

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

OSCILADOR IMPATT
NA BANDA X

por: EDSON PEREIRA CARDOSO
Orientador: RUI FRAGASSI SOUZA

Tese apresentada à Faculdade
de Engenharia de Campinas da
Universidade Estadual de Cam
pinas, UNICAMP, como parte
dos requisitos para obtenção
do título de MESTRE EM CIÊN-
CIAS.

FEVEREIRO-1982

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho contou com o auxílio e a inestimável companhia de algumas pessoas sem as quais tornaria difícil a realização do mesmo.

Estamos gratos

ao Prof. Dr. Rui Fragassi Souza pela orientação,

ao Prof. Akebo Yamakami pela ajuda na parte computacional.

ã Taka O. Perroni pelos serviços de datilografia,

aos colegas da FEC e da Telebrás e

ã Irani e Ana Beatriz, pela paciência, pela compreensão e pelo estímulo..

Este trabalho teve o suporte financeiro do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

SUMÁRIO

Este trabalho trata do estudo, projeto e implementação de um oscilador Impatt na banda X. Faz-se um estudo sobre a caracterização do diodo Impatt e uma análise sobre a admitância de uma cavidade coaxial com terminação capacitiva. A interação entre o elemento ativo (o diodo) e a cavidade, através da qual ocorre a oscilação em frequências de microondas, também é analisada. Na parte final são apresentados alguns resultados sobre o desempenho do oscilador Impatt construído em cavidade coaxial.

Í N D I C E

Pág.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO	1
1.1 - MOTIVAÇÃO E APRESENTAÇÃO	1
1.2 - DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES UTILIZADOS EM OSCILADORE RES DE MICROONDAS	2
a) TED - dispositivos de transferência de elétrons	2
b) IMPATT - Dispositivos que utilizam o efeito de impacto por avalanche aliado ao de tempo de trãnsi- sito	3
c) TRAPPATT - Obtenção de plasma por avalanche as- sociado a efeitos de tempo de trãnsito	3
d) BARITT - Injeção de cargas na região de trãnsi- to	4
e) TRANSISTOR BIPOLAR	4
f) FET - Transistor de efeito de campo	5
REFERÊNCIAS	7

CAPÍTULO 2

O DIODO IMPATT	8
2.1 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	8
2.2 - ANÁLISE PARA PEQUENOS SINAIS	11
2.3 - ESTRUTURA E CONSTRUÇÃO DO DIODO IMPATT	15
2.4 - CARACTERIZAÇÃO DO DIODO IMPATT ATRAVÉS DA CURVA C-V	18
REFERÊNCIAS	26

CAPÍTULO 3

O OSCILADOR IMPATT	28
3.1 - O CIRCUITO	28
3.2 - DESEMPENHO E LIMITAÇÕES	30
3.3 - POLARIZAÇÃO E PRECAUÇÕES	33
REFERÊNCIAS	37

CAPÍTULO 4

A CAVIDADE COAXIAL	38
4.1 - PARÂMETROS DE UMA CAVIDADE RESSONANTE	38
4.2 - A CAVIDADE COAXIAL COM TERMINAÇÃO CAPACITIVA	45
4.3 - A CAVIDADE COAXIAL COM DOIS TRANSFORMADORES DE $\lambda/4$	49
4.4 - SINTONIA DA CAVIDADE COAXIAL COM DOIS TRANSFORMADO- RES DE $\lambda/4$	52
REFERÊNCIAS	61

CAPÍTULO 5

PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
5.1 - CARACTERIZAÇÃO DO DIODO IMPATT	62
5.2 - O PROJETO DA CAVIDADE COAXIAL	64
5.3 - OS Q DA CAVIDADE	67
5.4 - O DESEMPENHO DO OSCILADOR IMPATT	68
REFERÊNCIAS	74

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES FINAIS	75
-------------------------	----

ANEXO 1

MODOS SUPERIORES EM GUIAS COAXIAIS	76
--	----

REFERÊNCIAS	79
-------------------	----

ANEXO 2

UM PROGRAMA FORTRAN PARA O ESTUDO DA ADMITÂNCIA DE UMA CA VIDADE COAXIAL COM UM OU DOIS TRANSFORMADORES $\lambda/4$	80
--	----

ANEXO 3

O Q DE UMA CAVIDADE COAXIAL MEDIDO ATRAVÉS DO VSWR	96
--	----

REFERÊNCIAS	99
-------------------	----

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - MOTIVAÇÃO E APRESENTAÇÃO

O estudo e implementação de um oscilador de micro-ondas, utilizando o diodo Impatt como elemento ativo, foram estimuladas pelo projeto de "Transmissão de Sinais PCM via Rádio", em desenvolvimento na FEC-UNICAMP, através de Convênio com a Telebrás. No Rádio Digital do referido projeto, o oscilador RF deve operar na faixa de 8,2 a 8,5 GHz (banda X) e a opção pelo diodo Impatt como elemento ativo deve-se a fatores de custos e de potência na faixa de frequência desejada.

O trabalho é exposto em seis capítulos e três anexos. No restante deste Capítulo 1 descrevemos os dispositivos de estado sólido mais utilizados na geração de microondas, bem como seus desempenhos típicos.

No Capítulo 2 é apresentado um estudo sobre o diodo Impatt no que diz respeito ao modo de operação como oscilador e na sua caracterização através da curva CV (capacitância de junção versus tensão reversa).

No Capítulo 3 descrevemos as características gerais de um oscilador Impatt (o diodo inserido no circuito de micro ondas) seu desempenho, suas limitações, bem como o circuito de polarização DC.

No Capítulo 4 a cavidade coaxial com terminação capacitiva é analisada. Um estudo da admitância da cavidade com um e dois transformadores de $\frac{\lambda}{4}$ consta deste capítulo.

No Capítulo 5 são feitas considerações sobre o projeto do oscilador Impatt implementado. Os resultados experimentais são descritos e analisados neste capítulo.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais bem como sugestões a futuros trabalhos com este tipo de oscilador.

No Anexo 1 é apresentado um estudo sobre modos superiores em guias coaxiais.

No Anexo 2 apresenta-se um programa FORTRAN para a análise da admitância numa cavidade coaxial.

No Anexo 3 é descrito o método utilizado para a medição dos Q de uma cavidade coaxial.

1.2 - DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES UTILIZADOS EM OSCILADORES DE MICROONDAS

Os dispositivos de estado sólido em microondas apresentaram um rápido desenvolvimento na década de 60. Diversos dispositivos semicondutores já são capazes de produzir, amplificar e detectar sinais de microondas, substituindo assim, com vantagens, as válvulas. Os diodos Impatt e Gunn, mais o transistor de efeito de campo - FET, são aqueles que tiveram maior desenvolvimento tecnológico. Os diodos ativos e transistores existentes são:

- diodos:
- a) TED - Transferred electron device
 - b) IMPATT - Impact Avalanche Transit Time
 - c) TRAPATT - Trapped-Plasma Avalanche Triggered Transit
 - d) BARITT - Barrier Injection Transit Time

- transistores:
- e) BIPOLAR
 - f) FET - Field Effect Transistor

Todos estes dispositivos normalmente são feitos ou de Silício (Si) ou de Arseneto de Gálio (GaAs) ou de Fosfeto de Índio (InP). Eis algumas características de cada um:

a) TED - dispositivos de transferência de elétrons

Os TEDs têm perfis de dopagem do tipo n^+nn^+ e são feitos ou de GaAs ou InP. O mecanismo básico destes dispositivos está no fato de a velocidade de deriva, nestes materiais, decrescer com o aumento do campo elétrico quando este atinge um certo valor. Nesta região da operação a junção apresenta resistência negativa e daí a possibilidade de geração de sinais de microondas. Os TEDs podem operar, basicamente, em três modos: o modo Gunn, o modo de acumulação (quenched domain mode) e modo LSA (limited space charge accumulation).

Quando o diodo opera no modo Gunn é chamado de diodo Gunn.

Os osciladores com os TEDs podem gerar altas potências com baixas tensões de polarização. Tem bom desempenho com relação a ruído e geralmente é utilizado acima ou na banda X.

Com TED de GaAs (LSA) conseguiu-se 6 kw na banda L e 2 kw na banda C em regime pulsado com eficiência em torno de 32%. Na banda X, pode-se obter 2 W com eficiência na faixa de 3 a 12% em regime contínuo [1].

A eficiência típica para o diodo Gunn em dispositivos comerciais está entre 2 a 4% em regime contínuo [2].

b) IMPATT - Dispositivos que utilizam o efeito de Impacto por avalanche aliado ao de tempo de trânsito

O Impatt é um diodo que produz resistência negativa através de avalanche na ruptura combinado com o efeito de tempo de trânsito das cargas na junção. Seu perfil de dopagem mais simples é $n^+ n p^+$ ou $p^+ p n^+$ e é fabricado com Silício ou GaAs.

Este dispositivo pode gerar alta potência com boa estabilidade em temperatura mas tem tensão de polarização alta (de 70 a 150 volts).

O oscilador Impatt tem eficiência decrescente com o aumento da frequência e já conseguiu-se gerar sinais pulsados em torno de 100 GHz com Silício. Na banda X este diodo opera com eficiência de 10 a 15% tanto em regime pulsado como contínuo [1].

Tem-se notícia de Impatt de GaAs com perfis de dopagem especiais com eficiência de 36% na banda X em regime contínuo [3]. Comercialmente o diodo Impatt apresenta geralmente, eficiência entre 4 a 6% [3]. O oscilador que implementamos e desenvolvemos neste trabalho tem como elemento ativo o diodo Impatt. No Capítulo 2 apresentamos um estudo mais detalhado deste dispositivo.

c) TRAPPATT - Obtenção de plasma por avalanche associado a efeitos de tempo de trânsito

O diodo Trapatt normalmente é feito de Silício e apresenta um perfil de dopagem do tipo $n^+ n p^+$ ou $p^+ p n^+$ como o Impatt mas opera em modo diferente. Nele a avalanche ocorre na zo-

na de carga espacial com a consequente geração de uma nuvem de elétrons e lacunas (plasma). Este plasma é retirado pelo circuito externo através do campo elétrico aplicado na região de carga espacial. Nos Impatts a avalanche ocorre em correntes menores que nos Trapatts.

Os osciladores Trapatt desenvolvem altas potências pulsadas em baixas frequências de microondas. Em 1 GHz já foi obtida eficiência na faixa de 20 a 60%. Na banda X pode-se obter potência de até 5w com eficiência de 20 a 40% em regime contínuo [1].

Caracterizam-se por boa estabilidade em temperatura, tensão de polarização alta e tem limitações na frequência de operação. São mais utilizados em regime pulsado e para potência alta.

d) BARITT - Injeção de cargas na região de trânsito

O diodo Baritt normalmente é feito de Silício com perfil de dopagem $p^+ n p^+$ ou $n^+ p n^+$. Em operação, a junção que é polarizada diretamente, injeta cargas na região n ou p (região de trânsito) enquanto a outra junção, que é polarizada reversamente, recebe estas cargas. Se a região de trânsito tiver comprimento conveniente há o aparecimento de resistência negativa no dispositivo. Os osciladores Baritt geram potência de centenas de miliwatts na banda X com eficiência da ordem de 5% [1]. Devido a esta baixa eficiência não é comum o uso deste diodo como oscilador mas sim como detector. Isto devido à sua boa linearidade e baixo ruído. A polarização dos Baritts está num nível intermediário entre os TEDs e os Impatts.

e) TRANSISTOR BIPOLAR

Estes dispositivos podem ser utilizados como osciladores embora sejam muito comum seu emprego como amplificador. São feitos normalmente de Silício. Abaixo de 6 GHz apresenta-se com bom desempenho no que diz respeito à potência, eficiência, ruído e linearidade. Acima de 6 GHz estas características se degradam. Existem osciladores que utilizam o transistor bipolar com potência de 35w - 30% em 1 GHz [1].

e) FET - Transistor de efeito de campo

Os FETs são feitos de Silício, GaAs ou Fosfeto de Índio, sendo os de GaAs os mais desenvolvidos. Eles operam em frequências até acima da banda X com ótimo desempenho em eficiência, linearidade e ruído. Tem a vantagem de exigir baixa tensão de polarização se comparado aos diodos. Apresentam uma estabilidade térmica apenas adequada. Os FETs apresentam certas vantagens sobre os outros dispositivos semicondutores em microondas em sua faixa de operação, devido principalmente ao avanço da tecnologia do Arsênio de Gálio.

As Figuras 1.1 e 1.2 apresentam o desempenho de potência e eficiência versus frequência dos dispositivos mencionados até 1974.

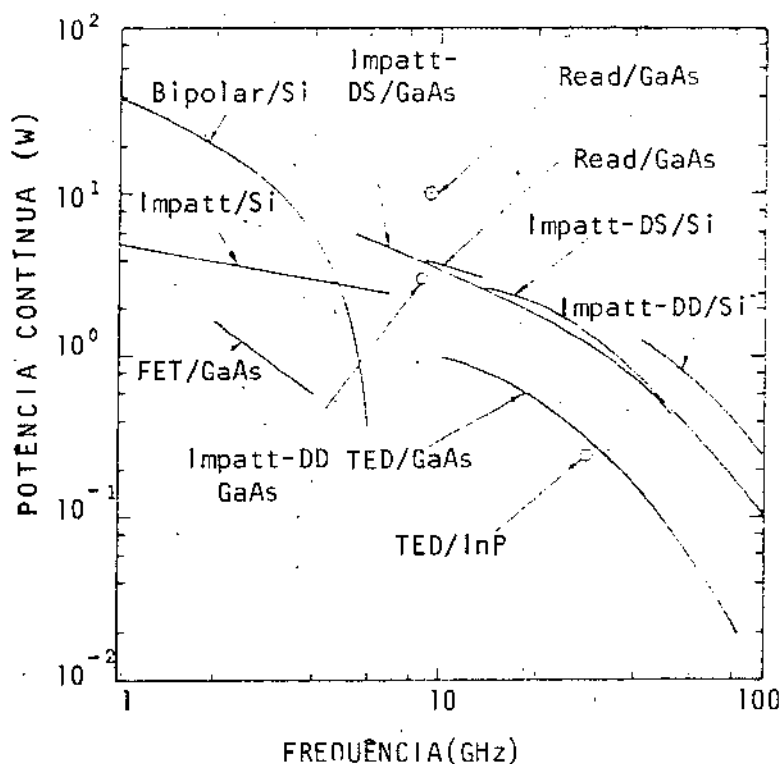


Figura 1.1: Potência versus frequência nos dispositivos semicondutores na geração de microondas [2].
(DS = Deriva Simples, DD = Deriva Dupla).

e) FET - Transistor de efeito de campo

Os FETs são feitos de Silício, GaAs ou Fosfeto de In dio, sendo os de GaAs os mais desenvolvidos. Eles operam em frequências até acima da banda X com ótimo desempenho em eficiência, linearidade e ruído. Tem a vantagem de exigir baixa tensão de polarização se comparado aos diodos. Apresentam uma estabilidade térmica apenas adequada. Os FETs apresentam certas vantagens sobre os outros dispositivos semicondutores em microondas em sua faixa de operação, devido principalmente ao avanço da tecnologia do Arsen to de Gálio.

As Figuras 1.1 e 1.2 apresentam o desempenho de potência e eficiência versus frequência dos dispositivos mencionados até 1974.

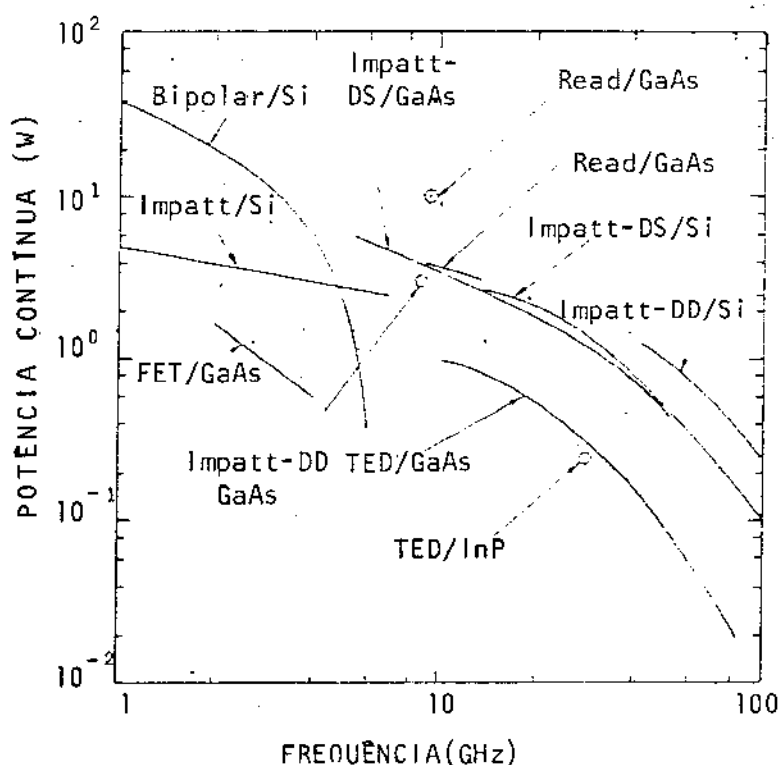


Figura 1.1: Potência versus frequência nos dispositivos semicondutores na geração de microondas [2].
(DS = Deriva Simples, DD = Deriva Dupla).

