\left(\frac{R_0 \cdot g_i}{Z_0 \ell}\right) \quad (5.26)$$

$$\frac{B_i}{2} = Y_0 \ell \cdot \text{tg} \frac{w_1 \cdot \ell_i}{2V_{m\ell}} \quad (5.27)$$

De maneira análoga, utilizando as equações referentes ao modelo T, a susceptância capacitiva procurada é dada por

$$B_i = \frac{g_i}{R_0} - \left(\frac{B_{i-1}}{2} + \frac{B_{i+1}}{2}\right) \quad (5.28)$$

o comprimento da seção, em $w = w_1$, é

$$\ell_i = \frac{V_{mC}}{w_1} \cdot \text{arc sen}(z_{0C} \cdot B_i) \quad (5.29)$$

$z_{0\ell}$ e z_{0C} são as impedâncias características escolhidas das linhas que simulam as indutâncias e capacitâncias, respectivamente. Em (5.28) observa-se que no projeto da seção capacitiva deve-se descontar da susceptância requerida aquelas causadas pelas seções indutivas adjacentes. É claro que quanto menor for o comprimento dessas seções, menor será seu efeito sobre a seção capacitiva. O filtro passa-baixa construído em microfita apresenta o aspecto mostrado na Figura 5.10.

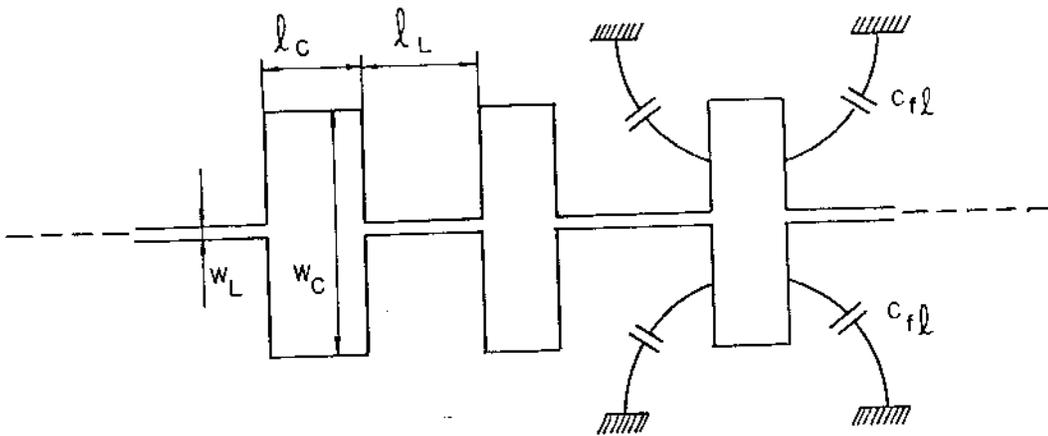


Fig.5.10 - Filtro passa-baixas realizado em microfritas.

Nas seções capacitivas é necessário considerar o efeito das capacitâncias das bordas laterais. Essas capacitâncias parasitárias somam-se ao valor desejado. No sentido do comprimento da seção, a utilização da constante dielétrica efetiva já considera tal efeito. Nas seções indutivas tais efeitos são desprezíveis, pois suas larguras são muito pequenas.

O efeito capacitivo devido às duas bordas transversais de largura w_C é dado por (5.13)

$$c_{fL} = 2w_C \cdot c'_f \quad (5.30)$$

onde

$$c'_f = 0,045 \cdot E_r \quad (\text{pF/cm}) \quad (5.31)$$

Para compensar o efeito capacitivo, os comprimentos das seções devem ser reduzidos de um valor Δl , dado por (5.14)

$$\Delta l = \frac{c_{fL} l}{c''} \quad (5.32)$$

onde

$$c'' = \frac{1}{Z_{0C} \cdot v_{mc}} \quad (5.33)$$

Assim, os comprimentos efetivos das seções capacitivas são dados por

$$\lambda_{ief} = \lambda_i - \Delta\lambda \quad (5.34)$$

5.1.5. ESCOLHA DO FILTRO PASSA-BAIXAS PARA IMPLEMENTAÇÃO EM MICROFITAS

Dentre os tipos de filtros passa-baixas que poderiam ser construídos em microfitas, a escolha do mais apropriado foi baseada em dois critérios:

- (A) o filtro em questão deve atenuar o sinal do oscilador local (1,57 GHz) e de RF (1,50 GHz) de, no mínimo, 30 dB.
- (B) as dimensões do filtro devem ser as menores possíveis.

O filtro escolhido para o estágio de saída do misturador desbalanceado possui característica de Chebyshev.

A primeira especificação a ser adotada é a frequência angular ω_1 , referência nas tabelas de síntese de filtros. A escolha de ω_1 pode ser baseada em dois critérios:

- (A) Número de elementos reativos do filtro.
- (B) Comprimento das seções de linha que simulam as indutâncias e capacitâncias.

Se ω_1 é muito próxima da frequência que se deseja rejeitar, a taxa de corte deve ser mais elevada para proporcionar a atenuação especificada, o que implica na adoção de um número maior de elementos reativos, podendo resultar em um filtro de tamanho excessivo. Por exemplo, adotando-se como especificações:

característica de Chebyshev
ondulação de 0,1 dB
 $f_1 = 1,0$ GHz
atenuação em $f = 1,5$ GHz : -30 dB

O número de elementos reativos para realizar tal filtro é 6 [5.15].

Por outro lado, adotando as mesmas especificações, porém $f_1 = 750$ MHz, o número de elementos reativos necessários diminui para 4.

No entanto, o comprimento das seções de linha de transmissão são inversamente proporcionais a frequência ω_1 , isto é, quanto menor for o valor de ω_1 escolhido, tanto maior serão os respectivos comprimentos. Assim, um compromisso deve ser estabelecido para a escolha de ω_1 . A frequência ω_1 não pode ser muito pequena porque pode haver aparecimento de faixas passantes espúreas na faixa bloqueada, demasiadamente próximas das frequências que se deseja rejeitar.

O número de seções reativas necessárias para realizar um filtro passa-baixa pode ser determinado por intermédio de normogramas [5.16], [5.17], [5.18], a partir das especificações de ω_1 e da atenuação em uma frequência de interesse. Analiticamente, também é possível determiná-lo. Weinberg [5.19] sugere essa forma de cálculo, tanto para o filtro de Butterworth quanto para o de Chebyshev, a partir da definição da função de transferência.

5.1.6. PROJETO DO FILTRO PASSA-BAIXAS COM RESPOSTA DE CHEBYSHEV.

As seções de linha de transmissão que simulam as indutâncias devem possuir impedâncias características as mais elevadas possíveis, e as que simulam capacitâncias as menores possíveis. Em outras palavras, a relação entre as impedâncias características deve ser a maior possível que se possa implementar em microfitas.

Como a simulação é feita por seções de linhas de transmissão, estas apresentam comportamento periódico em função da frequência, podendo ocorrer faixas passantes espúreas na faixa bloqueada. A relação elevada entre as impedâncias características das seções garante comprimentos curtos destas e o possível aparecimento desse comportamento indesejável em frequências bem acima do corte do filtro.

A Fig. 5.11, extraída do livro de Howe [5.20], ilustra a degradação das respostas dos filtros implementados pela técnica de microfitas, em função da relação entre impe

dâncias características das seções.

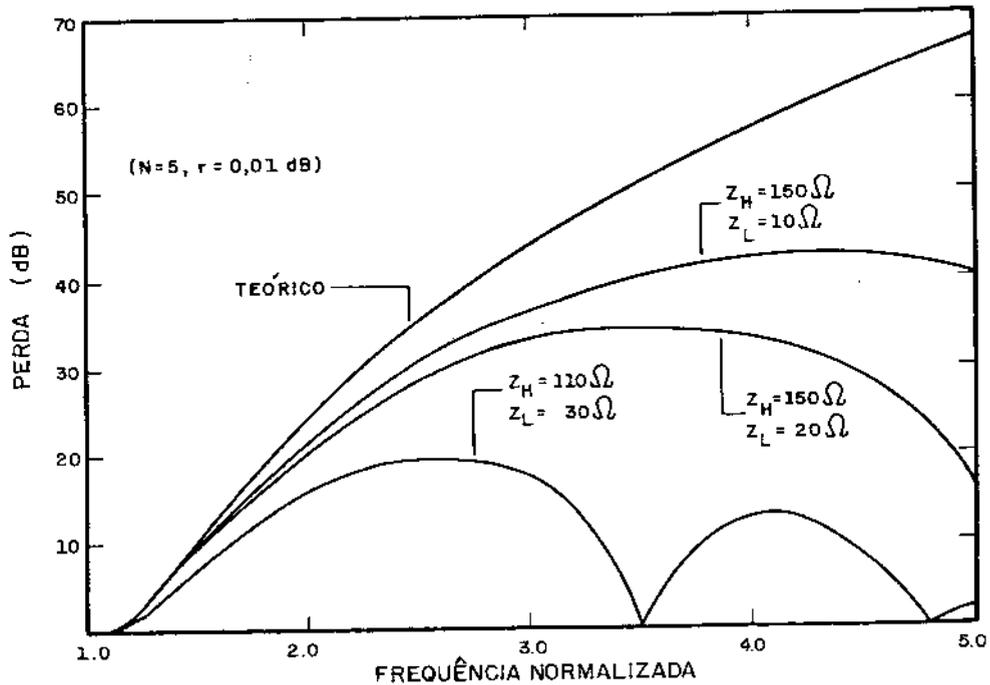


Fig.5.11 - Respostas de filtros passa-baixas para diferentes valores de impedâncias [5.20].

Na Figura 5.11, observa-se que quanto maior a relação entre as impedâncias características, tanto melhor será a aproximação entre a resposta teórica esperada e o desempenho do filtro. É claro que a construção dessas linhas esbarra em dificuldades práticas pois, conforme mostra a Tabela 1.2, as linhas de impedâncias características elevadas possuem espessuras diminutas, limitando sua implementação a certos valores.

Também o material dielétrico empregado influi de forma decisiva na escolha das impedâncias das linhas. Assim, quanto maior o valor da constante dielétrica relativa (ϵ_r) tanto menor será a espessura necessária para se obter a mesma impedância característica. Por exemplo: para uma largura de linha de 0,3 mm, se construída com dielétrico de constante dielétrica de valor 2,20 e espessura 0,787 mm, a impedância característica é de 142,2 Ω . Porém, utilizando constante dielétrica 10,2 e espessura 0,635 mm, o valor decresce para 67,2 Ω . Na prática, deve-se evitar larguras demasiadamente pequenas

pois, caso seja possível implementá-las, são grandes as dificuldades para mantê-las dentro de tolerâncias aceitáveis. Assim, também deve ser criteriosa a escolha da constante dielétrica do substrato isolante utilizado no "copperclad", bem como sua espessura. Entretanto, se valores pequenos de largura de linhas forem necessários, pode-se substituir a seção de linha impressa por fios de fino diâmetro, soldados entre as seções que simulam as capacitâncias [5.21]. Essa técnica também é empregada em construções coaxiais para implementar indutância em paralelo com a linha de transmissão principal [5.22]

5.1.6.1. FILTRO PASSA-BAIXAS PARA MISTURADOR DESBALANCEADO TIPO SÉRIE

O filtro passa-baixas escolhido possui características de Chebyshev com as seguintes especificações:

- a) condutância: $0,25 \text{ dB}$ ou $E = 0,2434$
 - b) frequência: $f_1 = 0,70 \text{ GHz}$ ou $\omega_1 = 2\pi \cdot 0,70 \cdot 10^9 \text{ rad/s}$
 - c) número de elementos reativos: $n = 4$
 - d) atenuação em $1,50 \text{ GHz}$: $\approx 30 \text{ dB}$
 - e) resistência da fonte de sinal: $R_G = Z_{FI} = 200\Omega$
 - f) resistência de carga: $R_1 = 50\Omega$
 - g) $R_G/R_1 = 4$
- (5.35)

O "copperclad" utilizado é RT/DUROID 5870, de $E_r = 2,35$ e $h = 1,575 \text{ mm}$.

Se a última seção do filtro for uma capacitância, a soldagem do terminal do diodo ao filtro será facilitada, já que as linhas indutivas são muito finas para tal.

Os valores normalizados dos elementos do filtro protótipo são obtidos no trabalho de Weinberg [5.23]:

$$\begin{cases} g_0 = 0,2500 \\ g_1 = 5,1282 \\ g_2 = 0,4214 \\ g_3 = 5,4989 \\ g_4 = 0,1990 \\ g_5 = 1,000 \end{cases} \quad (5.36)$$

Neste trabalho de Weinberg, os valores dos elementos são normalizados para $R_1 = 1\Omega$ e não para $R_G = 1\Omega$ como

mo suposto anteriormente. Portanto, a remoção da normalização deverá ser realizada em função dos valores de R_1 . Os valores normalizados de indutâncias deverão ser multiplicados por (R_1/w_1) e os de capacitâncias por $(1/R_1.w_1)$, conforme as equações (5.20) e (5.21). Com os valores especificados em (5.36) e com carga e fonte em posições trocadas,

$$\begin{cases} R_0' = 200\Omega \\ c_1' = 1,1660 \text{ pF} \\ L_2' = 19,1623 \text{ nH} \\ c_3' = 1,2503 \text{ pF} \\ L_4' = 9,0491 \text{ nH} \\ R_L' = 50\Omega \end{cases} \quad (5.37)$$

A Fig. 5.12 mostra o filtro protótipo a ser realizado em microfitas.

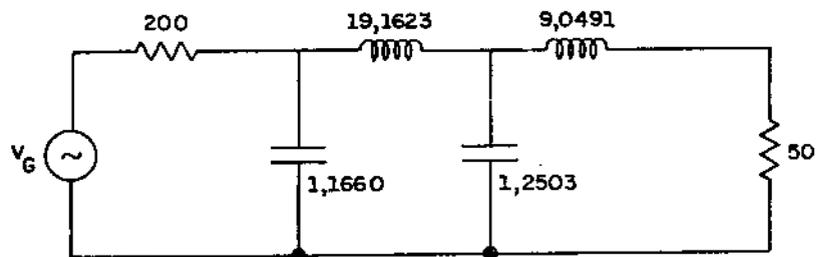


Fig.5.12 - Filtro protótipo passa-baixas. Resistências em Ω , indutâncias em nH e capacitâncias em pF.

De acordo com a Tabela 1.2, as linhas indutivas possuem as seguintes características:

$$\begin{cases} Z_{oL} = 170,80\Omega \\ W_L = 0,30 \text{ mm} \\ V_{mL} = 22,55.10^9 \text{ cm/s} \end{cases} \quad (5.38)$$

e as capacitivas,

$$\begin{cases} Z_{oc} = 10,00\Omega \\ W_c = 30,80 \text{ mm} \\ V_{mc} = 21,14.10^9 \text{ cm/s} \end{cases} \quad (5.39)$$

(a) Cálculo dos Comprimentos das Linhas Indutivas

O comprimento das linhas indutivas é calculado pela Equação (5.26). Para a indutância L_2 ,

$$\ell_2 = \frac{22,55 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 0,70 \cdot 10^9} \cdot \text{arc sen} \left(\frac{0,4214 \cdot 200}{170,80} \right)$$
$$\ell_2 = 26,5 \text{ mm} \quad (5.40)$$

A susceptância capacitiva é dada por (5.27)

$$\frac{B_{L_2}}{2} = \frac{1}{170,80} \cdot \text{tg} \left(\frac{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9 \cdot 2,65}{2 \cdot 22,55 \cdot 10^9} \right)$$
$$\frac{B_{L_2}}{2} = 0,00155 \text{ S} \quad (5.41)$$

Para a linha que simulará L_4 ,

$$\ell_4 = \frac{22,55 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9} \cdot \text{arc sen} \left(\frac{0,1990 \times 200}{170,80} \right)$$
$$\ell_4 = 12,1 \text{ mm} \quad (5.42.a)$$

A susceptância capacitiva associada é

$$\frac{B_{L_4}}{2} = \frac{1}{170,80} \cdot \text{tg} \left(\frac{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9 \cdot 1,21}{2 \cdot 22,55 \cdot 10^9} \right)$$
$$\frac{B_{L_4}}{2} = 0,000694 \text{ S} \quad (5.42.b)$$

(b) Cálculo dos Comprimentos das Linhas Capacitivas

A susceptância capacitiva necessária é dada por (5.28). Para o capacitor c_1 ,

$$B_{C_1} = \frac{5,1282}{200} (0,00155 + 0,000694)$$
$$B_{C_1} = 0,0241 \text{ S} \quad (5.43)$$

o comprimento da seção é dado por

$$\ell_1 = \frac{21,14 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9} \cdot \text{arc sen} (10,00 \cdot 0,0241)$$
$$\ell_1 = 11,69 \text{ mm} \quad (5.44)$$

A correção do comprimento da linha devido ao e feito das capacitâncias de bordas é dada pelas expressões (5.31), (5.30), (5.33) e (5.32). Assim, tem-se

$$c_f^1 = 0,045 \cdot (2,35) = 0,11 \text{ pF/cm} \quad (5.45)$$

$$c_{f\ell} = 2 \cdot (3,08) \cdot (0,11) = 0,68 \text{ pF} \quad (5.46)$$

$$c'' = \frac{1}{10 \cdot 21,14 \cdot 10^9} = 4,73 \text{ pF/cm} \quad (5.47)$$

A redução no comprimento é

$$\Delta \ell = \frac{0,68}{4,73} = 1,36 \text{ mm} \quad (5.48)$$

o comprimento efetivo da linha que simulará c_1 é

$$\ell_{1ef} = 11,69 - 1,36 \approx 10,3 \text{ mm} \quad (5.49)$$

A reatância indutiva parasitária desta seção ca pacitiva é determinada pela Equação (5.24),

$$\frac{X_1}{2} = 10,00 \cdot \text{tg} \left(\frac{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9 \cdot 1,03}{2 \cdot 21,14 \cdot 10^9} \right)$$

$$\frac{X_1}{2} = 1,08\Omega \quad (\text{valor desprezível}) \quad (5.50)$$

Para a capacitância c_3 , tem-se

$$B_{c_3} = \frac{5,4989}{200} - (0,00155 - 0,000694)$$

$$B_{c_3} = 0,0253 \text{ S} \quad (5.51)$$

O comprimento correspondente é

$$\ell_3 = \frac{21,14 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9} \cdot \text{arc sen} (10,00 \cdot 0,0253)$$

$$\ell_3 = 12,29 \text{ mm} \quad (5.52)$$

Como a redução é a mesma que para a capacitância c_1 , o comprimento efetivo da linha que simulará c_3 é da da por

$$\ell_{3f} = 12,29 - 1,36 \approx 10,9 \text{ mm} \quad (5.53)$$

A reatância indutiva parasitária é

$$\frac{X_3}{2} = 10,00 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9 \cdot 1,09}{2 \cdot 21,14 \cdot 10^9}\right)$$
$$\frac{X_3}{2} = 1,14\Omega \quad (\text{valor desprezível}) \quad (5.54)$$

(c) Reatância Indutiva Associada à Linha de 50Ω

A linha de saída de 50Ω possui comprimento de 5,0 mm e velocidade de fase de 21,55.10⁹cm/s. A reatância indutiva associada é

$$\frac{X_0}{2} = 50 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi \cdot 0,7 \cdot 10^9 \cdot 0,5}{2 \cdot 21,55 \cdot 10^9}\right)$$
$$\frac{X_0}{2} = 2,55\Omega \quad (5.55)$$

A reatância indutiva que simula L₄ é

$$WL_4 = 0,1990 \cdot 200 = 39,80 \cdot \Omega \quad (5.56)$$

Esta reatância é 15,6 vezes maior que a associada à linha de 50Ω. Assim, não é necessário corrigir o comprimento da linha que simula L₄.

A Fig. 5.13 mostra as dimensões do filtro.

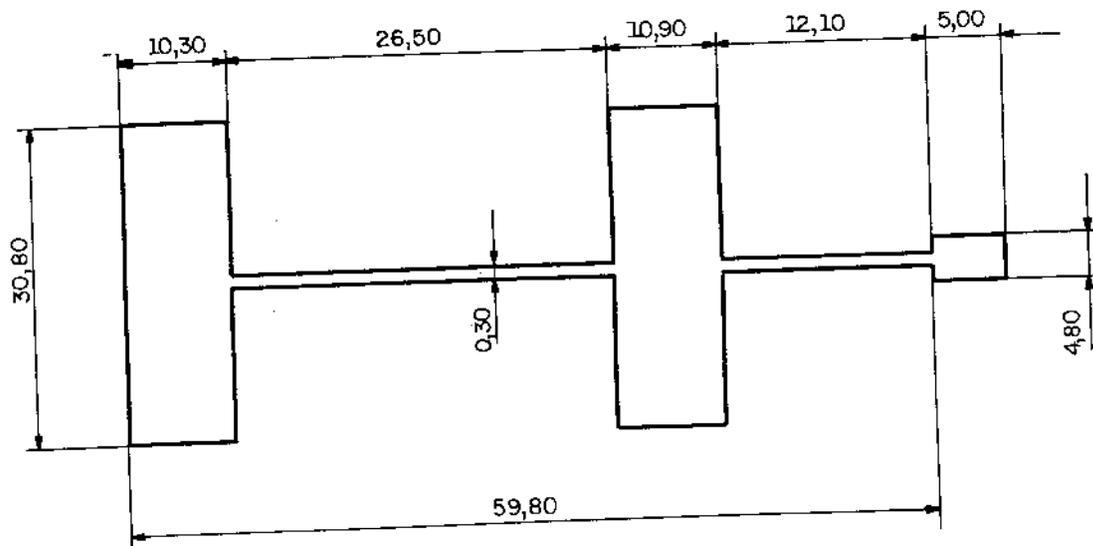


Fig. 5.13. Dimensões do filtro passa-baixas em microfita para o misturador desbalanceado. Medidas em mm.

5.2. REJEIÇÃO DE FREQUÊNCIAS COM LINHAS RESSONANTES

Os sinais de RF e OL podem ser rejeitados na saída do misturador com a simples colocação de tocos em aberto, com comprimento elétrico de 90° , em paralelo com a linha principal que termina o misturador. Cada toco deve ser ressonante em cada uma das frequências que se deseja rejeitar [5.24]. O circuito equivalente é apresentado na Fig. 5.14, em função de linhas de transmissão sem perdas.

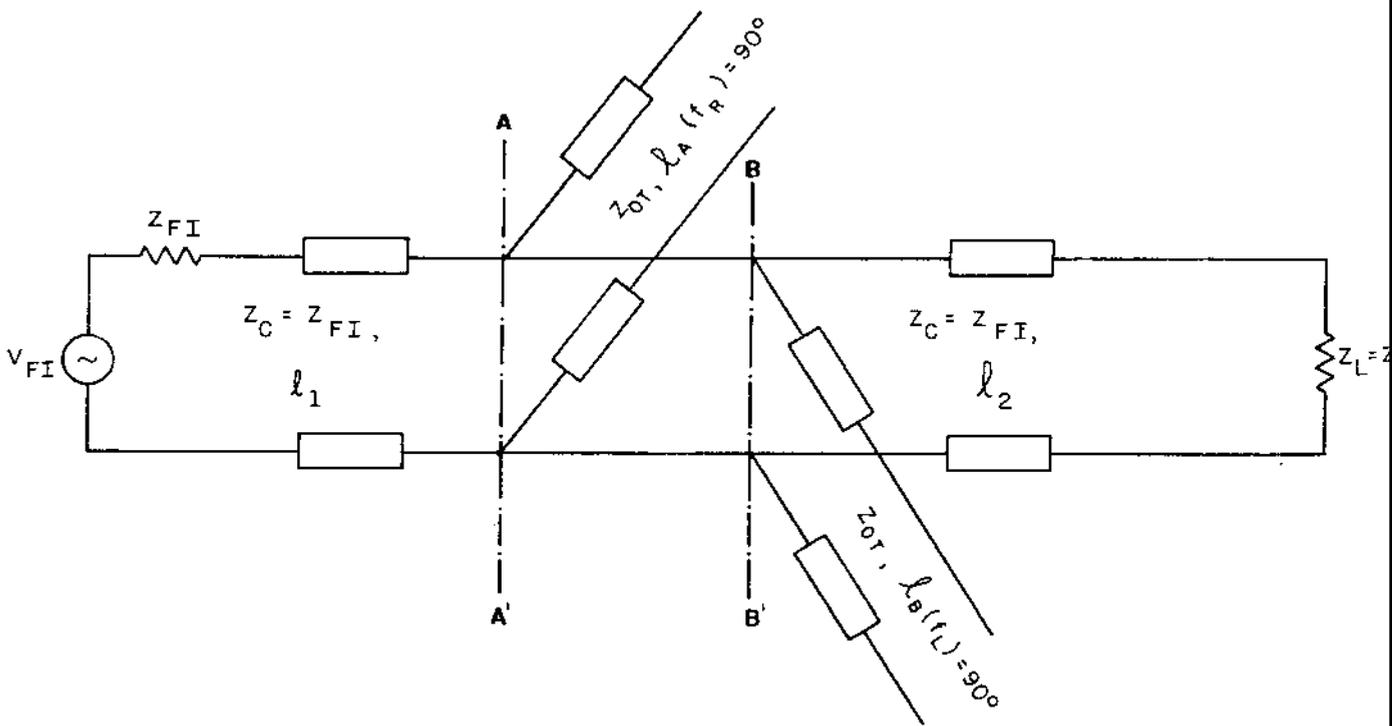


Fig.5.14. Circuito pela rejeição dos sinais de RF e OL com linhas ressonantes.

A saída do misturador, considerando a configuração desbalanceada, é entendida como uma fonte de tensão de FI, V_{FI} , cuja impedância interna pode ser considerada puramente resistiva e de valor igual à impedância de FI do diodo. Nas configurações balanceadas, a impedância interna desse gerador é de valor equivalente à associação das impedâncias Z_{FI} dos diodos. Para frequências diferentes da FI, a impedância de saída do diodo não é propriamente Z_{FI} , assumindo outros valores. Nessas condições, haverá reflexão de sinal, pois o diodo

não estará casado com a linha de transmissão de saída. Essas reflexões podem ser inconvenientes, pois retornam ao diodo podendo, em determinadas condições, recombinar-se, com outros produtos de intermodulação gerados, degradando o desempenho do misturador. A colocação dos tocos de $\lambda/4$ em OL e RF proporcionam o caminho à terra para esses sinais. A seção de linha de comprimento ℓ_1 pode ser o próprio terminal do diodo, soldado diretamente aos tocos.

Nas frequências de RF e OL, os tocos em aberto apresentam à linha principal uma impedância nula, isto é, os pontos A e B (Fig.5.14) curto-circuitam esses sinais, impedindo-os que sejam dissipados na carga Z_C . Fora dessa faixa de frequências, compreendidas entre f_{RF} e f_{OL} , as impedâncias apresentadas pelos tocos, nos pontos A e B, são elevadas, e os sinais transmitem-se até a carga. É claro que, para esse tipo de arranjo para rejeição de sinais, a frequência imagem, bem como outros produtos de intermodulação gerados, estarão presentes na impedância de carga Z_L .

As impedâncias dos tocos nos pontos A e B são dadas por

$$Z_T = Z_{OT} \cdot \frac{Z_L + jZ_{OT} \operatorname{tg} \beta \ell}{Z_{OT} + jZ_L \operatorname{tg} \beta \ell} \quad (5.57)$$

onde Z_{OT} é a impedância característica da linha utilizada para construção do toco, Z_L é a impedância de carga, β é a constante de fase dada por $2\pi/\lambda$ e ℓ é o comprimento da linha. Como a carga do toco é um circuito aberto, a expressão (5.57) reduz-se a

$$Z_T = -j \frac{Z_{OT}}{\operatorname{tg} \beta \ell} \quad (5.58)$$

Nas frequências em que $\ell = \lambda/4$, $Z_T \rightarrow 0$. Essa condição ocorre para os sinais de RF e OL. Se a frequência do sinal considerado é maior que a daquele para o qual o toco foi projetado para ser ressonante, então $\ell > \lambda/4$ e Z_T é capacitiva, pois $\operatorname{tg}(\beta \ell) > 0$. Para sinais de frequências maiores, $\operatorname{tg}(\beta \ell) < 0$ e Z_T é indutiva.

Como há dois tocos, cada um sintonizado em uma determinada frequência, a impedância equivalente no ponto A, ou B, é a associação paralela das impedâncias apresentadas por eles. Assim, se Z_{TA} é a impedância do toco no ponto A e

Z_{TB} no ponto B, então

$$Z_{Te} = Z_{TA} // Z_{TB} = -j \cdot \frac{(Z_{OTA} \cdot Z_{OTB}) / \operatorname{tg}(\beta_A \cdot \ell_A) \cdot \operatorname{tg}(\beta_B \cdot \ell_B)}{Z_{OTA} / \operatorname{tg}(\beta_A \cdot \ell_A) + Z_{OTB} / \operatorname{tg}(\beta_B \cdot \ell_B)} \quad (5.59)$$

como deseja-se que a FI não seja afetada pela impedância dos tocos, Z_{TE} deve ser escolhida a maior possível para que a impedância apresentada ao gerador do circuito da Fig.5.14, possua o menor valor possível de componente reativa. Os valores de comprimentos de linhas, ℓ_A e ℓ_B , dependem somente do comprimento de onda das frequências que se deseja rejeitar, estando, portanto, previamente escolhidos. Os valores das constantes de fase β_A e β_B dependem do comprimento de onda da frequência em que se deseja determinar a impedância de carga Z_{TE} . Como a frequência de interesse é a FI, também os valores das constantes de fase estão adotados. Resta, portanto, como alternativa para impor $|Z_{Te}|$ elevado, a escolha de valores elevados para as impedâncias características das linhas que constituirão os tocos.

Na frequência intermediária, o módulo da impedância equivalente aos tocos é suficientemente elevado para que a associação com a impedância de carga Z_L atinja um valor bem próximo da última. Dessa forma, o gerador tem como carga uma impedância cuja componente reativa é muito pequena e a resistiva está bem próxima da impedância interna do gerador, ocasionando reflexão mínima.

5.3. REDES PARA CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS

Nas soluções para rejeição de frequências indesejáveis, descritas nas seções anteriores, a consideração inicial era de que a impedância de carga do misturador possuía valor idêntico à impedância de FI do diodo. As linhas ressonantes paralelas estavam localizadas ao longo de uma linha de impedância característica igual à de FI. Entretanto, em muitas circunstâncias, a impedância de entrada do amplificador de FI difere do valor da impedância Z_{FI} do diodo. Para minimizar as reflexões, é necessário lançar mão de estruturas que possibilitem perfeito casamento de impedâncias.

Basicamente, as estruturas transformadoras de impedâncias são: seção L, seções T e π , e os transformadores. As fig. 5.15 e 5.16 mostram as configurações das seções básicas, constituídas de elementos reativos sem perdas.

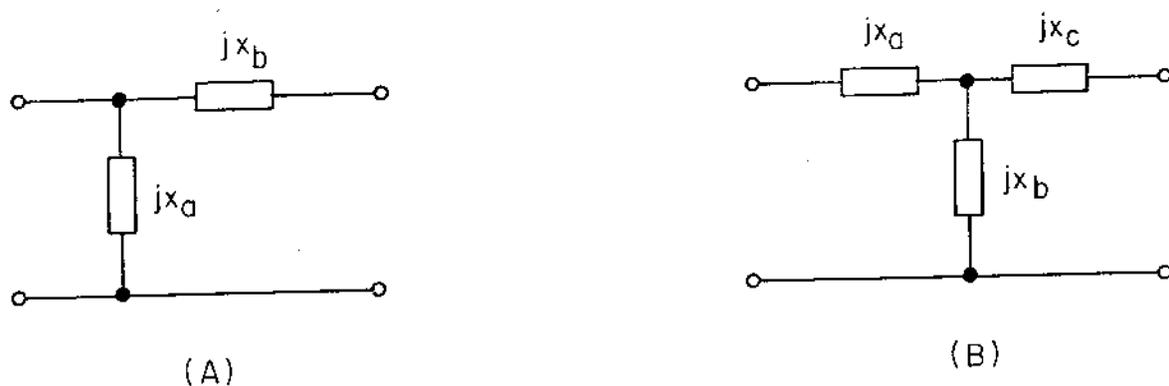


Fig. 5.15-Redes transformadoras de impedâncias:
(A) Seção L e (B) Seção T.

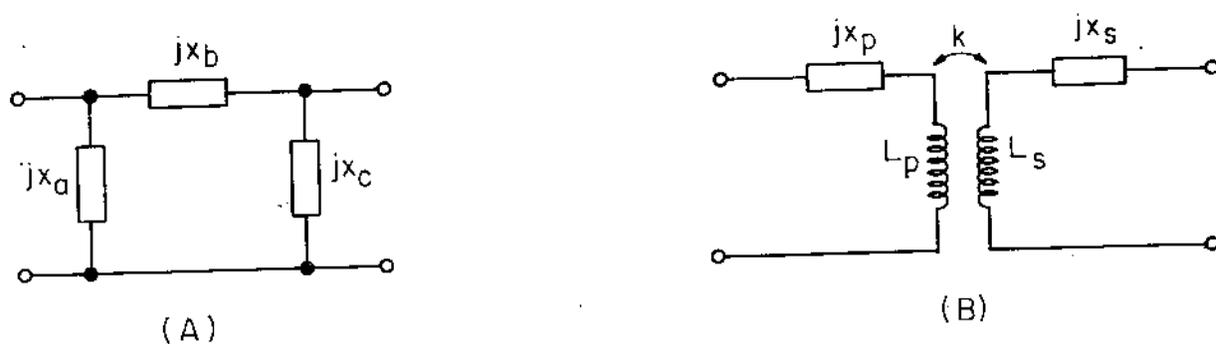


Fig. 5.16 - Seção π (A) e transformador de impedâncias (B).

Suponha que se deseje utilizar a seção L para casar 2 impedâncias resistivas, respectivamente, impedância interna de um gerador de sinais e carga.

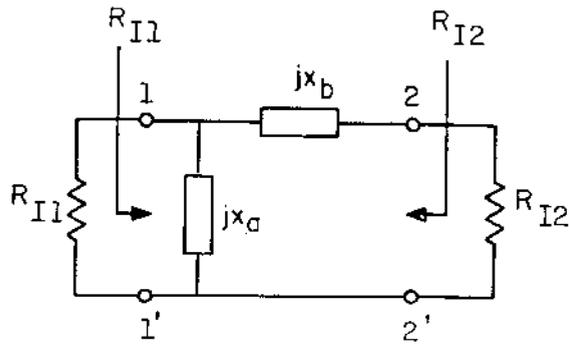


Fig. 5.17 - Rede L para casamento de 2 cargas resistivas.

Se a rede está terminada em sua impedância imagem R_{I2} na extremidade 22', a impedância nos terminais 11' é R_{I1} (Fig. 5.17). Situação semelhante pode ser aplicada se os terminais 11' estão terminados por R_{I1} . A impedância vista nos terminais 22' é R_{I2} . Diz-se então que há casamento imagem de impedâncias, onde R_{I1} e R_{I2} são, respectivamente, as impedâncias imagens vistas dos terminais 11' e 22' da seção L entendida como um quadripolo [5.25]. Sejam as redes simétricas ou assimétricas, as impedâncias imagem são sempre puramente resistivas. Se a rede é simétrica, $R_{I1} = R_{I2}$.

O fato das impedâncias imagem serem resistivas não impede a utilização de tais redes para casar impedâncias que contenham componentes reativos. Sempre é possível incluí-las em suas estruturas, ou mesmo adicionar componentes reativas para anulá-las.

Nos projetos destas redes conhece-se previamente os valores de R_{I1} e R_{I2} e deseja-se determinar os valores das reatâncias que as compõem.

O casamento de impedâncias é realizado em uma única frequência. Fora desta, há degradação do desempenho da rede transformadora. A resposta em frequência varia com a relação entre as resistências de entrada e saída. Quanto maior R_{I1}/R_{I2} , tanto menor será a faixa de frequência de utilização da rede [5.26]. Do ponto de vista de projetos, é conveniente dispor de expressões que sejam funções da largura de fai

xa, ou mesmo de outros parâmetros, como o fator de qualidade.

Dependendo da disposição das impedâncias do gerador e carga adota-se um tipo de estrutura. No caso do misturador balanceado simples, a rede T é a estrutura mais conveniente.

Przedpelsky [5.27] apresenta expressões para projeto de rede T, em função do fator Q. Quanto maior for o valor de Q, menor será a largura de faixa utilizável. As expressões são:

$$X_a = -R_i \sqrt{\frac{R_o}{R_i} (1+Q^2) - 1} - X_i \quad (5.59)$$

$$X_b = \frac{R_o (1+Q^2)}{Q + \sqrt{\frac{R_o}{R_i} (1+Q^2) - 1}} \quad (5.60)$$

$$X_c = -(Q \cdot R_o + X_o) \quad (5.61)$$

$$Q = \pm \sqrt{\frac{R_i}{R_o} \left[1 + \left(\frac{X_i}{R_i} \right)^2 \right] - 1} \quad (5.62)$$

onde R_o , X_o , R_i e X_i são definidos na Fig. 5.18

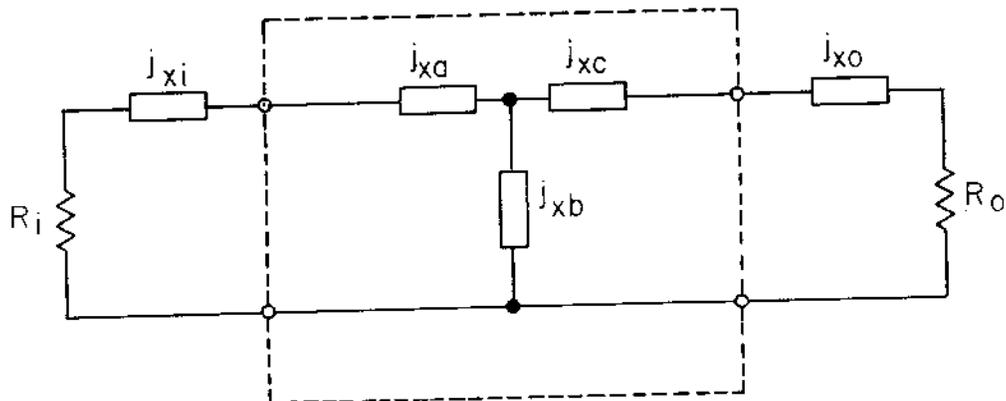


Fig. 5.18 - Rede T para casamento de impedâncias.

Para aplicações em que se requer a máxima largura de faixa possível, os valores de X_a , X_b e X_c são determinados em função de "Q" mínimo (Q_{min}) [5.28]. Assim, para $R_i > R_o$,

$$X_a = -X_i \tag{5.63}$$

$$X_b = \frac{R_i}{Q_{min}} \tag{5.64}$$

$$X_c = -(R_o Q_{min} + X_o) \tag{5.65}$$

$$e \quad Q_{min} = \pm \sqrt{\frac{R_i}{R_o} - 1} \tag{5.66}$$

A escolha de Q_{min} positivo ou negativo implica em adotar configurações diferentes para a rede. Caso se deseje restringir a largura de faixa da estrutura, deve-se escolher valores acima de Q_{min} e aplicar as equações (5.59) a (5.62).