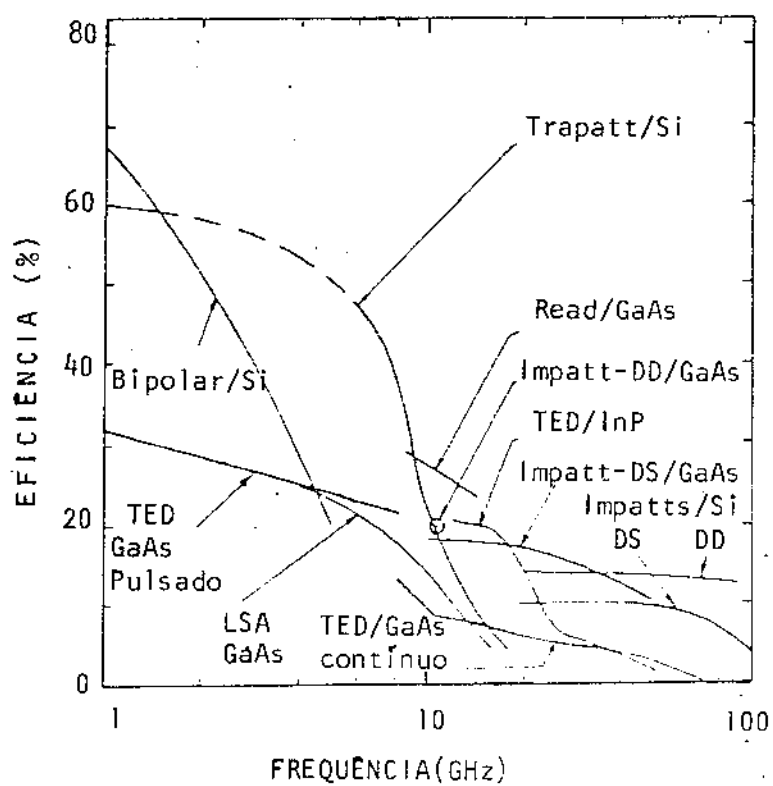


Figura 1.2: Eficiência versus frequência dos dispositivos semi-condutores na geração de microondas [2].

(DS = Deriva Simples, DD = Deriva Dupla).

REFERÊNCIAS

- [1] Bert Berson, "Semiconductors Prove Fruitful for Microwave Power Devices", *Electronics*, Jan, 22, 1976.
- [2] M. J. Howes, D.V. Morgan, Microwave Devices: Devices Circuits Interactions, Cap. 7, John Wiley, 1976.
- [3] J.W. Gewartowski, "Progress with CW Impatt Diode Circuits at Microwave Frequencies", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-27, nº 5, 1979.

CAPÍTULO 2

O DIODO IMPATT

2.1 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A geração de sinais em microondas, através de uma junção pn reversamente polarizada, foi apresentada pela primeira vez por Read [1] em 1958. Baseava-se no surgimento de resistência negativa, devido à defasagem entre a voltagem RF e a corrente gerada por avalanche, seguida de deriva pela região deserta da junção de diodos especialmente projetados. O diodo Impatt utiliza basicamente os fenômenos de avalanche por impacto juntamente com efeito de tempo de trânsito de portadores na região deserta, porém ativa, da junção. Na Figura 2.1 temos esquematizado um diodo Impatt com estrutura de dopagem $p^+ n n^+$ sendo polarizado reversamente.

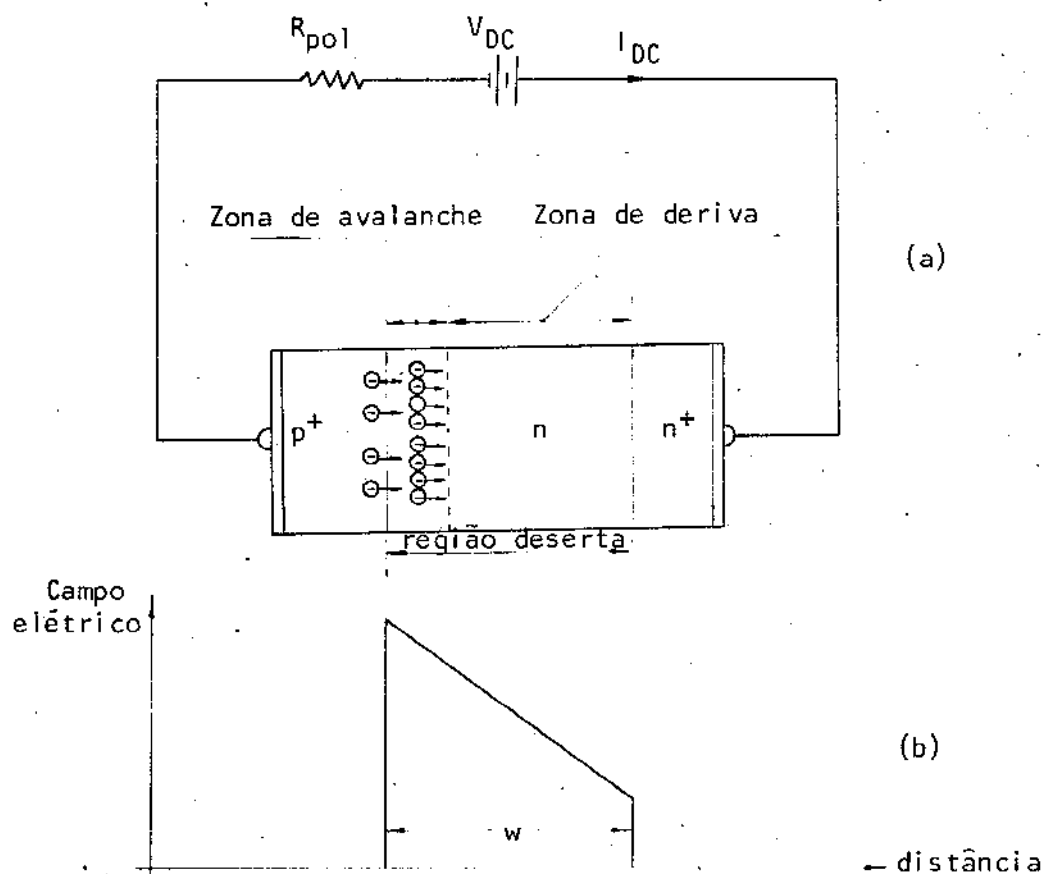


Figura 2.1: Representação de uma junção pn reversamente polarizada onde ocorre o fenômeno da avalanche (a) e o perfil de campo elétrico (b).

Pode-se dividir esta estrutura numa região ativa, onde os fenômenos importantes ocorrem e noutra região inativa onde se localizam os fenômenos parasitas. A região ativa compreende uma zona de avalanche e uma zona de deriva. Na zona de avalanche ocorre a geração de pares elétron-lacuna por impacto. Na zona de deriva, as cargas caminham na direção do outro terminal do dispositivo com velocidade constante, como veremos logo mais.

Analisaremos agora os fenômenos de avalanche e de tempo de trânsito para explicar a origem da resistência negativa do diodo Impatt, quando reversamente polarizado. Suponha uma tensão de RF (Fig. 2.2 (a)) aplicada reversamente num diodo Impatt. Se a tensão média (DC) do sinal de RF for a de ruptura da junção, naquele intervalo de tempo em que este sinal estiver acima da tensão DC, ocorre o processo de avalanche. Daí será gerado o pacote

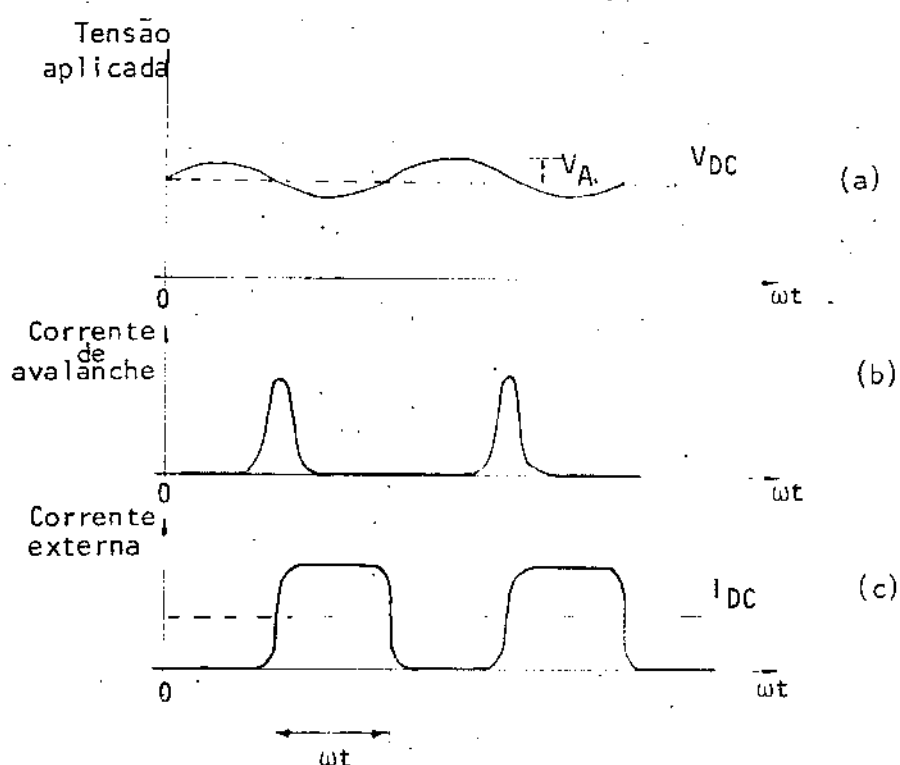


Figura 2.2: Voltagem aplicada sobre o diodo (a), a carga gerada no processo de avalanche (b) e a corrente induzida no circuito externo (c).

de cargas (Fig. 2.2 (b)) com atraso de 90° em relação ao sinal da tensão. Em seguida, este pacote gerado na zona de avalanche atravessa a região de deriva do diodo. Iremos supor que a velocidade

de deriva das cargas esteja saturada. Isto ocorre para campos elétricos intensos [2]. Assim o tempo τ para as cargas atravessarem a região de deriva é dado por:

$$\tau = \frac{W_D}{v_{sat}} \quad (2.1)$$

onde W_D é a largura da zona de deriva e v_{sat} é a velocidade de saturação das cargas.

O pacote de cargas, ao atravessar a região de deriva, induz uma corrente elétrica no circuito externo [3] até este pacote ser absorvido pelo outro terminal de diodo. Portanto, no semi-período em que a tensão sobre o diodo estiver abaixo da tensão de ruptura, haverá um pulso de corrente com largura temporal τ (Fig. 2.2 (c)). O termo $\omega\tau$ é o chamado "ângulo de trânsito". No caso ideal, a defasagem entre tensão e corrente deve ser 180° , isto é $\omega\tau=180^\circ$, correspondendo ao tempo em que as cargas demoram para atravessarem a região de deriva. Em termos de circuitos dizemos que nestas condições o diodo é visto como uma resistência negativa aliada a uma componente reativa. Funciona, portanto, como um gerador de potência ou um conversor DC-AC. A tensão senoidal reversa sobre o diodo, que simulamos na Figura 2.2 (a) para explicar a existência de resistência negativa, pode ser devida ao ruído da própria fonte de polarização.

Vê-se na Figura 2.1 que o diodo está polarizado sob condição de atravessamento ("punch-through"), isto é, a região deserta se estende até a junção nn^+ no caso da estrutura $p^+ n n^+$ da figura. Esta condição é necessária para que a velocidade de deriva seja constante. Já dissemos que quando há campos elétricos intensos, a velocidade de cargas na região de deriva satura-se. Se o diodo não estiver na condição de atravessamento o campo se anula na região "n", onde a concentração de portadores é relativamente baixa. Isto tem conseqüências tais como [4]: (a) a não saturação da velocidade de deriva, degradando assim a relação de fase entre tensão e corrente e (b) a região em que o campo elétrico se anula, na região "n", introduz resistências séries relativamente altas devido à baixa dopagem na região, diminuindo sensivelmente a eficiência de conversão DC-AC do dispositivo.

2.2 - ANÁLISE PARA PEQUENOS SINAIS

Os primeiros estudos analíticos dos diodos de avalanche, feitos por Read [1], deram maior ênfase ao comportamento não linear, devido a grandes sinais. Estamos, no entanto, interessados, neste trabalho, principalmente no comportamento linear do diodo Impatt. Por isso iremos nos ater aos sinais de pequena amplitude. Para a análise do diodo Impatt em grandes sinais ver as referências [4] e [6].

As cargas geradas durante o processo de avalanche têm um campo elétrico associado. Devido a isto há mudanças no campo elétrico imposto pela fonte de polarização. Quando se opera com pequenos sinais estas perturbações são desprezadas. Isto quer dizer que o campo elétrico na região de avalanche é diretamente proporcional à tensão de RF, no caso de pequenos sinais.

Uma análise aproximada para pequenos sinais, pode ser feita utilizando a denominada aproximação em camadas múltiplas [6], na qual a região ativa do diodo é dividida em regiões de campo elétrico uniforme. A impedância ou admitância pode então ser calculada a partir da equação de Poisson e da equação da continuidade aplicada nas regiões de avalanche e deriva.

Outra análise que se faz para pequenos sinais é assumir uma onda de corrente na região de carga espacial e daí calcular a impedância do diodo [7]. Nesta análise, o diodo é repartido em três regiões:

- (a) região de avalanche, onde os efeitos de carga espacial e o atraso do sinal são considerados desprezíveis,
- (b) região de deriva, onde não há geração de cargas, mas com tempo de trânsito significativo e
- (c) região inativa que compreende as resistências parasitas do diodo.

Cada uma dessas regiões contribuem com uma impedância. A impedância total é a associação série das três. Este valor é dado por [7]:

$$Z = R_s + \frac{l_d^2}{v_d \epsilon A} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} \right] \frac{1 - \cos \theta}{\theta^2} + \frac{1}{j\omega C_d} \left[\left(1 - \frac{\sin \theta}{\theta}\right) \frac{\frac{\sin \theta}{\theta} + \frac{l_a}{l_d}}{1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega}\right)^2} \right] \quad (2.2)$$

onde " R_s " é a resistência da região inativa, " v_d " a velocidade de deriva, " l_d " largura da região de deriva, " l_a " largura da região de avalanche, " ω " a frequência angular de operação, " A " a área de secção transversal do diodo e " ϵ " é a permissividade do material semiconductor.

O ângulo de trânsito " θ " é dado por $\theta = \omega \frac{l_d}{v_d} = \omega \tau$.

A capacitância da região de deriva " C_d ", é dada pela expressão: $C_d = \frac{\epsilon A}{l_d}$ e a frequência angular de avalanche, " ω_a ", é dada por:

$$\omega_a = \left[\frac{2\bar{\alpha}' v_d I_0}{\epsilon A} \right]^{1/2} \quad (2.3)$$

onde $\bar{\alpha}' = \frac{\partial \bar{\alpha}}{\partial E}$, sendo " $\bar{\alpha}$ " o valor médio da taxa de ionização na região de avalanche, " I_0 " é a corrente DC de polarização e " ϵ " a permissividade elétrica.

A equação 2.2 é válida no caso de: primeiro, a avalanche é confinada na largura l_a ; segundo, a difusão e recombinação são nulas na região deserta; terceiro, a velocidade de deriva é constante e quarto, o perfil de dopagem é plano. O segundo termo do 2º membro da equação 2.2 corresponde a uma resistência que é negativa quando ω é maior que ω_a . Portanto, quando a frequência de operação for superior à frequência de avalanche, o diodo Impatt pode apresentar uma resistência ativa. Esta resistência é máxima, em valor absoluto, quando:

$$\frac{dR_d}{d\theta} = 0, \text{ onde } R_d = \frac{l_d^2}{V_d \epsilon A} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} \frac{1 - \cos \theta}{\theta^2}$$

Fazendo os cálculos veremos que R_d é máxima quando $\theta = 0,74\pi$.

Para ângulos de trânsito pequenos, a equação 2.2 se torna:

$$Z \approx R_s + \frac{l_d^2}{2 v_d \epsilon A} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} \right] + \frac{1}{j\omega C} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} \right] \quad (2.4)$$

onde $C = \frac{\epsilon A}{l_d + l_a}$, ϵ é a capacitância da região deserta quando o diodo encontra-se na ruptura e I_0 é nula.

Nesta equação 2.4, mais simples que a equação 2.2, a impedância apresenta uma componente resistiva e outra reativa.

Quando ω é maior que ω_a (componente resistiva negativa) a reatância corresponde a um circuito ressonante paralelo (Figura 2.3) cuja frequência de ressonância é ω_a . É importante lembrar que esta frequência é proporcional à raiz quadrada da corrente de polarização (veja equação 2.3).

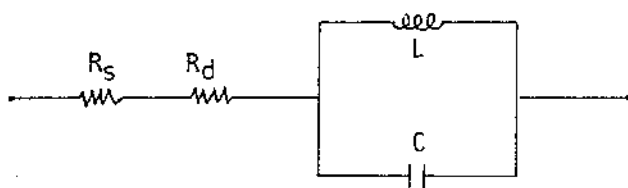


Figura 2.3: Circuito equivalente do diodo Impatt para pequenos sinais e pequenos ângulos de trânsito.

$$C = \frac{\epsilon A}{l_a + l_d} \quad \text{e} \quad L = \frac{l}{\omega_a^2 C} :$$

Pode-se, para melhor entendimento, analisar graficamente o comportamento da impedância Z em função da frequência de operação no diodo Impatt. A Figura 2.4 é a representação gráfica da equação 2.4.

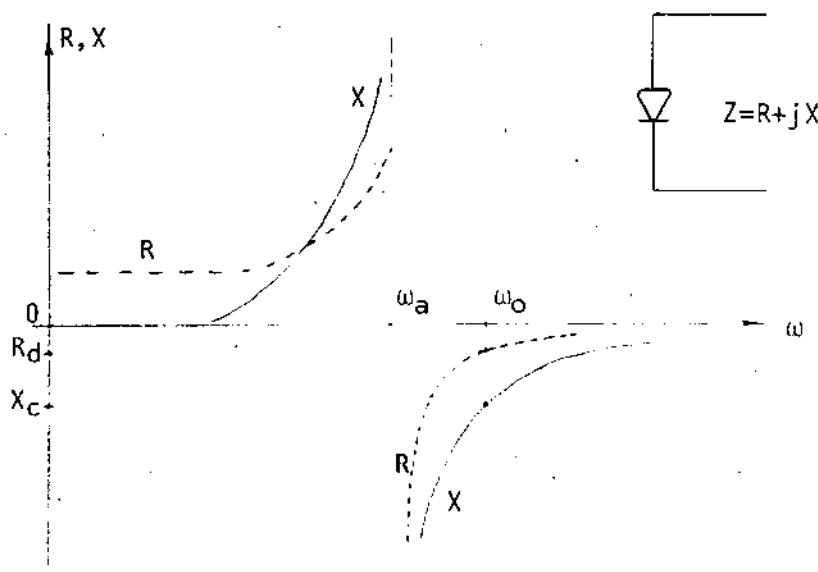


Figura 2.4: Resistência e reatância versus frequência angular no diodo Impatt, para pequenos ângulos de trânsito.

Neste gráfico vemos que para ω menor que ω_a , o diodo apresenta resistência positiva (considera-se R_s como parte do circuito externo) e a reatância indutiva. Para ω maior que ω_a a impedância Z apresenta resistência negativa e reatância capacitiva. Assim, a faixa de operação na qual dispositivo apresenta resistência negativa (ou gera potência) será para frequências superiores à frequência de avalanche. Nesta faixa o diodo tem um comportamento capacitivo. É bom lembrar que estamos aqui estudando o diodo sem considerar o encapsulamento, apenas a pastilha. Isto porque o encapsulamento introduz indutâncias e capacitâncias que modificam a reatância resultante do dispositivo.

Uma outra forma de apresentar o comportamento da Figura 2.4 é através do gráfico susceptância versus condutância do diodo. Na Figura 2.5 está representado B_d versus G_d para duas frequências

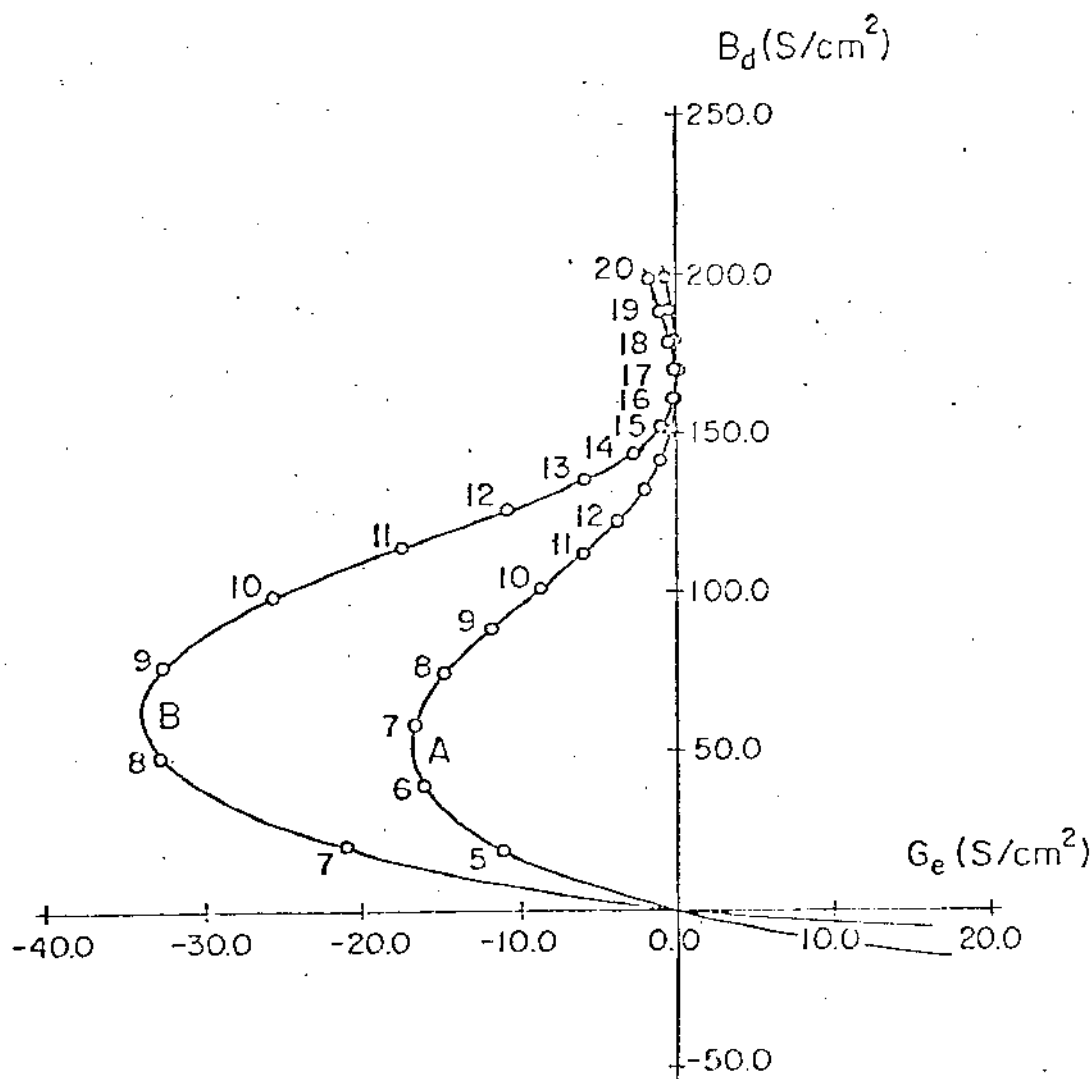


Figura 2.5: Curva de Admitância do diodo Impatt para pequenos sinais. O diodo é o Silício e a curva A corresponde a $f_a=4$ GHz enquanto a curva B corresponde a $f_a=6$ GHz. Os círculos sobre as curvas correspondem às frequências de operação em GHz. G_e é a condutância ativa do diodo ($R_s=0$). (Cedido por R.F. Souza [4]).

de avalanche fixadas. Observa-se nesta figura que o aumento de corrente de polarização ($I_0 - \sqrt{\omega_a}$), acarreta um aumento, em valor absoluto, da condutância, para uma dada frequência de operação.

2.3 - ESTRUTURAS E CONSTRUÇÃO DO DIODO IMPATT

Vamos agora fazer considerações sobre algumas estruturas de dopagens mais importantes e apresentar informações a respeito da construção do diodo Impatt.

A primeira estrutura, proposta em 1958 por Read [1], foi uma configuração $p^+n i n^+$ (Figura 2.6) onde "i" é de intrínseco. Este perfil de dopagem é de difícil construção e por este motivo, pouco exequível tecnologicamente. Em 1965, De Loach [8] descobriu que

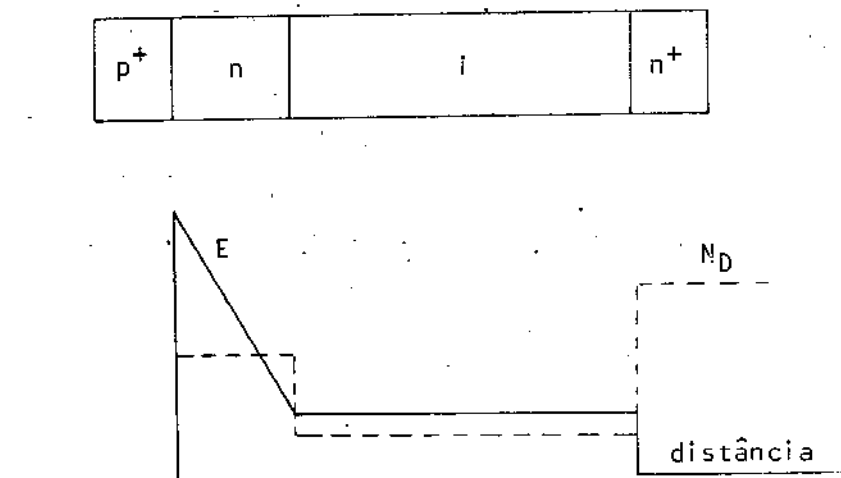


Figura 2.6: Estrutura Read com o perfil de campo elétrico na região de carga espacial. N_D é a concentração de doadores.

uma simples junção pn, especialmente projetada, poderia apresentar a resistência negativa prevista por Read. A partir daí houve uma rápida evolução tecnológica dos dispositivos semicondutores em microondas. Existem diodos que apresentam eficiência DC-AC de 20 a 30% [9]. São os diodos com perfis de dopagem denominados "Read modificado": Hi-Lo ("high-low") e Lo-Hi-Lo ("Low-high-low") onde

"low" e "high" correspondem a baixa e alta dopagem, respectivamente.

Na Figura 2.7 estão algumas estruturas de dopagem existentes para diodos Impatt com seus respectivos perfis de campo elétrico.

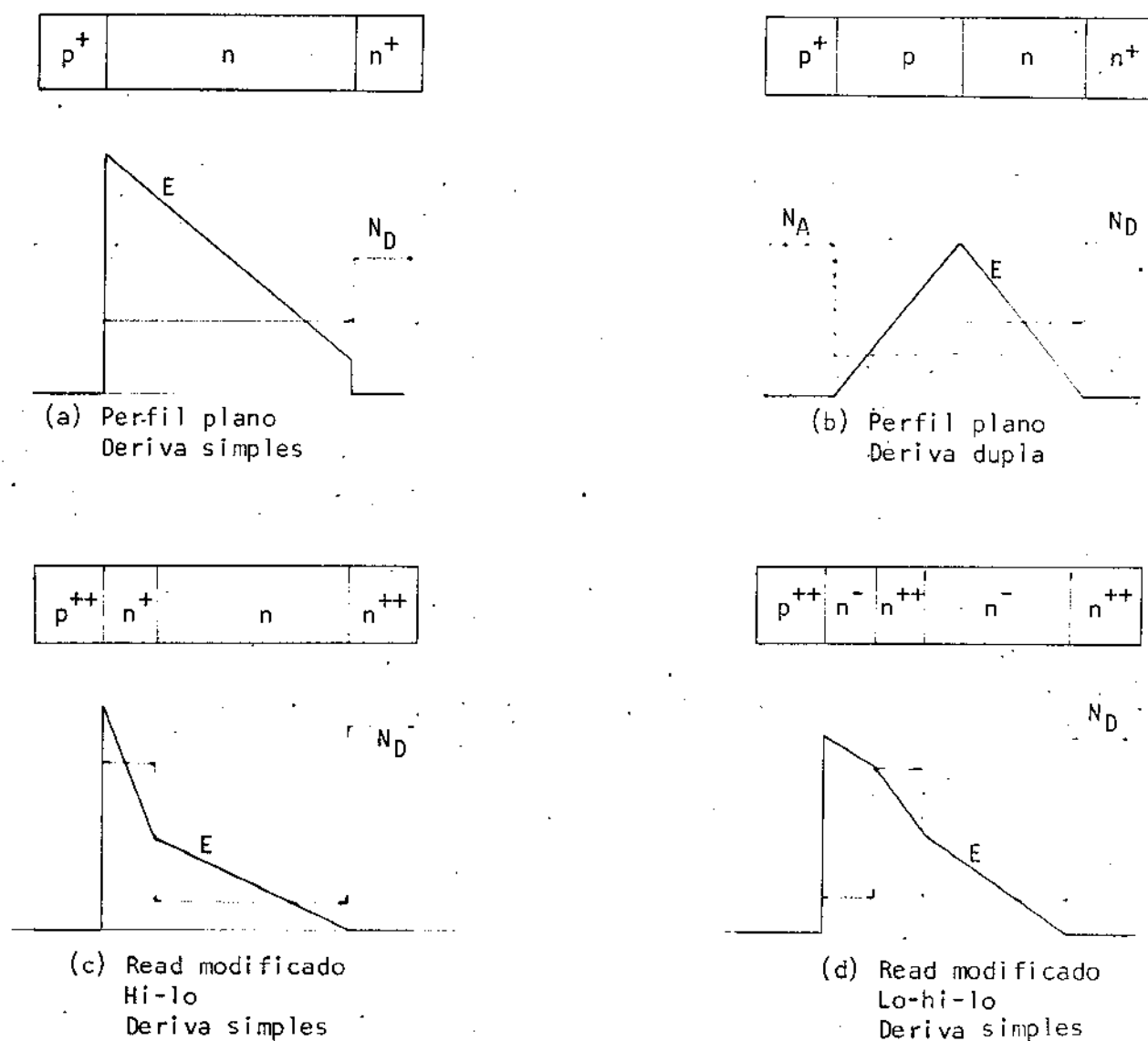


Figura 2.7: Perfis de dopagem, configuração de campo e concentração de algumas estruturas do diodo Impatt.

N_D é a concentração de doadores e N_A é a concentração de aceitadores [10], [11].

Nos perfis Read modificado (c) e (d) da Figura 2.7, os altos campos são confinados em regiões menores comparadas com o perfil plano com deriva simples (a). Isto resulta em tensões de polarização menores para uma mesma frequência de operação. Os dio-

dos com perfis planos são feitos utilizando Silício ou Arseneto de Gálio. Os diodos com perfis Read modificado são feitos apenas com Arseneto de Gálio [10].

A fabricação do diodo Impatt é feita com material epitaxial, consistindo basicamente de camadas de alta resistividade sobre substratos de baixa resistividade. A camada epitaxial é crescida por deposição química de vapor ou líquido em altas temperaturas e as propriedades desta camada são controladas pelas condições de crescimento, tais como temperatura e composição química do gás. Esta camada corresponde à região ativa do dispositivo e o substrato se apresenta como suporte mecânico e responsável por resistências parasitas. Este substrato é constituído de material muito dopado para minimizar estas resistências parasitas. As propriedades do dispositivo são determinadas pela densidade e perfil de dopagem, além da largura da região ativa (região de alta resistividade) [2]. A Figura 2.8 mostra um diodo Impatt incluindo a pastilha ("chip") e o dispositivo encapsulado.