Embora as expressões para projeto tenham sido deduzidas em função de configurações série para as impedâncias do gerador e carga, também é possível utilizar a seção T para casar cargas na configuração paralela. Para isto, basta transformar as impedâncias da configuração paralela para a série, conforme descrição a seguir.

A Fig. 5.19 mostra um gerador de tensão com impedância interna na configuração série, e um de corrente, com impedância na configuração paralela.

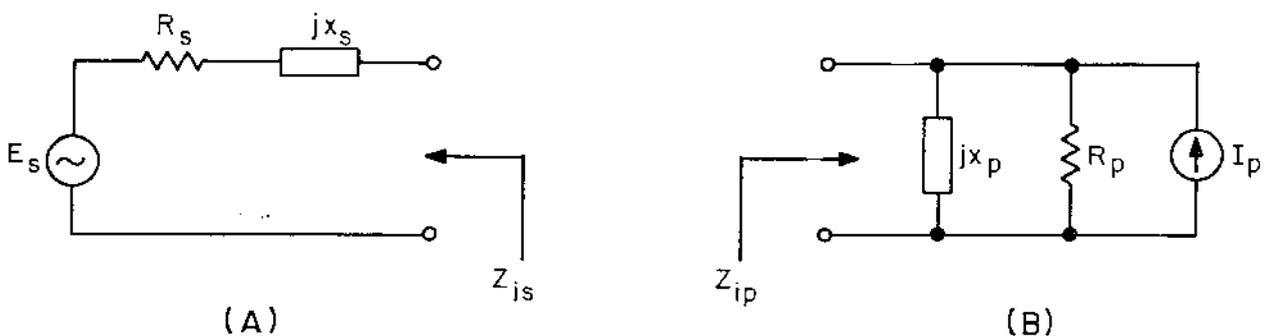


Fig.5.19-Gerador de tensão(A)e de corrente (B) com impedâncias internas nas configurações série e paralela.

$$Z_{is} = R_s + j X_s \quad (5.67)$$

$$\text{e } Z_{ip} = R_p // (jX_p) \quad (5.68)$$

Para que $Z_{is} = Z_{ip}$, suas componentes reais de vem ser iguais, o mesmo ocorrendo com as partes reativas. Resolvendo para R_s e X_s , obtêm-se:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2} \quad (5.69)$$

$$\text{e } X_s = \frac{X_p \cdot \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2} \quad (5.70)$$

Para transformar a configuração sêrie em paralela utiliza-se um esquema semelhante ao da Fig. 5.19, porém de finindo de outra maneira as impedâncias, de acordo com o que mostra a Fig. 5.20.

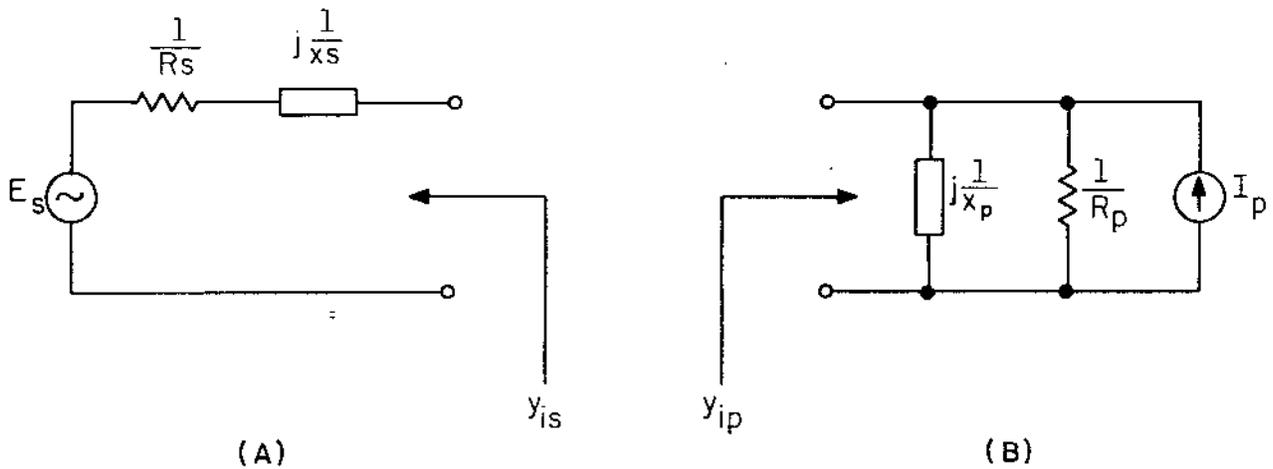


Fig. 5.20 - Circuitos da Fig. 5.19 modificados.

$$Y_{is} = 1/R_s // (j 1/X_s) \quad (5.71)$$

$$Y_{ip} = \frac{1}{R_p} + j \frac{1}{X_p} \quad (5.72)$$

Fazendo $Y_{is} = Y_{ip}$, determina-se as expressões para R_p e X_p , a saber:

$$R_p = R_s \cdot \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s}\right)^2 \right] \quad (5.73)$$

$$X_p = X_s \cdot \frac{1 + \left(\frac{X_s}{R_s}\right)^2}{\left(\frac{X_s}{R_s}\right)^2} \quad (5.74)$$

Os transformadores de impedâncias, como mostrado na Fig. 5.16 (B), são projetados a partir de equações derivadas para a rede T , definindo-se de forma conveniente as reatâncias do primário, secundário e mútua, em função de X_a , X_b e X_c [5.29].

Redes para casamento de impedâncias formadas com seções em cascata de indutância série e capacitância paralela, apresentando características de Chebyshev na faixa passante, foram propostas por Matthaei. Os elementos da rede são determinados por meio de tabelas, em função da relação de transformação e da fração de largura de faixa desejada [5.35].

5.4. PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA DO MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

O projeto do estágio de saída do misturador balanceado simples foi baseado na escolha de estruturas simples, de tamanho reduzido e que comportasse um número mínimo de componentes. Como estamos interessados somente no desempenho do misturador em si, e não no conjunto misturador/amplificador, a escolha da estrutura de saída fica, praticamente, reduzida às funções de rejeição dos sinais de OL e RF e casamento com o sistema de testes de 50Ω de impedância característica de entrada. Assim, o problema fica reduzido ao projeto de duas estruturas distintas: uma, para rejeitar os sinais de OL e RF, e outra para casar as impedâncias do conjunto diodos/(estrutura de rejeição de OL e RF) e carga de 50Ω .

5.4.1. ESTRUTURA DE REJEIÇÃO DOS SINAIS DE OL E RF

Para esta função foi feita opção por implementar, segundo a técnica de parâmetros distribuídos, dois tocos sintonizados nas frequências de RF e OL. A escolha da impedância característica das linhas deve ser tal que possua o maior valor possível e, simultaneamente, ofereça uma área de tamanho suficiente para que os terminais dos diodos e do pri

meiro elemento da rede de casamento de impedâncias sejam soldados. Foram escolhidas linhas de impedâncias características de $35,4\Omega$, cuja largura \bar{e} de $7,35$ mm para dielétrico de espessura $h = 1,575$ mm e $E_r = 2,35$. Adotou-se $Z_{FI} = 350\Omega$ para cada diodo e, como estes estão em configuração paralela, a impedância vista dos terminais dos diodos \bar{e} de $Z'_{FI} = 175\Omega$, considerando-se que os dois diodos possuem as mesmas características elétricas. A linha de saída dos diodos \bar{e} composta pelos seus próprios terminais, dispensando a construção de linhas de largura bastante reduzidas e de difícil implementação, já que teriam que suportar também a soldagem dos terminais dos diodos. A Fig. 5.21 mostra a saída dos diodos, bem como os tocos ressonantes para rejeição de OL e RF.

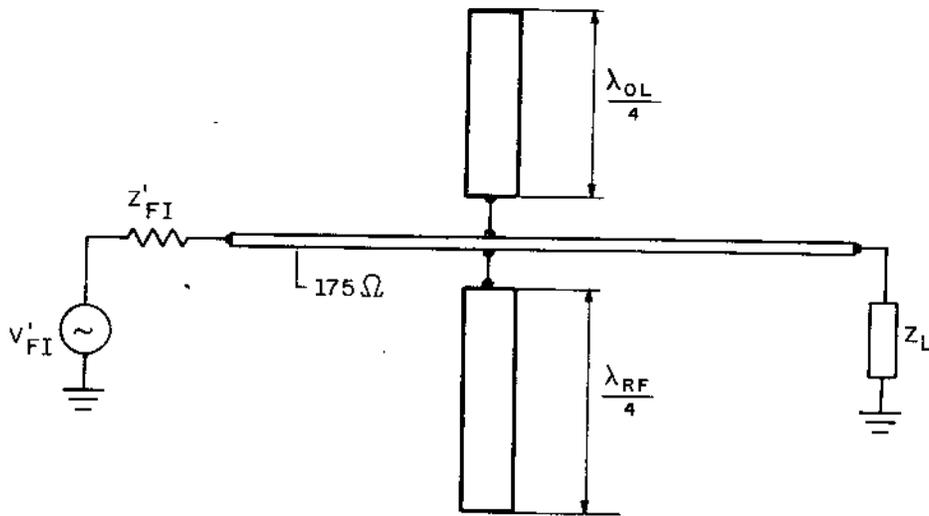


Fig. 5.21 - Saída dos diodos na FI, representada por um gerador de tensão ligado a uma linha. As linhas ressonantes são para rejeição de RF e OL.

Na Fig. 5.21, a impedância de carga Z_L representa a impedância de entrada da estrutura de casamento de im

pedâncias.

5.4.2. DETERMINAÇÃO DOS COMPRIMENTOS DOS TOCOS

São os seguintes os dados para o cálculo dos comprimentos das linhas ressonantes:

Dieletrico RT/DUROID 5870

$$E_r = 2,35$$

$$h = 1,575 \text{ mm} \quad (5.75)$$

$$Z_{OT} = 35,4\Omega$$

Pelo programa do Apêndice I, obtêm-se:

$$W = 7,35 \text{ mm}$$

$$V_m = 21,42 \cdot 10^9 \text{ cm/s} \quad (5.76)$$

$$E_{ref} = 1,97$$

os comprimentos das linhas são

$$\frac{\lambda_{RF}}{4} = \frac{V_m}{4f_{RF}} = \frac{21,42 \cdot 10^9}{4 \cdot 1,50 \cdot 10^9} = 3,57 \text{ cm} \quad (5.77)$$

$$e \quad \frac{\lambda_{OL}}{4} = \frac{V_m}{4f_{OL}} = \frac{21,42 \cdot 10^9}{4 \cdot 1,57 \cdot 10^9} = 3,41 \text{ cm} \quad (5.78)$$

5.4.3. IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE AOS TOCOS NA FI

Para o projeto da estrutura de casamento de impedâncias é necessário conhecer o circuito equivalente acoplado à sua entrada, na frequência intermediária. Esta impedância é a associação paralela de Z'_{FI} com a impedância equivalente

aos tocos.

A impedância equivalente aos tocos pode ser de terminada de duas formas distintas:

(A) A impedância de um toco cuja carga é um circuito aberto é dada pela expressão (5.53), ou seja.

$$Z_T = -j \frac{Z_{0T}}{\operatorname{tg} \beta \ell} \quad (5.79)$$

Para $Z_{0T} = 35,4 \Omega$ (5.80)

$$V_m = 21,42 \cdot 10^9 \text{ cm/s}$$

$$f_{FI} = 70 \text{ MHz}$$

o comprimento de onda na frequência intermediária é

$$\lambda_{FI} = \frac{21,42 \cdot 10^9}{70 \cdot 10^6} = 306 \text{ cm} \quad (5.81)$$

O toco ressoante em $f_{RF} = 1,50 \text{ GHz}$ apresenta a linha, na FI, uma impedância dada por

$$Z_{TR} = -j \frac{Z_{0T}}{\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_{FI}} \cdot \frac{\lambda_{RF}}{4}\right)} \quad (5.82)$$

ou

$$Z_{RT} = -j \frac{35,4}{\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{306} \cdot 3,57\right)} = -j 482,1 \Omega \quad (5.83)$$

Da mesma forma, a impedância equivalente ao toco, de comprimento $\frac{\lambda_{OL}}{4}$, é

$$Z_{T_0} = -j \frac{35,4}{\text{tg}\left(\frac{2\pi}{306} \cdot 3,41\right)} = -j 504,8 \Omega \quad (5.84)$$

A impedância equivalente aos dois tocos é a associação paralela de Z_{TR} e Z_{T_0} ,

$$Z_{RO} = Z_{TR} // Z_{T_0} = (-j 482,1) // (-j 504,8) = -j 246,6 \Omega \quad (5.85)$$

e é equivalente a uma capacitância de valor

$$C_{R_0} = \frac{1}{\omega_{FI} \cdot X_{R_0}} = \frac{1}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 246,6} \approx 9,22 \text{ pF} \quad (5.86)$$

O circuito equivalente aos dois diodos, linhas de transmissão curtas, dadas pelos seus terminais, e tocos ressonantes em OL e RF está esquematizado na Fig. 5.22, na frequência de 70 MHz.

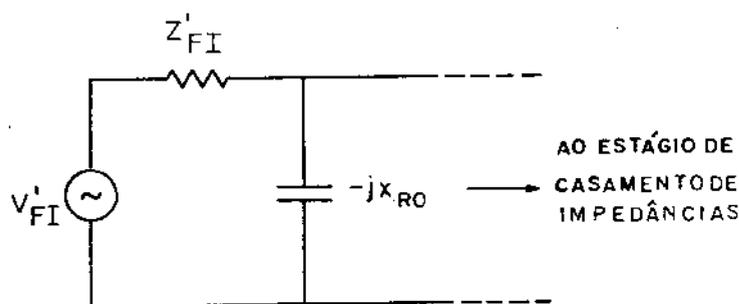


Fig. 5.22 . Circuito equivalente aos diodos e linhas ressonantes, em 70 MHz.

A linha de saída do misturador deve possuir impedância característica de 50Ω , compatível com o sistema de equipamentos de medidas adotado. Precedendo a linha, foi reservada uma pequena área para soldagem de um dos elementos da estrutura de casamento de impedâncias. Essa área é uma seção curta de linha de transmissão, da qual deve-se determinar seu circuito equivalente. O conjunto área de soldagem, linha de 50Ω e carga resistiva de 50Ω constituirão a impedância de carga da rede de casamento de impedâncias.

5.4.4. CIRCUITO EQUIVALENTE À ÁREA DE SOLDAGEM

Para a área de soldagem foi escolhida uma seção de linha de $35,4\Omega$, com comprimento de $0,735$ cm e largura de $0,735$ cm. Na Fig. 5.23 é mostrada esta seção de linha e seu circuito equivalente.

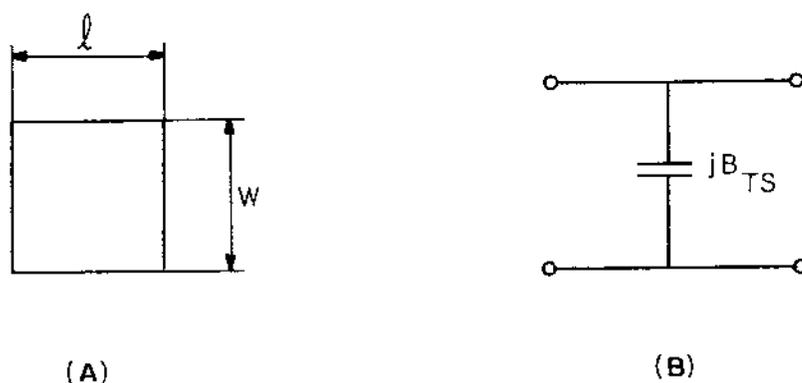


Fig. 5.23 . (A) área para soldagem de componente e (B) circuito equivalente.

A susceptância capacitiva é dada por (5.25), isto é,

$$B_S = \frac{1}{35,4} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 0,735}{21,42 \cdot 10^9} \right) = 426,2 \cdot 10^{-6} \text{ S} \quad (5.87)$$

A capacitância, C_S , equivalente é, em 70 MHz,

$$C_S = \frac{B_S}{w} = \frac{426,2 \cdot 10^{-6}}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6} = 0,97 \text{ pF} \quad (5.88)$$

A capacitância parasitária associada é dada por

$$c_{f\ell} = 2 \cdot 0,735 \cdot 0,045 \cdot 2,35 = 0,16 \text{ pF} \quad (5.89)$$

A capacitância total vale, portanto,

$$C_{TS} = 0,97 + 0,16 = 1,13 \text{ pF} \quad (5.90)$$

e

$$B_{TS} = 497 \cdot 10^{-6} \text{ S} \quad (5.91)$$

A impedância equivalente à área é

$$-j X_{TS} = -j \frac{1}{B_{TS}} = -j 2012 \Omega \quad (5.92)$$

Como a seção de linha está representada pelo circuito T equivalente, a reatância indutiva associada é desprezível, e de valor

$$\frac{X}{2} = 35,4 \cdot \text{tg} \left(\frac{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 0,735}{2 \cdot 21,42 \cdot 10^9} \right) = 0,27 \Omega \quad (5.93)$$

5.4.5. CIRCUITO EQUIVALENTE À LINHA DE SAÍDA DE 50 Ω

A linha de saída de 50 Ω também pode ser representada pelo seu modelo equivalente T, cujas características são

$$\begin{cases} Z_0 & = 50 \Omega \\ V_{m0} & = 21,54 \cdot 10^9 \text{ cm/s} \\ W & = 0,465 \text{ cm} \\ \ell & = 2,0 \text{ cm} \end{cases} \quad (5.94)$$

Neste caso temos:

- Susceptância capacitiva associada:

$$B_0' = \frac{1}{50} \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 2,0}{21,54 \cdot 10^9} \right) = 816,5 \cdot 10^{-6} \text{ S} \quad (5.95)$$

- Capacitância equivalente:

$$C_0' = \frac{B_0'}{\omega} = \frac{816,5 \cdot 10^{-6}}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6} = 1,86 \text{ pF} \quad (5.96)$$

- Capacitância devido ao efeito de bordas:

$$C_{fl} = 2 \cdot 0,465 \cdot 0,045 \cdot 2,35 \approx 0,1 \text{ pF} \quad (5.97)$$

- Capacitância total:

$$C_0 = 1,86 + 0,1 = 1,96 \text{ pF} \quad (5.98)$$

- Impedância equivalente:

$$Z_{C_0} = -j 1160 \Omega \quad (5.99)$$

A reatância indutiva associada ao modelo T equivalente dessa linha vale

$$\frac{X}{2} = 50 \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 2,0}{2 \cdot 21,54 \cdot 10^9} \right) = 1,02 \Omega \quad (5.100)$$

Este valor pequeno pode ser desprezado face ao efeito capacitivo.

Embora tenha sido calculado o efeito capacitivo associado à linha de saída de 50 Ω , é possível também considerar a associação linha/carga como sendo equivalente à própria carga, já que há casamento de impedâncias entre linha e carga. Para efeito de verificação, pode-se calcular a impedância equivalente à associação paralela de Z_L e Z_{L0} .

$$Z_L // Z_{L0} = 50 // (-j 1160) = 49,9 - j 2,2 \ \Omega \quad (5.101)$$

A impedância equivalente \bar{e} , praticamente, uma carga resistiva de $50 \ \Omega$.

O circuito equivalente da carga da rede de casamento de impedâncias \bar{e} é mostrado na Fig. 5.24, considerando o efeito capacitivo da linha de saída de $50 \ \Omega$.

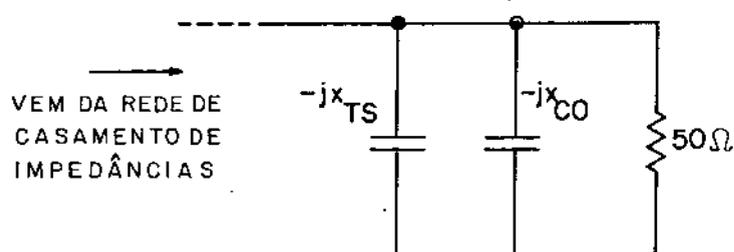


Fig. 5.24 - Circuito equivalente da impedância de carga da rede de casamento de impedâncias.

5.4.6 - Projeto da rede de casamento de impedâncias

A rede de casamento de impedâncias será inserida entre o diodo, mostrado na fig. 5.22, e a carga, representada como na Fig. 5.24.

Devido à configuração das impedâncias do gerador e da carga, foi escolhida uma rede T de acoplamento, porque as soluções para uma rede π , mais conveniente neste caso, envolviam sempre a adição de capacitâncias em paralelo no lado do gerador, o que seria inconveniente do ponto de vista prático.

A Fig. 5.25 mostra o circuito equivalente total, em parâmetros concentrados, do estágio de saída do misturador balanceado simples.

Associando as reatâncias capacitivas no lado da carga, e transformando as impedâncias do gerador e da carga para a configuração série, conforme as equações (5.69) e (5.70), o circuito equivalente da Fig. 5.25 é simplificado para o da Fig. 5.26.

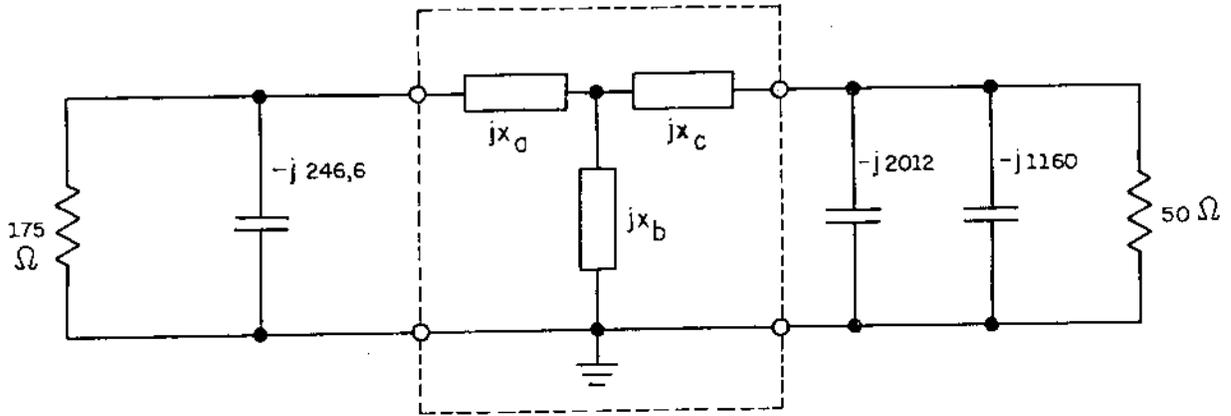


Fig. 5.25 - Circuito equivalente do estágio de saída do misturador balanceado simples.

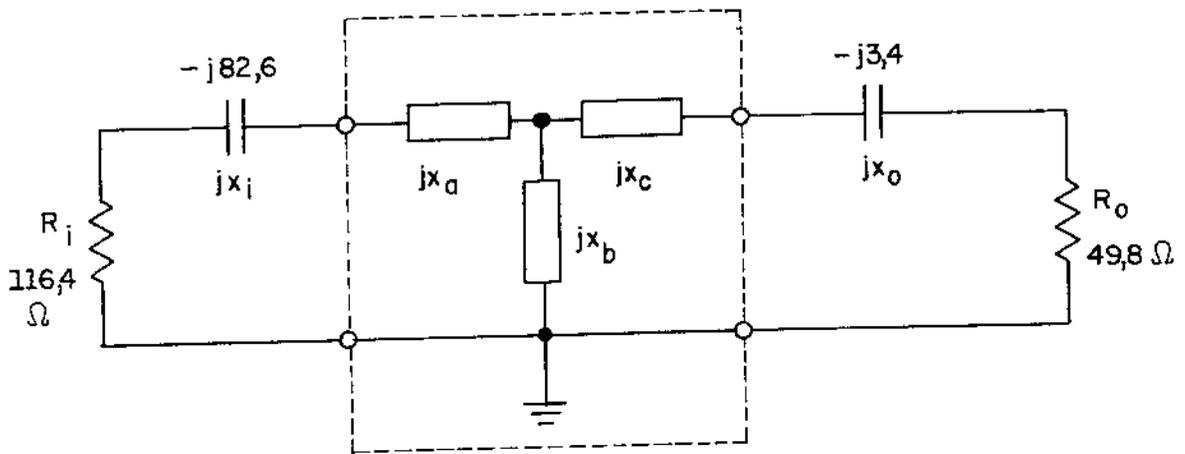


Fig. 5.26 - Circuito da Fig. 5.25 com impedâncias de carga e de gerador na configuração série.

De acordo com a equação (5.66), o Q_{\min} é dado por:

$$Q_{\min} = \pm \sqrt{\frac{116,4}{49,8} - 1} = \pm 1,16 \quad (5.102)$$

Como não há restrição quanto ao valor da faixa passante, foi escolhido, após algumas tentativas para se obter valores comerciais de capacitores e uma configuração conveniente, $Q = -2,48$. Como este valor é maior que Q_{\min} , deve-se utilizar as equações (5.59) a (5.61) para determinação dos valores de X_a , X_b e X_c . Assim, com os valores especificados na Fig. 5.26, obtêm-se

$$X_a = -116,4 \cdot \sqrt{\frac{49,8}{116,4} [1 + (-2,48)^2] - 1} - (-83,6) = -84,4 \Omega \quad (5.103)$$

$$X_b = \frac{49,8[1+(-2,48)^2]}{-2,48 + \sqrt{\frac{49,8}{116,4}[1+(-2,48)^2] - 1}} = 340,8 \Omega \quad (5.104)$$

$$X_c = -[-2,48 \cdot 49,8 + (-3,4)] = 126,9 \Omega \quad (5.105)$$

As reatâncias da rede de casamento de impedâncias são

$$jX_a = -j 84,4 \Omega$$

$$jX_b = -j 340,8 \Omega \quad (5.106)$$

$$jX_c = j 126,9 \Omega$$

As capacitâncias e indutâncias são, na frequência de 70 MHz,

$$C_a = \frac{1}{\omega X_a} = \frac{1}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 84,4} = 26,9 \cdot 10^{-12} \cong 27 \text{ pF} \quad (5.107)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega X_b} = \frac{1}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 340,8} = 6,7 \text{ pF} \quad (5.108)$$

$$L_c = \frac{X_c}{\omega} = \frac{126,9}{2\pi \cdot 70 \cdot 10^6} = 0,29 \mu\text{H} \quad (5.109)$$

A rede de acoplamento de impedâncias projetada é mostrada na figura 5.27.

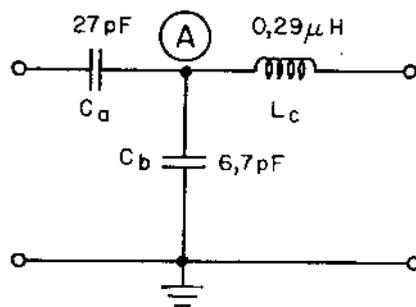


Fig. 5.27 - Rede de casamento de impedâncias projetada.

Um dos terminais do capacitor C_a será soldado diretamente aos tocos ressonantes e o outro terminal, juntamente com C_b e L_c , em uma área de cobre semelhante à adotada para soldagem do outro terminal de L_c . Essa área possui, então, uma capacitância associada dada por (5.90). O capacitor necessário é de valor

$$C'_b = C_b - C_{Ts} = 6,7 - 1,13 \approx 5,6 \text{ pF} \quad (5.110)$$

O estágio de saída completo do misturador balanceado simples é mostrado na Fig. 5.28, na frequência de 70MHz.

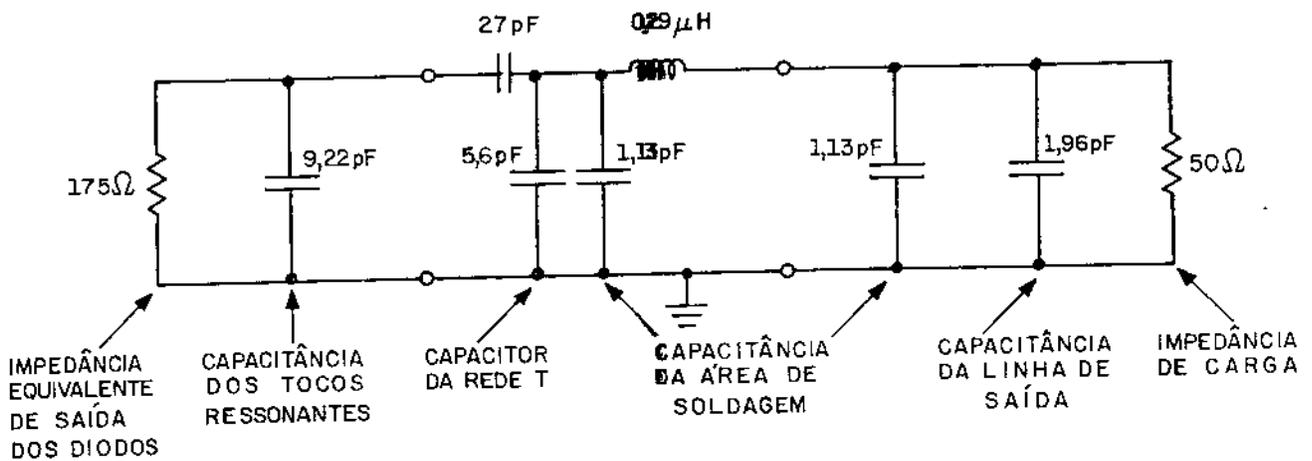


Fig. 5.28 - Estágio de saída completo do misturador balanceado simples e identificação dos elementos, em 70MHz.

A verificação do projeto da rede T de casamento de impedâncias pode ser realizada substituindo-se os valores de X_a , X_b e X_c no circuito da Fig. 5.26 e, através de sucessivas transformações série/paralela e associações de impedâncias, obter o cancelamento completo das reatâncias e consequente igualdade entre resistências de gerador e carga [5.30].

Embora a rede T tenha sido projetada supondo que a impedância de saída equivalente dos diodos seja 175Ω , este valor pode mudar para outros conjuntos de diodos e um perfeito casamento entre diodos e rede de casamento não é alcançado na FI. Normalmente, a impedância Z_{FI} de diodos misturadores está situada na faixa de 250 a 450Ω . Para uma associação pa

ralela de diodos, o valor médio é 175Ω . Porém, se as impedâncias dos diodos estão situadas nos extremos da faixa, isto é, se $Z_{FI1} = 250 \Omega$ e $Z_{FI2} = 250 \Omega$, ou se $Z_{FI1} = 450 \Omega$ e $Z_{FI2} = 450 \Omega$, as impedâncias equivalentes são, respectivamente, 125Ω e 225Ω . Qualquer outra combinação paralela estaria situada dentro dessa faixa. Para superar o descasamento entre os diodos e a rede de casamento, três possíveis soluções podem ser adotadas:

- (a) Medir a impedância Z_{FI} dos diodos empregados e projetar a rede de acoplamento exclusivamente para esse conjunto de componentes. Entretanto, se for preciso trocar algum diodo, ou ambos, será necessário efetuar-se novas medidas e, possivelmente, alterar os componentes da rede.
- (b) Utilizar na rede elementos variáveis que permitam ajustes necessários para perfeito casamento. Pela observação das equações que determinam os valores das reatâncias das redes, verifica-se que, uma vez projetada uma determinada rede para certos valores de impedâncias de gerador e de carga, qualquer alteração desses valores pode alterar o valor do Q do circuito. É o caso das redes L , π e T quando projetadas para operação de máxima largura de faixa, onde os valores de Q e Q_{\min} dependem de R_i , R_o e X_i . Escolhida uma determinada configuração de rede faz-se necessário estudar a possibilidade da adoção de componentes ajustáveis. Por exemplo, no caso da rede T , projetada para valores de Q acima de Q_{\min} , a reatância X_c pode ser mantida constante pois independe do valor de R_i . Escolhido um valor de Q , as reatâncias X_a e X_b necessitam ser alteradas. Para dois elementos variáveis o ajuste pode não ser simples, requerendo certo tempo para ser realizado. Em todo caso, o ajuste é feito monitorando-se a potência de FI a tê que esta apresente valor máximo.
- (c) A terceira alternativa é projetar a rede para o valor médio de Z_{FI} , utilizar componentes fixos e aceitar o possível descasamento de impedâncias. No entanto, pode-se estimar os valores de reflexão de sinal através do coeficiente de reflexão (Γ) ou VSWR (ρ). No caso da impedância equivalente assumir o valor de 125Ω , a impedância vista

pelo diodo, na entrada do conjunto (tocos ressonantes)/(rede de casamento), \bar{e} de 175 Ω . Considerando a saída dos diodos, na FI, como um gerador de tensão associado a uma impedância interna de 125 Ω , o módulo do coeficiente de reflexão entre linha e carga \bar{e} dado por

$$|\Gamma| = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{175 - 125}{175 + 125} \cong 0,167 \quad (5.111)$$

o correspondente VSWR (ρ) vale

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + 0,167}{1 - 0,167} \cong 1,401 \quad (5.112)$$

Para o caso em que a impedância equivalente \bar{e} 225 Ω ,

$$|\Gamma| = \frac{225 - 175}{225 + 175} = 0,125 \quad (5.113)$$

e

$$\rho = \frac{1 + 0,125}{1 - 0,125} \cong 1,286 \quad (5.114)$$

Outras combinações de impedância Z_{FI} dos diodos fornecem valores entre os acima calculados. Em ambos os casos, os valores são relativamente baixos, podendo ser tolerados, sem prejuízos elevados de potência de sinal de FI. Para $\rho = 1,401$ a potência de sinal que reflete \bar{e} de 2,8% [5.31]. Se $\rho = 1,286$, o valor \bar{e} de 1,6%.

5.4.7 - Componentes da rede de casamento de impedâncias

Os componentes empregados na rede de casamento de impedâncias devem apresentar baixas perdas na FI. O capacitor C_a utilizado \bar{e} de valor 27 pF, do tipo sem terminais axiais*, soldado diretamente às linhas de transmissão. Também podem ser empregados capacitores cerâmicos, extraíndo-se suas

* Fabricado por VITRAMON do Brasil, Ltda, Rua Comendador Miguel Calfat, 88, CEP. 04537, S.P.

terminações, lixando-se a proteção externa e aplicando a solda diretamente às placas.

O capacitor C_b é do tipo ajustável, de valor nominal entre 0,8 e 8,0 pF, para utilização na faixa de microondas*. Qualquer tipo de capacitor variável pode ser utilizado, ou mesmo de valor fixo, pois a FI é relativamente baixa, não requerendo componentes especiais.

Apesar da disponibilidade de emprego de indutores comerciais de baixas perdas e elevada frequência de ressonância própria, o projeto desses componentes, para utilização nessa faixa de frequências, é simples, tornando sua construção bastante viável.

Os projetos são baseados em expressões aproximadas para os valores de indutâncias em função de duas dimensões. Uma dessas expressões, para indutores de núcleo de ar e uma única camada, é dada por [5.32]:

$$L = \frac{a^2 \cdot N^2}{25,4(9a+10b)}, \quad (5.115)$$

válida para $b \geq 0,8a$, onde

L: indutância da bobina, em μH

N: número de voltas

a: raio da bobina, em mm

b: comprimento da bobina, em mm

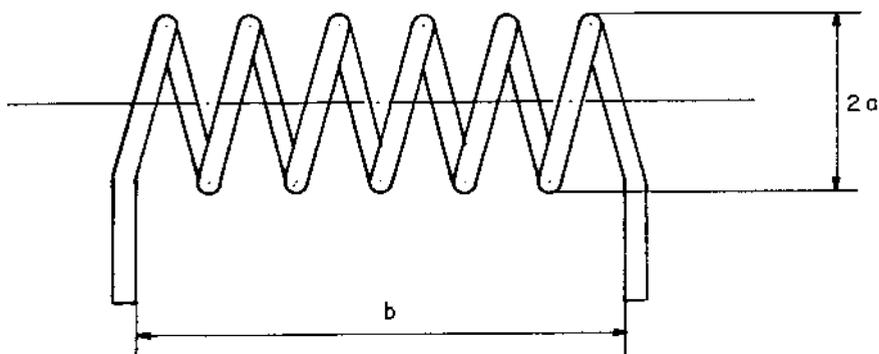


Fig. 5.29 - Indutor de núcleo de ar e camada única.

* Fabricado por JOHANSON, INC. 400 Rockaway Valley Road, Booton, New Jersey, 07005, USA.

Pela equação (5.115), dado o valor desejado de L , escolhe-se a e b e determina-se o valor de N . Assim,

$$N = \sqrt{\frac{25,4(9a+10b) \cdot L}{a^2}} \quad (5.116)$$

Para o indutor L_c , da rede de casamento de impedâncias, foi adotado

$$\begin{cases} L = 0,29 \mu\text{H} \\ a = 1,5 \text{ mm} \\ b = 5,0 \text{ mm} \end{cases} \quad (5.117)$$

Através da equação (5.116), tem-se:

$$N = \sqrt{\frac{25,4(9 \cdot 1,5 + 10 \cdot 5,0) \cdot 0,29}{(1,5)^2}} = 14,4 \text{ voltas} \quad (5.118)$$

O número de voltas, por mm, é

$$\frac{14,4}{5,0} \cong 3 \text{ voltas/mm} \quad (5.119)$$

Foram utilizadas 14 voltas de fio esmaltado nº 30, cujo diâmetro é de 0,2546 mm, igualmente espaçadas ao longo de 5,0 mm.

Quando se emprega fios muito finos é aconselhável aplicar uma camada de esmalte, ou o próprio verniz de isolamento, para que a bobina permaneça firme ao se retirar o pequeno tubo, necessário durante o processo de confecção. Se o fio é de diâmetro suficientemente grande, a bobina é auto-sustentável.

Outras tabelas fornecem o diâmetro do fio e número de espiras, em função de diâmetros de bobinas padronizados comercialmente [5.33], [5.34].

5.5 - CONSTRUÇÃO DOS CIRCUITOS MISTURADORES

Os circuitos misturadores desbalanceado e balanceado simples foram construídos em microfitas com material dielétrico RT/DUROID 5870. A confecção do circuito foi realizada segundo técnicas fotográficas. Ambos os circuitos receberam deposição de fina camada de ouro para evitar oxidação do cobre e propiciar baixa resistividade nas linhas de transmissão. As montagens foram feitas sobre alumínio de 5mm de espessura. As áreas que formam o terra da superfície estão em contato com o plano de terra através de parafusos. Os conectores BNC são soldados às linhas e parafusados na base de alumínio.

O circuito balanceado simples, cujo projeto foi baseado em sugestão apresentada em [5.24], ocupa uma área de aproximadamente 70,7 x 114,0 mm. O desbalanceado, aproximadamente 65,0 x 110,0 mm.

As figuras 5.30 e 5.31 mostram os circuitos em tamanho real, e as figuras 5.32 e 5.33 as montagens finais.

Uma sugestão aconselhável é acondicionar as montagens em caixas de alumínio apropriadas, para uma perfeita blindagem elétrica dos circuitos.