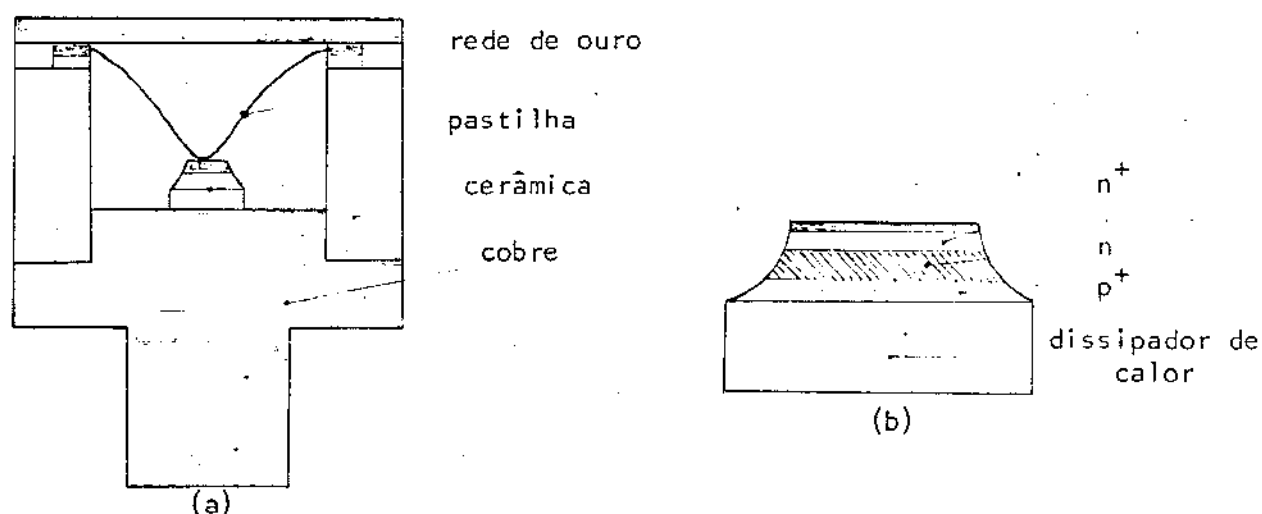


Figura 2.8: Vista em corte do diodo Impatt encapsulado (a) e a pastilha, estrutura mesa (b).

2.4 - CARACTERIZAÇÃO DO DIODO IMPATT ATRAVÉS DA CURVA C-V

Para a determinação do perfil de dopagem em semicondutores, a técnica mais usada é aquela que parte da medição do comportamento capacitância da junção versus voltagem reversa. A partir daí obtém-se o perfil de impurezas e o perfil de campo elétrico na região ativa do dispositivo. Estas informações são importantes no sentido de se conhecer as características de operação do dispositivo como, por exemplo, frequência, tensão de polarização, tipo de dopagem, etc. Este método tem vantagens tais como: ele não é destrutivo e é de fácil ajuste para medições e computação. Esta técnica, no entanto, apresenta erros da ordem de $\pm 10\%$ [12] e tem validade apenas supondo a aproximação deserta, isto é, supondo que a região deserta consista de elétrons e lacunas em concentração desprezível, comparada com a concentração de impurezas fixas. Outra consideração a ser feita é sobre os efeitos de resistências parasitas do dispositivo. No caso de filmes finos em substratos isolantes estas resistências têm considerável influência. Para filmes crescidos em substratos condutores a influência é menor, desde que os contactos ôhmicos sejam de boa qualidade. Um modo de detectar a influência de resistências parasitas em diodos é monitorar a defasagem entre a tensão RF reversa e a corrente elétrica correspondente. No caso ideal esta defasagem é 90° pois o diodo polarizado reversamente se comporta como um capacitor. Quando o defasamento cai para valores menores que 80° , o perfil de dopagem obtido pela técnica C-V será distorcido pelas resistências parasitas do diodo [13].

Para melhor entender a técnica C-V vamos desenvolver a relação entre capacitância de junção pn e a voltagem. A partir daí pode-se obter o campo elétrico e o perfil de dopagem para alguns tipos de junção. A Figura 2.9 mostra a densidade volumétrica de cargas, o campo elétrico e o potencial numa junção pn em equilíbrio. As equações básicas que regem estes comportamentos são: equação de Poisson:

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} = - \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.5)$$

e a condição de neutralidade de cargas na junção:

$$\int_{x_a}^{x_b} \rho(x) dx = 0 \quad (2.6)$$

onde " ψ " é o potencial, " $\rho(x)$ " a densidade volumétrica de cargas, " $N(x)$ " a concentração de cargas e " q " a carga eletrônica.

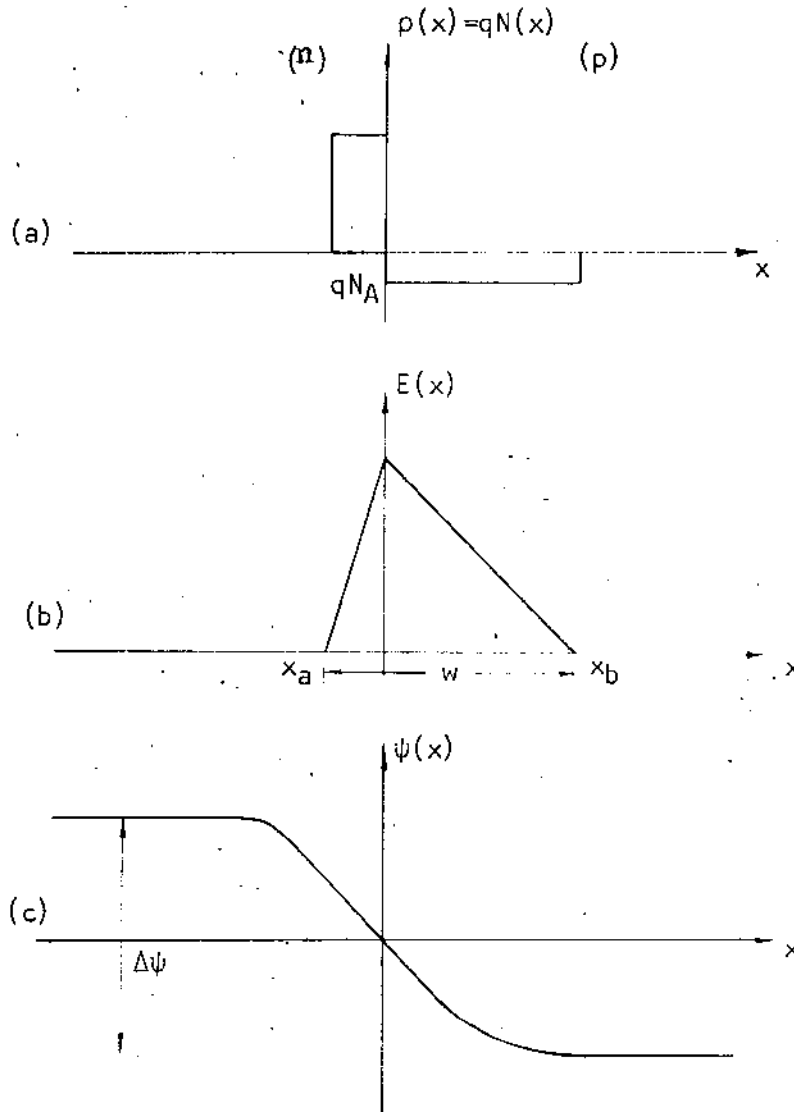


Figura 2.9: Densidade (a), campo elétrico (b) e potencial (c) numa junção pn (distribuição de grau) em equilíbrio..

Integrando a equação 2.5 em relação a x temos:

$$\int_{x_a}^{x_b} dx \int_{x_a}^x \frac{\partial^2 \psi}{\partial x'^2} dx' = - \frac{1}{\epsilon} \int_{x_a}^{x_b} dx \int_{x_a}^x \rho(x') dx'. \quad (2.7)$$

O primeiro membro da equação 2.7 pode ser integrado diretamente e o segundo membro, por partes. Logo:

$$\psi_b - \psi_a = \Delta\psi = \frac{1}{\epsilon} \int_{x_a}^{x_b} d \left[x \int_{x_a}^x \rho(x') dx' \right] + \frac{1}{\epsilon} \int_{x_a}^{x_b} x \rho(x) dx \quad (2.8)$$

Substituindo a equação (2.6) em (2.8) temos:

$$\Delta\psi = \frac{1}{\epsilon} \int_{x_a}^{x_b} x \rho(x) dx \quad (2.9)$$

A equação (2.9) é o chamado primeiro momento da distribuição de cargas e dá a barreira de potencial $\Delta\psi$ da junção. Vamos calcular $\Delta\psi$ para duas distribuições de cargas: a distribuição de grau e a distribuição linear.

(a) DISTRIBUIÇÃO DEGRAU: neste caso (Figura 2.9(a)) a densidade de cargas é dada por:

$$\rho(x) = \begin{cases} qN_D, & x < 0 \\ -qN_A, & x > 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

onde " N_D " é a concentração de doadores e " N_A " a concentração de aceitadores.

Substituindo a equação (2.10) em (2.9) temos:

$$\Delta\psi = \frac{qN_D}{\epsilon} \frac{x_a^2}{2} + \frac{qN_A}{\epsilon} \frac{x_b^2}{2} \quad (2.11)$$

Da condição de neutralidade de cargas na junção, (equação (2.6)):

$$qN_D |x_a| = qN_A x_b$$

ou:

$$\frac{|x_a|}{N_A} = \frac{x_b}{N_D} = \frac{x_b + |x_a|}{N_A + N_D} = \frac{w}{N_A + N_D} \quad (2.12)$$

onde $w = x_b + |x_a|$ é a largura da região deserta.

Substituindo a equação (2.12) em (2.11) temos:

$$\Delta\psi = \frac{q}{2\epsilon} \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} w^2 \quad (2.13)$$

A diferença de potencial $\Delta\psi$ é a soma das tensão externa aplicada sobre a junção e a tensão de contato, V_i , devida à barreira de potencial com a junção em equilíbrio térmico. Portanto

$$\Delta\psi = V_i + V_{ap} \quad (2.14)$$

onde $V_i = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$ sendo "k" a constante de Boltzman, "T" a temperatura em Kelvin, " n_i " a concentração intrínseca de portadores e " V_{ap} " a tensão externa aplicada.

Sabe-se ainda que a capacitância da região deserta ou região de transição é dada por:

$$C = \frac{\epsilon A}{w} \quad (2.15)$$

Das equações (2.13), (2.14) e (2.15) resulta:

$$V_i + V_{ap} = q \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \frac{\epsilon A^2}{2 C^2} \quad (2.16)$$

Para junção abrupta $N_A \gg N_D$ ou ($N_D \gg N_A$). Neste caso

a equação (2.16) se torna:

$$V_i + V_{ap} = \frac{q N_D \epsilon A^2}{2 C^2}$$

ou

$$\frac{1}{C^2} = 2 \frac{V_i + V_{ap}}{q N_D \epsilon A^2} \quad (2.17)$$

Da equação (2.17) vê-se que a tensão aplicada, V_{ap} , varia linearmente com C^{-2} . A inclinação do gráfico C^{-2} versus V_{ap} (Figura 2.10) é proporcional a $1/N_D$ para junção abrupta, quando N_A é muito maior que N_D .

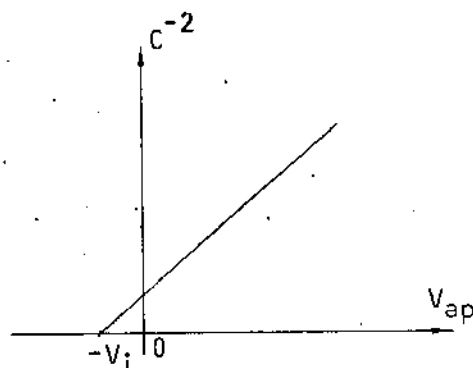


Figura 2.10: Comportamento C^{-2} versus V_{ap} para uma junção abrupta.

(b) DISTRIBUIÇÃO LINEAR (junção linearmente dopada) [14]: neste caso (Figura 2.11) a densidade de cargas é dada por:

$$\rho(x) = \begin{cases} -qN_a, & x < 0 \\ q(N_d - kx), & x > 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

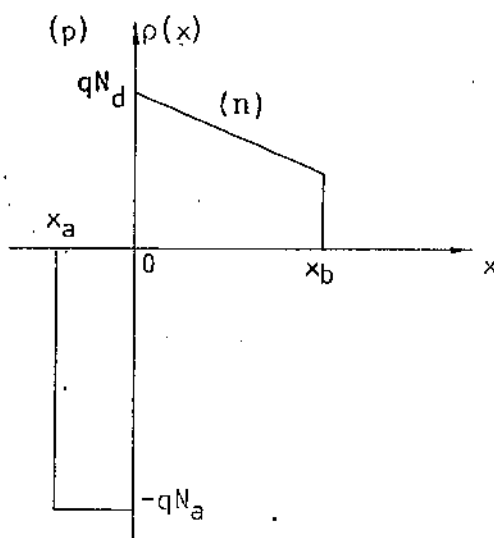


Figura 2.11: Junção linearmente dopada.

Substituindo a equação (2.18) em (2.9) e fazendo a integração de x_a até x_b temos:

$$\Delta\psi = V_i + V_{ap} = \frac{qN_a}{\epsilon} \frac{x_a^2}{2} + \frac{qN_d}{\epsilon} \frac{x_b^2}{2} - \frac{qk}{\epsilon} \frac{x_b^3}{3} \quad (2.19)$$

Da condição de neutralidade dada pela equação (2.6) temos:

$$N_a |x_a| = x_b \left(N_d - k \frac{x_b}{2} \right)$$

ou

$$\frac{|x_a|}{N_d - k \frac{x_b}{2}} = \frac{x_b}{N_a} = \frac{w}{N_a + N_d - k \frac{x_b}{2}} \quad (2.20)$$

onde $w = |x_a| + x_b$. (vamos considerar $w = x_b$)

Substituindo a equação (2.20) em (2.19) e fazendo algumas transformações algébricas, a barreira de potencial será dada por:

$$V_{ap} + V_i = \frac{B_1}{C^2} - \frac{B_2}{C^3} \quad (2.21)$$

onde

$$B_1 = \frac{q \epsilon A^2}{2} \frac{(N_d - \frac{k}{2} x_b)^2 N_a + N_d N_a^2}{(N_a + N_d - \frac{k}{2} x_b)^2}$$

$$B_2 = \frac{q \epsilon^2 A^3 k}{3} \frac{N_a}{(N_a + N_d - \frac{k}{2} x_b)^3}$$

e C dado pela equação (2.15).

Para o caso em que N_a é muito maior que N_d :

$$B_1 \approx \frac{q \epsilon A^2}{2} N_d \quad \text{e} \quad B_2 = \frac{q \epsilon^2 A^3 k}{3}$$

e a equação (2.21) resultará em:

$$V_{ap} + V_i = \frac{q \epsilon A^2 N_d}{2} \frac{1}{C^2} - \frac{q \epsilon^2 A^3 k}{3} \frac{1}{C^3} \quad (2.22)$$

Derivando a equação (2.22) em relação a C^{-2} temos:

$$\frac{d V_{ap}}{d C^{-2}} = \frac{q \epsilon A^2 N_d}{2} - \frac{q \epsilon^2 A^3 k}{3} \frac{d C^{-3}}{d C^{-2}} \quad (2.23)$$

Derivando novamente a equação (2.23) em relação a C^{-1} temos:

$$\frac{d V_{ap}}{d C^{-1}} = - \frac{q \epsilon^2 A^3 k}{2} \quad (2.24)$$

Vê-se pela equação (2.24) que numa junção linearmente do

pada a tensão, V_{ap} , varia linearmente com C^{-3} (Figura 2.12).

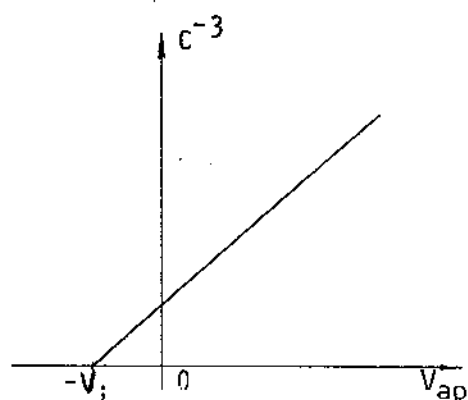


Figura 2.12: Comportamento C^{-3} versus V_{ap} numa junção linearmente dopada.

A inclinação do gráfico C^{-3} x V_{ap} é proporcional a $\frac{1}{k}$.

Portanto, vimos que numa junção abrupta C^{-2} é proporcional a V_{ap} , e numa junção linearmente dopada C^{-3} é proporcional a V_{ap} . Daí, através da curva CV de uma junção podemos identificar se a dopagem é abrupta ou linear.

A concentração, $N(x)$ na região ativa da junção é dada por:

$$N(x) = -\frac{C^3}{q \epsilon A^2} \left(\frac{dC}{dV_{ap}} \right)^{-1}, \quad (2.25)$$

que é deduzida a partir da equação (2.9) e considerando $C = \frac{\epsilon A}{x}$.

O perfil de campo elétrico é calculado através da equação de Poisson (2.5):

$$E(x) = -\frac{q}{\epsilon} \int N(x) dx \quad (2.26)$$

Portanto, mostramos como obter informações sobre o tipo de dopagem, a concentração (equação 2.25) e o campo elétrico (equação 2.26), através da medida do comportamento CV de uma junção pn.

REFERÊNCIAS

- [1] W.T. Read, Jr., "A proposed High. Frequency, Negative - Resistance Diode", Bell System Tech. J., vol. 37, nº 2, pp. 401-446, Março 1958.
- [2] G. Gibbons, Avalanche - diode Microwave Oscillators, Clarendon Press, Oxford, 1973.
- [3] I. Lebedev, Microwave Eletronics, Capítulo 2, Mir, Moscou, 1974.
- [4] R.F. Souza, "Small and Large - Signal Effects on Impatt Diodes", Tese de Doutorado, Cornell University, 1976.
- [5] D.L. Scharfetter e H.K. Grummel, "Large - Signal Analysis of a Silicon Read Diode Oscillator", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-16, nº 1, pp. 64-77, 1969.
- [6] T. Misawa, "Multiple Uniform Layer Aproximation in Analysis of Negative Resistance p-n Junction in Breakdown", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-14, p. 975, 1967.
- [7] M. Gilden e M.E. Hines, "Eletronic Tuning Effects in the Read Microwave Avalanche Diodes", IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-13, nº 1, pp. 169-175, Janeiro 1966.
- [8] R.L. Johnston, B.C. De Loach, Jr., B.G. Cohen, "A Silicon Diode Microwave Oscillator", Bell Syst. Tech. J., vol. 44, nº 2, pp. 369-372, Fevereiro 1965.
- [9] G. Salmer, J. Pribetich, A. Farrrayre e B. Kramer, "Theoretical and Experimental Study of Ga As Impatt Oscillator Efficiency", J. Appl. Phys, vol. 44, pp. 314-324, Janeiro 1973.
- [10] J. W. Gewartowski, "Progress with CW Impatt Diode Circuits at Microwave Frequencies", IEEE Trans. on M.T.T., vol. 27, nº 5, pp. 434-441, Maio 1979.

- [11] "Silicon Double-Drift Impatt Diodes for High-Power CW Micro wave Applications", Application Note 962, Hewlett Packard.
- [12] C.P. Wu, E.C. Douglas, C.W. Mueller, "Limitations of the CV Technique for Ion-Implanted Profiles", IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-22, nº 6, pp. 319-328, Junho 1975.
- [13] J. D. Wiley, G. L. Miller, "Series Resistance Effects in Semiconductor CV Profiling", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-22, nº 5, pp. 265-272, Maio 1975.
- [14] R. F. Souza, comunicação particular.

CAPÍTULO 3

O OSCILADOR IMPATT

3.1 - O CIRCUITO

O oscilador Impatt é constituído do diodo (elemento ativo), do circuito no qual este diodo está inserido (cavidade coaxial, retangular, microfita, etc) e do circuito de polarização.

Neste oscilador a carga é conectada através de um circuito de casamento de impedâncias. A Figura 3.1 mostra o oscilador Impatt com cavidade coaxial com duas buchas de quarto de onda (transformadores de impedância).

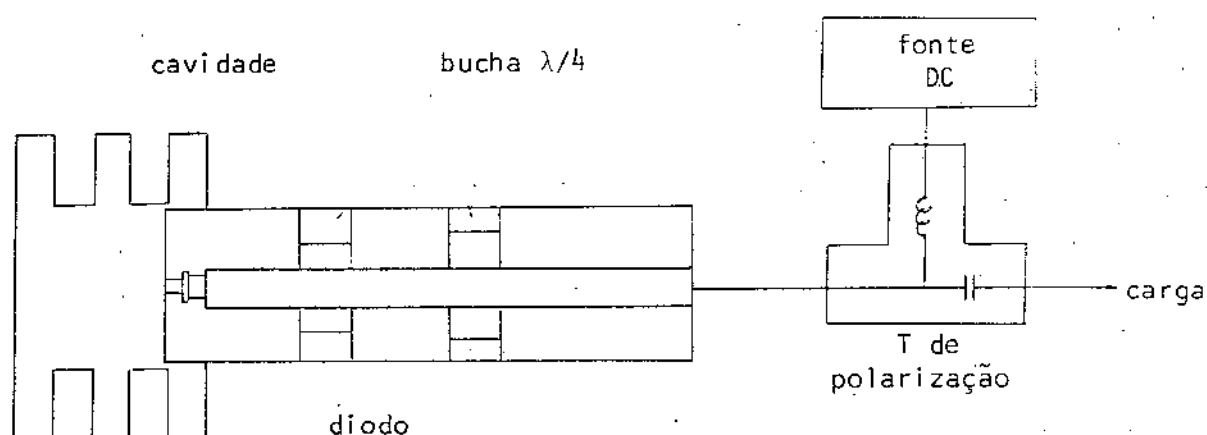


Figura 3.1: O oscilador Impatt coaxial.

O diodo Impatt é colocado numa cavidade, no caso, coaxial, entre o condutor interno e externo. Esta cavidade deve ter frequências de ressonância na faixa de operação do diodo. Já vimos, no Capítulo 2, o comportamento da impedância do diodo com a frequência (Figura 2.4). Na frequência de operação, ω_0 , a resistência do diodo, R_d , deve ser negativa para que haja oscilação. Em ω_0 , a cavidade tem uma reatância indutiva, $\omega_0 L$, no plano do diodo e haverá oscilação quando o diodo tiver uma reatância capacitiva, $X_C = -\omega_0 L$.

A reatância do diodo deve ser igual, em módulo, à reatância da cavidade.

O circuito equivalente mais simples do oscilador Impatt é dado pela Figura 3.2.

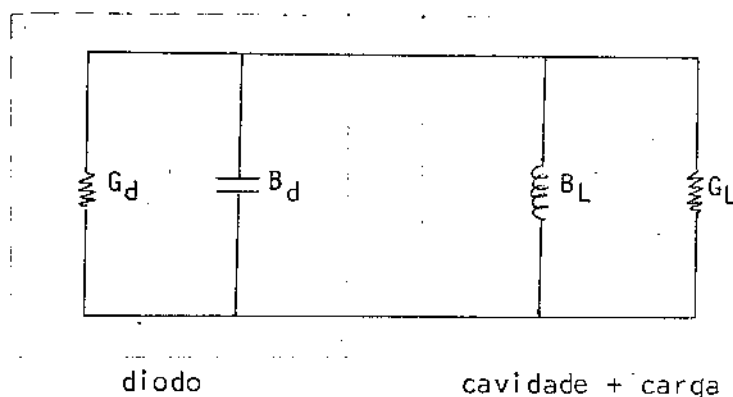


Figura 3.2: O circuito equivalente do Oscilador Impatt.

Para o circuito operar como oscilador estável numa dada frequência, devem ser satisfeitas as seguintes condições:

$$\begin{aligned} (a) \quad G_d + G_L &= 0 \\ (b) \quad B_d + B_L &= 0 \end{aligned} \tag{3.1}$$

A determinação da amplitude da oscilação é feita usando 3.1(a). A determinação da frequência é dada pela condição 3.1(b). Convém lembrar que os valores de condutância e susceptância das equações 3.1 são referidos ao plano do diodo. O circuito equivalente da Figura 3.2 é válido nesta condição.

No instante em que se inicia a operação do oscilador a soma das condutâncias G_d e G_L é diferente de zero ($G_d + G_L \neq 0$). Contudo se neste instante, a condutância total $G_d + G_L$ for negativa qualquer flutuação aleatória na tensão de polarização do diodo (p. ex: ruído da própria fonte DC) faz com que a resposta AC cresça exponencialmente (teoria de circuitos RLC). Em contrapartida a condutância do diodo, que é negativa, decresce em módulo com a amplitude do sinal AC. A Figura 3.3 mostra este comportamento.

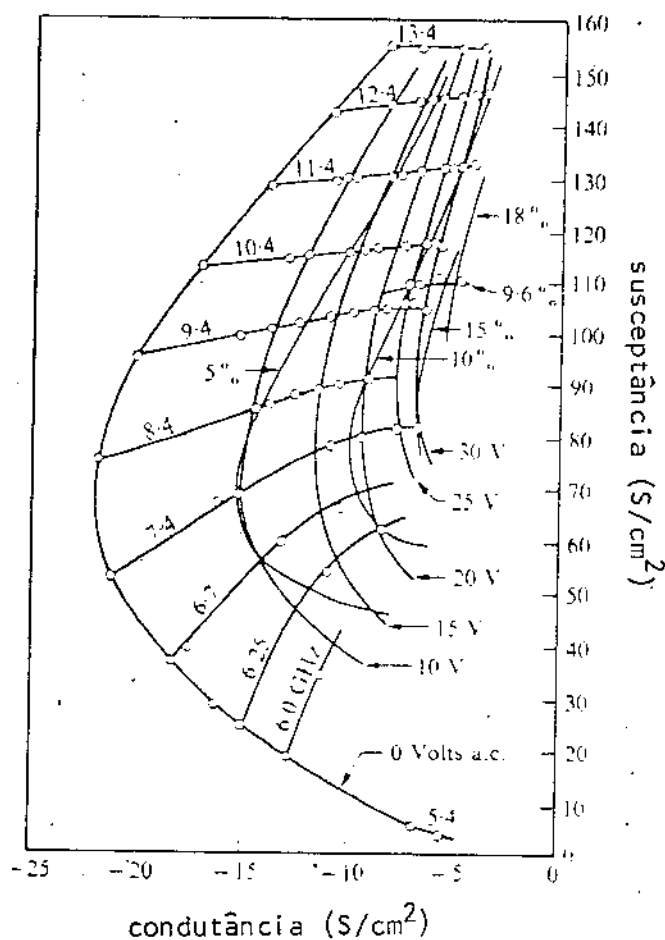


Figura 3.3: Admitância do diodo Impatt em função da frequência e da tensão AC. A eficiência também está indicada [1].

Assim a resposta alternada cresce até a condutância do diodo, G_d , atingir o valor da condutância da cavidade, G_L , em módulo.

Nesta situação, $G_d + G_L = 0$ e a oscilação se estabiliza numa amplitude constante na frequência de ressonância da cavidade.

O oscilador Impatt operando numa cavidade de Q (seletividade) elevado apresenta-se estável em frequência e o ruído FM pode ser bastante reduzido. [2], [3], [4].

3.2 - DESEMPENHO E LIMITAÇÕES

O desempenho do oscilador Impatt será caracterizado pela eficiência de conversão DC-RF, pela potência de RF e pela fre-

quência de operação.

A eficiência é definida como:

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \quad (3.2)$$

onde P_{AC} é a potência média de RF entregue à carga e P_{DC} é a potência média drenada da fonte DC.

Tomando a componente fundamental da expansão de Fourier da corrente induzida (Figura 2.2, capítulo 2) e calculando a eficiência, η , teremos [5]:

$$\eta = \frac{2}{\pi} \frac{V_{AC}}{V_{DC}} \quad (3.3)$$

onde V_{AC} é a amplitude da tensão AC aplicada ao diodo e V_{DC} é a tensão DC nos seus terminais.

Read [6] dá como condição ótima, em termos de eficiência, que o campo elétrico DC deve ser o dobro da amplitude do campo AC. Se a largura da zona de avalanche do diodo for desprezível em relação à largura da zona de deriva, a voltagem V_{DC} estará integralmente aplicada nesta última e, neste caso,

$$V_{DC} = 2 V_{AC} \quad (3.4)$$

Substituindo a condição (3.4) em (3.3) teremos:

$$\eta = \frac{1}{\pi} \approx 0,3$$

que é a eficiência ótima do diodo Impatt com perfil Read. Sem fazer as aproximações acima, a eficiência é dada por [7]:

$$\eta = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_A}{V_D}} \quad (3.5)$$

onde V_A é a amplitude da tensão na região de avalanche e V_D a amplitude da tensão na região de deriva.

Parte da potência DC é dissipada no diodo Impatt, principalmente na região de campo elétrico intenso (região ativa). A temperatura da junção pn é mais alta que a do ambiente. Isto leva à limitação da potência de saída do oscilador devido à taxa limitada com que o calor é extraído do dispositivo.

A temperatura da junção aumentando, a corrente reversa de saturação aumenta exponencialmente podendo aí ocorrer a queima ou danificação do dispositivo.

A potência máxima que pode ser dissipada no diodo é dada por [7]:

$$P_{\max} = \frac{T_B - T_0}{\theta} \quad (3.6)$$

onde T_B é a temperatura em que o diodo é danificado, T_0 a temperatura ambiente e θ a impedância térmica do dispositivo ($^{\circ}\text{C}/\text{watt}$).

A impedância térmica é definida como a diferença de temperatura necessária para que haja um fluxo de calor de 1 watt.

Este parâmetro é função da área da junção, das condutividades do semicondutor e do dissipador e da largura da região de difusão. Os valores típicos deste parâmetro variam de 15 a $30^{\circ}\text{C}/\text{W}$. [8].

O desempenho do oscilador Impatt, no que diz respeito à potência, frequência e eficiência é determinado pelas características do diodo e pela cavidade.

A frequência de operação do diodo é determinada pelo tempo de trânsito e a corrente e voltagem máximas são limitadas pelo processo de avalanche na ruptura.

A potência máxima, em função destes parâmetros é dada por [2]:

$$P_m f^2 = \frac{E_m^2 v_s^2}{8\pi X_c} \quad (3.7)$$

onde P_m é a potência máxima, f a frequência, E_m , o campo elétrico máximo na junção, v_s a velocidade de deriva saturada e X_c a reatância do diodo na frequência f . O valor de X_c é dado por:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\frac{\omega \epsilon A}{w}} = \frac{w}{\omega \epsilon A} \quad (3.8)$$

onde $\omega = 2\pi f$, A é a área da junção, ϵ a permissividade do semicondutor e w a largura da região ativa do diodo.

Em qualquer frequência, quanto mais baixa a impedância do circuito de microondas ($X_c = -\omega L$) mais potência será entregue à carga. Obviamente existe um limite desta impedância dado pelo circuito que no caso é a cavidade.

Além do campo elétrico e da impedância da cavidade limitarem o valor da máxima potência RF gerada pelo oscilador, há uma dependência com a área da junção do diodo.

As considerações feitas até agora são para o diodo de junção abrupta e de deriva simples.

Finalmente é bom lembrar que potência, frequência e a eficiência são limitadas também pelo material de que é feito o diodo. A diferença entre as taxas de ionização de elétron e de lacuna, a saturação da taxa de ionização em campos elétricos intensos, o armazenamento de cargas minoritárias e as resistências parasitas são fenômenos que determinam estas limitações. Sobre eles ver referência [7].

3.3 - POLARIZAÇÃO E PRECAUÇÕES

O diodo Impatt opera com uma corrente de polarização fixa na ruptura. Isto resulta na necessidade de se ter uma fonte DC de corrente para a polarização. A interação entre o sinal de RF e

o circuito de polarização é importante no desempenho do oscilador. A isolação entre eles é feita através de um filtro denominado T de polarização (Figura 3.1). Em determinadas condições o circuito de polarização pode apresentar oscilações próprias e degradar o sinal de saída do oscilador.

A Figura 3.4 apresenta dois circuitos de polarização sugeridas pela Hewlett Packard [9].

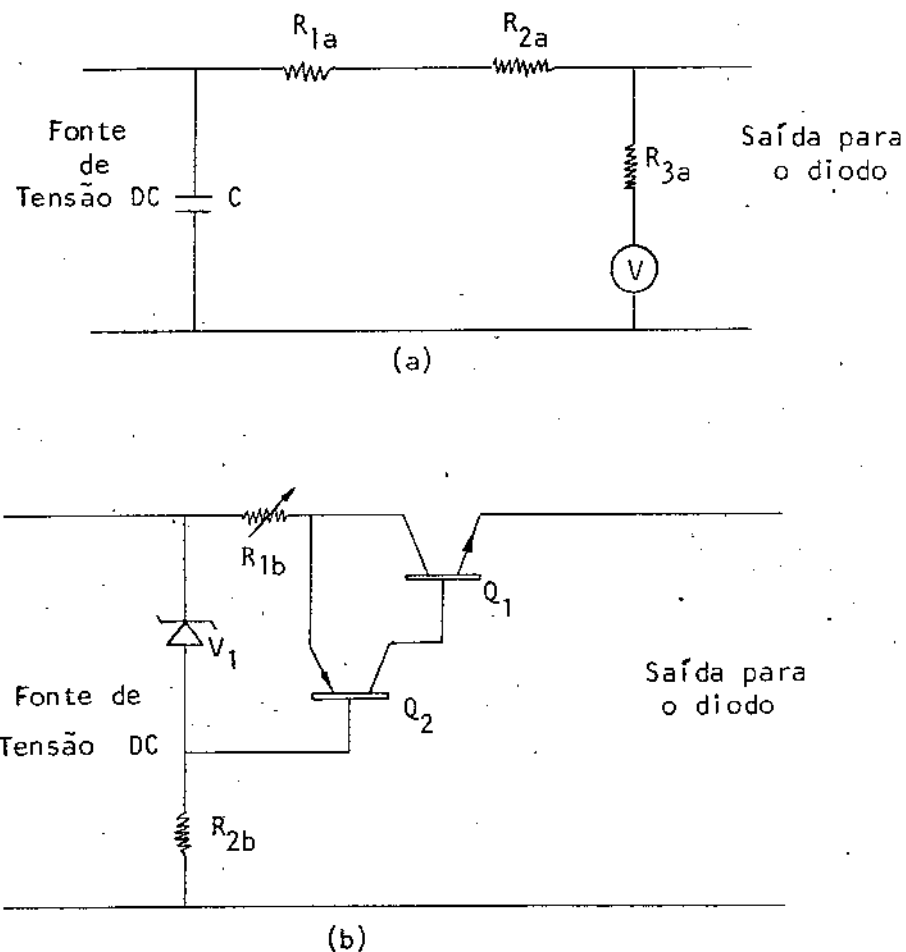


Figura 3.4: Fontes de corrente DC para polarização do diodo Impatt.