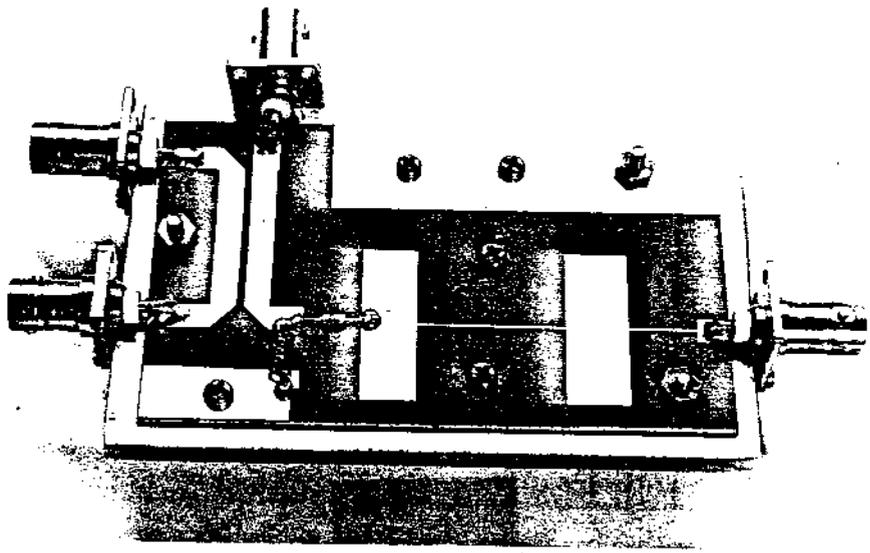


Fig. 5.32 - Montagem final do misturador desbalanceado.

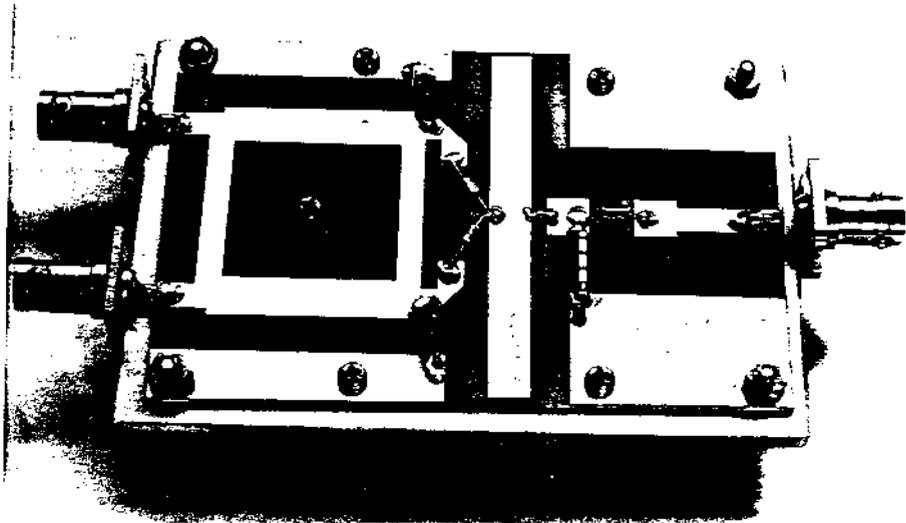


Fig. 5.33 - Montagem final do misturador balanceado simples.

CAPÍTULO 6

ESPECIFICAÇÕES DOS MISTURADORES

A escolha de um circuito misturador, adequado a uma determinada aplicação, é sempre baseada em algumas especificações, colocadas em certa ordem de prioridades. Normalmente, estas especificações são interdependentes e há necessidade de se empregar métodos adequados para sua avaliação. Perda de conversão, figura de ruído e ponto de intersecção de 3ª ordem são algumas destas especificações.

6.1. PERDA DE CONVERSÃO

A perda de conversão de um misturador é definida como a diferença entre a potência de sinal de RF aplicada à porta R e a correspondente potência de sinal de FI presente na porta I. No processo de conversão de frequências são produzidos dois sinais que contêm a mesma informação presente no sinal de RF, denominados produtos, ou bandas laterais, inferior e superior. Supondo que não haja geração de qualquer produto de intermodulação indesejável, ou qualquer tipo de perda adicional, então cada uma das bandas contém exatamente metade da potência do sinal de RF que as originaram. Como, normalmente, apenas a banda lateral inferior é desejada, rejeitando-se a superior por filtragem, o processo de heterodinação possui uma perda mínima de 3 dB. Muitas vezes, essa perda de conversão é referida como perda de conversão de banda lateral única.

Entretanto, outros tipos de perdas ocorrem durante o processo de conversão tornando o valor da perda de conversão maior que 3 dB. Parte da potência do sinal de RF é transferida para os produtos de intermodulação gerados, assim como outra porção é perdida em aquecimento devido à resistência série dos diodos. Além destas, perdas no circuito de RF e

descasamentos no misturador, tanto na porta R quanto entre diodos e linhas, contribuem para o aumento do valor da perda de conversão. Valores usuais de perda de conversão situam-se entre 6 e 10 dB. Algumas técnicas especiais de configuração de circuitos podem reduzir drasticamente estes valores.

A perda de conversão depende da potência de sinal de OL aplicada ao dispositivo, que pode afetar significativamente o casamento de impedâncias entre o misturador e o sistema. No caso de utilização de diodos de barreira Schottky, cuja impedância de RF depende do nível de sinal aplicado, em conjunção com dispositivos de entrada tais como acopladores direcionais, híbridas de 90° e 180° , um valor ótimo de potência de sinal de OL deve ser encontrado para prover operação ótima dos diodos e, conseqüentemente, melhorar as características do misturador. A Fig. (6.1) mostra a variação da perda de conversão com o nível de sinal de OL.

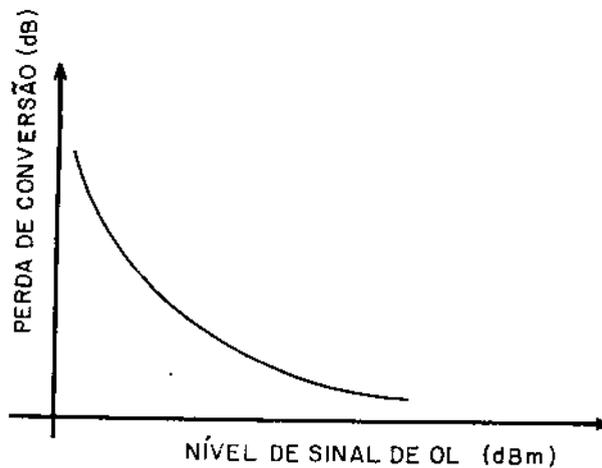


Fig. (6.1). Variação da perda de conversão com o sinal de OL. O aumento do nível de sinal de OL diminui consideravelmente a perda de conversão. No entanto, o nível de sinal de OL não pode ser aumentado indiscriminadamente, sob pena de deterioração inaceitável em outros parâmetros, tais como figura de ruído e nível de produ

tos de intermodulação indesejáveis. Quando há aplicação de níveis elevados de sinal OL aos diodos, cresce a contribuição de termos de ordens elevados na expansão em série da equação não-linear do diodo, produzindo e/ou aumentando os níveis dos produtos de intermodulação. Também, os elevados picos de tensão causam grandes fluxos de corrente nos diodos, aumentando a contribuição ao ruído global. Assim, é aconselhável um compromisso entre valores de perda de conversão e figura de ruído para desempenho aceitável do dispositivo misturador.

Além disso, como a impedância de FI do diodo varia com o nível de potência de OL aplicado, a aplicação de baixos valores de OL descasa a saída do diodo com a estrutura da porta de FI, aumentando a perda de conversão. Para valores de potência de OL acima de um determinado nível, a impedância de FI varia em um grau muito menor que para baixos sinais de OL.

Em misturadores que empregam transistores como elementos de conversão, o ganho de conversão, associado a um processo simultâneo de conversão e amplificação, pode ser empregado no lugar do conceito de perda de conversão.

6.1.1. IMPORTÂNCIA DA FREQUÊNCIA IMAGEM EM MISTURADORES

Para avaliar a importância dos vários produtos de intermodulação, suponha-se inicialmente que a potência disponível da fonte de sinal RF é P_R e G o ganho de conversão (inverso da perda de conversão) do sinal de RF para a FI. Assim, a potência disponível na FI é $(G.P_R)$. O ganho de conversão, resultante do batimento de qualquer frequência com a harmônica de ordem n do oscilador local, pode ser considerado como sendo G^n [6.2]. A partir destas considerações é possível comparar a potência disponível $(G.P_R)$ na FI gerada pelo batimento entre w_L e w_R e a relativa à FI resultante da interação entre outras frequências e harmônicas de OL.

A frequência imagem de forma $(2w_L - w_R)$ possui potência disponível de $(G^2.P_R)$. A de forma $(w_L + w_I)$ também apresenta potência disponível $(G^2.P_R)$, já que a primeira conver

são (w_R em w_I) fornece ($G.P_R$) e a segunda, outra vez ($G.P_R$). O batimento da frequência imagem, de quaisquer das formas, com a fundamental de OL, gera a FI com potência disponível (G^3P_R).

A frequência soma (w_L+w_R) é convertida com a mesma eficiência que (w_L-w_R), com potência disponível ($G.P_R$). O batimento da frequência soma a 2ª harmônica de OL gera a FI, também com potência disponível (G^3P_R). À primeira vista, pode-se concluir que os sinais soma e imagem são de mesma importância, já que são reconvertidos à FI com a mesma eficiência. Estudos recentes do processo de conversão, aliados a técnicas especiais de medida de perda de conversão [6.3], indicam que a contribuição da frequência soma é mais significativa quando se trata de construir circuitos misturadores de baixos níveis de ruído. No entanto, é preciso considerar as fases dos sinais, além das potências, para determinar qual sinal é mais facilmente convertido à FI. A fase do sinal de frequência soma ou imagem, que pode ser controlada, dentro de certos limites, pelo ajuste da terminação externa nestas frequências, determina a fase do sinal de FI. Tal controle é mais efetivo na frequência imagem do que na soma, devido ao efeito capacitivo da barreira de potencial do diodo [6.2]. A resistência série do diodo impede que tal reatância seja completamente sintonizada por ajuste na terminação externa.

A frequência imagem é mais importante que a soma, também pelo fato que a impedância de FI varia muito mais com a terminação na frequência imagem [6.4].

A mesma análise, realizada para outros produtos gerados, conclui que podem ser desprezados os efeitos das terminações nestas frequências.

Nos projetos de misturadores, exceto em alguns tipos especiais, deve-se prover terminação reativa na frequência soma.

Como a frequência imagem difere da frequência de OL de um valor igual à FI, esta pode estar dentro da faixa de operação do circuito do misturador, interagindo com os circuitos de RF e de FI. Quando o misturador apresenta terminação casada na frequência imagem é classificado de faixa larga [6.5]. Neste caso, a potência na frequência imagem é dissipada na terminação. Entretanto, é possível recuperar a potência

nesta frequência, minimizando a perda de conversão, terminando o misturador com impedâncias não dissipativas, particularmente circuito aberto e curto-circuito.

6.1.2. INFLUÊNCIA DA TERMINAÇÃO NA FREQUÊNCIA IMAGEM SOBRE A PERDA DE CONVERSÃO.

A perda de conversão está relacionada com a impedância de carga na frequência imagem. Normalmente, considera-se o misturador constituído de 3 terminações: sinal, imagem e frequência intermediária. Salvo casos especiais, os circuitos misturadores apresentam terminações reativas em todas as outras componentes do espectro de sinal de saída. A fonte de OL está usualmente casada com a porta correspondente do misturador, servindo somente para chavear o diodo entre os estados de condução e não-condução. Como as frequências de RF e de OL são muito próximas, a frequência imagem situa-se dentro da faixa de passagem do circuito de RF, podendo ser terminada por carga, separadamente da de RF, através de circuito sintonizado de alto fator de qualidade. Fisicamente, as terminações de sinal de RF e imagem são as mesmas; conceitualmente são consideradas separadas para efeito de análise.

6.1.3. MATRIZ ADMITÂNCIA DO MISTURADOR

Para estabelecer a matriz admitância do misturador, algumas considerações precisam ser feitas. O processo de conversão de frequências resulta de efeito não-linear do misturador. Entretanto, esta não-linearidade afeta somente o sinal de OL e sua interação com as componentes de níveis baixos. A interação entre as componentes de níveis baixos pode ser considerada linear, dentro de alto grau de precisão. A análise aplicada às três frequências mais importantes pode ser estendida às demais, estabelecendo-se modelos que melhor aproximem-se do comportamento real do circuito misturador, e que facilitem a utilização em programas computacionais [6.6] - [6.8].

Considerando (i_R, v_R) , (i_F, v_F) e (i_I, v_I) as correntes e tensões complexas referentes aos sinais de RF, FI e imagem, respectivamente, as relações lineares entre estas quantidades são dada por [6.9].

$$\begin{cases} i_R = y_{11}v_R + y_{12}v_F + y_{13}v_I^* \\ i_F = y_{21}v_R + y_{22}v_F + y_{23}v_I^* \\ i_I^* = y_{31}v_R + y_{32}v_F + y_{33}v_I^* \end{cases} \quad (6.1)$$

onde i_i^* e v_i^* são complexos conjugados da corrente e tensão imagem [6.10].

Em forma matricial,

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_F \\ i_I^* \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} v_R \\ v_F \\ v_I^* \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

onde $[Y]$ é a matriz admitância do misturador, dada por

$$[Y] \equiv \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

A matriz admitância consiste de nove elementos complexos, totalizando dezoito valores. Torrey e Whitmer [6.11] mostram que é possível reduzir a matriz admitância a somente cinco elementos independentes. Assim, em casos práticos, a matriz admitância é real e da forma

$$[Y] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{21} \\ g_{13} & g_{12} & g_{11} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

A matriz \tilde{e} real porque \tilde{e} possível ajustar os circuitos das terminações para anular as componentes reativas. A Fig. 6.2 mostra o misturador, representado por sua matriz admitância, como um elemento de 3 portas.

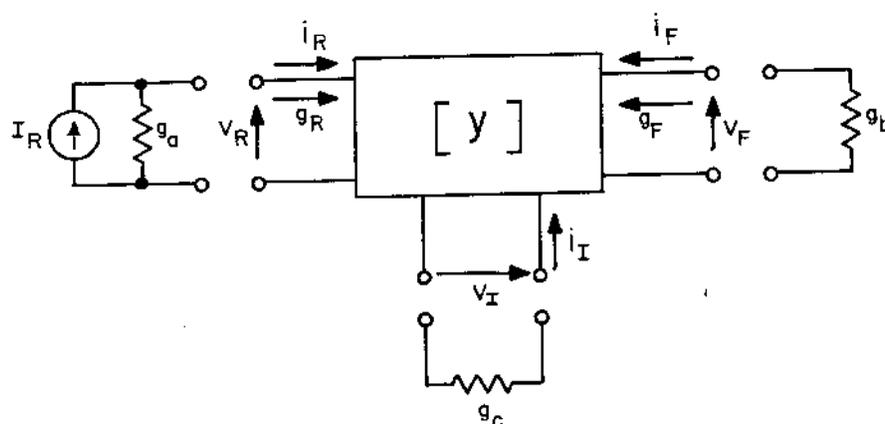


Fig. 6.2 . Misturador representado pela matriz admitância com terminações nas frequências RF, FI e imagem.

Para determinar a perda de conversão \tilde{e} preciso considerar o misturador como um quadripolo, com somente as por

tas de RF e FI. As várias condições de terminação nas portas são impostas na equação matricial (6.2).

6.1.4. PERDA DE CONVERSÃO L_2 e L_0

As perdas de conversão L_2 e L_0 são definidas no caso em que as admitâncias nas frequências RF e imagem são as mesmas, isto é, o circuito colocado na porta de RF possui faixa de frequências suficiente larga para não distinguir os sinais de RF e imagem. L_2 é definida quando a admitância de RF é ajustada para minimizar a perda L_0 é definida para o misturador casado na frequência de OL, e as admitâncias de RF e imagem são as mesmas que a de OL. Em função dos elementos da matriz admitância, L_2 é dada por [6.12]

$$L_2 = 2 \cdot \frac{g_{12}}{g_{21}} \cdot \frac{1 + [(1 - \epsilon_1)(1 - \epsilon_3)]^{1/2}}{1 - [(1 - \epsilon_1)(1 - \epsilon_3)]^{1/2}} \quad (6.5)$$

onde
$$\epsilon_1 = \frac{g_{12} \cdot g_{21}}{g_{11} \cdot g_{22}} \quad (6.6a)$$

e
$$\epsilon_3 = \frac{\epsilon_1}{1 - \epsilon_1} \cdot \frac{1 - \theta}{1 + \theta} \quad (6.6b)$$

com
$$\theta = \frac{g_{13}}{g_{11}} \quad (6.6c)$$

A perda de conversão L_0 é dada por [6.13]

$$L_0 = 2 \cdot \frac{g_{12}}{g_{21}} \cdot \left(\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_3} - 1 \right) \quad (6.7)$$

Embora L_0 seja maior que L_2 , a diferença é muito pequena para a maioria dos diodos empregados, sendo possível considerar L_2 e L_0 praticamente iguais [6.14].

6.1.5. PERDA DE CONVERSÃO L_1 E L_3

A perda de conversão \bar{L}_1 é definida para a admitância de RF ajustada para minimizar as perdas, sendo a admitância na frequência imagem um curto-circuito. Nestas condições, a perda de conversão é minimizada com relação à admitância de carga na frequência imagem. L_1 é dada por [6.15].

$$L_1 = \frac{g_{12}}{g_{21}} \cdot \frac{1+(1-\epsilon_1)^{1/2}}{1-(1-\epsilon_1)^{1/2}} \quad (6.8)$$

A perda de conversão L_3 é definida nas mesmas condições de L_1 , com exceção da admitância na frequência imagem, que agora é um circuito aberto. L_3 é dada por [6.15]

$$L_3 = \frac{g_{12}}{g_{21}} \cdot \frac{1+(1-\epsilon_3)^{1/2}}{1-(1-\epsilon_3)^{1/2}} \quad (6.9)$$

Assim, as perdas de conversão L_1 e L_3 são as menores possíveis que podem ocorrer em um circuito misturador, já que são valores minimizados da expressão geral que determina a perda de conversão [6.16]. O mínimo valor de L_2 é 3 dB, ou seja, metade da potência do sinal de RF é convertida à FI e a outra metade à frequência imagem (considerando que o misturador está terminando em um curto para a frequência (soma) [6.17], [6.18].

6.1.6. EFEITOS DOS ELEMENTOS PARASITÁRIOS DO DIODO SOBRE A PERDA DE CONVERSÃO.

O diodo misturador não é representado somente pela condutância não-linear da barreira, mas também pela capacitância da barreira e pela resistência série. Estes outros elementos exercem influência sobre a perda de conversão. A capa

citância da barreira é também uma função não-linear da tensão aplicada, e um esquema apropriado para representar o diodo Schottky é mostrado na Fig. 6.3, sem considerar o encapsulamento.

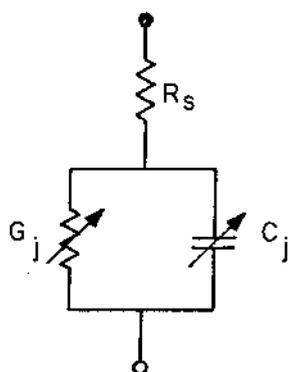


Fig. 6.3 . Diodo Schottky representado por uma condutância e capacitância não-linear, em série com R_s .

Ernest e Becker [6.19] investigaram a influência da capacitância c_j sobre a perda de conversão e a figura de ruído de misturadores que utilizam dispositivos como o da Fig. 6.3, embora tenham desprezado o efeito de R_s . Suas conclusões são que, de forma geral, a adição da capacitância não-linear à condutância, não degrada o desempenho do misturador. Entretanto, no caso em que a admitância é pequena, valores elevados de capacitâncias podem resultar em perdas excessivas, se a relação entre a frequência do sinal e a da FI (relação de conversão) é grande.

Outras análises foram realizadas para diferentes valores da resistência R_s . Uma das conclusões de Macpherson [6.20] é que a capacitância não-linear exerce papel preponderante sobre o desempenho do diodo em frequências elevadas, podendo a perda de conversão decrescer com o aumento daquela, no caso de R_s pequena e com imagem curto-circuitada.

Para misturadores com cargas iguais na frequência RF e imagem, a adição da capacitância não-linear pode reduzir a perda de conversão, embora não altere a figura de ruído [6.21].

À medida que se considera os efeitos parasitá

rios, fica evidente [6.22] que a forma de onda de tensão de OL sobre a junção não-linear torna-se significativamente não-senoidal, particularmente quando se considera a indutância de contato, em série com R_S . A forma de onda sobre a junção é determinante no desempenho do diodo.

A Fig. 6.4 ilustra o efeito da capacitância c_j e da resistência R_S sobre a perda de conversão L_0 , para um determinado diodo de contato pontual [6.23].

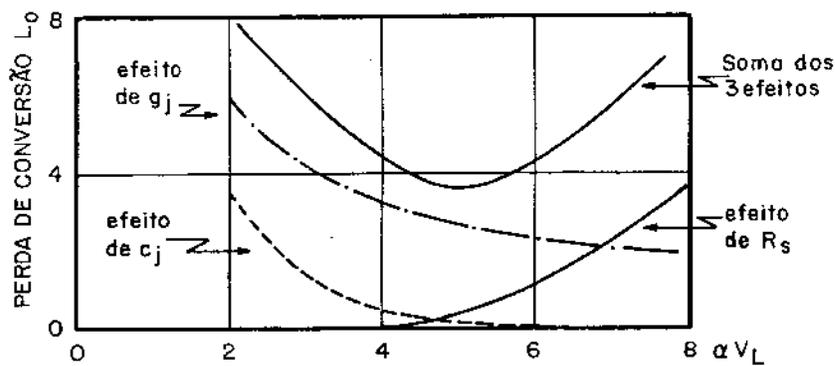


Fig. 6.4 . Efeito dos elementos do circuito e quivalente do diodo misturador [6.23].

Como explicado anteriormente, os valores das perdas de conversão são funções decrescentes da potência de OL aplicada. L_0 e L_2 são praticamente iguais e tendem ao valor de 3 dB, considerando somente o efeito da condutância da barreira, enquanto L_1 e L_3 tendem, teoricamente, a 0 dB. O efeito de c_j sobre a perda de conversão L_0 é mais pronunciado em valores baixos de potência de OL; conforme esta decresce, o valor de g_j também decresce (a resistência da junção au

menta), maior corrente flui pelo ramo de c_j , aumentando a perda. O efeito de R_S aparece em níveis elevados de potências de OL; com a diminuição de g_j , mais potência é dissipada em R_S , aumentando a perda. Pela curva resultante, é possível observar que há um valor ótimo de potência de OL em que a perda de conversão L_0 é mínima. Embora as curvas da Fig. 6.4 tenham sido obtidas para um determinado diodo de contato pontual, elas são bastante representativas do comportamento da maioria dos diodos de junção metal-semicondutor.

6.1.7. MEDIDA DA PERDA DE CONVERSÃO (L_C)

As medidas das perdas de conversão dos misturadores foram realizadas através do esquema mostrado a seguir:

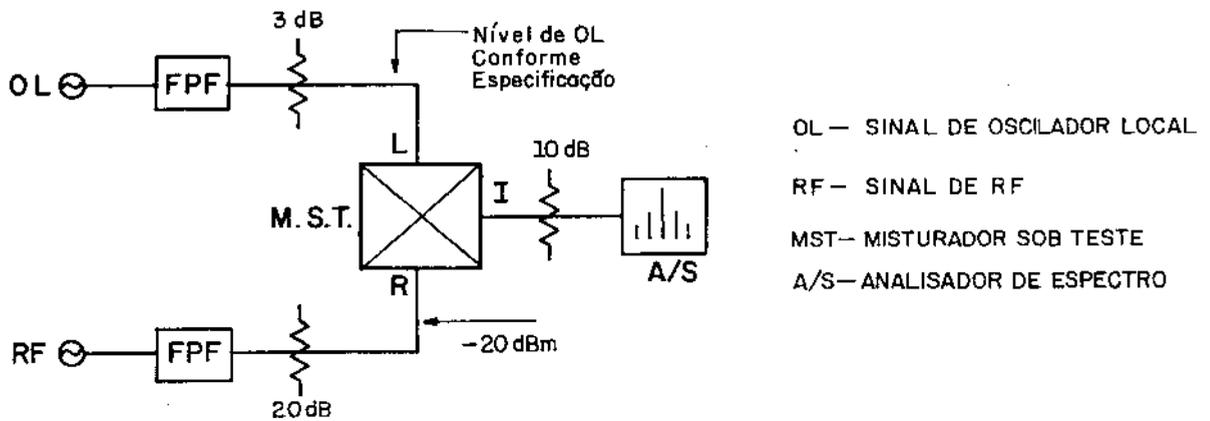


Fig.(6.5). Disposição dos equipamentos para a medida da perda de conversão.

Os sinais dos geradores de OL e RF foram filtrados por filtros passa-faixa sintonizados em 1,50 e 1,57 GHz, pois seus espectros apresentam níveis de harmônicas em excesso. No entanto, a interferência dessas harmônicas não é crítica quando as medidas são realizadas através de um analisador de espectro. A utilização dos filtros é imprescindível quando os níveis de sinais são avaliados por intermédio de um medidor de potências. Os atenuadores foram colocados diretamente nas portas dos misturadores, logo após os cabos de conexão aos geradores e ao analisador de espectro. A função dos atenuadores é propiciar confiabilidade nas medidas na presença de possíveis descasamentos de impedâncias no sistema. No esquema da Fig. 6.5, embora possa haver descasamento de impedâncias entre gerador e filtro e entre filtro e cabo de conexão, o descasamento entre as portas do misturador e atenuadores é mínimo e tem como causa somente o desvio das impedâncias dessas portas em relação a 50Ω . Quanto maior for o valor da atenuação dos atenuadores, maior poderá ser o descasamento entre fonte de sinal e atenuador, com efeito mínimo no casamento entre atenuador e carga [6.24], [6.25]. Os valores mínimos recomendados dos atenuadores são de 3 dB para a porta de OL e 6dB para as portas de RF e FI [6.26].

Para a medida da perda de conversão, o nível do sinal de RF não deve ser baixo demais para que o nível do sinal de OL que aparece na porta de RF interfira na medida, e nem alto demais para que o misturador opere fora da faixa linear. Valores entre -20 dBm e -10 dBm são usuais para essa finalidade. Adotamos o valor de -20 dBm, medido com o analisador de espectro logo após o atenuador de 20 dB.

Como a perda de conversão varia com o nível de sinal de OL aplicado aos diodos, o valor mínimo foi determinado variando-se o nível de sinal aplicado à porta de OL e medindo-se o nível de sinal de FI, mantendo-se constante o nível de sinal de RF. As potências de sinal de OL foram medidas também com o analisador de espectro, logo após o atenuador de 3 dB.

Os passos para a medida da perda de conversão podem ser resumidos nos seguintes:

(A) Adotam-se valores convenientes de níveis de sinal para OL (chaveamento adequado dos diodos) e RF (operação na faixa linear).

(B) Mede-se a potência de entrada do sinal de RF através de um medidor de potências ou do analisador de espectro, com o valor expresso em dBm.

(C) De maneira semelhante mede-se a potência de sinal da banda lateral desejada, também expressando seu valor em dBm.

Obs: é conveniente que as medidas dos passos (B) e (C) sejam realizadas na mesma escala do instrumento de medida, para minimizar erro na medida final.

(D) A perda de conversão (L_c) é o valor da diferença entre os valores medidos nos passos (B) e (C), expresso em dB.

Projetado um determinado misturador, a maneira mais simples de determinar a potência de sinal de OL adequada é escolher o nível de sinal de RF entre -20 e -10 dBm e, monitorando o sinal de FI no analisador de espectro ou medidor de potência, aumentar gradativamente o nível do sinal de OL até que se obtenha o maior nível possível da componente de FI. O correspondente nível de OL é o valor especificado e utilizado em todas as outras medidas.

Para os dois tipos de misturadores implementados os resultados foram os seguintes:

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

A potência do sinal de OL foi variada desde -5 dBm até +25 dBm. Valores abaixo de -5 dBm são desnecessários devido ao acoplador direcional que atenua em 20 dB, aproximadamente, o nível de OL aplicado ao diodo misturador. Portanto, valores em torno de -25 dBm são suficientemente baixos para não excitarem convenientemente o diodo. A Tabela TD-1 relaciona os níveis de OL, a potência correspondente de FI e a respectiva perda de conversão. O Gráfico GD-1 mostra o compor

tamento da perda de conversão em função da potência do sinal de OL. Quanto maior o nível de OL, menor a perda de conversão. O menor valor de perda de conversão, 7,5 dB, foi medido para um nível de OL de +23 dBm. A partir deste valor de potência, a perda de conversão é constante, pelo menos até +25 dBm. Todos os valores de perda de conversão foram medidos para um único nível de sinal de RF: -20 dBm. No caso do misturador desbalanceado não foi utilizado o atenuador de 3 dB na entrada L do dispositivo, pois + 25 dBm é o limite de potência obtida na saída dos geradores empregados. Deve-se estimar uma tolerância de $\pm 0,5$ dB nos valores de perda de conversão devido a precisão de medidas das potências envolvidas.

Como o fabricante dos diodos especifica valores de potências em torno de 0 dB (1 mw) para desempenho ótimo, o valor adotado (de + 23 dBm) para potência de OL pode parecer desnecessário. Descontado desse valor o coeficiente de acoplamento do acoplador direcional (19,7 dB em 1,57 GHz), aproximadamente 1 mw a mais de potência de OL estaria sendo aplicado ao diodo. No entanto, as limitações do acoplador direcional são responsáveis por essa perda adicional de potência. É possível assim, estimar os valores de potências distribuídas pelas portas do acoplador. Em primeiro lugar é preciso considerar a perda de potência por descasamento na porta L do misturador. Como o nível de + 23 dBm foi medido no analisador de espectro sem o atenuador de 3 dB, caso a porta L apresente impedância diferente de 50Ω , parte do sinal será refletido e efetivamente não estará sendo aplicado + 23 dBm ao dispositivo de entrada e sim uma potência menor. Supondo que não haja descasamento, a isolação entre as portas L e R é de 20,0 dB para a potência de +23 dBm, conforme mostra a Tabela TD-2 (Item 6.2.1.1). Assim, na porta R aparece + 3dBm (2 mw) de potência de OL. Como, pela Tabela AD-2, (Item 4.4.9.3), o coeficiente de acoplamento entre a porta L e ao diodo é de 19,7 dB, + 3,3 dBm (2,1 mw) estaria sendo aplicado ao diodo. Na porta terminada pela carga de 50Ω estaria sendo dissipada cerca de 22,9 dBm (195,9 mw). Do total de 2,1 mw de potência de sinal aplicada ao diodo, parte deste é refletido por efeito de descasamento entre a linha de 50Ω e a impedância de RF do diodo na frequência e potência de OL. Os valores das potên

cias nas portas do acoplador podem diferir dos analisados acima, pois comparou-se dados extraídos de medidas realizadas no misturador em operação real e do acoplador direcional en saído separadamente, perfeitamente terminado por cargas de 50Ω . Exemplo disto é que o descasamento entre diodo e linha diminui a iso lação entre as portas L e R. No misturador a iso lação é de 20 dB para + 23 dBm de potência de OL (Tabela TD-2, Item 6.2.11) e no acoplador direcional terminado por 50Ω o valor é maior: 22,2 dB (Tabela AD-3, Item 4.4.9.4).

Também deve ser incluída, na perda de potência de sinal de OL, o circuito de retorno cc e de FI. Na frequên cia de 1,57 GHz sua contribuição é de 0,15 dB. Por ser muito pequena não foi considerada na avaliação anterior.

Em resumo, deve-se aplicar uma potência maior de OL para compensar as perdas, por reflexão na porta L e no diodo, no circuito de retorno cc e de FI, e por acoplamento de sinal na porta R (isolação finita).

Como a perda por inserção do filtro passa-baixas é pequena na frequência de FI, aos descasamentos entre diodo e linha e entre impedância de FI e filtro devem ser credita dos o valor da perda de conversão. O valor do VSWR da porta R é de 2,00 e para o acoplador ensaído separadamente é de 1,27 em 1,50 GHz (Tabela AD-1, Item 4.4.9.1). O efeito do descasa mento entre diodo e linha de transmissão reflete-se na pró pria porta de RF do misturador, não sendo, porém, o único res ponsável pela variação de valores.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

No ensaio de perda de conversão do misturador ba lanceado simples a faixa de potência de OL escolhida foi des de -20 dBm até + 6 dBm, havendo variação da perda de conver são de um valor maior que 50 dB até o valor ótimo de 6,5 dB, com tolerância estimada de $\pm 0,5$ dB. A Tabela TB-1 relaciona os valores de potência de OL, potência de FI e perda de con versão. O Gráfico GB-1 mostra o comportamento da perda de con versão com a potência de OL. O decrêscimo da perda de conver são com o aumento da potência de OL é semelhante ao do mistu

rador desbalanceado.

A partir de +3 dBm (2 mw) de potência de OL a perda de conversão permanece constante em $6,5 \pm 0,5$ dB. Adotamos este valor como a potência de OL especificada e a utilizamos em todos os outros testes.

Devido às características do acoplador híbrido de 90° empregado, o efeito do descasamento entre diodo e linha de transmissão reflete-se na isolação entre portas L e R. Se bem que a distribuição de potência de OL entre os dois diodos não seja idêntica, a diferença de 1 dB no balanceamento das portas dos diodos (conforme Tabela TH-1, Item 4.5.3.1) não tem muita influência no valor da perda de conversão. Os diodos operam com valores de potência de OL menores que 0 dBm (1 mw). A perda do circuito de retorno cc e de FI, colocado antes de cada diodo, é de 0,15 dB. Como foi empregado um parcasado de diodos, as cargas nas duas portas de saída do acoplador são praticamente iguais, reduzindo, na porta R, o efeito do descasamento dos diodos com as linhas de transmissão. A esta característica atribui-se o valor menor de perda de conversão em relação ao misturador desbalanceado. Pode-se concluir, também, que os tocos que rejeitam os sinais de RF e OL bem como a estrutura de casamento de impedâncias na saída, contribuem muito pouco para o valor da perda de conversão, constituindo-se em estruturas de baixas perdas na frequência intermediária.

Deve-se lembrar, também, que os dois circuitos misturadores construídos são considerados de faixa larga, já que a frequência imagem possui terminação resistiva, igual à de RF.

TABELA TB-1

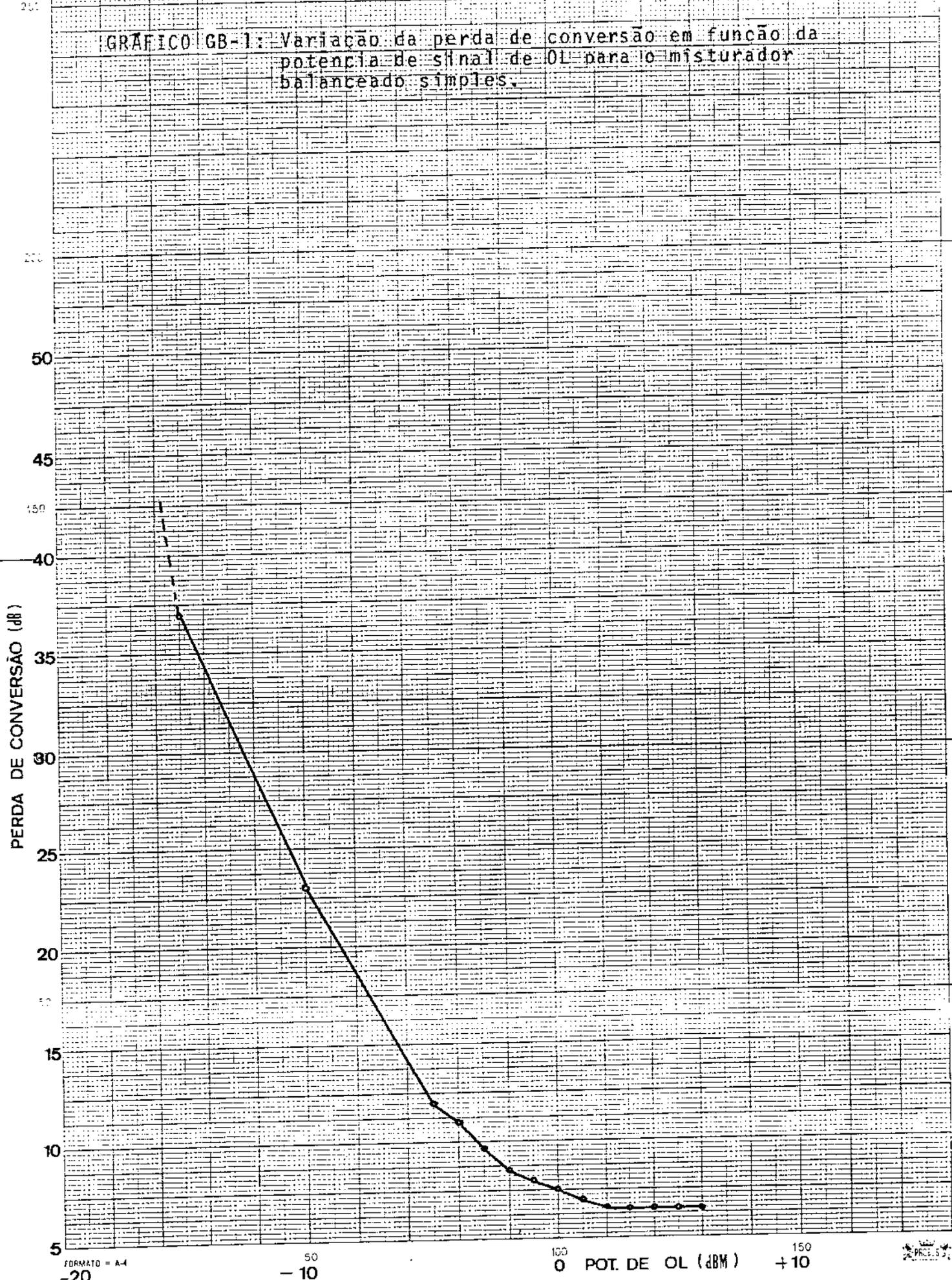
PERDA DE CONVERSÃO × POTÊNCIA DE OL

DISPOSITIVO: MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

POTÊNCIA DE OL (dBm)	POTÊNCIA DE OL (dBm)	PERDA DE CONVERSÃO (dB ± 0,5dB)
-20	<-70	>50
-15	-57,0	37,0
-10	-43,0	23,0
- 5	-32,0	12,0
- 4	-31,0	11,0
- 3	-29,7	9,7
- 2	-28,5	8,5
- 1	-28,0	8,0
0	-27,5	7,5
+ 1	-27,0	7,0
+ 2	-26,7	6,7
+ 3	-26,5	6,5
+ 4	-26,5	6,5
+ 5	-26,5	6,5
+ 6	-26,5	6,5

Obs: Nível de sinal na porta de RF: -20 dBm

GRÁFICO GB-1: Variação da perda de conversão em função da potência de sinal de OL para o misturador balanceado simples.