Para valores típicos em osciladores Impatt, na Figura 3.4(a) o resistor R_{2a} é da ordem de $150 \Omega/4w$ e deve ser de carbono para que haja independência com a frequência pois o resistor R_{1a} , da ordem de $1 k\Omega/25w$, é feito de fio. O resistor R_{3a} , da ordem de $5 k\Omega$, tem a utilidade de isolar o medidor de tensão do circuito de polarização e o capacitor C opera como um filtro passa-baixa.

O circuito da Figura 3.4(b) apresenta uma corrente DC variável com o resistor R_{1b} . Os transistores regulam esta corrente que, basicamente, tem valor $I_{DC} = V_1/R_1$ onde V_1 é a tensão no diodo Zener.

Valores típicos para o oscilador Impatt são: $R_{1b} = 100$ a 1000Ω , $R_{2b} = 10\text{ k}\Omega$, $V_1 = 10$ volts e Q_1 e Q_2 são transistores para dissipação em torno de 8 watts.

A influência do circuito de polarização no sinal de RF do diodo Impatt é mais acentuada em níveis elevados de corrente e potência DC.

Se no circuito de polarização existirem resistores dependentes da frequência (como p. ex., resistores de fio) ou circuito de Q elevado podem ocorrer instabilidades no sinal de saída do oscilador.

Outro cuidado que se deve ter é quanto à conexão entre o circuito DC e o diodo, que não deve ser feita com cabos coaxiais. Estes apresentam capacitâncias, que combinadas com o T de polarização, pode causar oscilação na frequência de ressonância do conjunto. Isto degrada o sinal de RF modulando-o nesta frequência. Para evitar este problema deve-se conectar a fonte DC imediatamente ao T de polarização.

No sentido de se evitar a danificação do diodo apresentamos algumas precauções a serem seguidas na prática [9]:

- 1- A temperatura da junção não deve exceder a 200°C por longos períodos de tempo. Esta temperatura pode ser calculada pela equação (3.9):

$$T_j = T_A + (P_{DC} - P_{RF}) \theta_T \quad (3.9)$$

onde, T_j é a temperatura da junção, T_A a temperatura ambiente, P_{DC} a potência DC, P_{RF} a potência de saída do oscilador e θ_T a impedância térmica do diodo.

- 2- Antes de conectar a cavidade ao circuito de polarização verifique se a tensão DC da fonte está em zero. Verificado isto, aumente a tensão lentamente até atingir a tensão de ruptura do diodo. Neste ponto passa a fluir corrente e o sinal de RF é gerado.

- 3- Através do Analisador de Espectro verifique se há instabilidades no sinal de saída. Elas são indesejáveis e podem danificar o diodo. Estas instabilidades podem ocorrer por duas razões: (a) elevadas oscilações no circuito de polarização e (b) instabilidades no diodo podem causar correntes elevadas através da fonte ou das capacitâncias espúrias do circuito de polarização..
- 4- Os ajustes de sintonia na cavidade devem ser feitos com potência de RF reduzida.
- 5- Deve-se evitar ligações intermitentes no circuito do oscilador. Estas causam transições que podem destruir o diodo.

REFERÊNCIAS

- [1] D.L. Scharffeter e H.K. Gummel, "Large Signal Analysis of Silicon Read Diode Oscillator", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-16, nº 1, pp. 64-77 (1969).
- [2] S.M. Sze e R.M. Ryder, "Microwave Avalanche Diodes", Proc. IEEE, vol. 59, nº 8, pp. 1140-1154 (1971).
- [3] G. Gibbons, Avalanche Diode Microwave Oscillators, Clarendon Press - Oxford, 1973, Cap. 6.
- [4] M.S. Gupta, "Noise in Avalanche Transit-Time Devices", Proc. IEEE, vol. 59, nº 12, pp. 1674-1987 (1971).
- [5] Idem ref. [3], Cap. 4.
- [6] W. T. Read, "A Proposed High-frequency Negative Resistance Diode", Bell Sist. Tech. J., vol. 37, pp. 401-446, Margo 1958.
- [7] Idem ref. [3], Cap. 5.
- [8] "Microwave Power Generation and Amplification using Impatt Diodes", Application Note 935, Hewlett Packard, p. 6.
- [9] Idem ref. [8], pp. 8-10.

CAPÍTULO 4

A CAVIDADE COAXIAL

4.1 - PARÂMETROS DE UMA CAVIDADE RESSONANTE [1]

Uma cavidade ressonante se apresenta como um circuito ressonante de parâmetros concentrados numa certa faixa de frequência. Pode-se, então, analisar esta cavidade sob o aspecto de circuitos ao invés da teoria de campos eletromagnéticos. Estamos interessados em identificar a faixa de frequência acima citada.

Não se pretende identificar diretamente os parâmetros do circuito equivalente com parâmetros concentrados R , L e C pois numa cavidade ressonante, isto não tem sentido. Nela estes parâmetros são distribuídos. Em microondas, os parâmetros principais de uma cavidade ressonante são: (a) o comprimento de onda λ_0 ou a frequência de ressonância f_0 ; (b) a condutância G que dá as perdas na cavidade e (c) o Q_0 , ou Q sem carga, que descreve a seletividade em frequência. O valor de Q_0 pode ser expresso em função da condutância e da susceptância da cavidade.

Estes parâmetros, f_0 , G e Q_0 , substituem L , R e C dos circuitos ressonantes de parâmetros concentrados e são determinados com a cavidade isolada de qualquer carga externa.

A condutância equivalente G é dada por:

$$G = 2 \frac{P_{\text{diss}}}{V_m} \quad (4.1)$$

onde " P_{diss} " é a potência dissipada na cavidade e " V_m " é a amplitude máxima da tensão aplicada nos terminais do circuito equivalente mostrado na Figura 4.1. Para uma cavidade ressonante a equação (4.1) pode ser escrita na forma:

$$G = \sqrt{\frac{\omega \mu_{cav} \mu_0}{2 \sigma_{cav}}} \frac{\int_A |\vec{H}_t|^2 dA}{\left[\int_a^b E_m dl \right]^2} \quad (4.2)$$

onde " ω " é a frequência angular, " μ_{cav} " a permeabilidade da parede da cavidade, " σ_{cav} " a condutividade da parede, " $\vec{H}_t$ " o campo magnético tangencial as superfície da cavidade, " A ", área das paredes internas da cavidade, " E_m ", o campo elétrico máximo e " a " e " b " são pontos convenientes na superfície interna da cavidade. A tensão V_m não é determinada de modo único numa cavidade ressonante e, conseqüentemente, a condutância G dependerá dos pontos a e b escolhidos.

O valor de Q_0 é dado por:

$$Q_0 = 2\pi \frac{W_{arm}}{W_{diss}} = \omega_0 \frac{W_{arm}}{P_{diss}} \quad (4.3)$$

onde " W_{arm} " é a energia armazenada na cavidade em regime estacionário, " W_{diss} " a energia dissipada por período T de oscilação, " P_{diss} " a potência média dissipada e $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ a frequência angular de ressonância.

Substituindo os valores de energia e potência na equação (4.3) e supondo perdas apenas nas paredes condutoras da cavidade obtêm-se:

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \frac{\int_V |\vec{H}|^2 dV}{\int_A |\vec{H}_t|^2 dA} \quad (4.4)$$

onde " V " é o volume da cavidade e " δ " é a profundidade de penetração pelicular no material de que é feita a cavidade.

Este parâmetro é dado por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_0 \mu_0 \sigma_{cav}}} \quad (4.5)$$

As equações (4.4) e (4.5) são válidas quando a permeabilidade relativa das paredes da cavidade é igual à unidade ($\mu_{cav}=1$). Quando $|\vec{H}| = |\vec{H}_t| = \text{constante}$ em todo o volume da cavidade, a equação (4.4) reduz-se a:

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \frac{V}{A} \quad (4.6)$$

Os valores de G e Q_0 , dados pelas equações (4.2) e (4.4) estão em função dos campos elétrico e magnético. A obtenção destes campos pode se tornar complicada dependendo da configuração da cavidade. Além disso, estas expressões não consideram perdas tais como: perdas devido às imperfeições nas paredes da cavidade, perdas de contatos ou nas junções, perdas nos dielétricos, etc. Portanto, o cálculo analítico de G e Q_0 pode apresentar resultados que não condizem com a realidade. Daí a importância dos métodos experimentais utilizados para a medição destes parâmetros. Alguns métodos para medir G e Q_0 são descritos nas referências [2] e [3]. No apêndice A3 deste trabalho descreve-se um método para medição de Q_0 de uma cavidade coaxial através de medidas de VSWR.

Verificamos, então, a dificuldade de se obter a condutância e Q_0 de uma cavidade ressonante. Outro modo de obter estes parâmetros é através da admitância equivalente, desde que possamos representar a cavidade por um circuito linear de parâmetros concentrados. Nestas condições f_0 , G e Q_0 são obtidos através da admitância da cavidade em relação a um plano de referência da mesma. Na Figura 4.1 tem-se os circuitos equivalentes da cavidade em relação a um determinado plano de referência T.

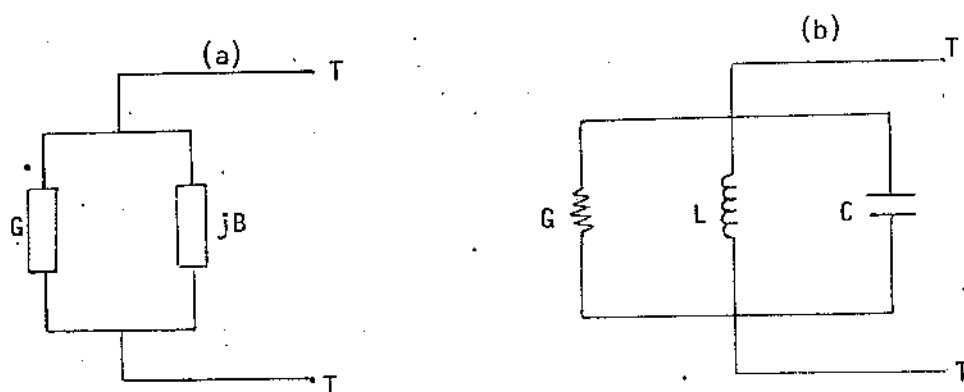


Figura 4.1: Circuitos equivalentes de uma cavidade ressonante.

A admitância em relação a T é dada por:

$$Y = G + jB = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

Daí $B = \omega C \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)$, ou

$$B = \frac{C}{\omega} (\omega - \omega_0) (\omega + \omega_0) \quad (4.7)$$

onde $\omega_0 = \left(\frac{1}{LC}\right)^{1/2}$

Quando a frequência de oscilação está nas vizinhanças de ω_0 , a soma $\omega + \omega_0$ é aproximadamente 2ω e a equação (4.7) se resume a:

$$B_{\omega \approx \omega_0} = 2C(\omega - \omega_0)$$

Logo

$$\left(\frac{dB}{d\omega}\right)_{\omega \approx \omega_0} = 2C \quad (4.8)$$

Mas, da teoria de circuitos ressonantes, temos:

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{G} C \quad (4.9)$$

Daí, substituindo a equação (4.8) em (4.9), teremos:

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{2G} \left(\frac{dB}{d\omega}\right)_{\omega \approx \omega_0} \quad (4.10)$$

e a banda de passagem será dada por:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q_0} \quad (4.11)$$

O valor de Q_0 pode ser considerado como a medida da taxa de variação da susceptância com a frequência angular nas vizinhanças da frequência de ressonância.

As equações de (4.7) a (4.11) são válidas em circuitos. Para haver equivalência entre a cavidade ressonante e um circuito de parâmetros concentrados devem ser satisfeitas as seguintes condições:

- 1ª) a condutância da cavidade deve ficar invariante com a frequência;
- 2ª) a susceptância da cavidade deve variar linearmente com a frequência nas vizinhanças da ressonância e com derivada $\frac{dB}{d\omega}$ positiva.

A Figura 4.2 e as equações (4.9) e (4.10) explicitam estas condições.

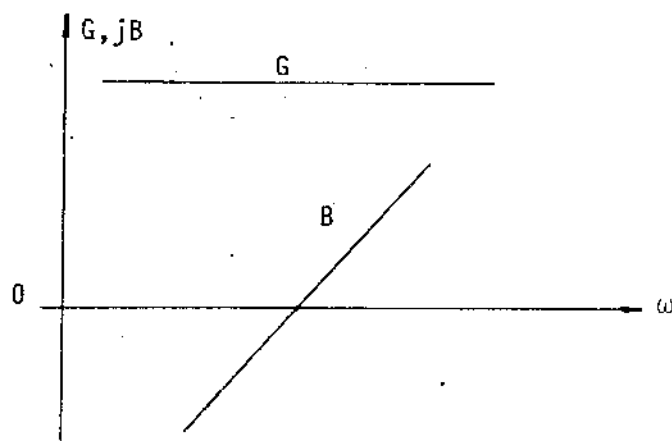


Figura 4.2: Susceptância e condutância nas vizinhanças da frequência de ressonância de uma cavidade (comportamento ideal).

Então, qualquer cavidade ressonante que satisfaz estas duas condições pode ser representada por um circuito ressonante paralelo como o da Figura 4.1(a). A frequência de ressonância da cavidade corresponde àquela em que a susceptância é nula. Um exemplo do que vimos até aqui é apresentado na Figura 4.3: uma cavidade coaxial com terminação em curto e o comportamento de sua admitância com a frequência angular.

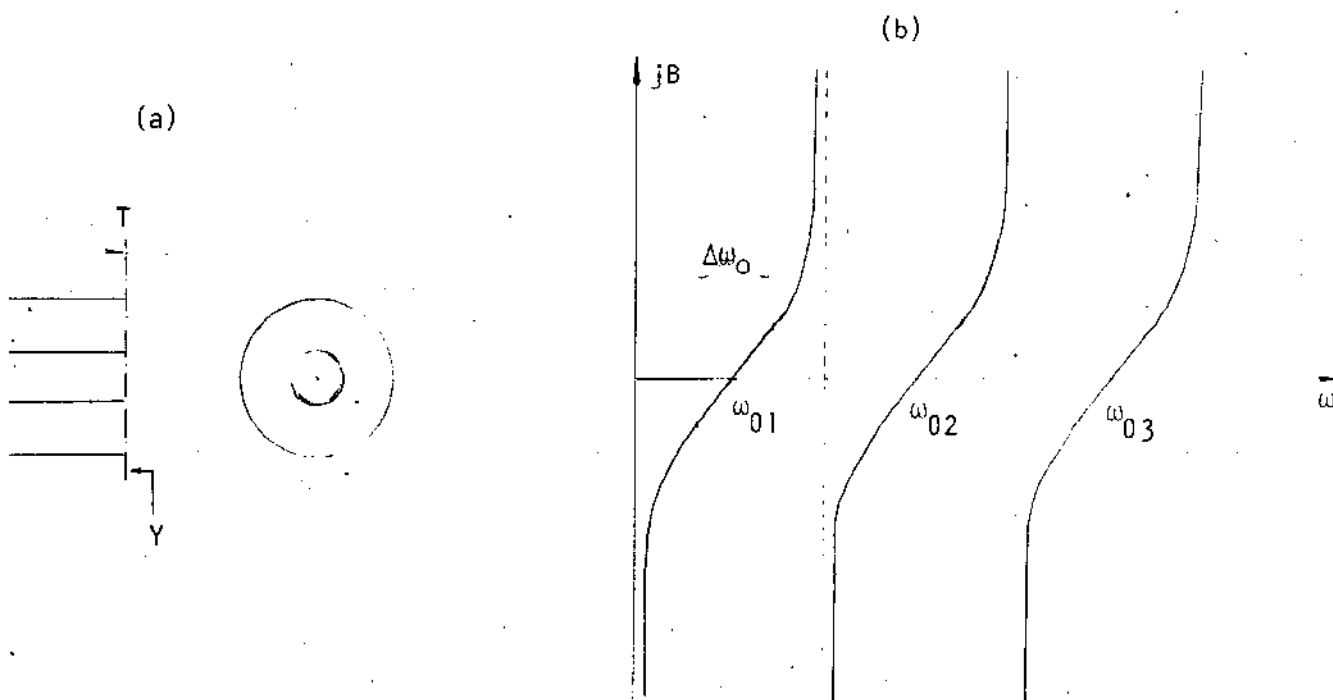


Figura 4.3: (a) Geometria envolvida e (b) o comportamento da susceptância com a frequência, no plano T, de uma linha coaxial com terminação em curto. $\Delta\omega_0$ é a faixa de frequência onde a cavidade pode ser representada por um circuito de parâmetros concentrados.