FORMATO = A-4
-20

50
- 10

100
0 POT. DE OL (dBm) +10



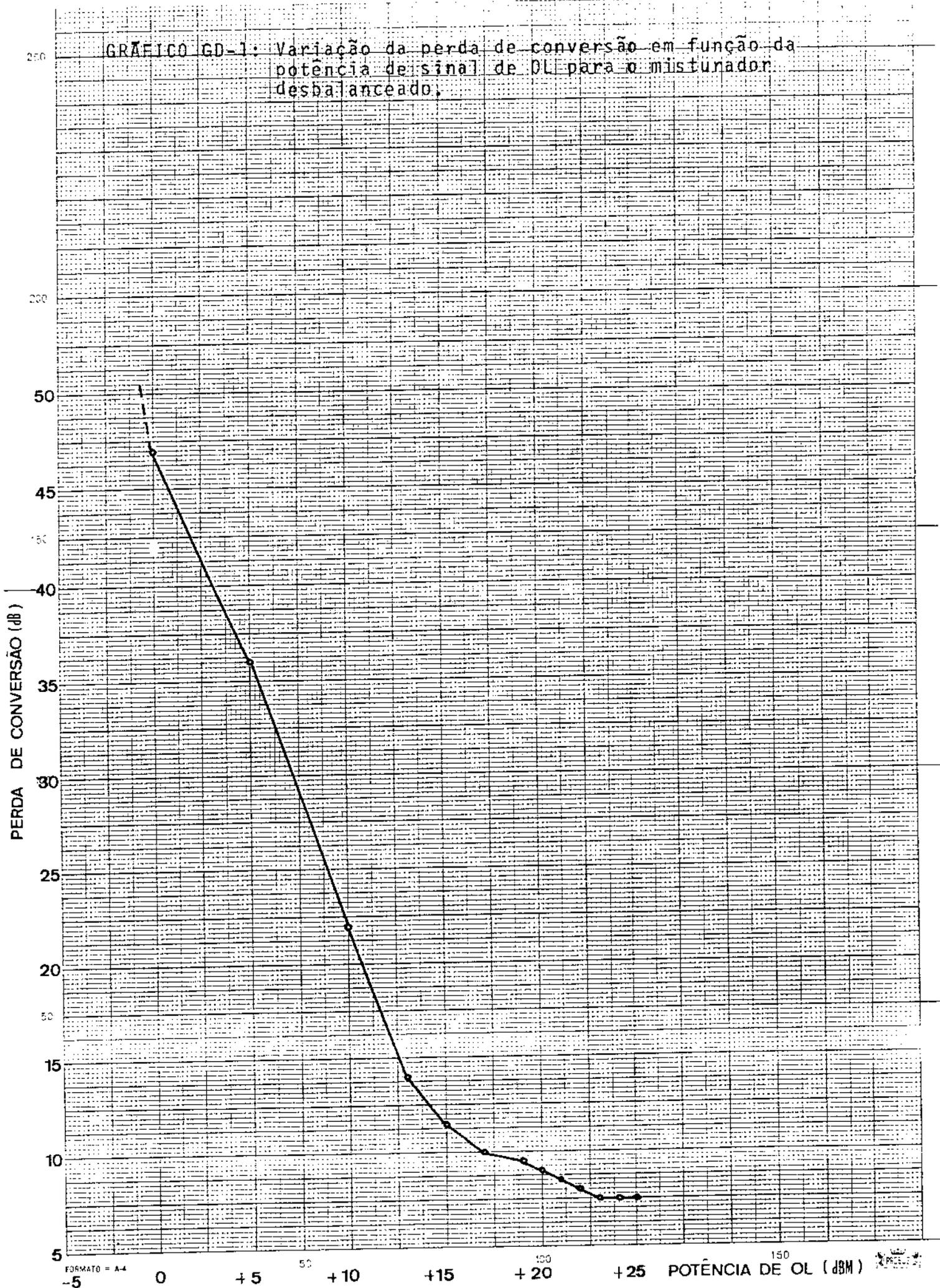
TABELA TD-1

PERDA DE CONVERSÃO × POTÊNCIA DE OL
DISPOSITIVO: MISTURADOR DESBALANCEADO

POTÊNCIA DE OL (dBm)	POTÊNCIA DE FI (dBm)	PERDA DE CONVERSÃO (dB ± 0,5dB)
-5	<70	>50
0	-67,0	47,0
+5	-56,0	36,0
+10	-42,0	22,0
+13	-34,0	14,0
+15	-31,5	11,5
+17	-30,0	10,0
+19	-29,5	9,5
+20	-29,0	9,0
+21	-28,5	8,5
+22	-28,0	8,0
+23	-27,5	7,5
+24	-27,5	7,5
+25	-27,5	7,5

Obs: Nível de sinal de RF: -20 dBm

GRÁFICO GD-1: Variação da perda de conversão em função da potência de sinal de DL para o misturador desbalanceado.



FORMATO = A-4



6.2. ISOLAÇÃO ENTRE PORTAS DO MISTURADOR

A isolação entre portas de um misturador é a medida da perda por inserção entre 2 portas quaisquer, em dB. Usualmente, é especificada sobre uma dada largura de faixa, em função do nível de sinal de OL e da temperatura. Se a isolação é suficientemente elevada, a porcentagem de fuga de sinais entre portas é pequena. Como o sinal de OL é o que possui nível mais elevado na operação conveniente de um misturador, a isolação entre as portas L e R e entre L e I devem ser maximizadas. Como a porta R pode estar conectada diretamente a uma antena, uma baixa isolação pode permitir irradiação e causar interferência em outros equipamentos. A energia de OL que aparece na porta I pode causar sobrecarga nos estágios subsequentes, produzindo comportamentos não-lineares indesejáveis. A isolação entre as portas L e I pode ser conseguida através de filtros de boa qualidade. Entretanto, pode haver reflexão do sinal de OL na entrada desses filtros, já que os mesmos estão casados somente para a FI, voltando esse sinal ao diodo misturador com fase qualquer e gerando novos produtos de intermodulação. Esta solução é, porém, aconselhável para melhorar a isolação entre portas. Caso o aparecimento de sinal de OL na porta R ou I seja intolerável, novos filtros devem ser adicionados externamente ao misturador, nos circuitos de RF e FI, para propiciar caminhos alternativos para terra ao sinal de OL [6.27].

A isolação entre portas R e I é menos importante que a entre L e I, pois o nível de sinal de RF é, normalmente, bem menor que o de OL, aparecendo na porta I com nível bem abaixo do sinal de FI. Esta especificação é importante quando a diferença de níveis de sinais de RF e FI na porta I é crítica, como no caso de misturadores de faixa larga de FI.

O casamento de impedâncias entre linhas e diodos e o balanceamento do circuito influem nos valores de isolação entre portas. Estas características alteram as propriedades de isolação da estrutura de entrada. A isolação entre portas R e L, para misturadores que empregam acopladores híbridos de 190° e 180° é da ordem de 7 e 20 dB, respectivamente [6.28].

Nos misturadores balanceados duplos a isolação é maior que 35 dB, podendo reduzir-se para 25 dB por alteração da simetria dos baluns em frequência elevadas.

6.2.1. MEDIDA DA ISOLAÇÃO ENTRE PORTAS

6.2.1.1. ISOLAÇÃO ENTRE AS PORTAS L E R

A isolação entre as portas L e R do misturador é a diferença, expressa em dB, entre a potência de OL incidente na porta L e a correspondente potência desse sinal que aparece na porta R. Em nossos testes de desempenho as medidas de isolação foram realizadas simultaneamente com as de perda por inserção. O esquema utilizado para as medidas é mostrado na Fig. 6.6 .

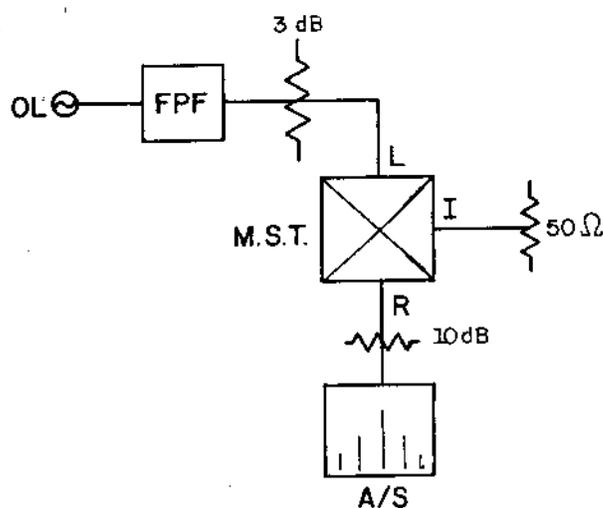


Fig. 6.6. Medida da isolação entre portas L e R.

Recomenda-se que o atenuador da porta L possua valor mínimo de 10 dB. Foi utilizado valor de 3 dB para que fosse possível medir a isolação entre portas para vários valores de potência de OL. Usualmente, mede-se a isolação na potência de OL recomendada para o dispositivo. No caso do misturador balanceado simples, que necessita de potência

de OL menor, foram feitas medidas comparativas com atenuadores de 3 e 10 dB e não foram detetadas diferenças significativas. O filtro passa-faixa na saída do gerador pode ser dispensado quando se utiliza o analisador de espectro. No caso de utilização de medidor de potência ou voltímetro de RF, deve-se garantir que os valores medidos são devidos somente ao sinal de frequência fundamental.

Os passos para as medidas de isolamento entre portas são dados a seguir:

- (A) Mede-se a potência de OL na entrada da porta através de um medidor de potências ou analisador de espectro, expressando-a em dBm.
- (B) Com a porta I terminada em 50Ω , mede-se a potência de OL que aparece na porta R, também expressando-a em dBm.
- (C) A isolamento entre as portas L e R, em dB, é a diferença entre os valores medidos nos passos (A) e (B).

Os resultados encontrados para os dois tipos de misturadores são comentados a seguir:

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

Foi utilizada a mesma variação de potência de OL que nas medidas de perda de conversão, desde -5 até +25 dBm. Para atingir o limite máximo de potência de saída do gerador, a saída deste foi ligada diretamente à entrada L do misturador. A Tabela TD-2 mostra os valores de potências de OL e os respectivos valores que aparecem na porta R, bem como a isolamento correspondente. O Gráfico GD-2; ilustra o comportamento da isolamento com os níveis de potências de OL. A isolamento variou entre os valores de 17 dB, obtido para potência de +5 dBm, e 22 dB para +25 dBm. Na potência de OL especificada (+25 dBm) a isolamento medida foi de 20 dB. Crê-se que o descasamento entre diodo e linha é responsável pela diminuição de

cerca de 2 dB (conforme Tabela AD-3 , Item 4.4.9.4) no valor da isolação. Pode-se considerar 20 dB um valor de isolação a penas razoável, já que para +23 dBm de potência de OL, +3 dBm (2 mw) aparece na porta R. Como em termos absolutos esta po tência pode ser considerada elevada, aconselha-se o uso de es truturas, tal como um isolador, precedendo o misturador. Outra solução seria operar o dispositivo com potência de OL menor, acrescida de polarização cc do diodo, para melhor desempenho. Assim, com o mesmo valor de isolação ,o valor absoluto da po tência de OL na porta R seria menor.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

A isolação entre as portas L e R deste mistura dor é mostrada da Tabela TB-3, para valores de potência de OL variando entre -20 e +6 dBm. O comportamento da isolação em função do nível de OL é ilustrado no Gráfico GB-3.

Diferentemente do misturador desbalanceado as ca racterísticas do acoplador híbrido de 90° são responsáveis pe la variação acentuada da isolação com a potência de OL. Dentro da faixa de potência de OL adotada, a isolação variou desde 0 até 14 dB.

A isolação depende do casamento de impedâncias entre os diodos e as linhas de saída do acoplador híbrido. Quanto menor a reflexão de sinal, tanto melhor será a isola ção. Para baixos valores de potência de OL os diodos não ope ram convenientemente, a impedância na frequência de OL difere de 50Ω , a reflexão é grande e a isolação drasticamente redu zida. Para potências em torno de 0 dBm (1 mw) sobre cada dio do, o desempenho destes é ótimo, a reflexão menor e a isola ção maior. Para o valor especificado (+3 dBm) a isolação é da ordem de 11 dB. Valores típicos de isolação entre portas L e R, para misturadores que empregam acoplador híbridos de 90° , estão em torno de 7 dB [6.28], mesmo que haja bom casamento de impedâncias entre diodos e linhas.

No entanto, a Tabela TB-2 indica que para +5 dBm a isolação é de 14 dB, 3 dB acima do valor correspondente pa ra +3 dBm. Acima deste valor a isolação é praticamente cons tante em torno de 14 dB. É possível, portanto, operar o mistu

radador com níveis acima de 3 dBm para melhorar a isolação. Como o mínimo valor do VSWR da porta R é obtido a partir de potência de OL de +3 dBm, isto implica em que os dois diodos comportam-se como cargas praticamente iguais para as portas de saída do acoplador. O fato da isolação melhorar para valores maiores que +3 dBm sugere que o casamento entre diodos e linhas melhora para potências maiores, embora não se consiga uma diminuição nos valores de VSWR das portas L e R.

Assumindo que o valor de 11 dB é razoável para este tipo de estrutura de entrada, a escolha da potência de +3 dBm foi baseada em dois argumentos; a) a figura de ruído aumenta para valores elevados de potência de OL (a potência de sinal de RF é muito pequena para influir), sendo de -6 dBm a potência sugerida pelo fabricante para se obter baixo valor desta característica, e b) valores elevados de potência de OL aumentam os níveis e a geração de produtos de intermodulação indesejáveis.

Estruturas externas ao misturador devem ser adicionadas para compensar o valor relativamente baixo da isolação entre portas L e R.

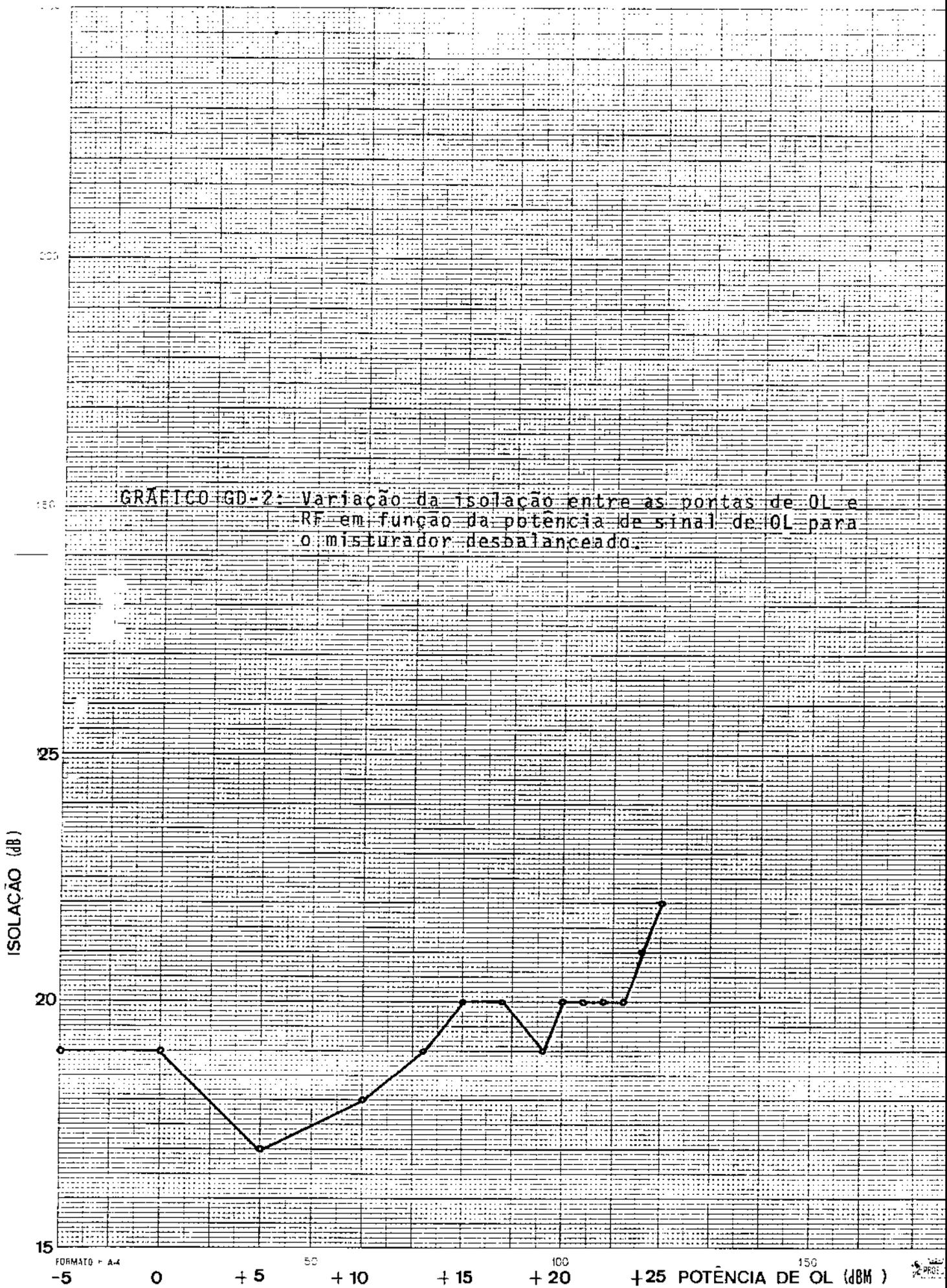
A Tabela TH-3 (Item 4.5.3.3) indica que a isolação entre portas de OL e RF é de 18 dB, quando o acoplador híbrido é ensaiado separadamente, com os diodos substituídos por cargas de 50 Ω . É possível que a adição de estruturas de casamento de impedâncias junto aos diodos, embora restrinja a faixa de operação, possa elevar a isolação até valores pouco abaixo daquele.

TABELA TD-2

POTÊNCIA DE OL × ISOLAÇÃO ENTRE PORTAS DE OL E RF

DISPOSITIVO: MISTURADOR DESBALANCEADO

POTÊNCIA DE OL (dBm)	POTÊNCIA OL NA PORTA RF (dBm)	ISOLAÇÃO ENTRE PORTAS L E R (dB)
-5	-24,0	19,0
0	-19,0	19,0
+5	-12,0	17,0
+10	- 8,0	18,0
+13	- 6,0	19,0
+15	- 5,0	20,0
+17	- 3,0	20,0
+19	0	19,0
+20	0	20,0
+21	+ 1,0	20,0
+22	+ 2,0	20,0
+23	+ 3,0	20,0
+24	+ 3,0	21,0
+25	+ 3,0	22,0



FORMATO A-4

-5 0 +5 10 15 20 25 POTÊNCIA DE OL (dBm)

PROJ.

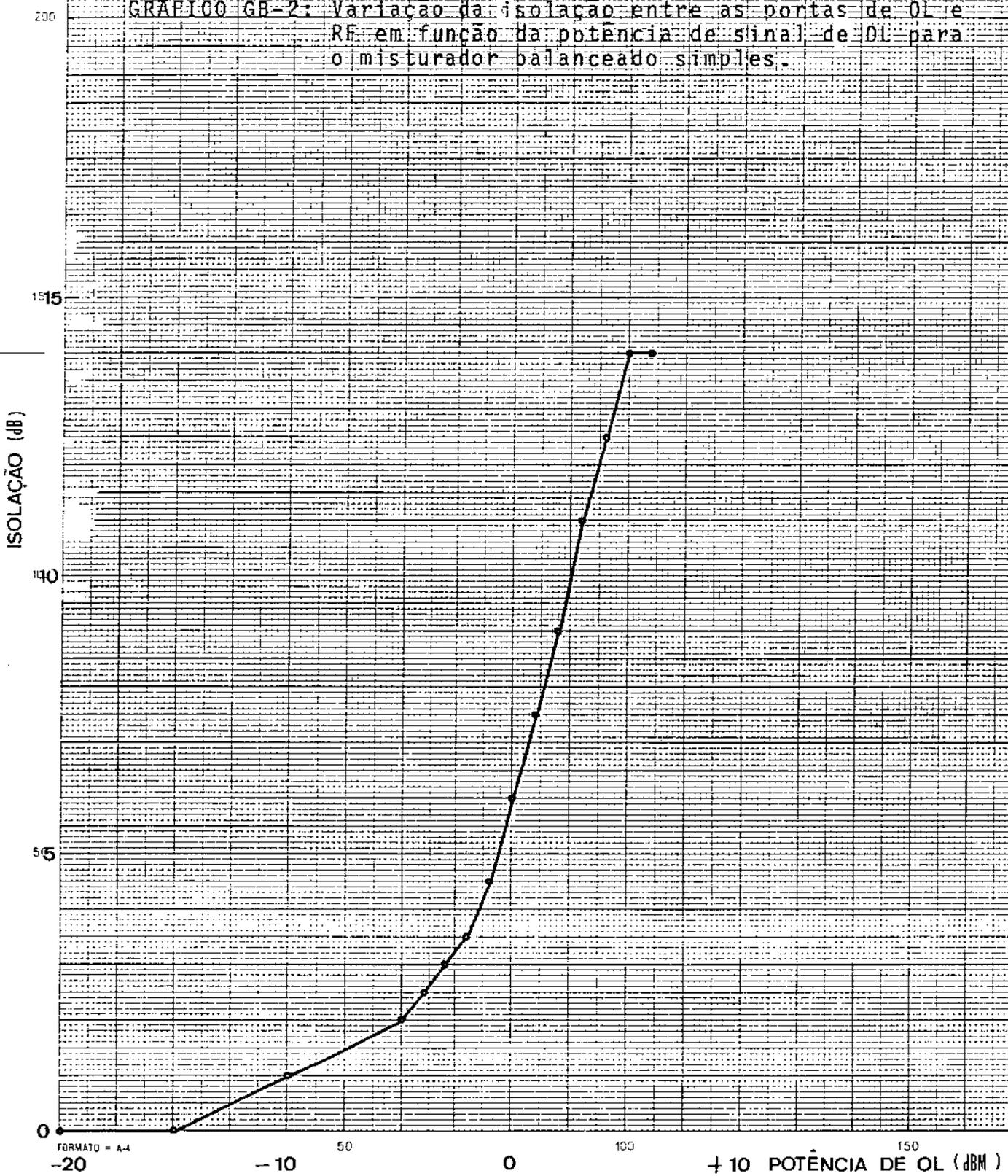
TABELA TB-2

ISOLAÇÃO ENTRE AS PORTAS RF E OL × POTÊNCIA DE OL

DISPOSITIVO: MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

POTÊNCIA DE OL (dBm)	POTÊNCIA DE OL NA PORTA RF (dBm)	ISOLAÇÃO ENTRE PORTAS DE OL E RF (dB)
-20	-20,0	0
-15	-15,0	0
-10	-11,0	1,0
-5	-7,0	2,0
-4	- 6,5	2,5
-3	- 6,0	3,0
-2	-5,5	3,5
-1	-5,5	4,5
0	-6,0	6,0
+1	-6,5	7,5
+2	-7,0	9,0
+3	-8,0	11,0
+4	-8,5	12,5
+5	-9,0	14,0
+6	-8,0	14,0

GRÁFICO GB-2: Variação da isolação entre as portas de OL e RF em função da potência de sinal de OL para o misturador balanceado simples.



FORMATO = A4

PRCESS

6.2.1.2. ISOLAÇÃO ENTRE AS PORTAS L E I

A isolação entre as portas L e I é a diferença, expressa em dB, entre o nível de sinal de OL incidente na porta L e o nível deste sinal emergente na porta I.

O esquema para a medida desta isolação é o mesmo sugerido anteriormente, com a diferença de que o analisador de espectro, ou o medidor de potência, e atenuador são colocados na porta I e a porta R é terminada em uma carga de 50Ω . O nível do sinal de OL é o valor especificado para operação normal do misturador. A Fig. 6.7 mostra a interconexão dos equipamentos para a medida da isolação L-I.

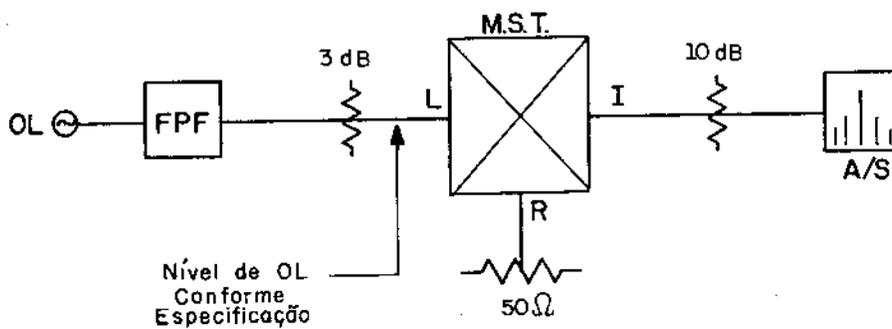


Fig. 6.7 . Medida da isolação entre as portas L e I.

O valor mínimo dos atenuadores recomendados nas portas L e I é de 10 dB. Foi utilizado 3 dB na porta L para o

misturador balanceado simples no intuito de manter o mesmo esquema das medidas anteriores. No ensaio do misturador desbalanceado o gerador de OL foi ligado diretamente à porta L para obtenção do nível desejado de potência de OL.

Os resultados obtidos são os seguintes:

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

Para a potência de OL especificada (+23 dBm) incidente na porta L, a potência medida na porta I é de -34,6 dBm. A isolação é, portanto, de 57,6 dBm, valor que se pode considerar muito bom, mesmo que seja descontado o coeficiente de acoplamento do acoplador direcional (da ordem de 20 dB). Assim, aproximadamente 37,6 dB de perda por inserção devem ser creditados ao conjunto retorno CC/FI + Diodo + Filtro passa-baixas. A maior parte desta perda é devida ao filtro passa-baixas, projetado para propiciar uma atenuação de cerca de 30 dB do sinal de OL, caso a impedância de saída do diodo nesta frequência fosse de mesmo valor que a suposta para a fonte de sinal equivalente para o filtro. No caso, o filtro foi projetado supondo, como impedância de fonte, a impedância de FI do diodo.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

Para uma potência de OL de + 3 dBm, a potência medida na porta I é de -32 dBm, sendo a isolação de 35 dB.

É importante que a isolação seja a maior possível, já que as diferenças, entre a potência de FI e as outras emergentes na porta I, devem ser elevadas. No caso deste misturador, poderiam ser adotados outras configurações da estrutura de casamento de impedâncias que possibilitariam uma perda por inserção maior na frequência de OL, por exemplo, um filtro passa-baixas de elevada taxa de corte.

6.2.1.3. ISOLAÇÃO ENTRE AS PORTAS R E I

A isolação entre as portas R e I é a relação de potência, em dB, entre o nível de potência de RF incidente na porta R e o nível emergente na porta I.

A medida é realizada com a porta de OL sendo alimentada pelo nível de sinal de OL especificado, para que se tenha um comportamento semelhante à operação usual do misturador.

A fig. 6.8. fornece o esquema para realização da medida.

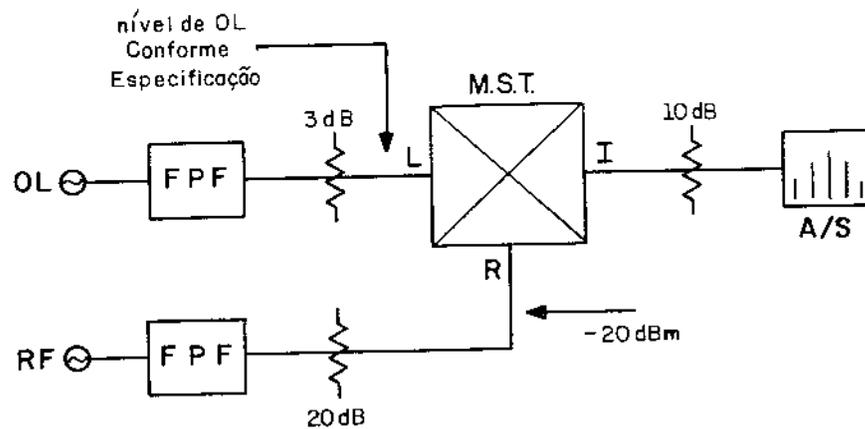


Fig. 6.8. Medida da isolação entre as portas R e I.

O valor mínimo recomendado para os atenuadores é de 10 dB. Foi utilizado 3 dB para o misturador balanceado simples e conexão direta de gerador de OL à porta L para o desbalanceado. Nos dois casos a potência de RF incidente na porta R é de -20 dBm.

Os resultados para os dois misturadores são os

seguintes:

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

A potência de RF medida na porta I é de -56,5 dBm, com isolamento correspondente de 36,5 dB. Como as frequências de OL e RF são bastante próximas e a perda por inserção entre as portas de RF e diodo não apresenta grande variação com a frequência, a isolamento entre portas R e I apresenta valor próximo à isolamento L-I, descontado o coeficiente de acoplamento.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

A potência de RF emergente na porta I é de -53 dBm, resultando em uma isolamento de 33 dB.

6.2.1.4. ISOLAÇÃO REVERSA: I-R, R-L, I-L.

Idealmente, as isolações reversas I-R, R-L, I-L devem ser numericamente iguais às isolações R-I, L-R e L-I, respectivamente. Entretanto, esses valores podem diferir devido a perdas diferentes e efeitos de VSWR, causados por características diferentes dos estágios de entrada e saída dos misturadores. Usualmente, as isolações são consideradas iguais e nem mesmo são especificadas, devido à pouca importância que apresentam. É o caso, por exemplo, da isolamento R-L, onde a potência de RF incidente na porta R é de valor muito menor que a de OL, não causando grandes problemas o aparecimento de pequena porcentagem deste sinal na porta L.

Caso necessário, as medidas das isolações reversas são realizadas da mesma maneira que as sugeridas.

6.3. VSWR DAS PORTAS DO MISTURADOR

VSWR é a medida do descasamento entre o misturador

do sistema em que está sendo empregado. Normalmente, é especificado sobre uma dada largura de faixa, em função da potência de sinal de OL. O valor do VSWR de uma dada porta é:

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (6.10)$$

onde

$$\rho = \frac{z_e - z_0}{z_e + z_0}, \quad (6.11)$$

ρ é o coeficiente de reflexão, z_e a impedância de entrada do misturador e z_0 a impedância característica do sistema.

Os VSWR das portas R, L e I dependem das características das estruturas de entrada e saída afetadas, por sua vez, pelo comportamento dos diodos empregados. Como a potência de sinal de OL determina o ponto de operação dos diodos, estes determinam as impedâncias para todas as portas do misturador e os correspondentes valores de VSWR. O nível do sinal de RF não altera consideravelmente o ponto de operação dos diodos, tendo pequeno efeito sobre os níveis de VSWR. Assim, a variação do nível de OL ocasiona variação das impedâncias dos diodos, alterando a impedância de entrada das portas.

As especificações dos valores de VSWR das portas fornecidas pelos fabricantes são dadas sobre uma largura de faixa de uma oitava ou mais. Normalmente, não são acompanhadas de informações sobre a fase do coeficiente de reflexão. Assim, especificado um determinado valor de VSWR, a impedância de uma porta pode variar entre dois valores, passando por um número infinito de combinações de impedâncias complexas. Se, por exemplo, o VSWR da porta L de um dado misturador é de 2:1, medido em sistema de 50Ω , a variação é desde um valor de 25 até 100Ω .

Em projetos de misturadores, costuma-se ajustar primeiramente o VSWR da porta L, proporcionando a escolha conveniente do ponto de operação dos diodos e, em seguida, otimizar os valores das portas R e I [6.29].

Supondo que os diodos de um dado misturador este

jam operando convenientemente, o VSWR das portas L e R, assim como a isolação entre estas portas, depende das características da estrutura de entrada empregada.

No caso de misturadores que empregam acopladores direcionais, tanto o VSWR da porta L quanto o da R dependem do grau de casamento na porta imediatamente oposta. No lado oposto à entrada L a terminação é uma carga de 50Ω , normalmente de boa qualidade, apresentando baixo valor de VSWR. O diodo misturador, antecedido pelo circuito de retorno cc e FI, termina a linha principal iniciada na porta R. O VSWR na porta R depende do grau de casamento entre diodo e linha de transmissão. Se o casamento é perfeito, os dois valores são praticamente iguais. Caso contrário, o VSWR da porta R é maior que o da porta L. Baixos valores de diretividade do acoplador direcional podem ocasionar alterações nos valores de VSWR das portas.

Os acopladores híbridos de 90° e 180° , empregados nos misturadores balanceados simples, apresentam comportamentos diferentes quanto ao VSWR. Se as duas portas de saída de um acoplador híbrido de 180° estão terminadas em cargas iguais, toda potência refletida retorna diretamente para a porta de entrada. Assim, a potência de OL refletida volta para a porta L e a de RF para a porta R. Para o acoplador de 90° , terminado nas mesmas condições, a potência refletida pelas cargas aparece na porta isolada. Dessa forma, a isolação entre portas L e R é maior no acoplador de 180° que no de 90° . Valores de VSWR estão em torno de 2:1, para o de 180° , e 1,5:1 para o de 90° [6.28].

Nos misturadores balanceados duplos a deterioração das características dos baluns em frequências elevadas causa níveis elevados de VSWR. As portas de RF e OL possuem as mesmas propriedades que as correspondentes do acoplador híbrido de 180° . Valores típicos estão em torno de 2,5:1 [6.30].

6.3.1. MEDIDA DE VSWR E PERDA DE RETORNO

O VSWR das portas de um misturador pode ser medido diretamente através de linha fendida ou indiretamente, medindo-se a perda de retorno e calculando o respectivo valor

de VSWR.

6.3.1.1. MEDIDA DA PERDA DE RETORNO

A perda de retorno (P_R) de qualquer porta de um misturador, expressa em dB, é a medida da diferença entre a potência incidente na porta e a potência do sinal refletido para a fonte.

Se a porta é perfeitamente resistiva e de valor igual a 50Ω , nenhuma porção do sinal é refletida e a perda de retorno assume valor zero, isto é, todo sinal incidente é transferido para a porta em teste. Nas aplicações práticas há reflexões, em graus diferentes, tanto nos dispositivos ativos (diodos, transistores) quanto nos passivos (capacitores, indutores, conectores). A perda de retorno é, portanto, uma medida do descasamento das portas do misturador. Define, então, o VSWR da porta em questão.

A perda de retorno da porta L pode ser medida segundo o esquema sugerido na Fig. 6.9.

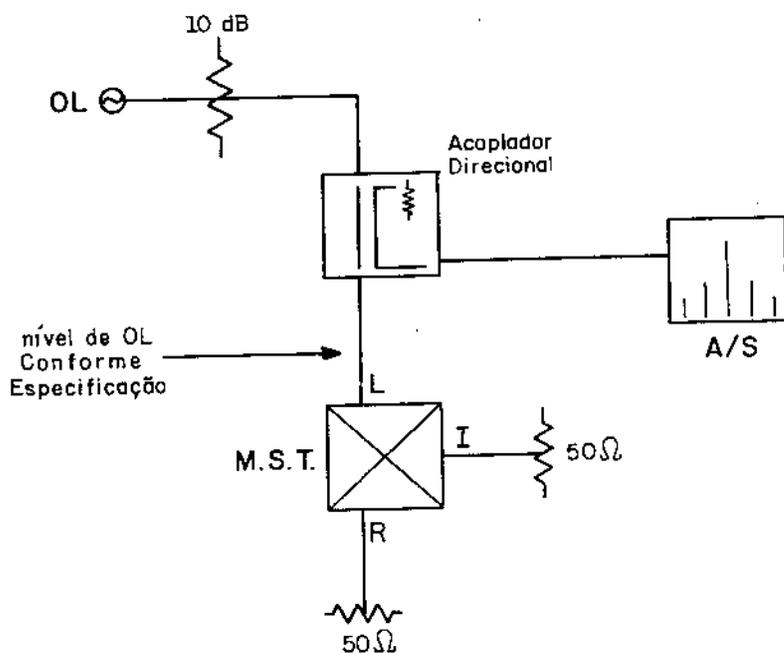


Fig. 6.9. Medida da perda de retorno da porta L.

O procedimento para medidas é resumido a seguir:

- (A) A potência incidente é determinada removendo-se o misturador criando, assim, um circuito aberto. Toda potência incidente é refletida e acoplada à porta conectada ao analisador de espectro. Esta é a potência de referência.
- (B) Com o misturador conectado ao acoplador direcional um outro valor de potência é visualizado no analisador de espectro, dependendo do grau de descasamento.
- (C) A perda de retorno é a diferença entre os níveis medidos nos passos (A) e (B), em dB.
- (D) O correspondente valor de VSWR é determinado através de tabelas [6.31], [6.32].

A medida da perda de retorno da porta R é realizada de maneira análoga, com a porta I terminada com carga de 50Ω e potência de 0L, conforme especificação, aplicada à porta L. A potência de RF aplicada à porta R deve estar dentro da faixa de operação linear do misturador.

Também pode-se medir, de forma semelhante, a perda de retorno na porta I.

Para minimizar erros de medidas, o acoplador direcional deve possuir elevada diretividade, da ordem de 40 dB.

6.3.1.2. MEDIDA DIRETA DE VSWR ATRAVÉS DE LINHA FENDIDA

A medida direta de VSWR é realizada através de uma linha fendida e de um medidor de VSWR. A porta do misturador em teste é colocada no final de uma linha fendida de 50Ω , e atua como carga desta. No outro extremo está o gerador de sinais. O medidor de VSWR é conectado à linha fendida através de um detetor.

As medidas de VSWR das portas L dos misturadores foram realizadas através do seguinte esquema:

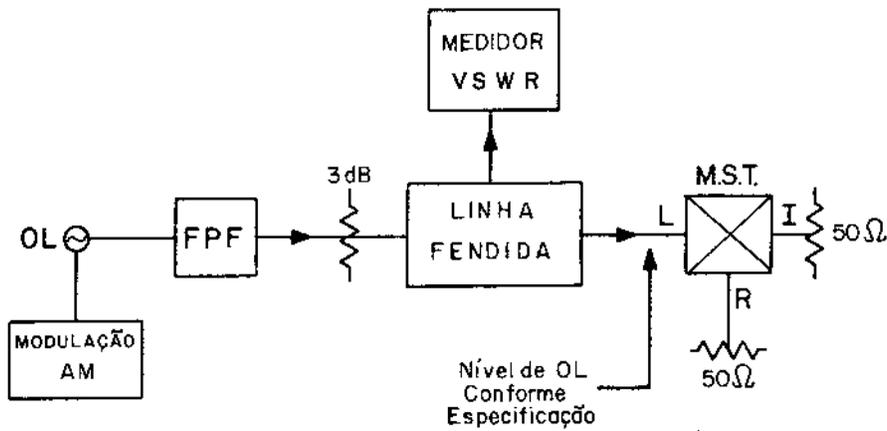


Fig. 6.10 . Medida de VSWR da porta L.

O nível do sinal aplicado à porta deve ser medido no final da linha fendida, para simular operação real do misturador. As portas R e I devem estar terminadas em suas impedâncias características.

De maneira análoga é medido o VSWR da porta R, com a diferença que na porta L está aplicada a potência de OL conforme especificado. A porta I está terminada em sua impedância característica (Fig. 6.11).