A admitância Y , no plano T, é dada por:

$$Y = Y_0 \frac{Y_L + j Y_0 \tan \beta l}{Y_0 + j Y_L \tan \beta l} \quad (4.12)$$

$$\text{onde } \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{\omega}{c} l$$

e " c " é a velocidade da luz e " l " o comprimento da cavidade.

No caso da terminação em curto, $Y_L \rightarrow \infty$ e a equação (4.12) torna-se:

$$Y = -j Y_0 \cotan \frac{\omega l}{c} = j B \quad (4.13)$$

$$\text{onde } B = -Y_0 \cotan \frac{\omega l}{c}$$

Na Figura 4.3(b) a susceptância B é representada em função de ω admitindo fixo o comprimento l da cavidade. Nos intervalos onde $B(\omega)$ é linear (nas vizinhanças de $\omega_{01}, \omega_{02}, \omega_{03}, \dots$) a cavidade é equivalente ao circuito RLC paralelo da Figura 4.1. Este circuito se refere ao plano T denominado plano da representação equivalente da cavidade ressonante.

Ainda na Figura 4.3(b) vê-se que a cavidade apresenta infinitas frequências de ressonância. Cada uma delas representa um modo de ressonância e cada modo de ressonância corresponde a uma configuração de campos eletromagnéticos diferentes. Em cada modo temos, também, um valor de Q_0 diferente.

Assim, os conceitos de Q , condutância e frequência de ressonância tem significado desde que identificado o modo em que a cavidade está operando. Isto não ocorre com circuitos de parâmetros concentrados, pois eles têm um único modo de ressonância e, conseqüentemente, apenas um valor de Q_0 , f_0 e G .

Geralmente uma cavidade ressonante é representável por um circuito RLC paralelo apenas no caso em que as frequências dos modos adjacentes estiverem distantes do modo de interesse de, pelo menos, metade da banda de passagem de interesse da cavidade. Nestas condições há uma filtragem intrínseca destes modos adjacentes.

4.2 - A CAVIDADE COAXIAL COM TERMINAÇÃO CAPACITIVA

O oscilador Impatt que implementamos tem, como ressoador uma cavidade coaxial. Esta cavidade é constituída por uma linha coaxial com terminação capacitiva, associado a um ou mais transformadores de $\lambda/4$ (Figura 4.4). Este transformador corresponde a uma bucha móvel ("slug") colocada entre os condutores externo e interno da linha coaxial.

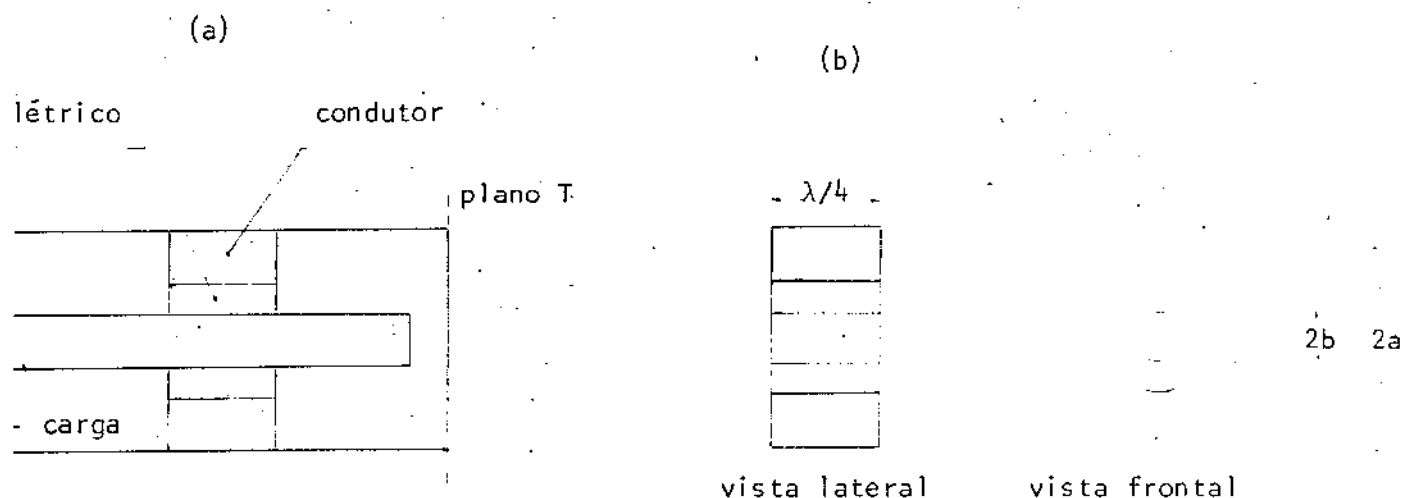


Figura 4.4: (a) Cavidade coaxial com um transformador de $\lambda/4$;
(b) o transformador de $\lambda/4$.

O diodo Impatt (elemento ativo do oscilador) é colocado entre estes condutores no final da linha. A polarização DC do diodo é colocada através de um filtro passa baixa. Os detalhes sobre o circuito completo do oscilador veremos no Capítulo 5.

O transformador de $\lambda/4$ é feito de uma bucha de material

dielétrico acoplada a uma outra de material condutor (Figura 4.4(b)). A impedância característica varia com a espessura do dielétrico e é dada por:

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_R}} \ln \frac{a}{b} \quad (4.14)$$

e o comprimento de onda, λ , por:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_R \mu_R}} \quad (4.15)$$

onde " ω " é a frequência angular de operação, $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_R$ a permissividade do dielétrico e $\mu = \mu_0 \mu_R$ a permeabilidade do dielétrico.

O circuito equivalente da cavidade da Figura 4.4(a) é a superposição dos circuitos 4.5(a) e 4.5(b).

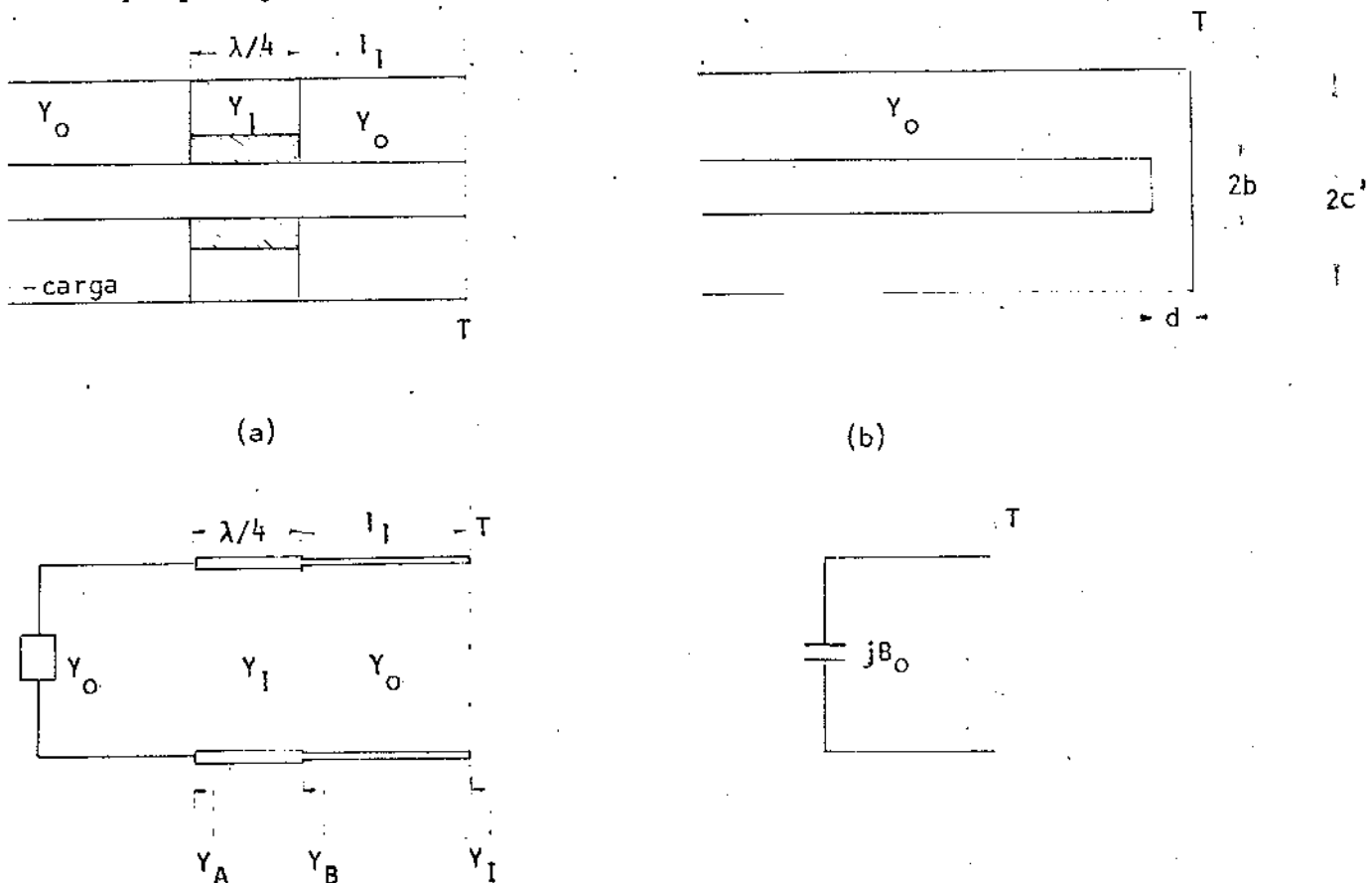


Figura 4.5: A cavidade e seu circuito equivalente como a soma de duas linhas, com carga casada.

O valor de B_0 é dado por [4]:

$$B_0 = \frac{4bY_0}{\lambda} \ln \frac{c'}{b} \left(-\frac{\pi b}{4d} + \ln \frac{c'-b}{d} \right) \quad (4.16)$$

com as seguintes restrições:

1^a) o circuito equivalente da Figura 4.5(b) é válido para:

$$\lambda > 2 \frac{c' - b}{\gamma} \quad (4.17)$$

onde o valor $\pi\gamma$ é dado pela Tabela 4.1:

$\frac{c'}{b}$	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,8	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
$\pi\gamma$	3,142	3,141	3,140	3,139	3,137	3,135	3,133	3,128	3,123	3,110	3,097	3,085	3,073

Tabela 4.1 [4]

2^a) a equação (4.16) é válida para:

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \ll 1 \quad \text{e} \quad \frac{d}{c'-b} \ll 1 \quad (4.18)$$

Para $\frac{c'}{b} \approx 1$ temos $\gamma \approx 1$.

Portanto, a admitância total, no plano T, é dada por:

$$Y_T = Y_I + j B_0 \quad (4.19)$$

O valor de B_0 já sabemos. Faltava calcularmos o valor de Y_I que é a admitância vista no plano T olhando para a esquerda no

circuito da Figura 4.5(a). A expressão de Y_I é dada por:

$$Y_I = Y_O \frac{Y_B + j Y_O \tan \beta_O l_1}{Y_O + j Y_B \tan \beta_O l_1} \quad (4.20)$$

onde $\beta_O = \frac{2\pi}{\lambda_O} = \omega \sqrt{\epsilon_O \mu_O}$ é a constante de fase da linha e Y_O é a admitância característica da linha em meio livre (fora da região da bucha).

A admitância no plano B é Y_B e é dada por:

$$Y_B = Y_1 \frac{Y_A + j Y_1 \tan \beta_{\frac{\lambda}{4}}}{Y_1 + j Y_A \tan \beta_{\frac{\lambda}{4}}} = \frac{Y_1^2}{Y_A} \quad (4.21)$$

onde $Y_1 = \frac{1}{Z_1}$ é a admitância característica do transformador e é dada pelo inverso da equação (4.14), $\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_R}}$ considerando $\mu_R = 1$ para o dielétrico da bucha e $\beta_{\frac{\lambda}{4}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\frac{1}{4}}}$.

No caso de carga casada $Y_A = Y_O$. Considerando este caso e substituindo a equação (4.21) em (4.20) teremos:

$$Y_I = Y_O \frac{Y_1^2 + j Y_O^2 \tan \beta_O l_1}{Y_O^2 + j Y_1^2 \tan \beta_O l_1} = G_1 + j B_1 \quad (4.22)$$

$$\text{onde } G_1 = Y_O \left(\frac{Y_1}{Y_O} \right)^2 \frac{1 + \tan^2 \beta_O l_1}{1 + \left(\frac{Y_1}{Y_O} \right)^4 \tan^2 \beta_O l_1} \quad (4.23)$$

$$\text{e } B_1 = Y_O \left[1 - \left(\frac{Y_1}{Y_O} \right)^4 \right] \frac{\tan \beta_O l_1}{1 + \left(\frac{Y_1}{Y_O} \right)^4 \tan^2 \beta_O l_1} \quad (4.24)$$

Finalmente, substituindo a equação (4.22) em (4.19), obtemos a admitância da cavidade no plano de referência T:

$$Y_T = G_1 + j(B_1 + B_0) \quad (4.25)$$

Na frequência de ressonância, ω_0 , a parte susceptiva da admitância total, Y_T , é nula, ou seja:

$$B_1(\omega_0) + B_0(\omega_0) = 0 \quad (4.26)$$

e a banda de passagem é dada pela equação (4.11):

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q_0}$$

onde Q_0 é dado pela equação (4.10) que, no caso, tem a forma:

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{2G_1} \left[\frac{d}{d\omega} (B_1 + B_0) \right]_{\omega=\omega_0} \quad (4.27)$$

4.3 - A CAVIDADE COAXIAL COM DOIS TRANSFORMADORES DE QUARTO DE ONDA

A cavidade coaxial com terminação capacitiva pode ser usada com mais de um transformador de $\lambda/4$. Neste item estudaremos a estrutura com dois transformadores.

O circuito da cavidade e seu equivalente estão mostrados na Figura 4.6.

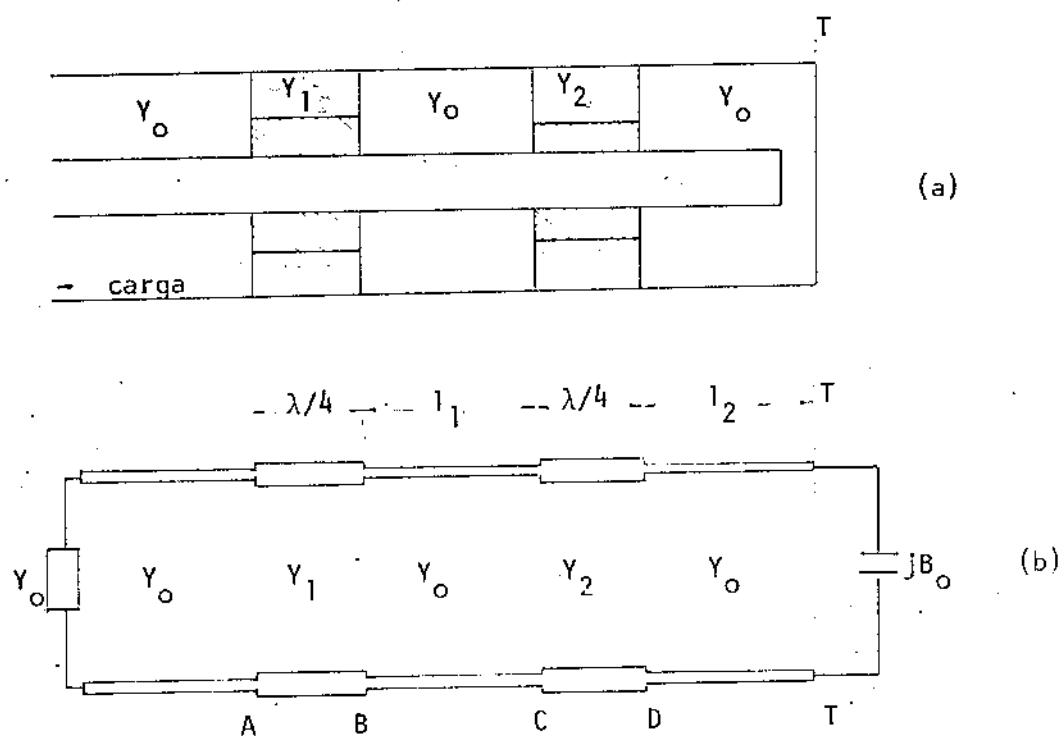


Figura 4.6: (a) A cavidade coaxial com dois transformadores de $\lambda/4$;
(b) seu circuito equivalente.

Como no Item 4.2, este circuito, no plano T, pode ser visto como a superposição de dois outros: uma linha coaxial com terminação capacitiva e uma outra linha contendo os dois transformadores.