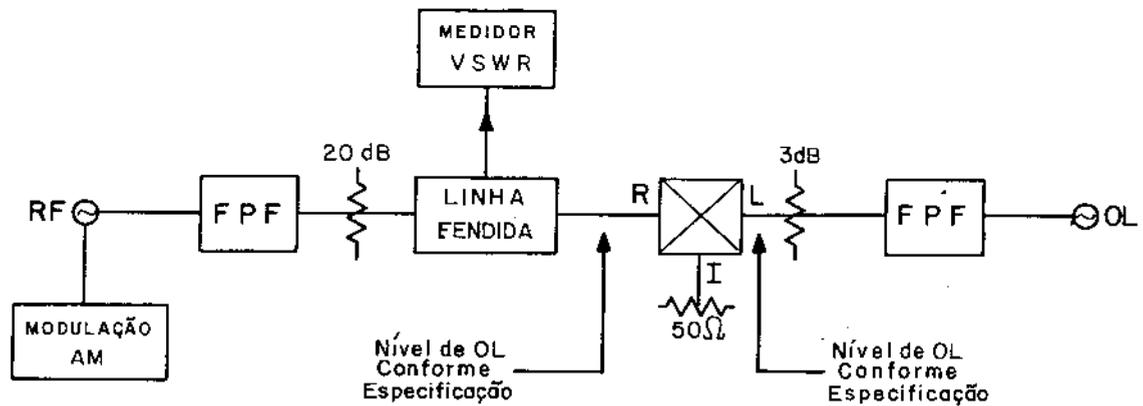


Fig. 6.11 . Medida de VSWR da porta R.

O nível de RF aplicado à porta R deve estar dentro da faixa de operação linear do misturador. Adotamos o valor de -20 dBm para as medidas nos dois circuitos misturadores.

O VSWR da porta I é medido no mesmo esquema sugerido na Fig. 6.11, com a porta R terminada em 50Ω , e a I no final da linha fendida.

Os resultados principais são mostrados a seguir.

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

As medidas de VSWR das portas L e R foram realizadas através do processo de linha fendida.

O atenuador de 3 dB, colocado na entrada da linha fendida, foi suprimido nas duas medidas para que se obtivesse o necessário nível de sinal de OL (no caso, +23 dBm). Quando se trabalha com níveis elevados de potência, a antena da linha fendida deve ficar suficientemente afastada para que o

detetor possa operar em sua região quadrática.

O valor de VSWR na porta de RF é de 2,00:1 e na porta de OL de 1,45: 1.

A reflexão de sinal na porta de RF é devida ao descasamento entre linha e diodo. O valor está acima do VSWR do diodo ensaiado separadamente. Uma melhora no casamento deve diminuir o valor do VSWR. O valor do VSWR dessa porta para o acoplador direcional individualmente testado é de 1,27:1 (conforme Tabela AD-1, Item 4.4.9.1).

Ainda, segundo a Tabela AD-1, é de 1,39: 1 o valor do VSWR para a porta de OL. É de se supor que o descasamento entre diodo e linha seja o principal responsável pela elevação do valor para 1,54: 1.

As potências dos sinais de RF e OL refletidos por efeito de descasamento nas portas é de 11% e 3,4%, respectivamente. Não há necessidade de qualquer estrutura de casamento para o diodo, dado o valor bastante satisfatório da perda de conversão. Caso se deseje melhorar a característica de VSWR da porta R deve-se, então, adotar tais estruturas, embora com prejuízos na faixa de frequência de operação.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

O valor medido para o VSWR da porta L, com potência de +3 dBm, foi de 1,30: 1. Para a porta R, 1,52: 1.

Teoricamente, os valores de VSWR para as duas portas deveriam ser iguais. Mesmo quando ensaiado individualmente, o acoplador híbrido de 90° apresenta diferenças entre os dois valores, mesmo para cargas de 50Ω de boa qualidade, indicando que não há perfeito balanceamento no circuito. Para a porta L, o VSWR é de 1,26 em 1,57 GHz, e para a R é de 1,61 em 1,50 GHz (conforme Tabela TH-2, Item 4.5.3.2). Estes valores são apenas um indicativo, não sendo recomendável uma comparação rigorosa, já que o acoplador teve as linhas de saída modificadas (eliminação das dobras) para soldagem dos conectores, no teste em separado.

A potência de sinal de OL refletido pela porta L, por efeito de descasamento, é de 1,7%. No caso do sinal de RF é de 4,3%. Nos dois casos, os valores podem ser considera

dos muitos bons, estando próximos dos especificados para misturadores que empregam acopladores de 90° .

6.4. PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO

A função básica de um misturador é converter um sinal de frequência elevada (RF) em outro de frequência menor (FI). Devido à característica não-linear do elemento conversor empregado, não só a FI é produzida como também vários outros sinais, que se constituem em respostas indesejadas e que devem ser eliminadas na saída do misturador.

Há dois tipos de produtos de intermodulação: os causados por um único sinal de RF (tom único) e os gerados por vários sinais de RF (tons múltiplos). Se um único sinal de RF adentra o misturador, a composição com o sinal de OL gera os produtos de intermodulação da forma

$$f = \pm m f_R \pm n f_L \quad (6.12)$$

onde m e n são números inteiros e representam as harmônicas dos sinais de RF (f_R) e OL (f_L). No caso em que $m = n = 1$ tem-se as respostas desejadas, $(\pm f_R \pm f_L)$. Produtos de intermodulação de tons múltiplos são gerados pela composição do sinal de OL com 2 ou mais sinais de RF, segundo a expressão

$$f = (\pm m_1 f_{R_1} \pm m_2 f_{R_2} \pm m_3 f_{R_3} \pm \dots) \pm n f_L \quad (6.13)$$

onde $m_1, m_2, m_3, \dots = 0, 1, 2, 3, \dots$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Para cada sinal de RF ($f_{R_1}, f_{R_2}, f_{R_3}, \dots$) que incide na porta R do misturador, produtos de intermodulação da forma expressa por (6.12) aparecem na porta I.

Alguns desses produtos de intermodulação localizam-se dentro da faixa passante da porta I, causando interfe

rência com o sinal de FI desejado. O nível desses produtos de intermodulação pode causar sobre carga nos estágios seguintes e, inclusive, ser conduzido de forma independente ao amplificador de FI, detetor, etc.

O nível de qualquer um desses produtos de intermodulação depende das potências e frequências dos sinais de RF e OL.

Além destes, na saída do misturador também aparecem as harmônicas dos sinais de RF e OL, consequência do valor zero de um dos coeficientes na expressão (6.12), e de todos os coeficientes m , ou somente de n , na expressão (6.13).

Alguns produtos de intermodulação podem ser eliminados pela escolha apropriada do circuito misturador. O misturador balanceado duplo elimina na saída, devido a sua simetria, todas as harmônicas de ordem par dos sinais de OL e RF. Em consequência, são também eliminados todos os produtos de intermodulação gerados a partir dessas harmônicas. Por outro lado, o misturador desbalanceado não elimina qualquer deles. Supressão adicional é conseguida através de filtros colocados na saída do misturador.

Usualmente, os níveis dos produtos de intermodulação são apresentados em forma de cartas, em que se relacionam as harmônicas dos sinais de RF e OL e, na correspondente intersecção de linha e coluna, a rejeição, em dB, em relação ao nível da FI, tomado como referência. A Fig. 6.12 dá um exemplo dessas cartas, para produtos de intermodulação gerados por um único sinal de RF.

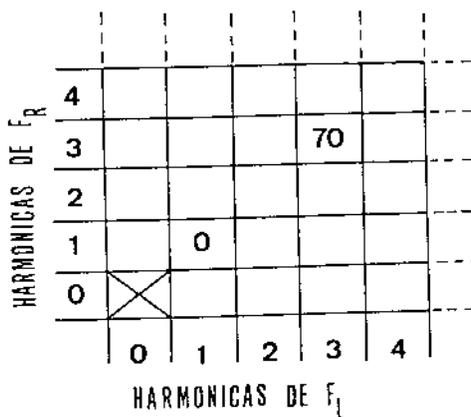


Fig. 6.12. Esboço de uma carta de produtos de intermodulação.

Assim, a carta indica que o produto 3×3 está 70 dB abaixo do nível do produto 1×1 , que é a FI desejada.

6.4.1. MEDIDA DOS NÍVEIS DOS PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO

A especificação dos níveis dos produtos de intermodulação é feita tomando-se como referência o nível da FI desejada. O esquema sugerido para medida de perda de conversão também pode ser utilizado para medidas dos níveis dos produtos de intermodulação. Deve-se, no entanto, evitar que possíveis distorções harmônicas dos geradores introduzam erros nas medidas. A colocação de filtros passa-baixas ou passa-faixa é indispensável, caso as harmônicas presentes nas saídas dos geradores não estejam a pelo menos 50 dB abaixo da frequência fundamental. Uma simples inspeção da saída dos geradores através do analisador de espectro é suficiente para estabelecer a necessidade ou não de filtros.

O nível do sinal de OL deve ser o especificado para o dispositivo. O nível de RF deve ser tal que garanta a operação linear do misturador. Valores de -10 a -20 dBm são usuais.

Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

Em nossos testes não foi possível medir de maneira satisfatória o nível de cada produto de intermodulação previsto como presente na saída do misturador. Foram identificados apenas os níveis dos principais produtos.

O sinal de 210 MHz está 26 dB abaixo da FI, o sinal de 3,07 GHz, 25 dB e os demais, pelo menos 30 dB.

As medidas são apenas um indicativo da diferença mínima dos níveis desses produtos em relação à FI, já que o nível de sinal de OL é elevado (+23 dBm) e também os níveis de suas harmônicas. Além disso, a filtragem foi insuficiente,

podendo-se supor que a distorção harmônica do próprio gerador tenha influenciado nas medidas.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

Os testes de rejeição dos produtos de intermodulação desse misturador foram realizados nas mesmas condições, se bem que os níveis das harmônicas estavam bem baixo que para o desbalanceado, já que o nível de OL especificado é menor (+3 dBm).

O sinal de 210 MHz está 25 dB abaixo da FI, o de 3,07 GHz, 28 dB e os demais, pelo menor 30 dB.

Os resultados para os dois misturadores podem ser considerados satisfatórios, muito embora tenham sido obtidos em condições distantes do ideal.

6.4.2. PRODUTO DE INTERMODULAÇÃO DE 3ª ORDEM DE DOIS TONS (PIM 3).

Se dois sinais de RF incidem na porta R de um misturador, a interação com o sinal de OL gera na saída produtos de intermodulação de dois tons da forma

$$(\pm m_1 f_{R1} \pm m_2 f_{R2}) \pm n f_L \quad (6.14)$$

onde $m_1, m_2, n = 0, 1, 2, 3, \dots$

os produtos de intermodulação de dois tons que possuem as seguintes frequências:

$$(\pm 2f_{R1} \pm f_{R2}) \pm f_L \quad (6.15a)$$

$$(\pm f_{R1} \pm 2f_{R2}) \pm f_L \quad (6.15b)$$

são chamadas de produtos de 3ª ordem porque a soma dos coefi

cientes de f_{R_1} e f_{R_2} é 3. Se a potência dos produtos de intermodulação de saída são colocados em um gráfico log-log, em função da potência do sinal de RF de entrada, a reta correspondente do sinal de FI possui inclinação de 1:1, enquanto que a do produto de intermodulação de 3ª ordem é de 3:1. Dessa forma, a variação de 1 dB na potência de cada um dos sinais de entrada causa uma variação de 3 dB em cada PIM 3. A importância destes produtos de intermodulação reside no fato que aparecem, geralmente, na faixa de passagem da porta I, bastante próximos dos dois sinais de FI. De forma geral, produtos de intermodulação de dois tons de ordem superiores a 7 não são problemáticos em dispositivos misturadores, já que possuem níveis de potência muito menores. Em alguns casos específicos é necessário analisar também o comportamento do dispositivo em face dos produtos de ordem 5.

6.4.3. PONTO DE INTERSECÇÃO DE 3ª ORDEM

Embora o conceito de ponto de intersecção possa ser aplicado a qualquer produto de intermodulação, em especificações de misturadores é usual referir-se somente ao ponto de intersecção de 3ª ordem, associado aos produtos de intermodulação de 3ª ordem.

Em testes de supressão de intermodulação de 3ª ordem aplica-se dois sinais de RF, de frequências bem próximas e mesma amplitude, e mede-se os níveis das FIs produzidas, bem como dos PIM 3. Os resultados são colocados em um gráfico, conforme o mostrado na Fig. 6.13 .

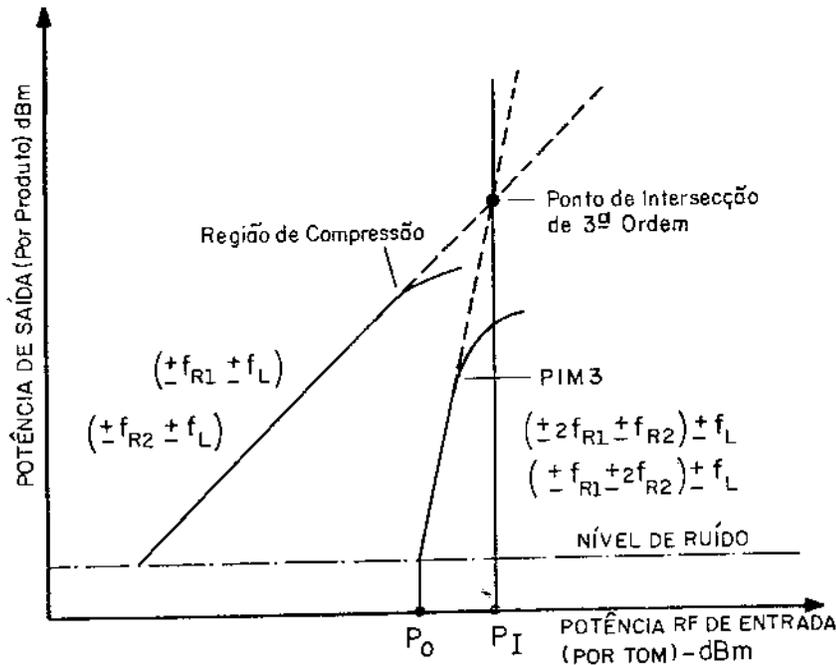


Fig. 6.13 . Ponto de intersecção de 3ª ordem.

O ponto de intersecção de 3ª ordem é o cruzamento das assíntotas correspondentes à FI e ao PIM 3. É especificado em relação à potência, em dBm, do sinal RF de entrada (P_I). Teoricamente, neste ponto tanto o sinal de FI quanto o PIM 3 possuem o mesmo nível de potência. Entretanto, esta condição nunca é alcançada, pois conforme aumenta o nível do sinal de RF, o misturador atinge a região de compressão antes que o nível do PIM 3 possa igualar-se ao da FI.

Um elevado valor do ponto de intersecção de 3ª ordem é sempre desejável, já que ele indica que o misturador pode processar maiores potências de RF na entrada, sem que o PIM 3 possa interferir com a FI desejada, sendo um indicativo da extensão da faixa dinâmica do dispositivo.

O ponto de intersecção, de forma geral, é uma medida da qualidade de um misturador em suprimir produtos de intermodulação.

Embora, frequentemente, o ponto de intersecção de 3ª ordem não seja especificado pelos fabricantes de misturadores, é possível estimar seu valor a partir do ponto de compressão de 1 dB. Como regra prática, o ponto de intersecção de 3ª ordem está, aproximadamente, 10 a 15 dB acima do ponto

de compressão de 1 dB [6.33]: 15 dB em baixas frequências e 10 dB nas altas (acima de 500 MHz). A Fig. 6.14 ilustra esta regra geral.

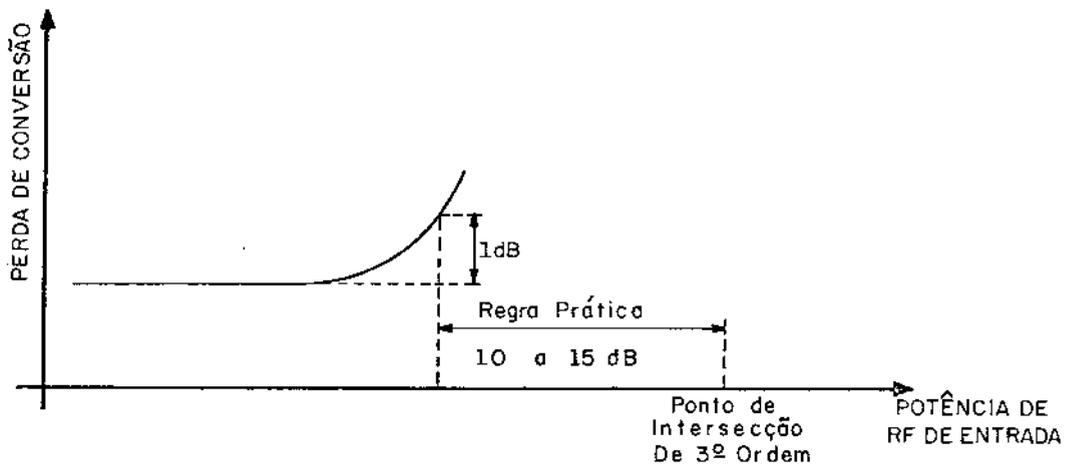


Fig. 6.14 . Indicação do ponto de intersecção de 3ª ordem a partir do ponto de compressão de 1 dB.

6.4.4. RELAÇÃO DE INTERMODULAÇÃO DE 3ª ORDEM DE DOIS TONS (RIM 3)

A relação de intermodulação de 3ª ordem de dois tons (RIM 3) é a diferença, em dB, entre o nível da FI desejada (em dBm) e o nível do produto de intermodulação de 3ª ordem de dois tons, especificada para um determinado nível de potência dos dois sinais de RF de teste. A Fig. 6.15 mostra a RIM 3, juntamente com as curvas de FI e PIM 3.

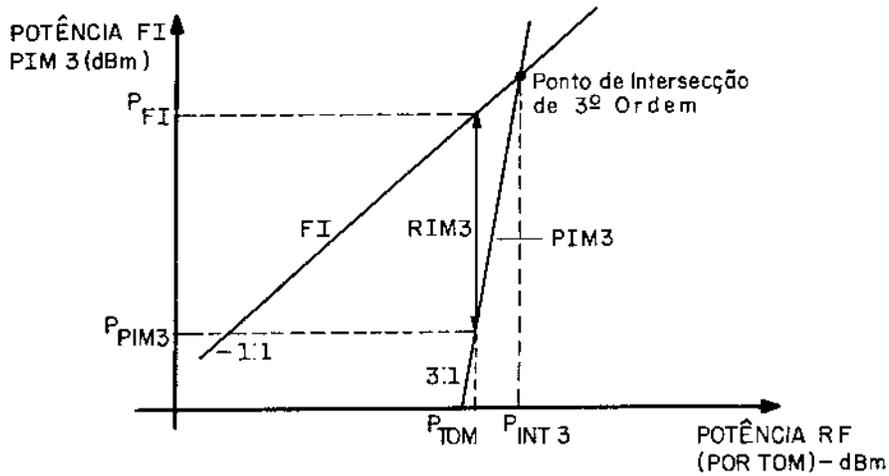


Fig. 6.15 . Relação de intermodulação de 3ª ordem de dois tons.

A relação entre RIM 3, ponto de intersecção de 3ª ordem de dois tons e potência do tom pode ser derivada da Fig. [6.15] [6.34]:

$$\text{RIM 3} \equiv 2 \frac{dB}{dBm} [\text{ponto de intersecção (dBm)} - \text{potência do tom (dBm)}] \quad (6.16)$$

Ou então, dada a RIM 3 e o nível do tom, é possível determinar o ponto de intersecção de 3ª ordem, usando a expressão (6.16):

$$\text{Ponto de intersecção de 3ª ordem} = \frac{\text{RIM 3 (dBm)}}{2 \frac{dB}{dBm}} + \text{potência do tom (dBm)} \quad (6.17)$$

A RIM 3 indica, então, em relação ao nível da FI desejada, qual a supressão do produto de intermodulação de 3ª ordem de dois tons. Se, por exemplo, um determinado mistura

dor possui uma RIM 3 de 60 dB, para sinais de entrada de -20 dBm, para sinais de -30 dBm (variação de 10 dB), a supressão do produto de intermodulação é de 80 dB, pois se o sinal de entrada varia de 10 dB, o correspondente PIM 3 varia de 30 dB (20 dB de diferença entre os dois). Em outras palavras, supondo operação na faixa linear, se o nível do sinal de entrada passa de -20 para -30 dBm, a FI decresce 10 dB e o correspondente PIM 3 30 dB, com diferença entre os dois sinais de 20 dB.

6.4.5. MEDIDA DO PRODUTO DE INTERMODULAÇÃO DE 3ª ORDEM DE DOIS TONS (PIM 3)

Este parâmetro não é normalmente especificado pelos fabricantes de misturadores, porque depende da frequência de operação, dos níveis de sinal na entrada e das impedâncias de terminação. Assim, as medidas são realizadas sob condições específicas de operação.

As medidas dessa especificação foram realizadas segundo o esquema sugerido na Fig. 6.16 :

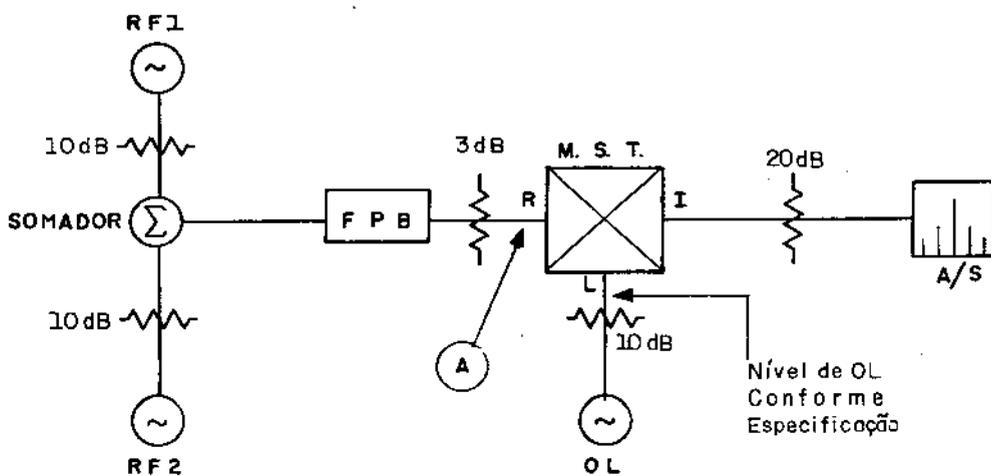


Fig. 6.16 . Medida do produto de intermodulação de 3ª ordem de dois tons.

As frequências dos sinais de OL, RF₁, RF₂ utilizados e das respectivas frequências intermediárias são dadas a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{OL} = 1,57 \text{ GHz} \\ f_{RF_1} = 1,50 \text{ GHz} \\ f_{RF_2} = 1,51 \text{ GHz} \\ FI_1 = 70 \text{ MHz} \\ FI_2 = 60 \text{ MHz} \end{array} \right. \quad (6.18)$$

Os PIM 3, espaçados em frequência do mesmo valor que os sinais de RF, são:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{PIM 3.1: } 80 \text{ MHz} \\ \text{PIM 3.2: } 50 \text{ MHz} \end{array} \right. \quad (6.19)$$

A sequência de operações para a realização das medidas pode ser resumida nos seguintes passos:

- (A) Com o analisador de espectro conectado ao ponto A, ajustar os níveis dos dois geradores de RF para que ambos sejam exatamente iguais.
- (B) Verificar se não há aparecimento de harmônicas dos sinais de RF que possam interferir nas medidas. As harmônicas devem possuir níveis entre 50 e 60 dB abaixo. No caso de se usar amplificador após o filtro passa-baixas, este deve estar colocado entre atenuadores para propiciar um bom casamento de impedâncias. É preciso evitar que o amplificador também introduza distorção. Caso isto ocorra, valores maiores de atenuação devem ser usados em sua entrada.
- (C) Com a saída do filtro passa-baixas conectado à porta R através do atenuador, e com o analisador de espectro ligado também através de atenuador à porta I, medir os níveis dos sinais de FI e dos PIM 3.

(D) Como o ponto de intersecção de 3ª ordem é o prolongamento de duas retas, bastam dois pontos de cada para que possam ser traçadas. Escolher dois níveis de sinal de entrada que estejam dentro da região de operação linear do misturador.

No caso de uma aplicação específica, em que há vários sinais de RF adentrando a porta R, é possível avaliar o desempenho do misturador, quanto aos produtos de intermodulação, fazendo uso de dois sinais de RF de potências equivalentes. A soma das potências de todos os sinais é vista como sendo apenas dois sinais, cada um com potência $P_{TOT}/2$ [6.27]. A Fig. 6.17 mostra a equivalência entre as potências dos sinais.

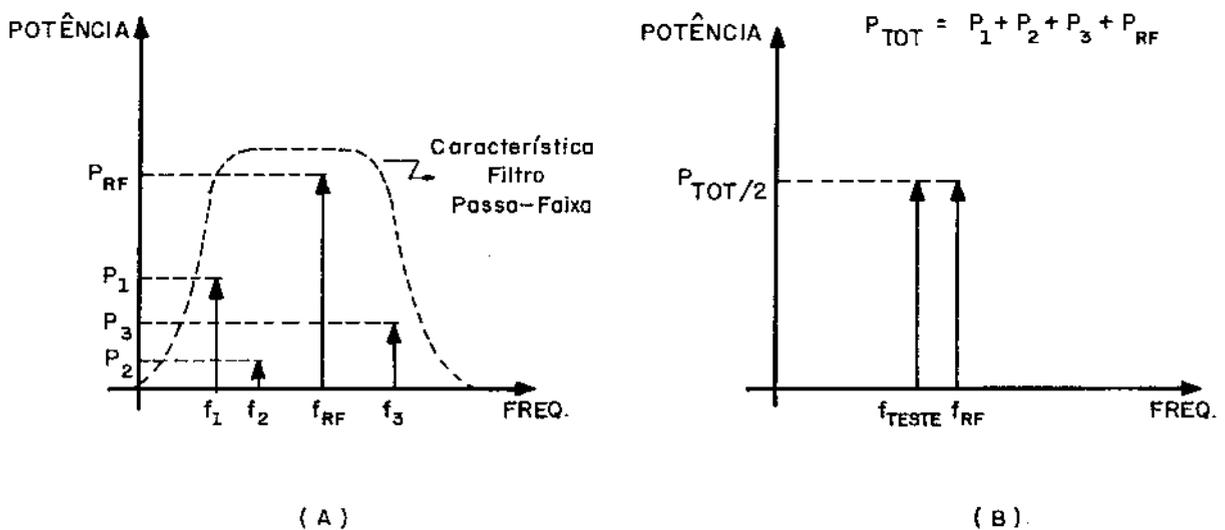


Fig. 6.17 . Equivalência entre níveis de sinais de teste. (A) sinais aplicados à porta R, e (B) níveis equivalentes para teste de intermodulação de 3ª ordem, de dois tons.

A aproximação é feita, baseada no fato que o filtro de RF que precede o misturador, embora possa ser de faixa estreita, permite que mais de um sinal de RF possa ser aplicado aos diodos misturadores. A frequência do sinal de teste, mostrado na Fig. 6.17 é de valor bem próximo à frequência do sinal de RF desejado.

Regra geral, ao especificar o ponto de intersecção de 3ª ordem, observar as seguintes regras [6.35]:

- (A) Especificar a ordem do produto de intermodulação e o número de sinais de teste na entrada.
- (B) No caso de misturador balanceado duplo, observar os seguintes limites de potência para cada um dos sinais de teste:
 1. -20 dBm para misturador classe 1
 2. -10 dBm para misturador classe 2
 3. 0 dBm para misturador classe 3
 4. Para misturadores desbalanceado e balanceado simples, o nível de cada sinal de teste deve ser o menor possível, garantindo operação dentro da faixa linear do dispositivo.

Obs: esses níveis devem ser observados para garantir a integridade das medidas. A potência de saída dos produtos de intermodulação é função da potência dos sinais de RF entrada. Para variação de 1 dB no nível do sinal de RF de entrada, os produtos de intermodulação devem variar de $(m_1+m_2+\dots)$ dB. Caso os níveis de entrada sejam demasiadamente elevados, a variação pode desviar-se dessa regra, ocasionando erro na determinação do ponto de intersecção de 3ª ordem.

- (C) Especificar, não só as potências, como também as frequências dos sinais de teste.

Os resultados dos ensaios para os dois misturado

res são apresentados a seguir:

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

Embora seja possível determinar o ponto de intersecção de 3ª ordem a partir da RIM 3 e da potência do tom empregado, conforme indica a expressão (6.17), os PIM 3 e FI foram medidos para cinco níveis diferentes de sinal de RF. A Tabela TD-4 relaciona as potências dos sinais de RF, PIM 3 e FI. O diodo empregado opera com baixo nível de potência de OL e, portanto, o misturador pode ser considerado como equivalente a um de classe 1. Para tanto, deveria ser empregado um nível de RF de -20 dBm ou menor, para determinação do ponto de intersecção de 3ª ordem. Para níveis dessa ordem foi impossível distinguir os PIM 3 do nível de ruído do analisador de espectro. Embora não seja recomendado, foram empregados níveis maiores de RF, tomando-se cuidado para não operar o misturador em sua faixa não-linear.

Entretanto, é possível notar na Tabela TD-4 a imperfeição das medidas dos PIM 3. Seus níveis não seguem exatamente a regra de variação de 3:1. Como os níveis são extremamente reduzidos, foi preciso utilizar a mínima atenuação de entrada do analisador de espectro e a escala de referência mais sensível. Estas são provavelmente, as razões dos desvios mencionados, bem como diferenças de calibração entre as várias escalas de referência. Portanto, é de se esperar erro na determinação do correto valor do ponto de intersecção de 3ª ordem. Os níveis de FI seguem, praticamente, a regra de variação de 1:1.

O Gráfico GD-4 mostra o ponto de intersecção de 3ª ordem, determinado a partir do prolongamento das duas retas de sinais de FI e PIM 3. O valor do ponto de intersecção de 3ª ordem é de +13,5 dBm, para potência de OL de +23 dBm.

Se, através da expressão (6.17), for determinado seus valores para os níveis de potências indicados na Tabela TD-4, estes oscilam entre +10 e +11,7 dBm. São valores que diferem em até 3,5 dB do nível determinado graficamente. Percebe-se no Gráfico GD-4, que a reta do PIM 3 é escolhida para que os pontos estejam alocados o mais próximo possível dela.

Como a intersecção das duas retas está distante dos quatro pontos tomados, pequenas diferenças na inclinação de uma delas (principalmente na reta de PIM 3) acarreta grandes variações no valor do ponto de intersecção. A determinação gráfica tem, portanto, limitações. Além disso, o ponto de intersecção deve vir acompanhado da potência do sinal de teste para o cálculo da supressão do PIM 3 para outros valores de potência de sinal de entrada (através da RIM 3).

Como há diferenças nos valores do ponto de intersecção de 3ª ordem, no caso de projeto de um sistema que adote tal misturador, é preferível tomar o menor valor, ou pelo menos o valor médio, para evitar problemas na estimativa da supressão do PIM 3 para outros níveis de entrada.

Foi adotado em nosso trabalho, o valor do ponto de intersecção de 3ª ordem de +10 dBm, calculado para a potência de cada tom de teste de -10 dBm, o que implica em 40,0 dB para a RIM 3. O nível do oscilador local é de + 23 dBm.

Os valores das frequências dos sinais em questão estão indicados logo abaixo da Tabela TD-4.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

No teste do misturador balanceado simples, excluindo o nível do PIM 3,1 correspondente ao tom de -15 dBm, nitidamente fora da variação correta (conforme a Tabela TB-4), os valores seguem a regra de variação de 3:1.

Cabe aqui, a mesma discussão feita anteriormente a respeito da determinação gráfica do ponto de intersecção de 3ª ordem. O valor extraído do Gráfico GB-4 é de +10,5 dBm. Tem-se agora duas opções: adotar este valor para o ponto de intersecção e calcular a RIM 3 [pela expressão (6.17)] supondo de -10 dBm a potência do tom de teste, ou determinar o ponto de intersecção a partir deste mesmo tom de teste e da RIM 3 extraída da Tabela TB-4. Pela 2ª hipótese, a RIM 3 é de 43,2 dB, para potência de tom de teste de -10 dBm. O correspondente ponto de intersecção é de +11,1 dBm. A potência de OL é de +3 dBm.

Embora o valor de +11,1 dBm esteja 0,61 dB acima

do valor do ponto de intersecção determinado graficamente, a diferença pode ser considerado pequena e, dessa forma, pode ser adotado para comparação com a mesma especificação do misturador desbalanceado.

Os diodos utilizados nos dois circuitos misturadores são os mesmos e, conforme se supõe (vide Item 6.1), o diodo do misturador desbalanceado está operando com potência de 0L ligeiramente acima dos diodos do balanceado simples. É de se esperar, portanto, que o ponto de intersecção de 3ª ordem do desbalanceado esteja acima do balanceado simples. A imperfeição das medidas e os critérios utilizados para adoção dos valores, embora pareçam bastante razoáveis, implicaram no ponto de intersecção do balanceado simples 1,1 dB acima do correspondente para o desbalanceado, quando na realidade deveria ocorrer o inverso. Os valores dos pontos de intersecção de 3ª ordem devem ser encarados como estimativas razoáveis dos valores corretos, dentro das condições de medidas em que foram realizados.

Outra observação a ser feita diz respeito à diferença entre os níveis dos PIM 3,1 e PIM 3,2, praticamente os mesmos no caso do misturador desbalanceado.

A diferença pode ser explicada através de dois mecanismos, que podem atuar separada ou simultaneamente. O primeiro deles é que os níveis dos harmônicos de ordem dois dos sinais de RF não são iguais (ou mesmo reflexões diferentes desses sinais no somador de potências), ocasionando cancelamentos diferentes com a 2ª harmônica dos dois sinais gerados no diodo. A outra hipótese é de que a estrutura de saída do misturador balanceado simples esteja atenuando em taxas diferentes o PIM 3,1 (80 MHz) e PIM 3,2 (50 MHz). No misturador desbalanceado a faixa de passagem do filtro passa-baixas é mais plana, com os níveis diferindo apenas do valor da respectiva "ondulação" da característica de Chebyshev.

O PIM 3,2 segue a relação 3:1 a partir de valores de -5 dBm para cada um dos tons de teste. Adotamos o PIM 3,1 por possuir níveis mais elevados (menos susceptíveis a erros de medidas) e seguir mais aproximadamente a regra 3:1.

TABELA TD-4

POTÊNCIA DO PRODUTO DE INTERMODULAÇÃO DE 3ª ORDEM DE DOIS TONS.

POTÊNCIA DE FI × POTÊNCIA DE SINAL DE RF

DISPOSITIVO: MISTURADOR DESBALANCEADO

POTÊNCIA DE RF ₁ , RF ₂ (dBm)	POTÊNCIA DE PIM 3,1 (dBm)	POTÊNCIA DE PIM 3,2 (dBm)	POTÊNCIA DE FI ₁ , FI ₂ (dBm)
-15	<-60	<-60	-22,3
-10	-57,5	-57,5	-17,6
- 5	-46,0	-46,0	-12,5
- 3	-41,5	-42,0	-10,8
-2	-37,0	-37,0	- 9,6

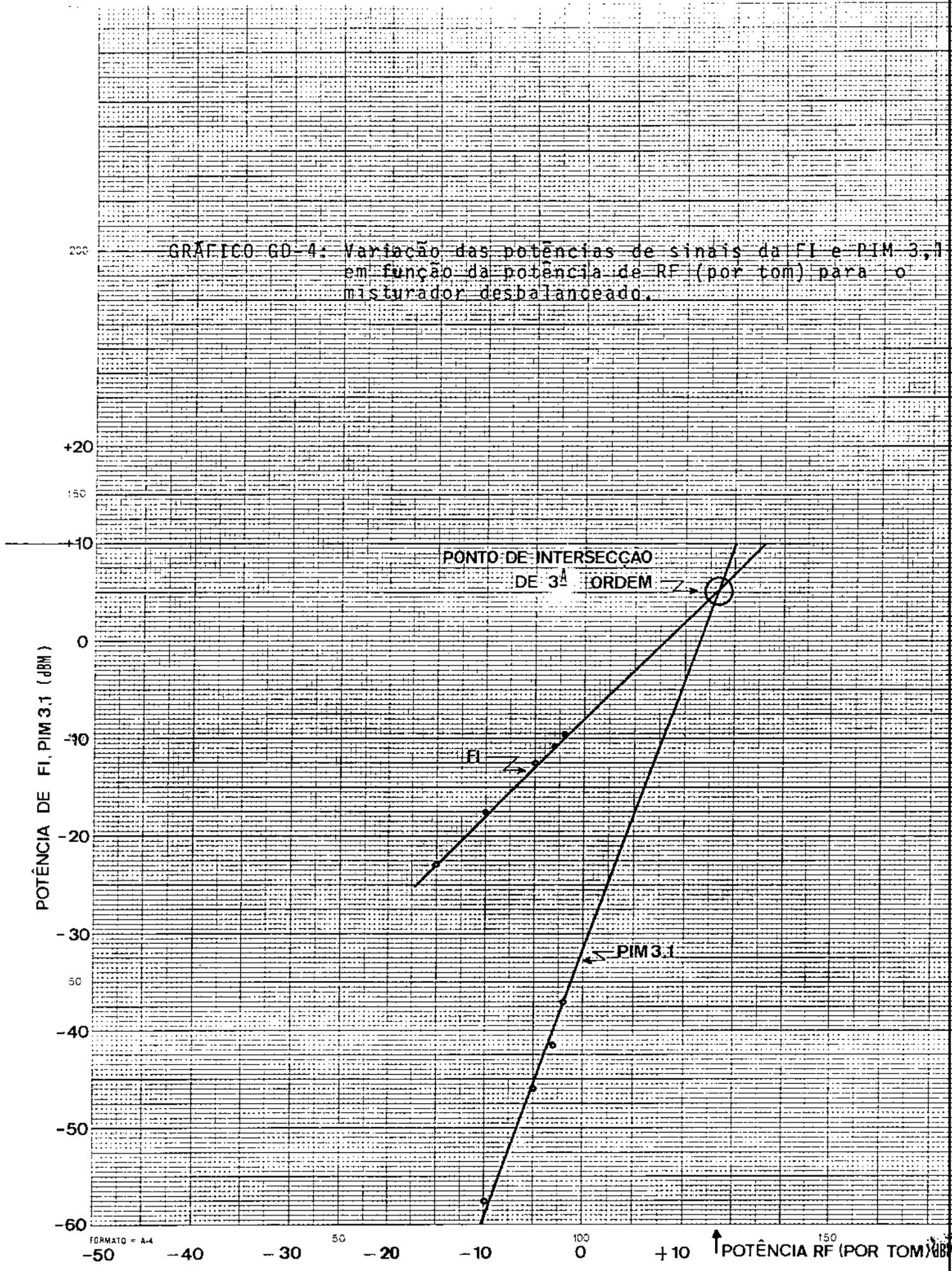
fRF₁ : 1,50 GHz ; fRF₂ : 1,51 GHz

FI₁ : 70 MHz ; FI₂ : 60 MHz

fPIM 3,1: 80 MHz ; fPIM 3,2: 50 MHz

fOL : 1,57 GHz ; POL : +23 dBm

GRÁFICO GD-4. Variação das potências de sinais de FI e PIM 3,1 em função da potência de RF (por tom) para o misturador desbalanceado.



FORMATO = A-4

-50 -40 -30 50 -20 -10 0 10 150 ↑ POTÊNCIA RF (POR TOM) (dBm)

TABELA TB-4

POTÊNCIA DO PRODUTO DE INTERMODULAÇÃO DE 3ª ORDEM DE DOIS TONS.

POTÊNCIA DE FI × POTÊNCIA DE SINAL DE RF

DISPOSITIVO: MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

POTÊNCIA DE RF ₁ , RF ₂ (dBm)	POTÊNCIA DE PIM 3,1 (dBm)	POTÊNCIA DE PIM 3,2 (dBm)	POTÊNCIA DE FI ₁ , FI ₂ (dBm)
-15	-68,0	-60,0	-21,5
-10	-60,0	-56,5	-16,8
- 5	-45,5	-44,5	-11,6
- 3	-39,0	-37,0	-10,3
- 2	-35,5	-34,0	- 8,8

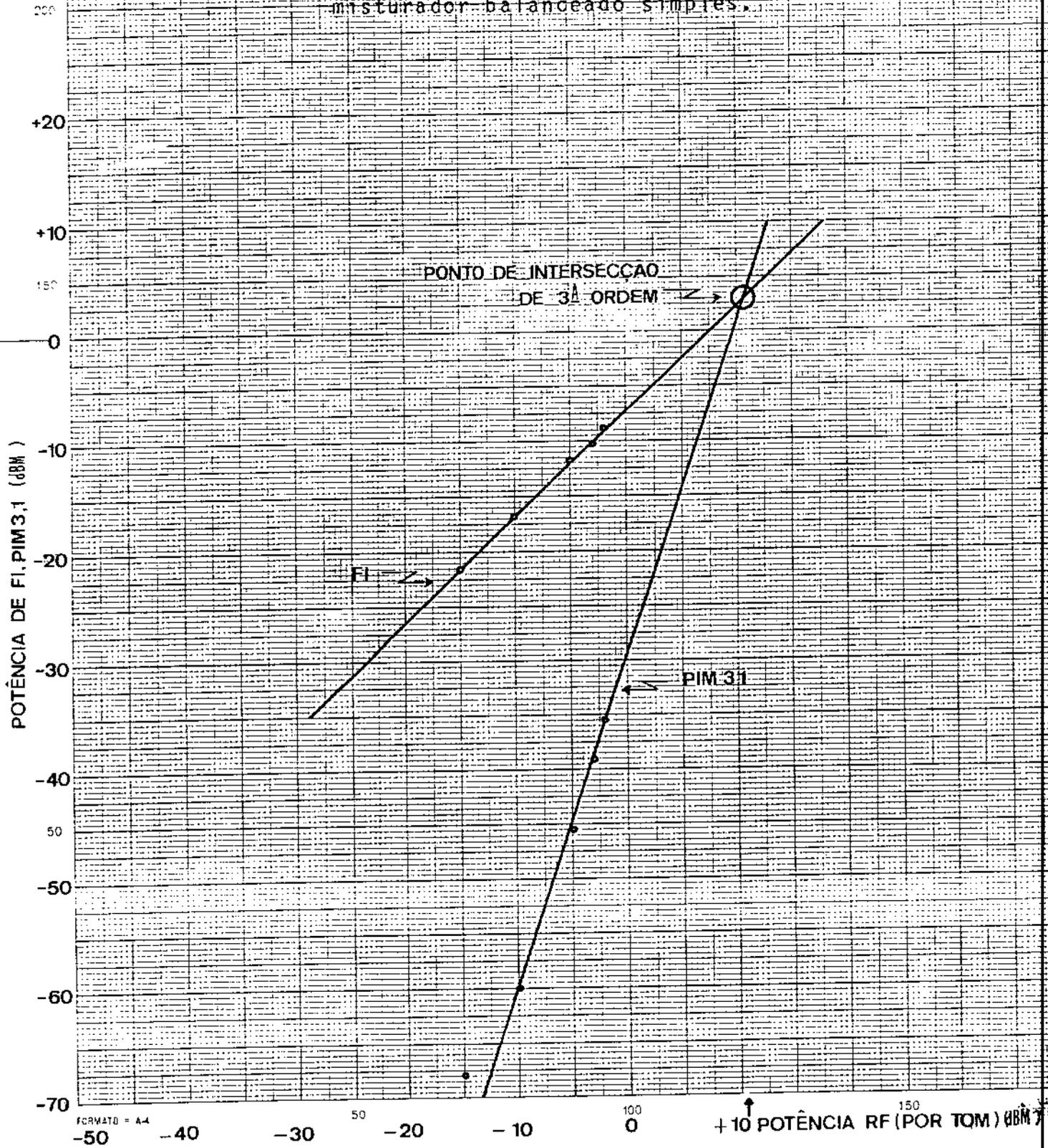
fRF₁ : 1,50 GHz ; fRF₂ : 1,51 GHz

FI₁ : 70 MHz ; FI₂ : 60 MHz

fPIM 3,1 : 80 MHz ; fPIM 3,2 : 50 MHz

fOL : 1,57 GHz ; POL : + 3 dBm

GRAFICO GB-4: Variação das potências de sinais da FI e PIM 3,1 em função da potência de RF (por tom) para o misturador balanceado simples.



FORMATO = A-4

6.4.6. FONTES DE ERROS NAS MEDIDAS DE PIM 3

As duas fontes de erros mais comuns nessa medição são: (a) isolamento inadequado entre os dois geradores de RF e descasamentos de impedância, e (b) filtragem insuficiente dos dois sinais de teste. Uma alta isolamento entre os geradores é necessária para que se garanta uma perfeita simulação de dois sinais não-relacionados, incidentes simultaneamente na antena e adentrando o misturador. A isolamento do somador deve ser da ordem de 30 dB. Se a filtragem é insuficiente, as harmônicas dos geradores podem contribuir para a distorção que se deseja medir, mascarando seu valor real. Atenção especial deve ser dispensada à 2ª harmônica dos sinais de RF. Quando os dois sinais de RF são aplicados ao misturador, este gera em sua saída as harmônicas de ordem 2 dos dois sinais de entrada. Se os dois sinais apresentarem defasagem de 180° , o cancelamento pode ser possível (depende dos níveis dos dois sinais) reduzindo drasticamente o nível do PIM 3. Se os sinais estão em fase, o nível do PIM 3 pode aumentar até 3 dB, acima do valor real. Entre estes dois valores de defasagem entre sinais, uma extensa gama de combinações pode ocorrer, causando erros grosseiros na medida do PIM 3, por filtragem inadequada da 2ª harmônica dos sinais de RF.

Outra possível fonte de erro é o desempenho de amplificadores colocados na entrada R do misturador para prover níveis adequados de sinais de RF. Deve-se tomar cuidado para que este não contribua para a distorção de 3ª harmônica de dois tons.

Também deve ser testada a linearidade do analisador de espectro para determinar se este não está contribuindo com distorção adicional. Este teste pode ser realizado da seguinte forma [6.36]: se a entrada do misturador varia de 3 dB, variação correspondente de 9 dB no PIM 3 deve ser observada no analisador de espectro. Caso isto não ocorra tanto o analisador de espectro quanto todo o esquema de medidas pode ser o responsável. Para esta verificação basta acrescentar um atenuador de 10 dB entre a porta de FI e o analisador de espectro. Se a variação observada é de 9 dB, o analisador é o responsável pelo erro. Entretanto, se a variação é menor

que 9 dB, possivelmente pode estar ocorrendo interação entre os dois geradores.

6.5. PONTO DE COMPRESSÃO DE 1 dB

O ponto de compressão de 1 dB, ou compressão da conversão, é entendido como o nível de sinal de RF aplicado à entrada, acima do qual a curva de transferência do misturador desvia-se da linearidade. Acima desse nível, um aumento no nível de sinal de entrada não resulta em uma mesma taxa de aumento do nível de sinal de FI na saída. A região em que ocorre este efeito é denominada "região de compressão" do misturador. Para especificação desse parâmetro adota-se o valor de 1 dB de desvio da linearidade. Neste ponto, a perda de conversão (de sinais elevados) é 1 dB maior que a de baixos sinais.

Como o ponto de compressão de 1 dB varia com a potência de sinal de OL, qualquer indicação desse parâmetro deve vir acompanhada do correspondente nível de OL. O ponto de compressão aumenta com o aumento da potência de OL, até um determinado valor. Geralmente, está 5 a 10 dB abaixo do nível de OL [6.37].

Caso se deseje operar um misturador com níveis elevados de sinal de RF, o mesmo deve possuir um elevado valor de ponto de compressão de 1 dB. Esta especificação é importante quando é necessário selecionar dispositivos para a máxima faixa de operação linear.

Assim como o ruído gerado pelos diodos limita inferiormente a faixa dinâmica de operação, a região de compressão, mais especificamente o ponto de compressão de 1 dB, é o limite superior.

A Fig. 6.18 mostra a característica de transferência e o respectivo ponto de compressão de 1 dB de um misturador, e a Fig. 6.19 apresenta a mesma especificação na curva que relaciona perda de conversão e potência de sinal de entrada.

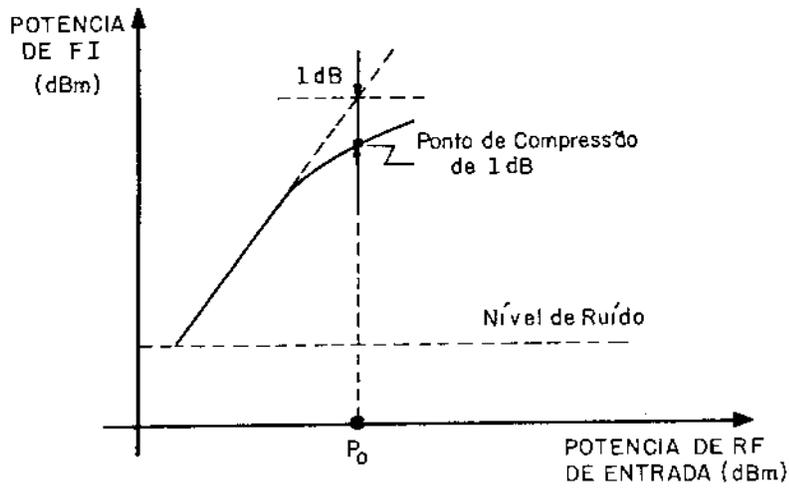


Fig. 6.18 . Característica de transferência e ponto de compressão de 1 dB.

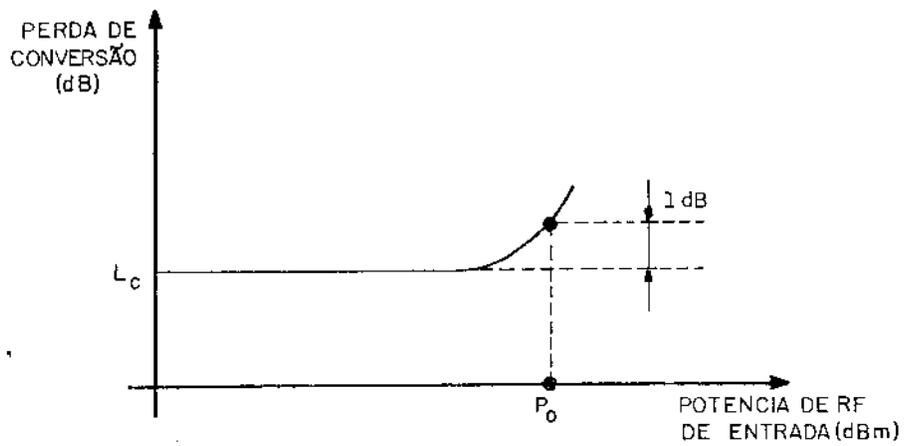


Fig. 6.19 . Perda de conversão e ponto de compressão de 1 dB.

No misturador desbalanceado, o sinal de OL polariza diretamente o diodo em um ciclo e reversamente no outro. No balanceado simples, devido à simetria do transformador, que distribui igualmente a corrente de OL pelos dois diodos, ambos estão polarizados diretamente pelo sinal de OL. Em misturador balanceado duplo, dois diodos estão polarizados na região direta e dois na região reversa.

Se a amplitude do sinal de RF aplicado ao misturador balanceado duplo é demasiadamente elevada, este pode agir como sinal de OL colocando no estado de condução os diodos anteriormente cortados. Se isto ocorre, parte da energia do sinal de RF é perdida nestes diodos, ocorrendo a compressão da conversão. Qualquer energia adicional de RF faz com que os diodos operem na região altamente não-linear, aumentando os níveis dos produtos de intermodulação já presentes na saída, bem como propiciando a geração de outros. Assim, toda essa potência de sinais indesejáveis é produzida às custas de potência de sinal que seria convertida à FI.

Em um misturador balanceado simples, a corrente devida ao sinal de RF circula em sentido contrário nos dois diodos diretamente polarizados pelo sinal de OL (ciclo positivo). Em um dos diodos, as correntes de OL e RF somam-se, deslocando o ponto médio de operação para um nível de tensão mais elevada. No outro diodo as correntes subtraem-se e o ponto médio de operação é deslocado para um nível de tensão mais baixa. A Fig. 6.20 ilustra os dois pontos de operação nos diodos [6.38].

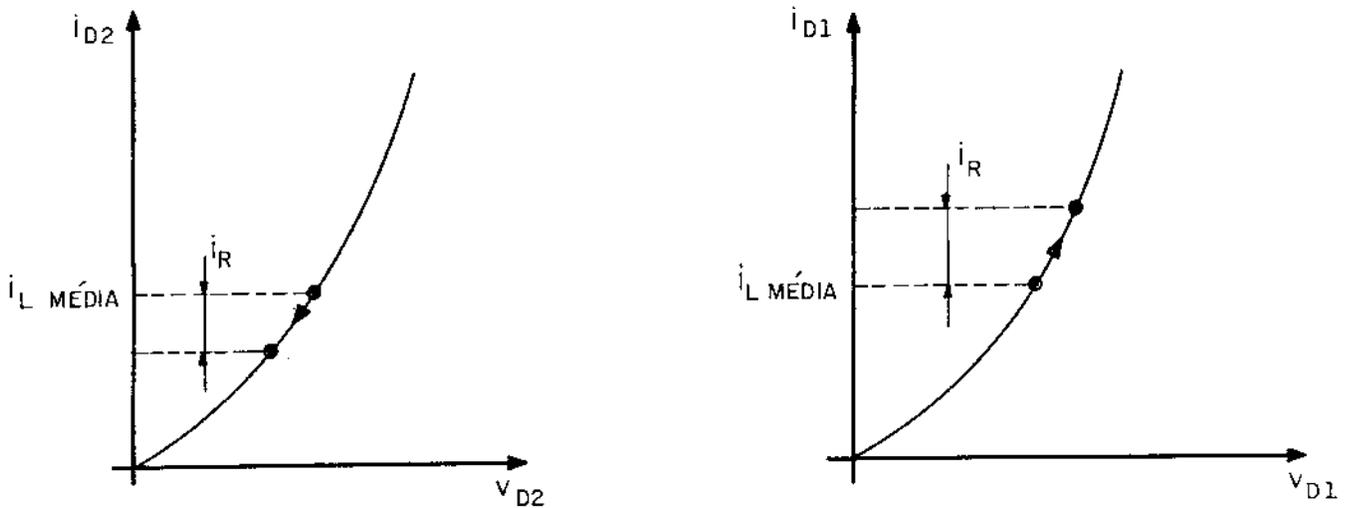


Fig. 6.20 . Deslocamento do ponto de operação nos dois diodos de um misturador balanceado simples devido à corrente de RF [6.38].

Se a diferença entre os níveis de OL e RF é maior que 10 dB, o deslocamento é mínimo e o ponto de operação é, praticamente, determinado somente pelo sinal de OL. À medida que o sinal de RF é aumentado, a diferença diminui, e os dois pontos médios de operação afastam-se demasiadamente, em ciclos alternados do sinal de RF, podendo levar o diodo D2 ao corte e D1 a operar em uma região altamente não-linear. O sinal de RF "vê" uma impedância relativamente alta em um diodo e baixa no outro diodo. Ao longo de ciclos alternados do sinal de RF, os caminhos percorridos pelas correntes de RF e FI apresentam impedância média elevada, desbalanceando o misturador e degradando a perda de conversão, isolamento e supressão de produtos de

intermodulação.

Este efeito é menos significativo, no misturador balanceado duplo, do que a ação do sinal de RF como oscilador, local e pode ser evitado mantendo-se grande diferença entre os dois sinais [6.39].

Também no misturador desbalanceado o efeito de compressão da conversão é determinado pelo sinal de RF agindo como sinal de OL.

6.5.1. MEDIDA DO PONTO DE COMPRESSÃO DE 1 dB

A medida do ponto de compressão de 1 dB pode ser realizada através da mesma montagem utilizada para medida da perda de conversão. O valor da perda de conversão para baixos sinais é determinado da forma usual, para potências de RF entre -20 e -10 dBm. A seguir, o nível de RF é gradativamente e levado, ao mesmo tempo em que se monitora o valor da perda de conversão. Quando a perda de conversão de baixos sinais aumentar em 1 dB, o correspondente valor de potência de RF de entrada, em dBm, é o ponto de compressão de 1 dB.

O ponto de compressão de 1 dB pode também ser determinado graficamente conforme indicam as Fig. 6.18 e 6.19. Em nossos testes, as curvas características de transferência foram aproveitadas para determinar o ponto de compressão de 1 dB. Os resultados são comentados a seguir.

(a) MISTURADOR DESBALANCEADO

A Tabela TD-3 e o Gráfico GD-3 relacionam a potência de RF de entrada e a correspondente potência de sinal de FI, com destaque para a região de compressão. A Tabela TD-5 e o Gráfico GD-5 apresentam a perda de conversão em função da potência de sinal de RF. A perda de conversão mínima deste misturador é 7,5 dB. Um sinal de RF de +3 dBm aumenta a perda de conversão de 1 dB (veja Tabela TD-5), sendo este o valor do ponto de compressão de 1 dB, assinalado no Gráfico GD-5.

A inspeção do Gráfico GD-3 deveria indicar o

mesmo valor, porém o nível determinado é de +4 dBm. A diferença é causada por imprecisão gráfica, já que a região de compressão no Gráfico GD-3 é traçada de tal forma que englobe os pontos determinados.

O valor confiável porém, é de +3 dBm, já que foi determinado pela monitoração da perda de conversão, no analisador de espectro.

(b) MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

Os resultados do teste e do misturador balanceado simples são apresentados nas Tabelas TB-3 e TB-5, e Gráficos GB-3 e GB-5. O valor encontrado para o ponto de compressão é de -1 dBm.

Os dois misturadores apresentam pontos de compressão de 1 dB diferentes, embora utilizem os mesmos diodos. O diodo empregado no desbalanceado opera com nível de OL maior que os do misturador balanceado simples. Quanto maior o nível de sinal de OL, mais elevado é o ponto de compressão de 1 dB.

TABELA TD-3

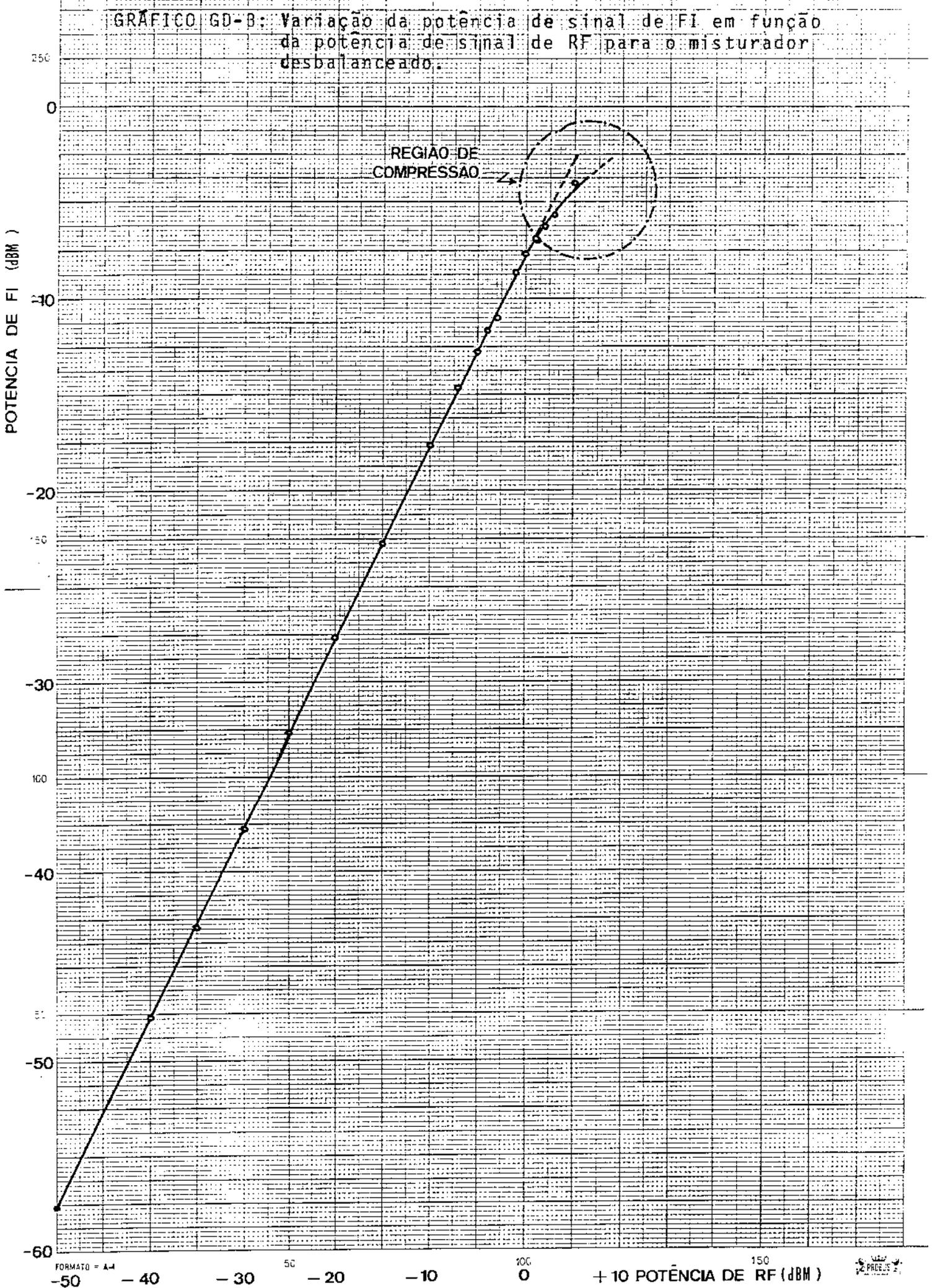
POTÊNCIA DE SINAL DE RF × POTÊNCIA DE FI

DISPOSITIVO: MISTURADOR DESBALANCEADO

POTÊNCIA DE RF (dBm)	POTÊNCIA DE FI (dBm)
-50	-57,5
-40	-47,5
-35	-42,7
-30	-37,6
-25	-32,5
-20	-27,5
-15	-22,6
-10	-17,5
- 7	-14,5
- 5	-12,6
- 4	-11,5
- 3	-11,0
- 1	- 8,5
0	- 7,5
+ 1	- 6,7
+ 2	- 6,2
+ 3	- 5,5
+ 5	- 4,0

Obs: Potência de OL: +23 dBm

GRÁFICO GD-B: Variação da potência de sinal de FI em função da potência de sinal de RF para o misturador desbalanceado.



FORMATO = A-4

PRIMEIRA

TABELA TB-3

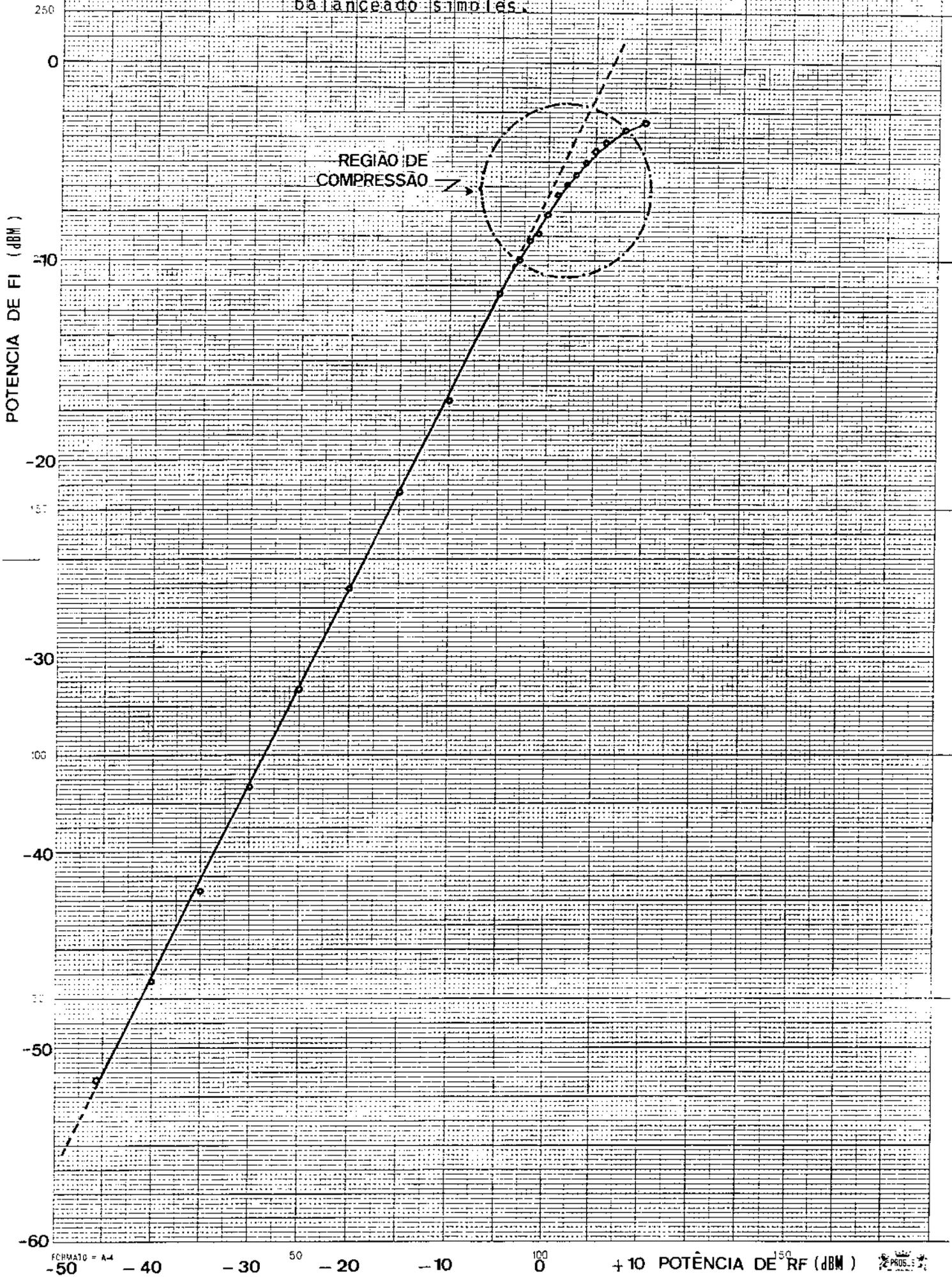
POTÊNCIA DE SINAL DE RF × POTÊNCIA DE SINAL DE FI

DISPOSITIVO: MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

POTÊNCIA DE RF (dBm)	POTÊNCIA DE FI (dBm)
-46	-51,5
-40	-46,5
-35	-42,0
-30	-36,5
-25	-31,5
-20	-26,5
-15	-21,5
-10	-17,0
- 5	-11,5
- 3	-10,0
- 2	- 9,0
- 1	- 8,5
· 0	- 7,5
+ 1	- 6,5
+ 2	- 6,0
+ 3	- 5,5
+ 4	- 5,0
+ 5	- 4,5
+ 6	- 4,0
+ 8	- 3,5
+ 10	- 3,0

Obs: nível de OL: +3,0 dBm

GRÁFICO GB-3. Variação da potência de sinal de FI em função da potência de sinal de RF para o misturador balanceado simples.



FORMATO = A-4

PROS: *

TABELA TD-5

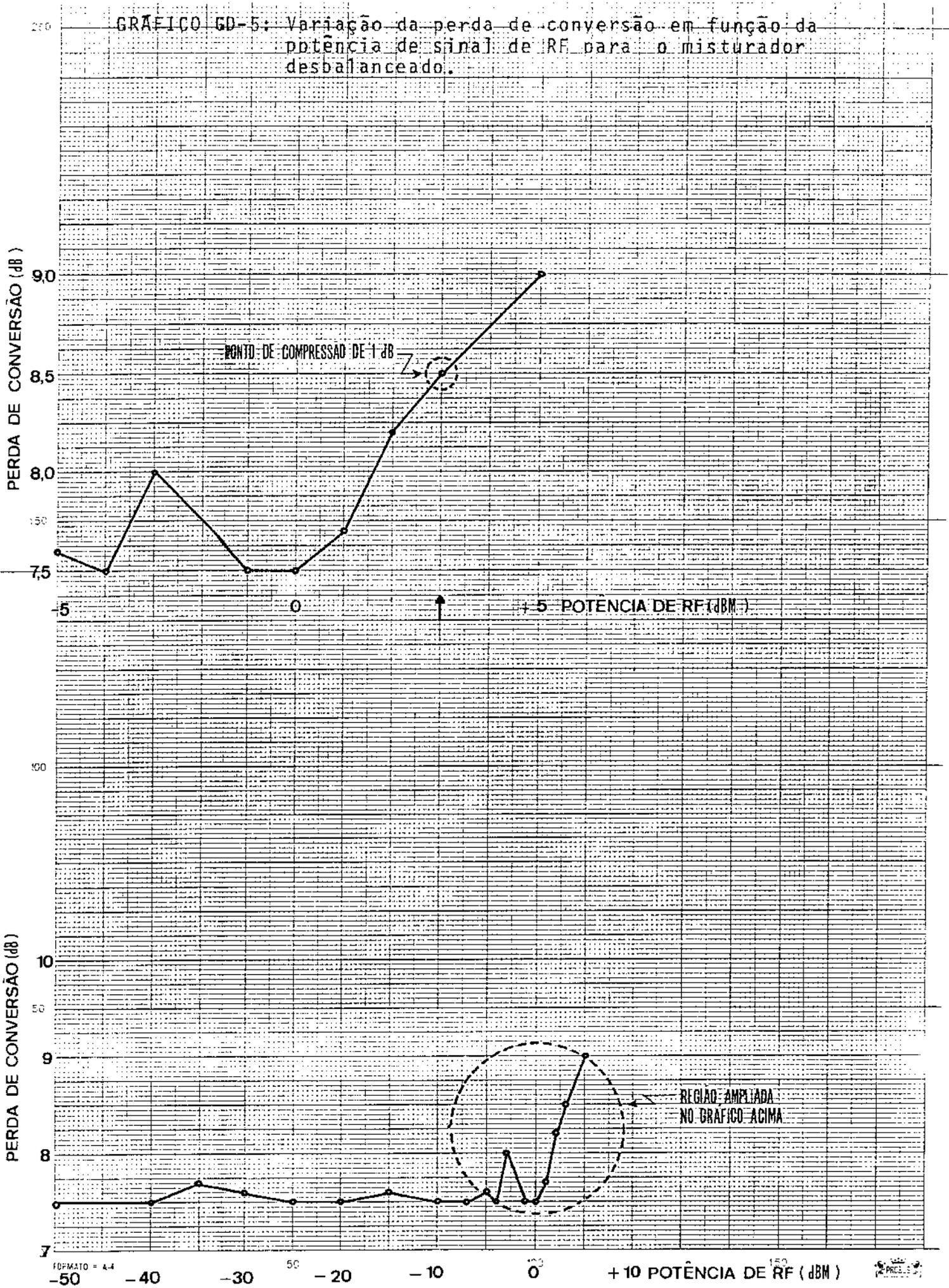
PERDA DE CONVERSÃO × POTÊNCIA DE RF

DISPOSITIVO: MISTURADOR DESBALANCEADO

POTÊNCIA DE RF (dBm)	PERDA DE CONVERSÃO (dB)
-50	7,5
-40	7,5
-35	7,7
-30	7,6
-25	7,5
-20	7,5
-15	7,6
-10	7,5
- 7	7,5
- 5	7,6
- 4	7,5
- 3	8,0
- 1	7,5
0	7,5
+ 1	7,7
+ 2	8,2
+ 3	8,5
+ 5	9,0

Potência de OL: +23 dBm

GRÁFICO GD-5: Variação da perda de conversão em função da potência de sinal de RF para o misturador desbalanceado.



FORMATO = 4-4



TABELA TB-5

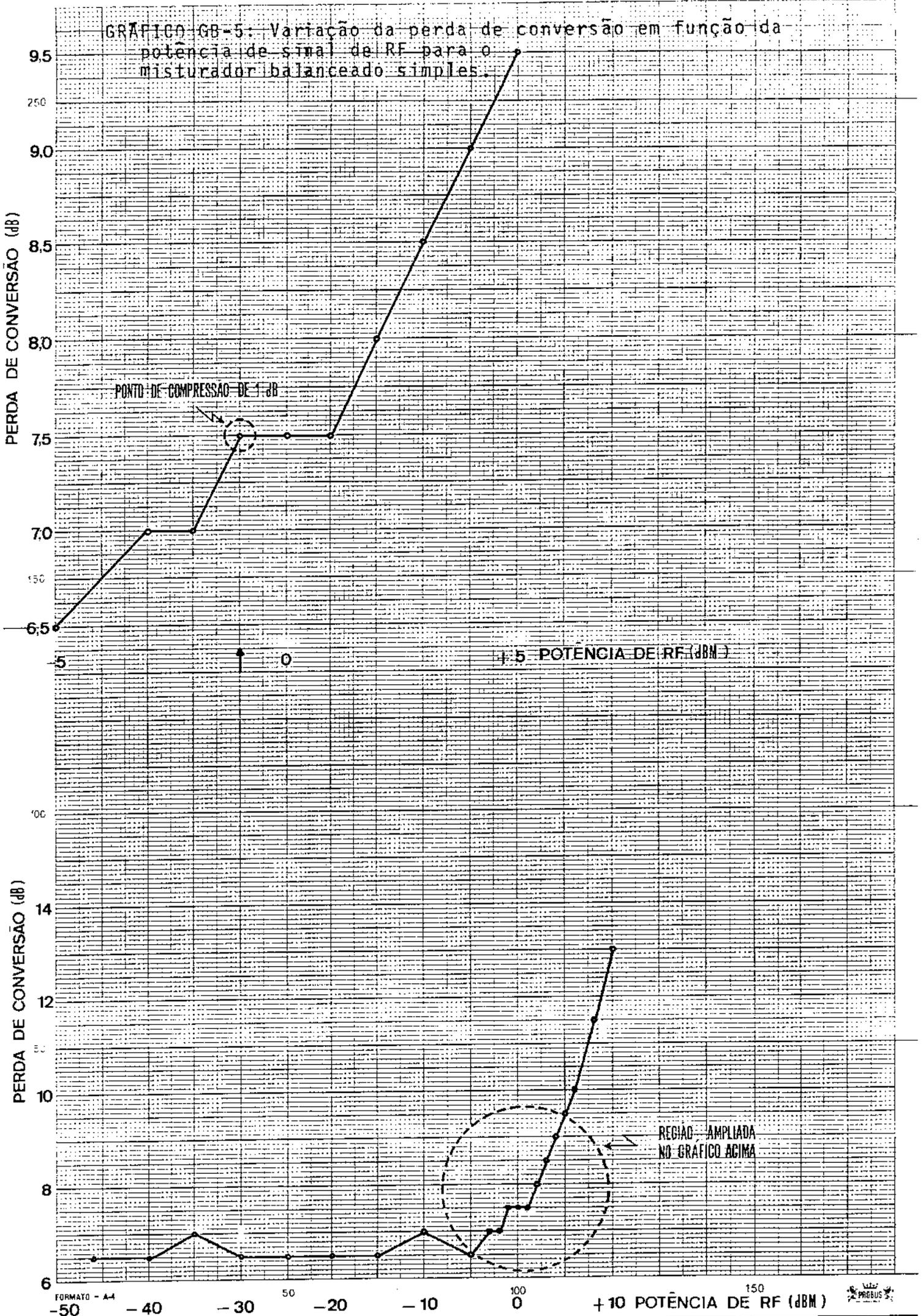
PERDA DE CONVERSÃO × POTÊNCIA DE RF

DISPOSITIVO: MISTURADOR BALANCEADO SIMPLES

POTÊNCIA DE RF (dBm)	PERDA DE CONVERSÃO (dB)
-46	6,5
-40	6,5
-35	7,0
-30	6,5
-25	6,5
-20	6,5
-15	6,5
-10	7,0
-5	6,5
-3	7,0
-2	7,0
-1	7,5
0	7,5
+1	7,5
+2	8,0
+3	8,5
+4	9,0
+5	9,5
+6	10,0
+8	11,5
+10	13,0

Potência de OL: +3 dBm

GRÁFICO GB-5: Variação da perda de conversão em função da potência de sinal de RF para o misturador balanceado simples.



6.6. PONTO DE DESSENSIBILIZAÇÃO DE 1 dB

O ponto de dessensibilização de 1 dB, ou nível RF de dessensibilização de 1 dB, é a potência de RF de entrada de um sinal interferente que causa o acréscimo de 1 dB na perda de conversão de baixos sinais. Ocorre novamente o fenômeno da compressão, com a característica de transferência desviando-se da linearidade, pela aplicação de dois ou mais sinais de RF de potências diferentes.

O sinal de potência mais elevada age parcialmente como sinal de OL para o de potência menor, produzindo aumento das potências dos produtos de intermodulação indesejáveis. Há, então, transferência de energia da FI para estes produtos. São gerados produtos de intermodulação entre os sinais de RF, assim como entre estes e o sinal de OL. Há perda de sensibilidade do misturador em relação ao sinal de RF de interesse e que possui nível mais baixo.

Regra geral, o ponto de dessensibilização de 1 dB é da ordem de 2 a 5 dB abaixo do ponto de compressão de 1 dB [6.40].

6.6.1. MEDIDA DO PONTO DE DESSENSIBILIZAÇÃO DE 1 dB

Esta especificação pode ser medida através do arranjo mostrado na Fig. 6.21.

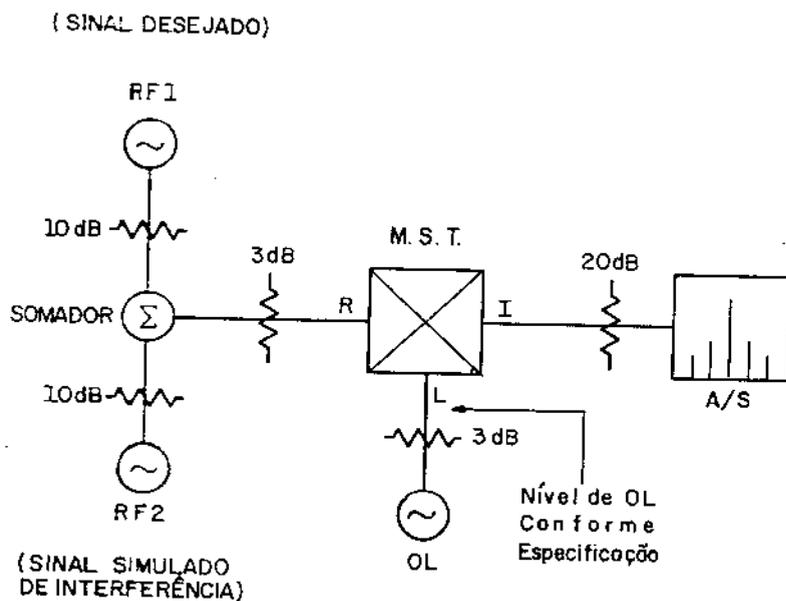


Fig. 6.21 . Arranjo para medida do ponto de des
sensibilização de 1 dB.

O valor da perda de conversão de baixos sinais é determinado para RF_1 , com nível entre -20 e -10 dBm, e com o gerador RF_2 em nível zero. Em seguida, o nível de saída de RF_2 é gradativamente aumentado, enquanto se monitora o valor da perda de conversão para RF_1 no analisador de espectro. Quando o valor da perda de conversão para RF_1 aumentar de 1 dB, o nível de RF_2 , na entrada do misturador, é medido e corresponde ao nível de potência de sinal de interferência, no ponto de dessensibilização de 1 dB.

No teste dos dois misturadores, o sinal desejado RF_1 é de frequência 1,50 GHz e potência de -20 dBm. A frequência de sinal interferente RF_2 é 1,51 GHz.

No ensaio do misturador desbalanceado foi omitido o atenuador de 3 dB entre gerador de OL e porta R, para prover o necessário nível de potência (+23 dBm).

Para o misturador desbalanceado o ponto de des
sensibilização de 1 dB é de -1,6 dBm, 4,6 dB abaixo do ponto de compressão de 1 dB (+3 dBm). O misturador balanceado sim
ples apresenta o valor de -2,2 dBm, 1,2 dB abaixo do ponto de compressão de 1 dB.

Todos os instrumentos de medidas utilizados na avaliação de desempenho dos misturadores implementados encontram-se relacionados no APÊNDICE III.

6.7. FAIXA DINÂMICA DE OPERAÇÃO

A faixa dinâmica de operação, especificada em dB, é a faixa de potência de sinal de entrada sobre a qual o misturador pode ser utilizado convenientemente: O extremo su
perior da faixa é limitado pela saturação da saída do mistu
rador, normalmente tomado como o ponto de compressão de 1 dB. Para potências de sinal de entrada, que resultam em saída a
cima desse ponto, não há conversão para a FI desejada e sim,
conversão de potência de entrada em calor e produtos de inter
modulação de ordens superiores.

A limitação inferior é o ruído térmico ou a figu

ra de ruído do misturador. É a potência de RF de entrada que corresponde ao valor mínimo de potência de FI discernível do ruído.

Como, geralmente, o ponto de compressão de 1 dB está 5 a 10 dB abaixo da potência de OL empregada, misturadores que operam com altos níveis de OL possuem faixas dinâmicas maiores que os de baixos níveis.

6.3. FAIXA DINÂMICA DE OPERAÇÃO LIVRE DE SINAIS ESPÚEROS

É também definida a faixa dinâmica de operação livre de sinais espúeros, onde a máxima potência do sinal RF de entrada é aquela que gera nível do produto de intermodulação de 3ª ordem de valor igual ao nível de ruído na saída do misturador.

A Fig. 6.22 mostra as duas faixas dinâmicas de operação, relacionados com a característica de transferência do misturador.

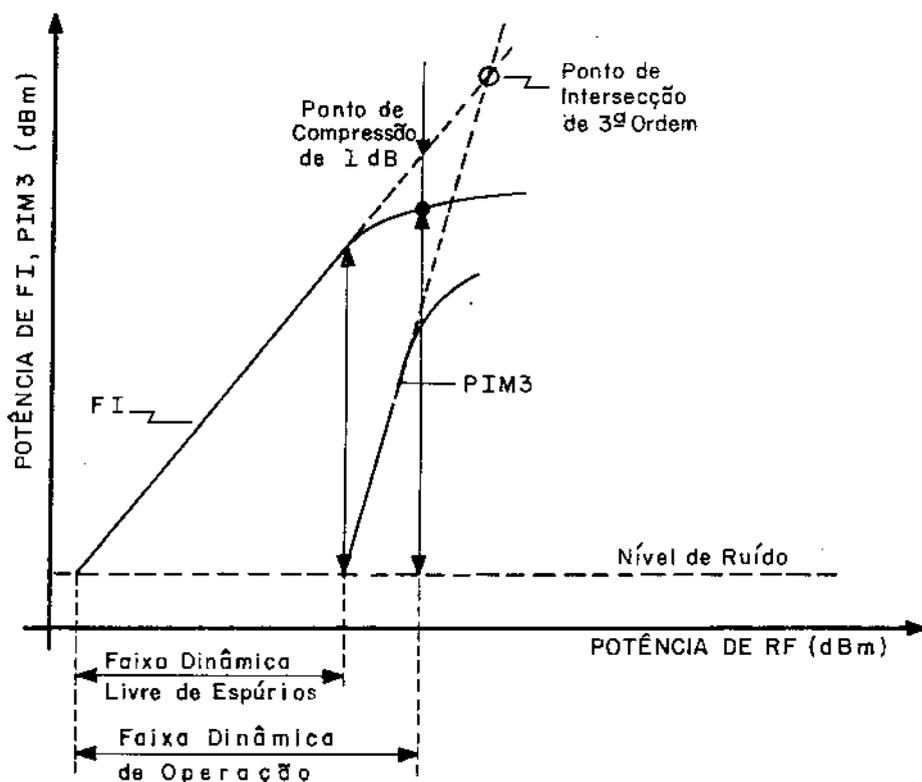


Fig. 6.22. Faixas dinâmicas de operação de um misturador.

6.9. FÍGURA DE RUÍDO

A figura de ruído é um dos parâmetros mais importante de um misturador, já que este está colocado no estágio de entrada dos receptores de microondas, e seu desempenho quanto ao ruído é um dos fatores determinantes da qualidade do receptor. A figura de ruído é uma medida da sensibilidade do receptor. Se a figura de ruído é elevada, níveis baixos de sinais são mascarados e tratados também como ruído.

Considere um amplificador de ganho de potência G_A , em cuja entrada seja aplicado um sinal de potência S_i , por meio de uma fonte de sinal de resistência interna R_0 . O ruído térmico N_i gerado pelo resistor adentra o amplificador. Seja S_o a potência de sinal na saída e N_o a potência de ruído.

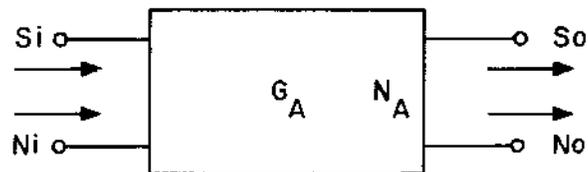


Fig. 6.23. Potências de sinal e de ruído para determinação da figura de ruído em um amplificador.

A figura de ruído é definida como

$$F = \frac{\text{relação(sinal/ruído) na entrada}}{\text{relação(sinal/ruído) na saída}} \quad (6.20)$$

ou

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (6.21)$$

A potência de ruído na saída é dada por

$$N_o = G_A \cdot N_i + N_A \quad (6.22)$$

onde N_A é a potência de ruído gerado internamente no dispositivo. O ganho de potência G_A do amplificador deve ser entendido como ganho de potência disponível, isto é,

$$G_A = \frac{\text{potência disponível na porta de saída}}{\text{potência disponível do gerador na porta de entrada}} \quad (6.23)$$

$$\text{Como } S_o = G_A \cdot S_i, \quad (6.24)$$

a figura de ruído é dada por

$$F = \frac{S_i/N_i}{G_A \cdot S_i / (G_A \cdot N_i + N_A)} = \frac{G_A \cdot N_i + N_A}{G_A \cdot N_i} = \frac{N_o}{G_A \cdot N_i} \quad (6.25)$$

o mínimo valor da figura de ruído é 1, e ocorre quando não há geração interna de potência de ruído, isto é, $N_A = 0$. Se a terminação de entrada do amplificador está a uma temperatura T , a potência disponível de ruído na entrada é $KT B$, onde K é a constante de Boltzmann, B a largura de faixa considerada e T é, normalmente, 290K.

Assim,

$$F = 1 + \frac{N_A}{KT B} \quad (6.26)$$

No caso de um misturador, $G_A = 1/L$, onde L é a perda de con

versão e

$$N_{rm} = \frac{N_o}{N_i} = \frac{N_a}{KTB} \quad (6.27)$$

é a relação de ruído.

Assim, a figura de ruído de um misturador é expressa pela substituição de (6.27) e $G_A = 1/L$ em (6.25),

$$F_M = L.N_{rm} \quad (6.28)$$

A figura de ruído global de uma associação em cascata de dois amplificadores é dada por [6.41].

$$F_g = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A_1}} \quad (6.30)$$

Se o primeiro dispositivo é um misturador e o segundo o amplificador de FI, F_g é dado por

$$F_g = F_M + L(F_{FI} - 1) \quad (6.31)$$

Substituindo (6.28) em (6.31),

$$F_g = L(F_{FI} + N_{rm} - 1) \quad (6.32)$$

Para receptores cujo primeiro dispositivo é um misturador, a figura de ruído do amplificador de FI é importante. Nas frequências usuais de FI é possível contar com amplificadores transistorizados de figuras de ruído entre 1,0 e 1,5 dB. Os outros fatores que afetam a figura de ruído global são a perda de conversão e a figura de ruído (ou a relação de ruído) do misturador. A redução da perda de conversão reduz a figura de ruído global. O valor de N_{rm} pode ser maior ou menor que a unidade, dependendo do projeto do misturador. No caso de $N_{rm}=1$, a figura de ruído global é, aproximadamente, $L.F_{FI}$.

Esta observação é importante para o projeto de misturadores de baixo ruído, utilizados em aplicações onde não é conveniente o emprego de pré-amplificadores de microondas (ex " phased array radar"), e se requer figuras de ruído da ordem de 3 a 4 dB.

Há aplicações em que se pode contar com pré-amplificadores de microondas, construídos com transistores bipolar ou de efeito de campo, que propiciam figuras de ruído entre 2 a 4 dB. Valores entre 1 e 2 dB são obtidos com amplificadores paramétricos. Nestes casos, pode-se admitir misturadores com figuras de ruído entre 6 e 7 dB. A figura de ruído global, neste caso, é dada através da associação em cascata de tres amplificadores,

$$F'_g = F_1 + \frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1 \cdot G_2} \quad (6.33)$$

Se o primeiro dispositivo é um pré-amplificador de microondas, seguido de um misturador e de um amplificador de FI, F'_g é dada por

$$F'_g = F_{pa} + \frac{1}{G_{pa}} [L(N_{rm} + F_{FI} - 1) - 1] \quad (6.34)$$

Se o ganho do pré-amplificador é suficientemente elevado, $F'_g \approx F_{pa} \cdot F_{FI}$ deve ser medida com a resistência de fonte equivalente à saída do misturador.

6.9.1. TEMPERATURA DE RUÍDO

A potência de ruído total disponível de um amplificador é dada por (6.22), ou seja,

$$N_0 = G_A KTB + N_A \quad (6.35)$$

Suponha o mesmo amplificador, porém sem gerar potência de

ruído interno N_A , com resistor à temperatura T_e conectado à sua entrada. A potência de ruído total disponível na saída é

$$N_o = G_A K T_e \cdot B \quad (6.36)$$

Se um resistor à temperatura $T = 0K$ é conectado ao amplificador original, a potência de ruído disponível na saída é dada somente pela potência de ruído gerado internamente,

$$N_o = N_A \quad (6.37)$$

A temperatura de ruído é definida igualando (6.35) e (6.36) [6.42]. Assim,

$$T_e = \frac{N_A}{G_A K B} \quad (6.38)$$

o método mais comum de se determinar T_e é através do "fator Y". A entrada do amplificador é comutada alternadamente entre duas fontes de potência de ruído a temperaturas diferentes (quente e fria) e a relação entre as duas potências de ruído na saída ("fator Y") é determinada através de um atenuador de precisão calibrado. A temperatura de ruído é calculada em função do "fator Y" e das temperaturas das fontes quente e fria [6.43].

6.9.2. FONTES DE RUÍDOS NOS CIRCUITOS MISTURADORES

Uma contribuição ao ruído total, que aparece na faixa de frequência de FI, é devida ao oscilador local. O ruído pode modular em amplitude e/ou em frequência o sinal de OL e penetrar no misturador. O sinal modulado é da forma

$$v_L = [1+n(t)] \cdot v_L \cos[\omega_L t + a_n(t)] \quad (6.39)$$

onde $n(t)$ é o ruído AM e $a_n(t)$ o ruído FM.

É possível mostrar que o sinal v_L , ao interagir com o sinal de RF no diodo misturador, produz componentes de ruído na faixa de FI, embora componentes em outras frequências sejam filtradas pela estrutura de saída.

A adoção de circuitos balanceados cancela, na saída, o ruído AM, embora o ruído FM não seja afetado pela simetria do circuito [6.44]. Se o circuito é perfeitamente simétrico, o ruído AM é perfeitamente suprimido embora, na prática, apenas valores e supressão da ordem de 20 dB sejam esperados. Tal supressão é possível de ser avaliada através da medida do balanceamento da porta de OL.

Outra fonte de ruído em circuitos misturadores diz respeito ao ruído na frequência imagem. A frequência de RF é convertida à FI por meio de batimento com a frequência fundamental de OL. Entretanto, um sinal de frequência imagem também pode adentrar o misturador e ser convertido à FI, caso o circuito de RF apresenta terminação casada nesta frequência. Assim, ruído proveniente das duas resistências de fonte nas frequências de RF e imagem penetram no misturador e são convertidos à FI. Há o outro caso em que o misturador não apresenta terminação casada na frequência imagem. As duas situações são ilustradas na Fig. 6.24

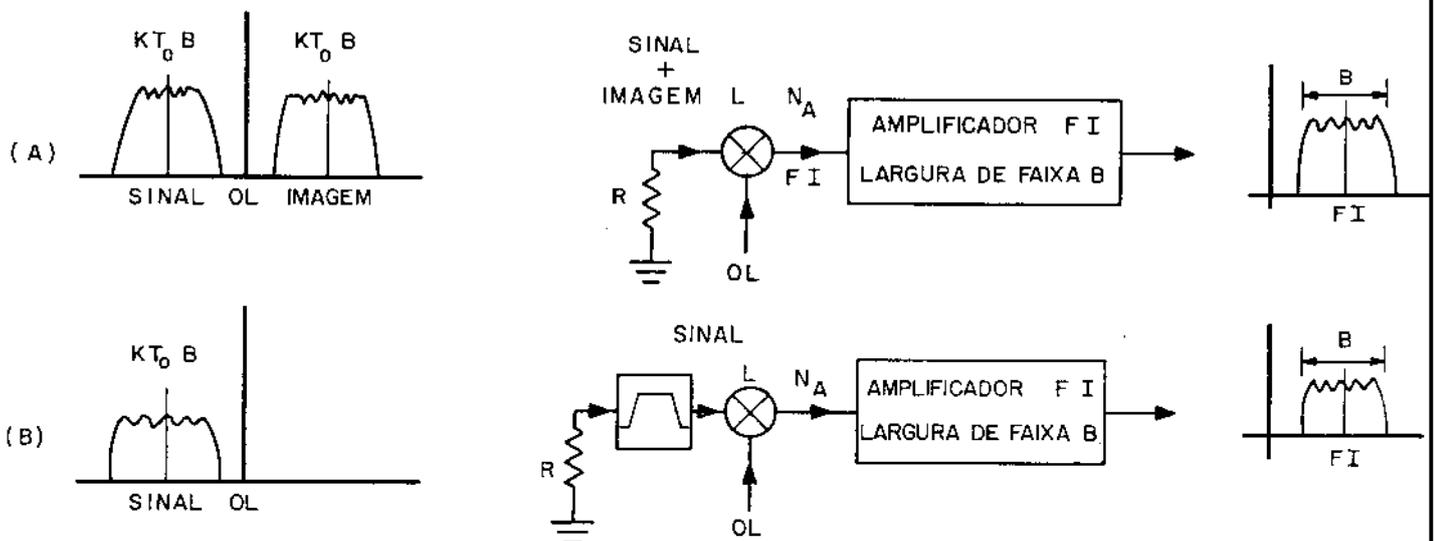


Fig. 6.24. Fontes de ruído nas frequências de sinal e imagem (A) e somente na frequência do sinal (B).

No caso (A) da Fig. 6.24 , a potência total de ruído disponível na saída do misturador é

$$N_o = \frac{2 KT_o B}{L} + N_A \quad (6.40)$$

onde N_A é a potência de ruído gerado internamente no misturador (pode incluir a contribuição em ruído do oscilador local), e L a perda de conversão. No caso (B) da Fig. 6.24 , tem-se

$$N_o = \frac{KT_o B}{L} + N_A \quad (6.41)$$

A relação de ruído do misturador nos dois casos são dadas por

$$N_{rm} = \frac{2 KT_o B}{L} + N_A \quad (\text{ruído imagem não suprimido}) \quad (6.42,a)$$

$$N_{rm} = \frac{KT_o B}{L} + N_A \quad (\text{ruído imagem suprimido}) \quad (6.42,b)$$

Assim, misturadores de baixos níveis de ruído devem suprimir o ruído imagem.

A figura de ruído é determinada em relação à potência de sinal de RF, e, por este motivo, é chamada de figura de ruído SSB,

$$F_M = L \cdot \frac{(\text{ruído total na entrada}) + (\text{ruído do misturador})}{(\text{ruído de entrada na frequência do sinal})} \quad (6.43)$$

A relação de ruído dos misturadores pode ser relacionada à temperatura de ruído do diodo, considerando as situações ilustradas na Fig. 6.25, onde as resistências das fontes de ruído estão à temperatura T_0 , sendo T_D a temperatura de ruído do diodo.

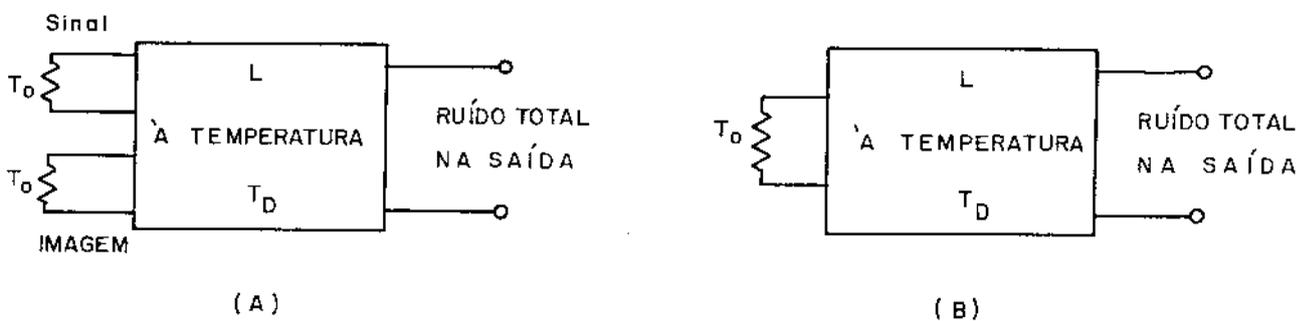


Fig. 6.25 . Fontes de ruído à temperatura T_0 , sendo T_D a temperatura de ruído do diodo. Misturador casado para sinal e imagem (A) e somente para sinal (B).

Demonstra-se que as relações de ruído são dadas por [6.45].

$$(a) \quad N_{rm} = \frac{2}{L} \left| \frac{T_D}{T_0} \left(\frac{L}{2} - 1 \right) + 1 \right| \quad (6.44)$$

(frequência soma não convertida e ruído imagem não suprimido).

$$(b) \quad N_{rm} = \frac{1}{L} \left| \frac{T_D}{T_0} (L-2) + 1 \right| \quad (6.45)$$

(frequência soma não reconvertida e ruído imagem suprimido).

$$(c) \quad N_{rm} = \frac{1}{L} \left| \frac{T_D}{T_0} (L-1) + 2 \right| \quad (6.46)$$

(frequência soma reconvertida e ruído imagem não suprimido).

$$(d) \quad N_{rm} = \frac{1}{L} \left| \frac{T_D}{T_0} (L-1) + 1 \right| \quad (6.47)$$

(frequência soma reconvertida e ruído imagem suprimido).

No projeto de misturadores de baixas figuras de ruído, se não houver reconversão da frequência soma as perdas de conversão são da ordem de 6 dB. Baixas figuras de ruído são possíveis com a reconversão da frequência soma e a supressão do ruído imagem.

Nas expressões (6.44) a (6.47), T_D/T_0 é a relação de ruído do diodo, onde T_0 é a temperatura ambiente (usualmente, 290K). Para um diodo Schottky ideal operando nas condições usuais, T_D é, aproximadamente [6.46],

$$T_D \approx \frac{T_0}{2} \quad (K) \quad (6.48)$$

6.9.3. AVALIAÇÃO DA FIGURA DE RUÍDO DO CONJUNTO MISTURADOR/AMPLIFICADOR DE FI

A figura de ruído do conjunto misturador/amplificador de FI é dado pela expressão (6.32). É possível estimar esta figura de ruído considerando que, para FI maior que 1 MHz, a relação de ruído do misturador é, aproximadamente, 1 e $F_g(\text{dB}) = L(\text{dB}) + F_{FI}(\text{dB})$ [6.47]. Isto equivale a considerar o misturador como um simples atenuador, sem contribuição em ruído, precedendo o amplificador de FI. Entretanto, a relação de ruído nem sempre é unitária. Esta depende do ruído de OL, do balanceamento do circuito e da terminação na frequência imagem. Além disso, a potência de OL e a frequência inter

mediária também influem na contribuição em ruído, dependendo do tipo e do material semicondutor do diodo [6.48]. Portanto, a maneira mais precisa de determinar a figura de ruído global do conjunto é medindo a relação de ruído do misturador [6.46].

Discussões sobre métodos e descrição de equipamentos para determinação da figura de ruído de misturadores podem ser encontradas, por exemplo, em [6.49] e [6.50].

6.10. BALANCEAMENTO DA PORTA DE OL (SUPRESSÃO DE RUÍDO AM)

O balanceamento da porta de OL de um misturador é uma medida global do balanceamento da estrutura do dispositivo para o sinal de OL. O balanceamento de OL indica, diretamente, a capacidade do misturador em suprimir, na porta I, produtos gerados a partir de componentes de ruído AM aplicados, juntamente com o sinal de OL, à porta L do dispositivo.

Em sistemas que utilizam misturadores que operam com níveis elevados de OL e/ou oscilador local ruidoso, esta especificação é importante para garantir que a sensibilidade do sistema não seja degradada pelo ruído AM proveniente do oscilador local.

A supressão de ruído AM depende do balanceamento (simetria) do circuito utilizado. No caso, transformadores e acopladores de sinais, necessários para a distribuição das potências de sinais de OL e RF aos diodos. No caso de misturador balanceado simples, que utiliza acoplador híbrido de 90° ou 180° , as duas portas, nas quais estão presentes os diodos, devem apresentar as mesmas características. Na prática, entretanto, deve-se esperar pequenos desvios de simetria nos acopladores e baluns (balanceados duplos), e diferenças de características dos diodos. Deve-se utilizar "par casado" de diodos, ou mesmo encapsulamento único.

O misturador desbalanceado não apresenta supressão de ruído AM, pois seu circuito é desprovido de simetria.

6.10.1. MEDIDA DO BALANCEAMENTO DA PORTA DE OL

A supressão de ruído AM pode ser medida por in

termêdo do esquema mostrado na Fig. 6.26 .

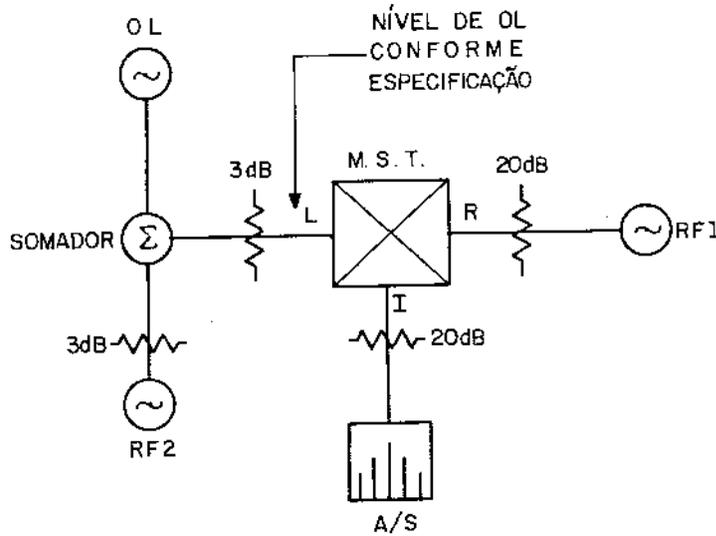


Fig. 6.26 . Medida do balanceamento da porta de OL.

Embora seja recomendado valor m̃nimo de 6 dB pa ra os atenuadores colocados na entrada L, e logo ap̃os o gera dor de RF₂, os valores iniciados na Fig. 6.26 foram utili zados para prover necess̃rio ñvel de sinal. Recomenda-se tam b̃m que o somador possua alta isolamento.

Com a sãida do gerador RF₂ em zero, determina-se a perda de convers̃o para o sinal de RF₁, da maneira usual. O valor da FI produzida pelo sinal de RF₁ ̃ tomado como refe r̃ncia. Foi utilizado -20 dBm para o sinal de RF₁.

Em seguida, com a sãida do gerador RF₁ em zero, ajusta-se RF₂ para aplicar na porta L a mesma freqũncia e mesma pot̃ncia que o gerador RF₁ aplicava na porta R. Mede-se a nova perda de convers̃o, ou o valor da FI produzida pelo si nal RF₂. O balanceamento da porta de OL ̃ a diferença entre os dois valores de perda de convers̃o, ou a diferença entre

os níveis das duas FI.

Para o misturador balanceado simples, a FI devida ao sinal RF_1 (1,50 GHz, -20 dBm) é de -26,5 dBm. Devida ao sinal RF_2 , -49,5 dBm. A supressão de ruído AM é, portanto, de 23 dB.

Isto significa que uma componente de ruído AM, aplicada ao misturador juntamente com o sinal de OL, experimenta 23 dB a mais de perda de conversão na porta I que um sinal de mesma frequência e nível aplicado à porta R.

6.11. OUTRAS ESPECIFICAÇÕES

Além das especificações descritas anteriormente, importantes no caso de aplicações em conversores de frequências, há outras que dizem respeito a certas aplicações específicas de circuitos misturadores.

Duas delas referem-se a aplicações de misturadores balanceados duplos como detetores de fase. Uma é o nível de tensão "DC OFFSET" que aparece na carga da porta I, devido ao desbalanceamento do circuito do misturador. Outra é a polaridade do detetor de fase e a curva (fase relativa)/(tensão na porta I). Mede-se, neste caso, a tensão na porta I, proporcional à fase relativa entre os sinais de mesma frequência aplicados às portas R e L.

Os arranjos para medidas destas especificações podem ser encontradas na literatura especializada [6.51], [6.40].

6.12. ESCOLHA DO TIPO ADEQUADO DE MISTURADOR

A escolha do tipo adequado de misturador depende rã, primeiramente, do tipo de aplicação (como conversor "down" ou "up", modulador, detetor de fase, etc.), e das especificações requeridas pelo sistema no qual será empregado. Algumas especificações são mais importantes que outras e determinam a escolha.

Normalmente, a primeira consideração feita será a respeito da figura de ruído do dispositivo, já que este ge

ralmente, fará parte de estágios de entrada de equipamentos. Relacionada com a figura de ruído está a perda de conversão. Se a aplicação envolve faixa estreita de frequências de operação, a escolha poderá recair sobre um misturador de recombinação de imagem, que apresenta a menor perda de conversão em comparação com outros tipos. Se a aplicação for de faixa larga, outras especificações deverão ser consideradas, tais como potências de OL disponível, VSWR de entrada, isolamento L-R e supressão de produtos de intermodulação.

Como regra prática, a potência de OL deve ser 10 dB maior que o maior nível de sinal de RF presente na entrada de RF. Isto para que o ponto de operação seja determinado somente pelo sinal OL. Deve-se, no entanto, operar com potência de OL mínima possível, por ser mais econômico e resultar em valores mínimos de fuga de sinal de OL para outras partes do sistema. Se, no entanto, a potência de OL disponível for pequena (menor de 0 dBm), utilizar-se-á misturadores que operem com nível CC. Este tipo também será aconselhável em casos de variação da potência de OL (maior que 6 dB), para garantir desempenho apropriado. Misturadores balanceados duplos comerciais são padronizados em três níveis de potência de OL: nível padrão (+7 dBm), nível alto (+17 dBm) e nível muito alto (+23 dBm).

VSWR e isolamento L-R são especificações interdependentes. Baixos valores de VSWR são requisitos de misturadores balanceado simples, construídos com acopladores híbridos de 90° . Em sistemas que requerem ganho plano, esta especificação é importante. A isolamento é, porém, muito pobre. Alta isolamento é característica de dispositivos construídos com acopladores híbridos de 180° ou misturadores duplamente balanceado. Elevada isolamento R-L é necessária em sistemas que utilizam filtro pré-seletor, que pode refletir o sinal de fuga de OL de volta para o misturador, degradando o desempenho. Caso se deseje baixos valores de VSWR e alta isolamento, dever-se-á lançar mão de isolador, em conjunção com o misturador.

Se o misturador for operar em sistemas que requeram faixa dinâmica larga, a especificação de interesse será o ponto de compressão de 1 dB, caso se refira à capacidade do dispositivo de operar com sinais elevados. Sistemas que

processam níveis elevados de sinal necessitam de misturadores com elevado ponto de compressão de 1 dB. Em sistemas que utilizam amplificador de RF de baixo ruído antecedendo o misturador, o amplificador determina a figura de ruído global do sistema, e a capacidade de operar com níveis elevados de sinal é a característica mais importante do misturador, e não a perda de conversão. Nestes casos, se não há necessidade de faixa larga de operação, a melhor opção será o misturador de rejeição de imagem, já que a amplificação do ruído-imagem não degrada a figura de ruído do sistema (a potência do sinal imagem e do ruído-imagem dissipam-se na carga da porta imagem do misturador).

Escolha de dispositivos com elevado ponto de compressão de 1 dB e ponto de intersecção de 3ª ordem recai sobre misturadores balanceados duplos. Se a supressão de produtos de intermodulação de 3ª ordem é de fundamental importância, deverá ser escolhido um misturador balanceado duplo, embora seja preciso utilizar maior potência de OL. Uma discussão mais detalhada a respeito de escolha de misturadores balanceados duplos poderá ser encontrada em [6.52].

Os misturadores balanceados duplos são tipos adotados como padrão de fabricação comercial. Aliado às especificações superiores aos outros tipos, prestam-se para outras aplicações além de conversores de frequência; seus tamanhos são extremamente reduzidos, ideais para sistemas em que se requer o máximo de compactação de dispositivos.

Misturadores utilizados em frequências abaixo de 3 GHz podem ser construídos com elementos concentrados, com transformadores toroidais, facilitando a compactação. São usados resistores discretos, capacitores e diodos. Entre 3 e 18,5 GHz são utilizadas as técnicas de microfita e linhas da fita.

Em aplicações que não requeiram um alto grau de compactação poder-se-á utilizar misturadores desbalanceados e balanceados simples, conjugados com filtros para rejeição de produtos de intermodulação, construídos com técnicas de parâmetros distribuídos.

Especificações de misturadores de acordo com a normalização técnica empregada na indústria poderá ser encon

trada em [6.53].

Em suma, misturadores desbalanceados serão empregados em sistemas de faixa estreita, que não requeiram larga faixa dinâmica de operação, alta isolação e boa supressão de produtos de intermodulação. Utiliza um único diodo e é de baixo custo. Nos casos em que se requer boa supressão de produtos de intermodulação com harmônicas pares de RF, alta isolação L-R e L-I, baixo VSWR, e faixa relativamente larga, poderá ser utilizado misturador balanceado simples. Para desempenho superior a esses dois tipos adotar-se-á um misturador balanceado duplo.

Assim, antes de se optar por qualquer um dos tipos, um estudo cuidadoso das especificações requeridas pelo sistema deverá ser feito, escolhendo-se o mais adequado, que congregue em baixo custo e alta confiabilidade.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

Foram projetados, montados e avaliados um misturador desbalanceado e um balanceado simples, construídos com técnicas de microfitas. Embora não tenha sido possível comparar suas especificações com misturadores comerciais, já que estes são, usualmente, do tipo balanceado duplo, os valores obtidos nas medidas de desempenho são perfeitamente aceitáveis para muitas aplicações.

Considerando que ambos foram projetados para apresentarem terminações resistivas na frequência imagem, as perdas de conversão de 6,5 e 7,5 dB, respectivamente, do balanceado simples e desbalanceado, podem ser consideradas boas, já que são valores comparáveis, dentro de aproximadamente 1 dB, com especificações de misturadores balanceados duplos que operam na mesma faixa de frequência.

Para o misturador desbalanceado foi escolhida a potência de sinal de oscilador local de +23 dBm e, para o balanceado simples, +3 dBm. As especificações que caracterizam os dois circuitos foram medidas para tais valores de potência.

O ponto de intersecção de 3ª ordem é de +10 dBm para o desbalanceado e 11,1 dBm para o balanceado simples, determinados para potência de cada sinal de teste de -10 dBm.

O desbalanceado apresentou ponto de compressão de 1 dB de +3 dBm e o balanceado simples -1 dBm.

Os níveis dos produtos de intermodulação indesejáveis, na porta de FI, situaram-se a, pelo menos, 25 dB abaixo do nível da FI, estando a grande maioria, 30 dB abaixo. Pode-se considerar que as estruturas de rejeição comportaram-se satisfatoriamente.

Nas medidas do ponto de dessensibilização do 1 dB, realizadas com frequência de sinal interferente de 1,51 GHz e com potência de -20 dBm para o sinal de RF desejado de 1,50 GHz, o misturador desbalanceado apresentou valor

de -1,6 dBm e o balanceado simples -2,2 dBm.

As isolações entre portas de entrada de RF e OL são de 20 dB para o desbalanceado, e 11 dB para o balanceado simples. É possível que melhorias introduzidas no projeto do acoplador híbrido de $90^{\circ}/3$ dB possam elevar o valor da isolação.

Não foi possível avaliar a figura de ruído dos circuitos misturadores esperando-se, no entanto, que se si tuem próximas dos valores de perda de conversão.

Para operar o misturador desbalanceado com potências de oscilador local bem menores, aconselha-se a utilização de polarização contínua, possível com a introdução de capacitores de bloqueio cc nas portas de RF e FI, e aplicação de tensão negativa no catodo do diodo, através de um choque semelhante ao utilizado para retorno cc.

O tamanho do circuito balanceado simples pode ser reduzido, soldando-se a bobina da rede de casamento de impedâncias diretamente à linha de saída de 50Ω , podendo-se adotar para esta um comprimento bem menor, apenas o suficiente para a soldagem do conector.

Para um balanceamento mais perfeito entre diodos, aconselha-se a utilização do acoplador híbrido de $90^{\circ}/3$ dB em forma de anel.

Embora tais circuitos misturadores possam satisfazer plenamente as necessidades de muitas aplicações, o de desenvolvimento de trabalhos futuros na área deve ser voltado para misturadores balanceados duplos, empregando técnicas conjugadas de microfita e linhas fendidas, sobre substratos dielétricos.

BIBLIOGRAFIA

CAPITULO 1

- 1.1 - BELOUHOBEK, E.F., "Advanced Microwave Circuits", IEEE SPECTRUM, vol. 18, nº 2, fevereiro, 1981, pp. 44-47.
- 1.2 - HOWE, Jr. H., Stripine Circuit Design, Dedham, Ma, Artech House, 1974.
- 1.3 - DALY, D.A.; KNIGHT, S.P.; CAULTON, M.; EKHOLDT, R., "Lumped Elements in Microwave Integrated Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., dezembro, 1967, pp. 713-721.
- 1.4 - AITCHISON, C.S.; DAVIES, R.; HIGGINS, I.D.; LONGLEY, S.R.; NEWTON, B.H.; WELLS, J.F.; WILLIAMS, J.C., "Lumped Circuits Elements at Microwave Frequencies", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., dezembro, 1971, pp. 929-937.
- 1.5 - GUPTA, K.C.; SINGH, A., Microwave Integrated Circuits, John Wiley, Inc., N.Y., USA, 1972, pp. 27-58.
- 1.6 - GUNSTON, M.A.R.; WEALE, J.R., "The Transmission Characteristics of Microstrip", The Marconi Review, Third Quarter 1969, p. 229.
- 1.7 - COSTA, M.H.M., "Realização em Microondas de Discriminador de Frequências usando Linha de Retardo", Universidade Estadual de Campinas, Tese de Mestrado, agosto 1977, Apêndice A, pp. 210-213.
- 1.8 - GIAROLA, A.J., "Impedance of Single and Parallel Coupled Microstrip Lines", 21st Annual Southwestern IEEE Conference and Exhibition, abril 1971, pp. 154-159.

CAPÍTULO 2

- 2.1 - SZE, S.M., Physics of Semiconductor Devices, John Wiley, N.Y., 1976, p. 364.
- 2.2 - *ibid.*, p. 365.
- 2.3 - *ibid.*, p. 367
- 2.4 - *ibid.*, p. 368-378.
- 2.5 - WATSON, H.A., Microwave Semiconductor Devices, McGraw-Hill Co., 1969, p. 345.
- 2.6 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., Variable Impedance Devices, John Wiley, Great Britain, 1978, p. 39.
- 2.7 - *ibid.*, p. 162.
- 2.8 - *ibid.*, p. 163.
- 2.9 - SZE, S.M., obra citada, pp. 378-393.
- 2.10- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., obra citada, pp. 51-62.
- 2.11- SCHNEIDER, M.V., "Electrical Characteristics of Metal-Semiconductor Junctions", IEEE Trans. Microwave Theory Thec., vol. MTT-28, nº 11, novembro 1980, pp. 1170.
- 2.12- SZE, S.M., obra citada, p. 371.
- 2.13- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, pp. 83-87.
- 2.14- SZE, S.M., ref. citada, pp. 390-395.
- 2.15- WATSON, H.A., ref. citada, p. 361.
- 2.16- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 87.
- 2.17- WATSON, H.A., ref. citada, p. 354.
- 2.18- SZE, S.M., ref. citada, p. 395.
- 2.19- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 86.
- 2.20- SZE, S.M., ref. citada, pp. 397-399.
- 2.21- Alpha Microwave Semiconductor-1980, Alpha Industries, Inc., 20 Sylvan Road, Woburn, MASS. 01801, USA, p. 239.
- 2.22- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, pp. 119-120.
- 2.23- Alpha Microwave Semiconductor-1980, ref. citada, pp. 249-270.

- 2.24 - The Radio Amateur's Handbook-1980, American Radio Relay League, Newington, CT. 0 611, USA, pp. 8/17-8/19, 9/6-9/8.
- 2.25 - OXNER, E., Junction FET's In Active Double-Balanced Mixers, Application Note, Siliconix Inc., 2201 Laurelwood Road, Santa Clara, CA, 1973.
- 2.26 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, pp. 164-166.
- 2.27 - HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 277.
- 2.28 - ibid, p. 278.
- 2.29 - Microwave Schottky Diode - ND 4000 Series, NEC, California Eastern Laboratories, 3005 Democracy Way, Santa Clara, CA 95050, USA.
- 2.30 - BAYLISS, R.E.; CABRERA, E.; HOWE, S.E., "Why a Schottky-Barrier? Why a Point-Contact?" Microwaves, march 1968, p. 37.
- 2.31 - Alpha Microwave Semiconductor - 1980, ref. citada, p. 229.
- 2.32 - YOGINDER, A.; MORONEY, W.J., "Microwave Mixer and Detector Diodes", Proc. IEEE, vol. 59, nº 8, agosto 1971, p. 1183.
- 2.33 - BAYLISS, R.E., et al, ref. citada, pp.35-37.
- 2.34 - Alpha Microwave Semiconductor - 1980, ref, citada, p. 241.
- 2.35 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 163.
- 2.36 - ORLOFF, L.M., "Intermodulation Analysis of Crystal Mixer", Proc. IEEE, fevereiro 1964, p. 177.
- 2.37 - POLLACK, H.W.; ENGELSON, M., "An Analysis of Spurious Response Levels in Microwave Receivers", The Microwave Journal, dezembro 1962, p. 74.
- 2.38 - Alpha Microwave Semiconductor - 1980, ref. citada, p.240.
- 2.39 - ibid., p. 221.
- 2.40 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 216.
- 2.41 - ibid., p. 170.

- 2.42 - NICOLL, G.R., "Noise in Silicon Microwave Diodes", Proc. IEE, september 1954, p. 318.
- 2.43 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 179.
- 2.44 - STRUM, P.D., "Some Aspects of Mixer Crystal Performance", Proc. IRE, july 1953, p. 883.
- 2.45 - Flicker Noise in Schottky Diodes, Application Note 956-3, Hewlett Packard, 1501 Page Mill Road, Palo Alto, CA 94304, USA.
- 2.46 - TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., Crystal Rectifiers, vol. 15, Rad. Lab. Series, McGraw-Hill, Inc., 1948, p.181.
- 2.47 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, pp. 180-181.
- 2.48 - STRUM, P.D., ref. citada, p. 885.
- 2.49 - TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., ref. citada, pp.195-197.
- 2.50 - Alpha Microwave Semiconductor-1980, ref. citada, pp. 221-222.
- 2.51 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 222-228.
- 2.52 - *ibid.*, p. 167.
- 2.53 - SUCHER, M.; FOX, J., Handbook of Microwave Measurements, N.Y., John Wiley, Inc., vol. 3, p. 810.
- 2.54 - Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors, Application note 963, Hewlett Packard.
- 2.55 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 182.
- 2.56 - NEUF, D.; BROWN, D., "What to Look for in Mixer Specs", *Microwaves*, novembro 1974, p. 89.
- 2.57 - TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., ref. citada, p. 40
- 2.58 - *ibid.*, pp. 148-152.
- 2.59 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 235.
- 2.60 - KATOH, M.; AKAIWA, Y., "4-GHz Integrated-Circuit Mixer", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, nº 7, julho 1971, p. 635.
- 2.61 - HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 219.
- 2.62 - SUCHER, M.; FOX, J., ref. citada, pp. 827-831

- 2.63 - Alpha Microwave Semiconductor-1980, ref. citada, p. 236.
- 2.64 - FLERI, D.A.; COHEN, L.D., "Nonlinear Analysis of the Schottky - Barrier Mixer Diode", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, nº1, janeiro 1973, p. 41.
- 2.65 - ANAND, Y.; MORONEY, W.J., ref. citada, p. 1188.
- 2.66 - HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 278.
- 2.67 - BAYLISS, R.E., et al, ref. citada, p. 45.
- 2.68 - TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., ref. citada, pp. 236-263.
- 2.69 - SPIEGEL, M.R., Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas, Ed. McGraw-Hill do Brasil, 1977, p. 139.
- 2.70 - HELZAJN, J., Passive and Active Microwave Circuits, Cap. 13 (Microwave Mixers por G.P. Riblet e G. Lo), John Wiley, 1978, p. 220.
- 2.71 - SPIEGEL, M.R., ref. citada, p.138.
- 2.72 - ORLOFF, L.M., "Intermodulation Analysis of Crystal Mixer", Proc. IEEE, fevereiro 1964, pp. 173-179.
- 2.73 - STOCKMAN, H., "Calculation of the Output from Non-Linear Mixers", Journal of Applied Physics, vol. 17, fevereiro 1946, pp. 110-120.
- 2.74 - GRETSCH, W.R., "The Spectrum of Intermodulation Generated in a Semiconductor Diode Junction", Proc.IEEE, vol. 54, nº 11, novembro, 1966, pp. 1528-1535.

CAPÍTULO 3

- 3.1 - SPIEGEL, M.R., ref. citada, p. 246.
- 3.2 - GUPTA, K.C.; SINGH, A., ref. citada, p. 216.
- 3.3 - ARAKI, T.; HIRAYAMA, M., "A 20-GHz Integrated Balanced Mixer", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-19, nº 7, julho 1971, pp. 638-643.
- 3.4 - Microwave Components - Stripline and Coaxial Designs, Merrimac Industries, Inc., P.O. Box 986, 41 Fairfield PL, W. Caldwell, N.J. 07006, USA, p. 100.

- 3.5 - SCHNEIDER, M.Y.; SNELL, Jr., W.W., "Harmonically Pumped Stripline Down-Converter", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, nº 3, março 1975, pp.273-274.
- 3.6 - OGAWA, H.; AIKAWA, M.; MORITA, K., "K-Band Integrated Double-Balanced Mixer", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, nº 3, março 1980, pp. 180-185.
- 3.7 - Mixers: Part 2, Theory and Technology, tech-notes, Watkins-Johnson Company, 3333 Hillview Avenue, Palo Alto, CA 94304, USA, vol. 8, nº 2, maio/junho 1981, pp. 7-8.
- 3.8 - Mixers: Part 1, Theory and Technology, tech-notes, Watkins-Johnson Company, vol. 8, nº 2, março/abril 1981, p. 12.
- 3.9 - Wideband Signal Processing Components, VARI-L Company, Inc., 11101 East 51st Avenue Denver, Colorado 80239, USA, p. 6.
- 3.10- RF Signal Processing Components 1980/81, Watkins-Johnson Company, p. 407.
- 3.11- *ibid.*, p. 401.
- 3.12- KATO, M.; AKAIWA, Y., ref. citada, p. 636.
- 3.13- JOHNSON, K.M., "X-Band Integrated Circuit Mixer with Reactively Terminated Image", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, nº 7, julho 1968, pp. 388-397.
- 3.14- NEUF, D., "A Quiet Mixer", The Microwaver Journal, maio 1973, pp. 29-32.
- 3.15- DICKENS, L.E.; MAKI, D., "An Integrated-Circuit Balanced Mixer, Image and Sum Enhanced", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, nº 3, março 1975, pp. 276-281.
- 3.16- COCHRANE, J.B.; MARKI, F.A., "Thin-Film Mixers Team Up to Block Out Image Noise", em RF Signal Processing Components 1980/81, Watkins-Johnson Company, pp. 384-385.

- 3.17- KURPIS, G.P.; TAUB, J.J., "Wide-Band X-Band Microstrip Image Rejection Balanced Mixer", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1970, pp. 1181-1182.
- 3.18- Wideband Signal..., VARI-L Company, ref. citada, p. 9.
- 3.19- NIEDERLEITHNER, J., "The Theory and Design of a Low Noise Figure Microwave Mixer", The Marconi Review, Third Quarter, 1979, pp. 169-175.
- 3.20- *ibid.*, p. 175.
- 3.21- KAWASAKI, R., AKAIKE, M., "A Broad-Band Second-Harmonic Mixer Covering 76-106 GHz", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, nº 6, junho 1978, pp. 425-427.
- 3.22- COHN, M.; DEGENFORD, J.E.; NEWMAN, B.A., " Harmonically Mixing with an Antiparallel Diode Pair", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, nº 8, agosto 1975, pp. 667-673.
- 3.23- CARLSON, E.R.; SCHNEIDER, M.Y.; McMASTER, T.F., "Subharmonically Pumped Millimeter-Wave Mixers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, nº 10, outubro 1978, pp. 706-715.
- 3.24- SNELL, W.W.; SCHNEIDER, M.V., "Millimeter-Wave Thin-Film Downconverter", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, nº 11, novembro 1976, pp. 804-806.
- 3.25- *idem*, "Harmonically Pumped Stripline Down-Converter", ref. citada, pp. 271-275.
- 3.26- LEPOFF, J.H.; COWLEY, A.M., "Improved Intermodulation Rejection in Mixers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-14, nº 12, dezembro 1966, pp. 618-623.
- 3.27- POLLACK, H.W.; ENGELSON, M., "An Analysis of Spurious Response Levels in Microwave Receivers", The Microwave Journal, dezembro 1962, p. 73.
- 3.28- CARR, J.W., "The Stabilization of Mixer Diode Performance Against L.O. Power Changes with Optimum DC Bias", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., março 1963, pp. 123-129.

- 3.29- Wideband Signal ..., VARI-L Company, ref. citada, p. 7.
- 3.30- HUNG, W.W.; SOUZA, R.F.; ROGERS, D.A., "Estudo de Amplificadores usando Transistores Bipolares em Microondas", Relatório Técnico RT-47, contrato Telebrás/Unicamp 139/76, FEC-UNICAMP, 1978, p. 96.
- 3.31- COSTA, M.H.M.; ROGERS, D.A., "Filtro de Passa-Baixas Aplicado na Polarização de Diodos Laser", Relatório Técnico, contrato Telebrás/Unicamp 091/77, DEE, FEC-UNICAMP, julho 1977.
- 3.32- SYRETT, B.A., "A Broad-Band Element for Microstrip Bias or Tuning Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, nº 8, agosto 1980, pp. 925-927.
- 3.33- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 53.
- 3.34- GUPTA, K.C.; SINGH, A., ref. citada, p. 216.
- 3.35- Miniature Inductors, Piconics, Inc., 20 Cummings Road, Tyngsboro, MA 01879, USA.
- 3.36- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 56.
- 3.37- MALVINO, A.P., Electronic Instrumentation Fundamentals, McGraw-Hill Book Co., 1967, p. 367-369.
- 3.38- RESS, W., "Broadband Double-Balanced Modulator", Ham Radio, março 1970, p. 17.
- 3.39- FISK, J., "Double-Balanced Mixers", Ham Radio, março 1968, p. 49.
- 3.40- Wideband Signal ..., VARI-L Company, ref. citada, p. 8.
- 3.41- *ibid*, p. 85-86.
- 3.42- "Q & A", nº 3, Mini-Circuits, 2625 E. 14th St., Brooklyn, NY. 11235, USA.
- 3.43- Mixers as Phase Detectors, tech-notes, Watkins-Johnson Co., vol. 5, nº 1, janeiro/fevereiro 1973.
- 3.44- SCAVASIN, D.A.W.; SOUZA, R.F., "Modulador e Demodulador 4-PSK Operando em 70 MHz", Relatório Técnico RT-85, DEE/FEC/UNICAMP, setembro 1981.

CAPÍTULO 4

- 4.1 - HOWE, Jr., H., ref. citada, pp. 253-257.
- 4.2 - MILLER, B.A., "A Tunnel-Diode Harmonic-Mode Mixer", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., fevereiro 1969, pp. 121-124.
- 4.3 - HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 86.
- 4.4 - ibid., p. 89.
- 4.5 - DICKENS, L.E.; MAKI, D.W., ref. citada,
- 4.6 - Mixers: Part 2, ref. citada, p. 13-14.
- 4.7 - RUTHROFF, C.L., "Some Broad-Band Transformers", Proc. IRE, agosto 1959, pp. 1337-1342.
- 4.8 - NAGLE, J.J., "Use Wideband Autotransformers", Electronics Design, fevereiro 2, 1976, pp. 64-70.
- 4.9 - The Radio Amateur's Handbook, ref. citada, pp.19/1-19/2.
- 4.10- SEVICK, J., "Broadband Matching Transformers can Handle Many Kilowatts", Electronics, novembro 25, 1976, pp. 123-128.
- 4.11- ROTHOLZ, E., "Transmission-Line Transformers", IEEE, Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-29, nº 4, abril 1981, pp. 327-331
- 4.12- RESS, W., ref. citada, pp. 8-17.
- 4.13- REHMARK, S., "Wide-Band Balanced Line Microwave Hybrids", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, nº 10, outubro, 1977, pp. 825-830.
- 4.14- MOUW, R.B., "A Broad-Band Hybrid Junction and Application to the Star Modulator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, nº 11, novembro 1968, pp. 911-918.
- 4.15- MARKI, F.A., "Broad-Band Microwave Mixers Incorporate Balanced-Line Hybrids", em RF Signal Processing ..., ref. citada, p. 410-415.
- 4.16- CARR, J.W., "Balanced-Line Microwave Hybrids", The Microwave Journal, maio 1973, pp. 49-51.

- 4.17- HALLFORD, B.R., "A designer's Guide to Planar Mixer Baluns", Microwaves, dezembro 1979, pp. 52-57.
- 4.18- BASSET, R., "Three Balun Designs for Push-Pull Amplifiers", Microwaves, julho 1980, pp. 47-52.
- 4.19- AIKAWA, M.; OGAWA, H., "A new MIC Magic-T Using Coupled Slot Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, nº 6, julho 1980, pp. 523-528.
- 4.20- OGAWA, H.; AIKAWA, M.; MORITA, K., ref. citada.
- 4.21- JONES, E.M.T.; BOLLJAHN, J.T., "Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Coupler", IRE Trans. Microwave Theory Tech., abril 1956, pp.75-81.
- 4.22- ibid., p. 76.
- 4.23- ibid., p. 79.
- 4.24- MORRIS, J.E., "A 3-dB Directional Coupler for Microwave Integrated Circuits", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-15, nº 7, julho 1968, pp. 538-539.
- 4.25- RIZZOLI, V.; LIPPARINI, A., "The Design of Interdigitated Couplers for MIC Applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, nº 1, janeiro 1978, pp. 7-15.
- 4.26- TULAJA, V.; SCHIEK, B.; KÖHLER, J., "An Interdigitated 3dB Coupler with three strips", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, nº 9, setembro 1978, pp. 643-649.
- 4.27- SCHIEK, B.; KÖHLER, J., "Improving the Isolation of 3dB Couplers in Microstrip-Slotline Technique", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, nº 1, janeiro 1978, pp. 5-7.
- 4.28- RONDE, F.C., "A new Class of Microstrip Directional Coupler", IEEE G-MTT International Microwave Symposium Digest, 1970.
- 4.29- GUPTA, K.C.; SINGH, A., ref. citada, p. 78.
- 4.30- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 159.
- 4.31- Microstrip Directional Couplers, Mullard Technical Communications, nº 116, outubro 1972, p. 177.

- 4.32- *ibid.*, p. 79.
- 4.33- SCHWARZMANN, A., "Approximated Solution for a Coupled Pair of Microstrip Lines in Microwave Integrated Circuits", *The Microwave Journal*, maio 1969, pp. 79-82.
- 4.34- Microstrip Directional Couplers, ref. citada, p. 180.
- 4.35- MATTHAEI, G.L.; YOUNG, L.; JONES, E.M.T., Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, N.Y., McGraw-Hill Book Co., 1964, p. 26.
- 4.36- *ibid.*, p. 43.
- 4.37- *ibid.*, pp. 38, 43, 44.
- 4.38- *ibid.*, p. 44.
- 4.39- *ibid.*, p. 45.
- 4.40- Microstrip Directional Couplers, ref. citada, p. 186.
- 4.41- GUPTA, K.C.; SINGH, A., ref. citada, p. 79.
- 4.42- HOWE, Jr., H., obra citada, p. 115.
- 4.43- Microstrip Directional Couplers, ref. citada, p. 178.
- 4.44- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 154.
- 4.45- *ibid.*, p. 79.
- 4.46- LEVY, R.; LIND, L.F., "Synthesis of Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, nº 22, fevereiro 1968.
- 4.47- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 83.
- 4.48- *ibid.*, pp. 82-83.
- 4.49- *ibid.*, pp. 51-52.
- 4.50- GUPTA, K.C.; SINGH, A., ref. citada, p. 225.
- 4.51- LEIGHTON, Jr., W.; MILNES, A.G., "Junction Reactance and Dimensional Tolerance Effects on X-Band 3-dB Directional Couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, outubro 1971, pp. 818-824.
- 4.52- OKOSHI, T.; IMAI, T.; ITO, K., "Computer-Oriented Synthesis of Optimum Circuit Pattern of 3-dB Hybrid Ring by the Planar Circuit Approach", *IEEE Trans.*

Microwave Theory Tech., vol. MTT-29, nº 3, março, 1981, pp. 194-202.

4.53- RF and Microwave Components-1978, ANZAC Electronics, ref. citada, pp. 233-239.

CAPÍTULO 5

- 5.1 - RF Signal Processing Components-1980/81, W.J. Co., ref. citada, p. 290.
- 5.2 - COHN, S.B., "Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters", IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-6, nº 2, abril 1958, pp. 223-231.
- 5.3 - MATTHAEI, G.L., "Design of Wide-Band (and Narrow-Band) Band-Pass Microwave Filters on the Insertion Loss Basis", IRE Trans. Microwave Theory Tech., novembro 1960, pp. 580-593.
- 5.4 - VAN VALKENBURG, M.E., Introduction to Modern Network Synthesis, N.Y., John Wiley, Inc., 1960, p. 447.
- 5.5 - MATTHAEI, G.L., et al., ref. citada, sec. 3.08.
- 5.6 - ZVEREV, A.I., Handbook of Filter Synthesis, N.Y., John Wiley, Inc., 1967, p. 31.
- 5.7 - VAN VALKENBURG, M.E., ref. citada, p. 378.
- 5.8 - *ibid.*, p. 377.
- 5.9 - MATTHAEI, G.L., et al., ref. citada, p. 85.
- 5.10- *ibid.*, pp. 86-87.
- 5.11- *ibid.*, p. 96.
- 5.12- *ibid.*, p. 361.
- 5.13- *ibid.*, p. 373.
- 5.14- COSTA, M.H.M.; ROGERS, D.A., ref. citada, p. 44.
- 5.15- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 195.
- 5.16- *ibid.*, p. 191, 194-195.
- 5.17- MATTHAEI, G.L., et al., ref. citada, pp. 86-92.
- 5.18- ZVEREV, A.I., ref. citada, pp. 140-142.

- 5.19- WEINBERG, L., "Additional Tables for Design of Optimum Ladder Networks - Part I", Journal of Franklin Institute, julho 1957, pp. 13,22.
- 5.20- HOWE, Jr., H., ref. citada, p. 200.
- 5.21- "Basic Microwave Filter Theory", Microwave Journal, setembro 1979, pp. 87-90.
- 5.22- MATTHAEI, G.L., et al., ref. citada, p. 361.
- 5.23- WEINBERG, L., ref. citada, p. 17.
- 5.24- The Radio Amateur's Handbook, ref. citada, p. 9/8.
- 5.25- MATTHAEI, G.L., et al., ref. citada, p. 49.
- 5.26- EVERITT, W.E.; ANNER, G.E., Communication Engineering, N.Y., McGraw-Hill Co., p. 412.
- 5.27- PRZEDPELSKI, A.B., "Simplify Conjugate Bilateral Matching", Electronics Design 5, março 1, 1978, p.61.
- 5.28- ibid., p. 59.
- 5.29- EVERITT, W.E.; ANNER, G.E., ref. citada, p. 415.
- 5.30- PRZEDPELSKI, A.B., ref. citada, p. 62.
- 5.31- RF Signal Processing Components 1980/81, ref. citada, p. 568.
- 5.32- The Radio Amateur's Handbook, ref. citada, p. 2/11.
- 5.33- "Indutores para Circuitos Eletrônicos - Parte I", Antena, vol. 74, nº 5, novembro 1975, p. 33.
- 5.34- "Indutores para Circuitos Eletrônicos - Parte II", Antena, vol. 74, nº 6, dezembro 1975, p. 31.
- 5.35- MATTHAEI, G.L., "Tables of Chebyshev Impedance-Transforming Networks of Low-Pass Filter Form", Proc.of The IEEE, agosto, 1964, pp. 939-963.

CAPITULO 6

- 6.1 - POLLACK, H.W; ENGELSON, M., ref. citada, p. 78.
- 6.2 - TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., ref. citada p. 113.
- 6.3 - NIEDERLEITHNER, J., ref. citada, p. 157.
- 6.4 - TORREY, H.C.; WITHMER, C.A., ref. citada, p. 114.
- 6.5 - HEROLD, E.W.; BUSH, R.R.; FERRIS, W.R., "Conversion Loss

- of Diode Mixers Having Image-Frequency Impedance", Proc. IRE, setembro 1945, p. 604.
- 6.6 - PETERSON, L.C.; LLEWELLYN, F.B., "The Performance and Measurements of Mixers in Terms of Linear - Network Theory", Proc. IRE, julho, 1945, pp. 458-476.
- 6.7 - EGAMI, S., "Nonlinear, Linear Analysis and Computer - Aided Design of Resistive Mixers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-22, nº 3, março 1973, pp. 270-275.
- 6.8 - FABER, M.T.; GWAREK, W., "Nonlinear-Linear Analysis of Microwave Mixer with Any Number of Diodes", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, nº 11, novembro 1980, pp. 1174-1181.
- 6.9 - TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., ref. citada, p. 115.
- 6.10- *ibid.*, pp. 119-121.
- 6.11- *ibid.*, pp. 115-118, 124-128.
- 6.12- *ibid.*, pp. 130-133, 143.
- 6.13- *ibid.*, pp. 133-135, 143.
- 6.14- *ibid.*, p. 135.
- 6.15- *ibid.*, pp. 136-148.
- 6.16- *ibid.*, p. 135.
- 6.17- HEROLD, E.W. et al., ref. citada, p. 606.
- 6.18- TORREY, H.C.; WHITMER, C.A., ref. citada, p. 506
- 6.19- ERNEST, R.L.; BECKER, L., "Nonlinear . Admittance Mixers", RCA Review, dezembro 1964, pp. 662-691.
- 6.20- MACPHERSON, A.C., "An Analysis of the Diode Mixer Consisting of Nonlinear Capacitance and Condutance and Ohmic Spreading Resistance", IRE Trans. Microwave Theory Tech., janeiro 1957, pp. 43-51.
- 6.21- LIECHTI, C.A., "Down-Converters Using Schottky-Barrier Diodes", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-17, nº 11, novembro, 1970, pp. 975-983.
- 6.22- FLERY, D.A.; COHEN, L.D., ref. citada, p. 39-43.

- 6.23- MESSENGER, G.C.; MCCOY, C.T., "Theory and Operation of Crystal Diodes as Mixers", Proc. IRE, setembro 1957, p. 1274.
- 6.24- MALVINO, A.P., ref. citada, p. 153.
- 6.25- RF Signal ..., Watkins-Johnson Co., ref. citada, p.568.
- 6.26- Wideband Signal ..., VARI-L Co., ref. citada, p. 11.
- 6.27- ibid., p. 4.
- 6.28- How to talk Mixers, Microwaves Associates, 97 Cambridge Street, Burlington, Mass. 01803, USA, p. 11.
- 6.29- Mixers: Part 1, Theory and Technology, ref. citada, p. 5.
- 6.30- ibid, p. 12.
- 6.31- Wideband Signal ..., ref. citada, p. 12.
- 6.32- RF Signal ..., ref. citada, p. 419.
- 6.33- Mixer Application Handbook, Mini-Circuits Co., p. 79.
- 6.34- Wideband Signal ..., ref. citada, p. 6.
- 6.35- Mixers: Part 1 ..., ref. citada, p. 13.
- 6.36- Mixer Application Handbook, ref. citada, p. 83.
- 6.37- Mixers: Part 1 ..., ref. citada, p. 6.
- 6.38- Mixers: Part 2 ..., ref. citada, pp.3-4.
- 6.39- RF Signal ..., ref. citada, p. 407.
- 6.40- RF and Microwave Components - 1978, ANZAC ELECTRONICS, 39 Green Street, Waltham, MA 02154, p. 229.
- 6.41- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 171.
- 6.42- GUNSTON, M.A.R., "Errors and Inconsistencies in the Determination of System Noise Parameters", The Marconi Review, Second Quarter 1969, p. 147.
- 6.43- ibid., pp.147-151.
- 6.44- SHIGEMOTO, J., "Balanced Mixer Noise Considerations", The Microwave Journal, outubro 1967, pp. 77-79.
- 6.45- NIEDERLEITHNER, J., ref. citada, pp. 159-169.

- 6.46- NEUF, D.; BROWN, D., "What to Look for in Mixer Specs",
Microwaves, novembro, p. 88.
- 6.47- How to Talk Mixers , ref. citada, p. 4.
- 6.48- HOWES, M.J.; MORGAN, D.V., ref. citada, p. 218.
- 6.49- *ibid.*, pp. 240-245.
- 6.50- SUCHER, M.; FOX, J., ref. citada, pp. 805-863.
- 6.51- Wideband Signal ..., ref. citada, p. 13.
- 6.52- RF Signal Processing ..., ref. citada, pp. 401-415.
- 6.53- SPECIFYING High-rel Mixers and Amplifiers, tech-notes,
Watkins-Johnson Co., vol. 7, nº 6, novembro/dezembro
1980.

APÊNDICE I

PROGRAMA EM FORTRAN IV PARA ANÁLISE E
SÍNTESE DE MICROFITAS [1.7]

Inicialmente deve ser fornecido um valor para L.

(A) L = 2

Síntese da microfita

Dados K (constante dielétrica) e Z (impedância característica desejada), o programa fornece os valores de W/H (razão de forma), KEFF (constante dielétrica efetiva) e V (velocidade de fase na microfita).

(B) L = 1

Análise da microfita

Análise K e W/H, o programa apresenta como resultados Z, KEFF e V.

(C) L = 0

Término do programa.

PAGE 1 CARELI

// JOB T

CARELI

LCG DRIVE	CART SPEC	CART AVAIL	PHY DRIVE
0000	0016	0016	0000
		0061	0001

V2 M10 ACTUAL 32K CONFIG 32K

// * C.P.C. - E.E.S.C. - U.S.P.

// FCR

*LIST SOURCE PROGRAM

*IECS(CARD,1132PRINTER,TYPEWRITER,KEYBOARD,DISK,PLOTTER,14C3PRINTER)
REAL K,KEFF

C
C DECISAC DE TIPC DE PROGRAMA
C

5 WRITE(5,1)
1 FCRMAT('1',//,5X,'ENTRE COM O VALOR DE L',/,5X,
*L=0 FINAL DE PROGRAMA',/,5X,
*L=1 ANALISE DA MICROFITA',/,5X,
*L=2 SINTESE DA MICROFITA',/,5X,
***,3X,/))

C
C ENTRE COM O VALOR DE L.
C

READ(2,3)L
3 FCRMAT(I2)
WRITE(5,70)L
70 FCRMAT(/////5X,'L = ',I2,/////)
IF(L-1)24,40,20
24 IF(L)5,30,20
20 IF(L-2)5,50,5

C
C CASE L=0
C

30 WRITE(5,6)
6 FCRMAT(//,5X,'FINAL DE PROGRAMA')
CALL EXIT

C
C CASE L=1
C

C
C DADOS DE ENTRADA.
C

C K = CONSTANTE DIELETRICA.
C W/H = RAZAO LARGURA-ALTURA.
C

40 WRITE(5,7)
7 FCRMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE ',//,5X,'K=CONSTANTE DIELETRI
*CA',3X,/))
READ(2,80)K
80 FCRMAT(F10.5)
WRITE(5,8)
8 FCRMAT(//,5X,'W/H=RAZAO LARGURA-ALTURA ',3X,/))
READ(2,80)W/H
WRITE(5,71)K,W/H
71 FCRMAT(//,5X,'K = ',F10.5,//,5X,'W/H = ',F10.5,/////)
A1=3.60297EC
A2=11.0473EC
A3=1.37051EC

PAGE 2 CABELI

```
A4=9.87998E0
A5=2.71278559E0
A6=.422943E0
A7=14.65077E0
A8=11.25049E0
A=A1+A2*K
B=A3+A4*K
A9=A5*(WH**A6+WF**3.E0)
TT=EXP(-A9)
T=EXP(A9)
T=(T-TT)/(T+TT)
IF(WH-.9E0)9,9,10
10 T=1.E0
9 CP=(A+B*WF)*T
CB=(A7+A8*WF)*T
Z=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*CP)
RK=CP/(SQRT(K)*CB)
KEFF=RK*RK
V=3.E8/RK
```

C
C
C
C
C
C
C

DADOS DE SAIDA.

Z = IMPEDANCIA CARACTERISTICA.
KEFF = CONSTANCE DIELETRICA EFETIVA.
V =

```
WRITE(5,11)Z,KEFF,V
11 FORMAT(//,5X,'VALOR DE Z',3X,F10.6,/,5X,'VALOR DE KEFF ',F10.6,/,5
*X,'VALOR DE V ',3X,E14.6,/)
GC TC 5
```

C
C
C
C
C
C
C
C

CASE L=2

DADOS DE ENTRADA.

K = CONSTANCE DIELETRICA.
Z = IMPEDANCIA CARACTERISTICA.

```
50 WRITE(5,12)
12 FORMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE ',//,5X,'K=CONSTANCE DIELETR
*ICA ',3X,/)
READ(2,80)K
WRITE(5,13)
13 FORMAT(/,5X,'Z=IMPEDANCIA CARACTERISTICA ',3X,/)
READ(2,80)Z
WRITE(5,72)K,Z
72 FORMAT(/,5X,'K = ',F10.5,//,5X,'Z = ',F10.5,/////)
A1=3.60297E0
A2=11.0478E0
A3=1.37051E0
A4=9.87998E0
A5=14.65077E0
A6=12.25049E0
A7=2.71278559E0
A8=.422943E0
A10=11.25049E0
IT=0
A=A1+A2*K
B=A3+A4*K
CP=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*Z)
```

DE 3 CARILI

```
WH=(CP-A)/E
IF(WH-.950)14,14,15
14 IT=1
19 A9=A7*(WH**A8+WF**8.E0)
TT=EXP(-A9)
T=EXP(A9)
T=(T-TT)/(T+TT)
CPI=CP/T
WHI=(CPI-A)/E
IF(ABS(WH-WHI)-.0500)16,16,17
16 WH=WHI
CB=(A5+A10*WH)*T
GC TC 18
17 WH=WHI
IT=IT+1
IF(IT-10)19,19,23
23 WRITE(5,25)
25 FORMAT(/,5X,'MAIS DE 10 ITERACOES')
GC TC 16
15 CB=A5+A10*WH
18 RK=CP/(SQRT(K)*CB)
KEFF=RK*RK
V=3.E8/RK

DADOS DE SAIDA.

W/H = RAZAO LARGURA-ALTURA.
KEFF = CONSTANTE DIELETRICA EFETIVA.
V =
IT = NUMERO DE ITERACOES.

WRITE(5,21)WH,KEFF,V,IT
21 FORMAT(/,5X,'VALOR DE W/H ',F10.6,/,5X,'VALOR DE KEFF ',F10.5,/,5
*X,'VALOR DE V ',E14.6,/,5X,'QUANTIDADE DE ITERACOES ',I4,/)
GC TC 5
END
```

FEATURES SUPPORTED
ICS

REQUIREMENTS FOR
MINIMUM 0 VARIABLES 54 PROGRAM 966

COMPILATION

XEC

APÊNDICE II

PROGRAMA EM FORTRAN IV PARA SÍNTESE DE
ACOPLADORES DIRECIONAIS [4.40]

(A) DADOS DE ENTRADA

Os dados de entrada necessários para operação do programa são (ordem de entrada):

- ϵ_r : constante relativa do dielétrico
- h : espessura do dielétrico em mm
- t : espessura da camada de cobre em mm
- C_0 : acoplamento desejado em dB
- f_0 : frequência central de operação
- Z_0 : impedância característica das linhas de ligação.

(B) RESULTADOS

Os resultados apresentados são:

- W : largura das linhas da região do acoplamento
- S : espaço entre as linhas
- λ : comprimento da região de acoplamento (modo ímpar)
- Z_{0e} : impedância modo par
- Z_{0o} : impedância modo ímpar
- W_0 : largura das linhas de ligação.

OBS.: O programa fornece resultados para vários conjuntos de dados, bastando colocar um cartão com nº inteiro diferente de zero após cada cartão de dados. Para determinar o programa basta um cartão em branco no final.

PAGE 1 CARELI

// JOB T

CARELI

LOG DRIVE CART SPEC CART AVAIL PHY DRIVE
0000 0016 0016 0000

V2 M10 ACTUAL 32K CONFIG 32K

// * C.P.D. - E.E.S.C. - U.S.P.

// FOR

#ICCS(CARD,1132PRINTER,TYPEWRITER,KEYBOARD,DISK,PLOTTER,1403PRINTER)

#LIST SOURCE PROGRAM

```

103  FORMAT(20X,'ENTRADA DE DADOS NA SEGUINTE ORDEM',//,'CONSTANTE REL
*ATIVA DO DIELETRICO',//,'ESPESSURA DO DIELETRICO (MM)',//,'ESPESSO
*RA DA CAMADA DE COBRE (MM)',//,'ACOPLAMENTO (DB)',//,'FREQUENCIA OF
*TRAL DE OPERACAO (HZ)',//,'IMPEDANCIA DE ACOPLAMENTO (OHMS)')
201  FORMAT(///,'CONSTANTE RELATIVA DO DIELETRICO=',F6.3,/, 'ESPESSURA
* DO DIELETRICO=',F8.5, ' MM',/, 'ESPESSURA DA CAMADA DE COBRE=',
*F8.5, ' MM',/, 'COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO=',F8.5, ' DB',F8.3,
* ' DB',/, 'FREQUENCIA DE OPERACAO=',E10.3, ' HZ',/, 'IMPEDANCIA DE A
*COPLAMENTO=',F8.3, ' OHMS',//)
301  FORMAT(20X,'NUMERO DE ITERACOES ESTA EM EXCESSO',//)
401  FORMAT(35X,'RESULTADOS',//,'LARGURA DAS LINHAS = ',F8.3, ' MM',/,
* ' ESPACCO ENTRE AS LINHAS = ',F8.3, ' MM',/, ' COMPRIMENTO DA REGIAO
*DE ACCPLAMENTO = ',F8.3, ' MM (MODD IMPAR)',/, ' IMPEDANCIA MODD PA
*R = ',F8.3, ' OHMS',/, ' IMPEDANCIA MODD IMPAR = ',F8.3, ' OHMS',/)
501  FORMAT(//,'LARGURA DA LINHA DE LIGACAO DE ',F8.3, ' OHMS = ',F8.5
* ' MMS',//)
601  FORMAT(F6.3,2X,F8.5,2X,F8.5,2X,F8.3,2X,E10.3,2X,F8.3)
602  WRITE(5,103)
      READ(2,601)ER,H,T,DB,FREQ,Z0
      X=DB/20.0
      CCUPL=10.0**X
      WRITE(5,201)ER,H,T,COUPL,DB,FREQ,Z0
      B=376.6/SQRT(ER)
      D=1.0/(3.0*SQRT(ER))
      F=1.3500/ALOG(4.0*F/T)
      ZCE=ZC*SQRT(1.0+CCUPL)/SQRT(1.0-COUPL)
      ZCO=ZC*SQRT(1.0-CCUPL)/SQRT(1.0+COUPL)
      K=1
      W=0.0
      M=0
      STEP=0.01
81  IF(K-100)35,35,36
36  GC TC 11
35  GC TC 21
11  WRITE(5,301)
      GC TC 31
21  W=W+STEP
      A=W/H
      G=(A+1.0)**2
      AA=D*(A-(1.0/G))
      BB=D/G
      CC=A+AA+0.5*C*A-2B+1.5*F
      DD=0.5*D*A+0.5*F
      X=((B/ZCE)-CC)/DD
      Y=1.0/X
      XX=4.0*(Y-1.0)
      S=W/XX
131 IF(S)131,131,141
      TESZC=1.0E10
141 GC TC 151
      ZCPPU=2.0*AA
      M=M+1
      ZCPUD=4.0*C/((S/W)+1.0)
      ZCDF=1.3500/ALOG(4.0*S/(3.141592*T))
      TESZC=B/(A+ZCPPU+F+ZCPUD+ZCDF)
161 IF(M-1)151,161,151
151 STEP=STEP/10.0
      CHECK=(TESZC-ZCO)/ZCC
      CHABS=ABS(CHECK)
152 IF(CHABS-0.01)41,41,152
51 IF(M-1)52,100,52
100 STEP=STEP*10.0
52 W=W-STEP
      STEP=STEP/10.0
      K=K+1
      GC TC 81
90 K=K+1
      GC TC 81
41 CONST=-1/(2.29818*376.6)
      CPPU=2.0*CONST*AA

```

PAGE 2 CARLI

```
CDPPU=8.0*D*CCNST/((S/W)+1.0)
CPP=CCNST*W/H
CF=CCNST*2.700/ALCG(4.0*H/T)
CDF=CCNST*2.700/ALCG(4.0*S/(3.141592*T))
CCC=CPP+CPPU+0.5*CF+0.5*CDPPU+0.5*CDF
ALOC=1.0/(1.0+((CPPU+CDPPU)*(1.0-(1.0/SQRT(ER)))/(2.0*COG)))
AKCC=1.0/SGRT(1.0+ALOC*ALOG*(ER-1.0))
CLENG=0.25*2.998E11*AKCC/FREQ
WRITE(5,401)W,S,CLENG,ZOB,ZOO
L=1
WC=0.0
STEPJ=0.01
91 IF(L-2000)92,92,11
92 WC=WC+STEPJ
AC=WC/H
GO=(AC+1.0)**2
AAC=D*(AC-(1.0/GO))
TZC=B/(AC+2.0*AAC+2.0*F)
CHE=(TZC-ZC)/ZC
CHEAB=ABS(CHE)
102 IF(CHEAB-0.01)101,101,102
110 IF(CHE)110,101,120
WC=WC-STEPJ
STEPJ=STEPJ/10.0
L=L+1
GC TC 91
120 L=L+1
GC TC 91
101 WRITE(5,501)ZC,W0
31 READ(2,999)ITEST
999 FCRMAT (112)
IF(ITEST)32,32,602
32 CALL EXIT
END
```

FEATURES SUPPORTED

IOCS

CORE REQUIREMENTS FOR

COMMON 0 VARIABLES 110 PROGRAM 1286

END OF COMPILATION

// XEC

ENTRADA DE DADOS NA SEGUINTE ORDEM

- CONSTANTE RELATIVA DO DIELETRICO
- ESPESSURA DO DIELETRICO (MM)
- ESPESSURA DA CAMADA DE COBRE (MM)
- ACPLAMENTO (DB)
- FREQUENCIA CENTRAL DE OPERAÇÃO (HZ)
- IMPEDANCIA DE ACPLAMENTO (OHMS)

APÊNDICE III

EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIDAS

1. Geradores de sinais
General Radio, modelos 1219-B e 1218-BV
Fontes de alimentação: General Radio, modelos GR 1264, com modulação e GR 1269-A, sem modulação.
2. Analisador de Espectro
display section, HP 141T
RF sections, HP 8555A
IF section, HP 8552B
3. Medidor de Potência
HP, modelo 435A
sensor, HP 8481A
4. Medidor de VSWR
HP, modelo 415E
5. Linha Fendida
HP, modelo 405B
6. Atenuadores
GR, modelo G20-874, 20 dB
HP, modelo 8491B, 3, 10 e 20 dB
7. Somador de potências
power splitter, HP, modelo 1610A
8. Detetor a Cristal
HP, modelo 420B
9. Cabos Coaxiais
Amphenol, RG 214/u
10. Cargas de 50 Ω
GR, modelo 874-W50B