A admitância total, referida ao plano T, é dada por:

$$Y_T = Y_{II} + j B_0 \quad (4.28)$$

onde Y_{II} é a admitância da linha coaxial com dois transformadores e com carga casada (Figura 4.7).

A admitância no plano C é dada pela equação (4.22). No plano D a admitância é dada por:

$$Y_D = Y_2 \frac{Y_C + j Y_2 \tan \beta \frac{\lambda}{4}}{Y_2 + j Y_C \tan \beta \frac{\lambda}{4}} = \frac{Y_2^2}{Y_C} \quad (4.29)$$

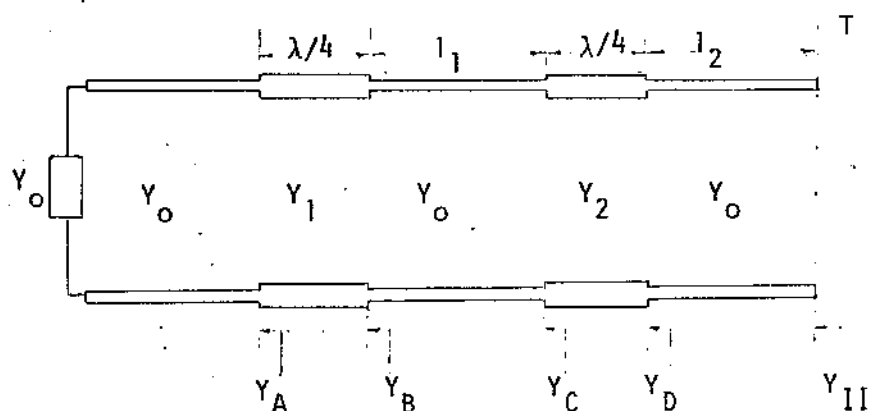


Figura 4.7: O circuito equivalente de uma linha coaxial com dois transformadores de $\lambda/4$ e com carga casada.

A admitância Y_{II} será:

$$Y_{II} = Y_o \frac{Y_D + j Y_o \tan \beta_o l_2}{Y_o + j Y_D \tan \beta_o l_2} \quad (4.30)$$

Substituindo a equação (4.29) em (4.30) temos:

$$Y_{II} = Y_o \frac{Y_2^2 + j Y_C Y_o \tan \beta_o l_2}{Y_o Y_C + j Y_2^2 \tan \beta_o l_2} \quad (4.31)$$

Daí, substituindo o valor de Y_C por Y_I , da equação (4.22), na equação (4.31) e dissociando a parte imaginária e a parte real, temos:

$$Y_{II} = G_2 + j B_2 \quad (4.32)$$

onde

$$G_2 = \frac{G_1(1 + \tan^2 \beta_o l_2)}{\left(\frac{Y_2}{Y_o}\right)^2 \tan^2 \beta_o l_2 + 2 \frac{B_1}{Y_o} \tan \beta_o l_2 + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_2^2}} \quad (4.33)$$

$$B_2 = \frac{B_1 \tan^2 \beta_o l_2 + \frac{1}{Y_o} \left[\left(\frac{Y_o}{Y_2}\right)^2 (G_1^2 + B_1^2) - Y_2^2 \right] \tan \beta_o l_2 - B_1}{\left(\frac{Y_2}{Y_o}\right)^2 \tan^2 \beta_o l_2 + 2 \frac{B_1}{Y_o} \tan \beta_o l_2 + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_2^2}} \quad (4.34)$$

A admitância total no plano T será, então:

$$Y_T = Y_{II} + j B_o = G_2 + j(B_2 + B_o) \quad (4.35)$$

A frequência de ressonância é obtida da relação:

$$B_2(\omega_o) + B_o(\omega_o) = 0 \quad (4.36)$$

A banda de passagem $\Delta\omega$ é dada pela equação (4.11):

$$\Delta\omega = \frac{\omega_o}{Q_o} \quad (4.11)$$

onde:

$$Q_o = \frac{\omega_o}{2G_2} \left[\frac{d}{d\omega} (B_2 + B_o) \right]_{\omega=\omega_o} \quad (4.37)$$

4.4 - SINTONIA DA CAVIDADE COAXIAL COM DOIS TRANSFORMADORES DE $\frac{\lambda}{4}$

A frequência e a potência de RF no oscilador Impatt coaxial são parâmetros que variam com a posição dos transformadores (buchas móveis) de $\frac{\lambda}{4}$ (Figura 3.1). Esta posição determina o mo-

do de operação do diodo Impatt. Já vimos o comportamento da admitância do diodo Impatt com a frequência. Na Figura 3.3 constatamos que, para frequências acima de 8 GHz, a susceptância do diodo é, basicamente, constante com a frequência. Logo a pequena variação da susceptância resulta em boa estabilidade em frequência.

A potência de RF entregue a uma certa carga, G_L , é dada por:

$$P_{RF} = \frac{1}{2} G_L V_{RF}^2 \quad (4.38)$$

onde V_{RF} é a tensão de pico na carga.

Sabemos que em regime estável de oscilação a condutância do diodo, G_d , deve ser igual a G_L (Item 3.1) que é a condutância de carga referida ao plano do diodo. Esta condutância é variável com as posições das buchas $\frac{\lambda}{4}$, como já vimos.

Portanto, a frequência e a potência de RF serão determinadas pela susceptância e condutância de carga, respectivamente, no plano do diodo.

A equação (4.25) dá a admitância total no plano do diodo, supondo a carga casada, para uma cavidade coaxial contendo apenas um transformador de $\frac{\lambda}{4}$. A Figura 4.8 mostra o comportamento de G_1 e B_1 , das equações (4.23) e (4.24), para vários valores de impedância característica, Z_1 , da bucha de $\frac{\lambda}{4}$ e estão em função de x que vale:

$$x = \beta l_1 = \frac{2\pi}{\lambda_0} l_1 = \frac{\omega_0}{c} l_1 \quad (4.38)$$

A susceptância total, no plano do diodo, não é B_1 mas $B_1 + B_0$. Se considerarmos a frequência, ω_0 , constante, variando apenas a posição l_1 , o valor de B_0 é constante. (Veja a equação (4.16)). Neste caso a curva da susceptância total seria a da Figura 4.8 deslocada de B_0 na vertical.

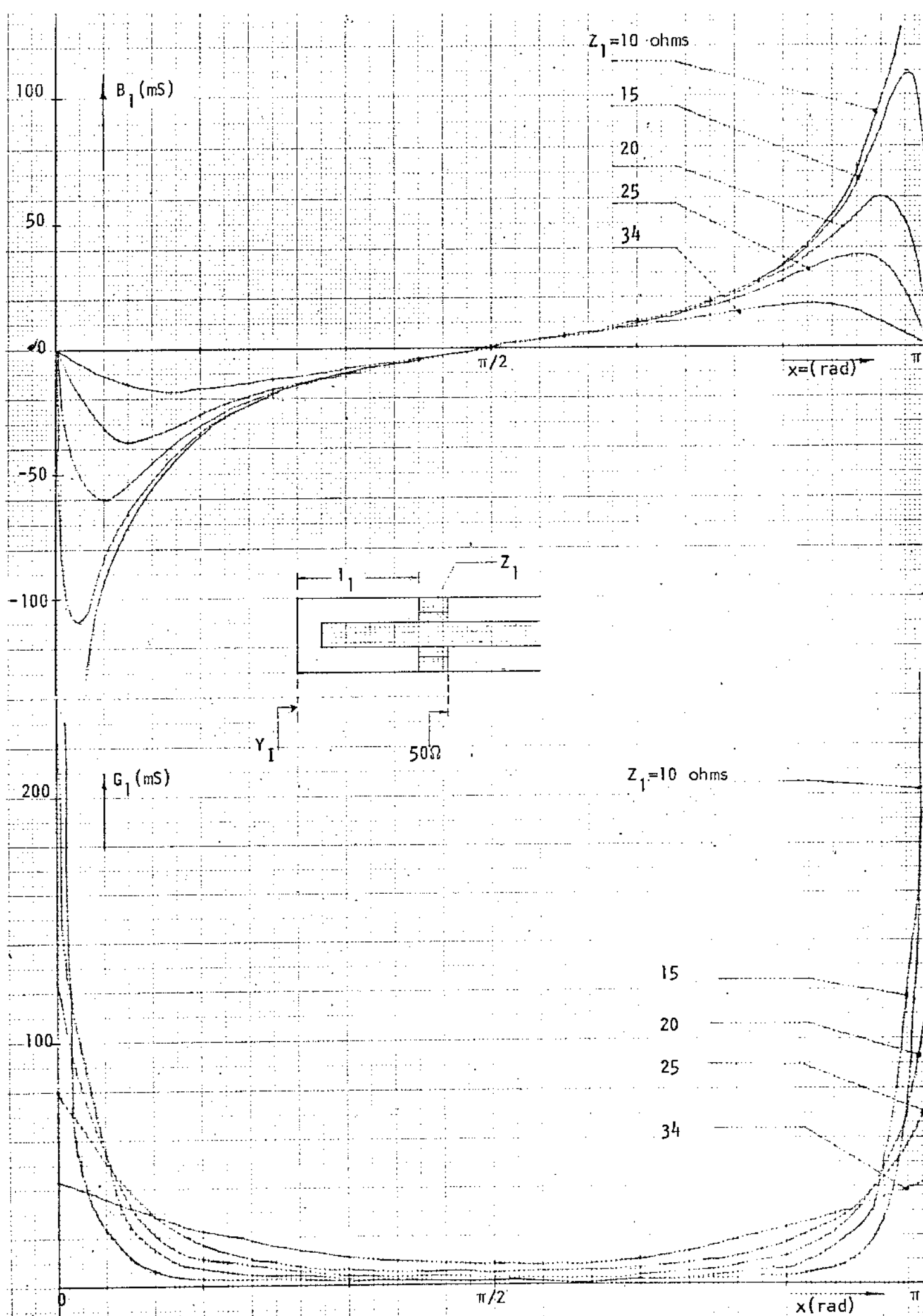


Figura 4.8: Comportamento da admitância Y_I em função de x para uma cavidade coaxial com um transformador de $\frac{\lambda}{4}$. G_I é a parte real e B_I é a parte imaginária. $x = \beta l_1 = \frac{\omega}{c} l_1$.

A equação (4.35) nos dá a admitância de carga total referida ao plano do diodo, supondo a carga casada, para uma cavidade coaxial contendo dois transformadores de $\frac{\lambda}{4}$.

As Figuras 4.9 e 4.10 mostram o comportamento de G_2 e B_2 , das equações (4.33) e (4.34), para certos valores de l_1 . Na Figura 4.9 as buchas têm impedâncias características: $Z_1=10\Omega$ e $Z_2=10\Omega$ e na Figura 4.10: $Z_1=15\Omega$ e $Z_2=10\Omega$. G_2 e B_2 estão em função de y onde:

$$y = \beta_0 l_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} l_2 = \frac{\omega_0}{c} l_2 \quad (4.39)$$

As Figuras 4.11 e 4.12 apresentam G_2 e B_2 em função de x assumindo três valores de l_2 como parâmetros, isto é, fixa-se a distância l_2 e varia-se l_1 . Nestes casos as impedâncias características das buchas são: $Z_1=10\Omega$, $Z_2=10\Omega$ na Figura 4.11 e $Z_1=15\Omega$, $Z_2=10\Omega$ na Figura 4.12. A susceptância total, referida ao plano do diodo, é B_2+B_0 e não B_2 .

No caso da frequência angular, ω , ser constante e as posições l_1 ou l_2 serem variáveis, as curvas da susceptância total seriam as das Figuras 4.9, 4.10, 4.11 e 4.12 deslocadas da constante B_0 na vertical.

Observando as Figuras de 4.8 a 4.12, podemos verificar três fatos importantes:

$$1^\circ) \frac{dB_2(x)}{d\omega} < \frac{dB_1(x)}{d\omega} \text{ em torno da ressonância } (x \approx \frac{\pi}{2}).$$

Isto quer dizer que a banda de passagem é maior para a cavidade com duas buchas do que para a cavidade com uma bucha.

2º) G_2 e B_2 sofrem pequenas translações quando l_1 varia (Figura 4.9). Em torno da ressonância ($y \approx \pi/2$) a susceptância é praticamente linear e a condutância constante quando l_1 é fixo.

3º) Quando l_2 é fixado (Figuras 4.11 e 4.12), G_2 e B_2 apresentam comportamentos distintos: B_2 é basicamente constante em torno da ressonância e G_2 sofre translações verticais para cada valor de l_2 .

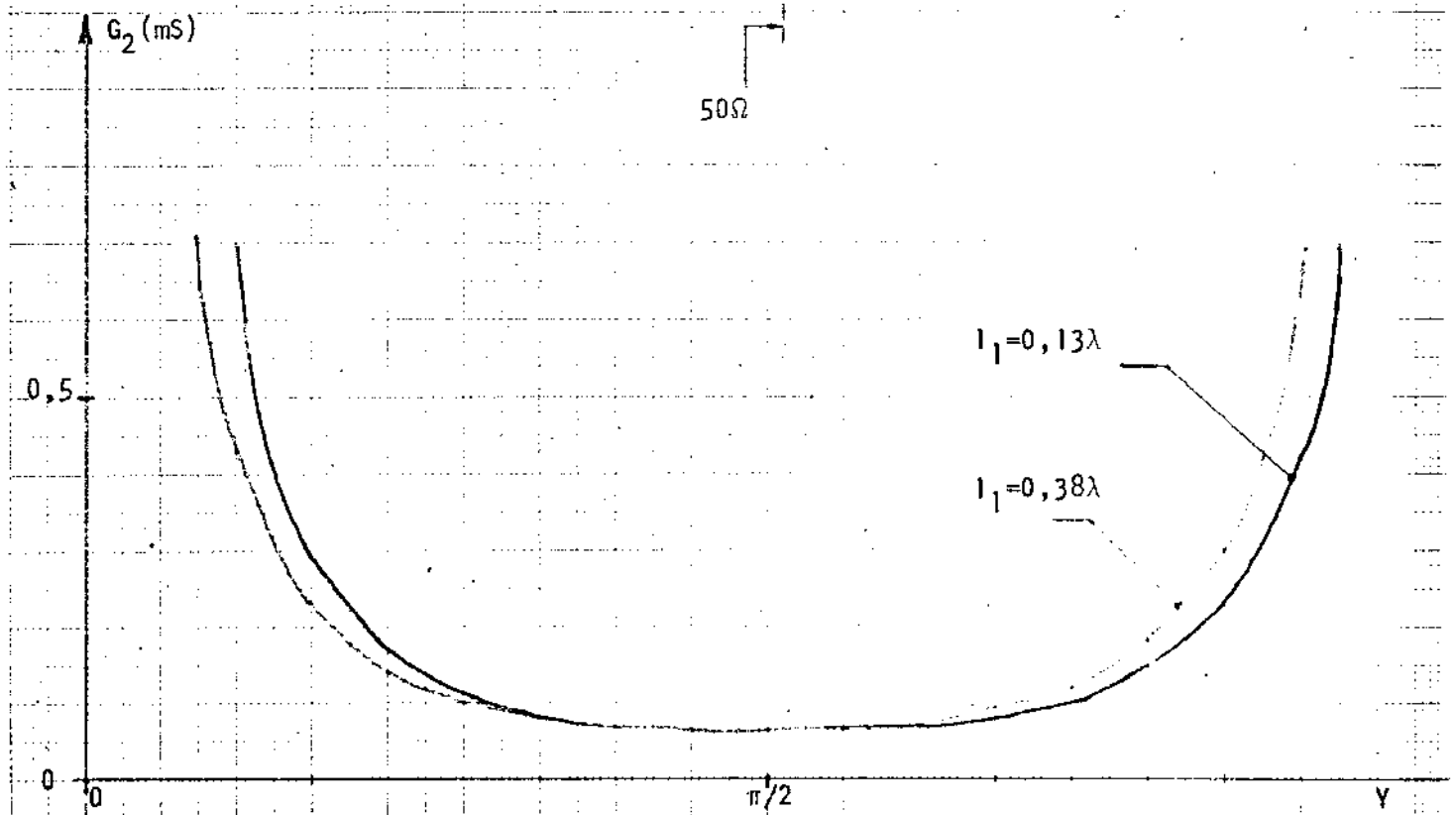
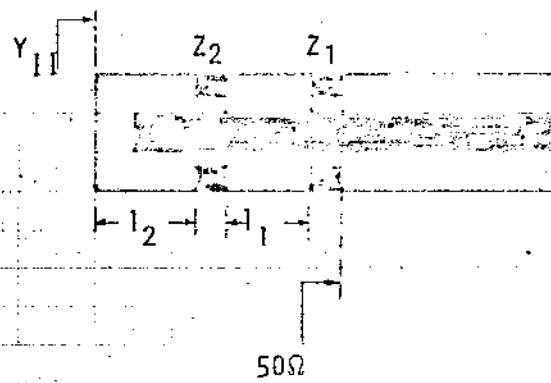
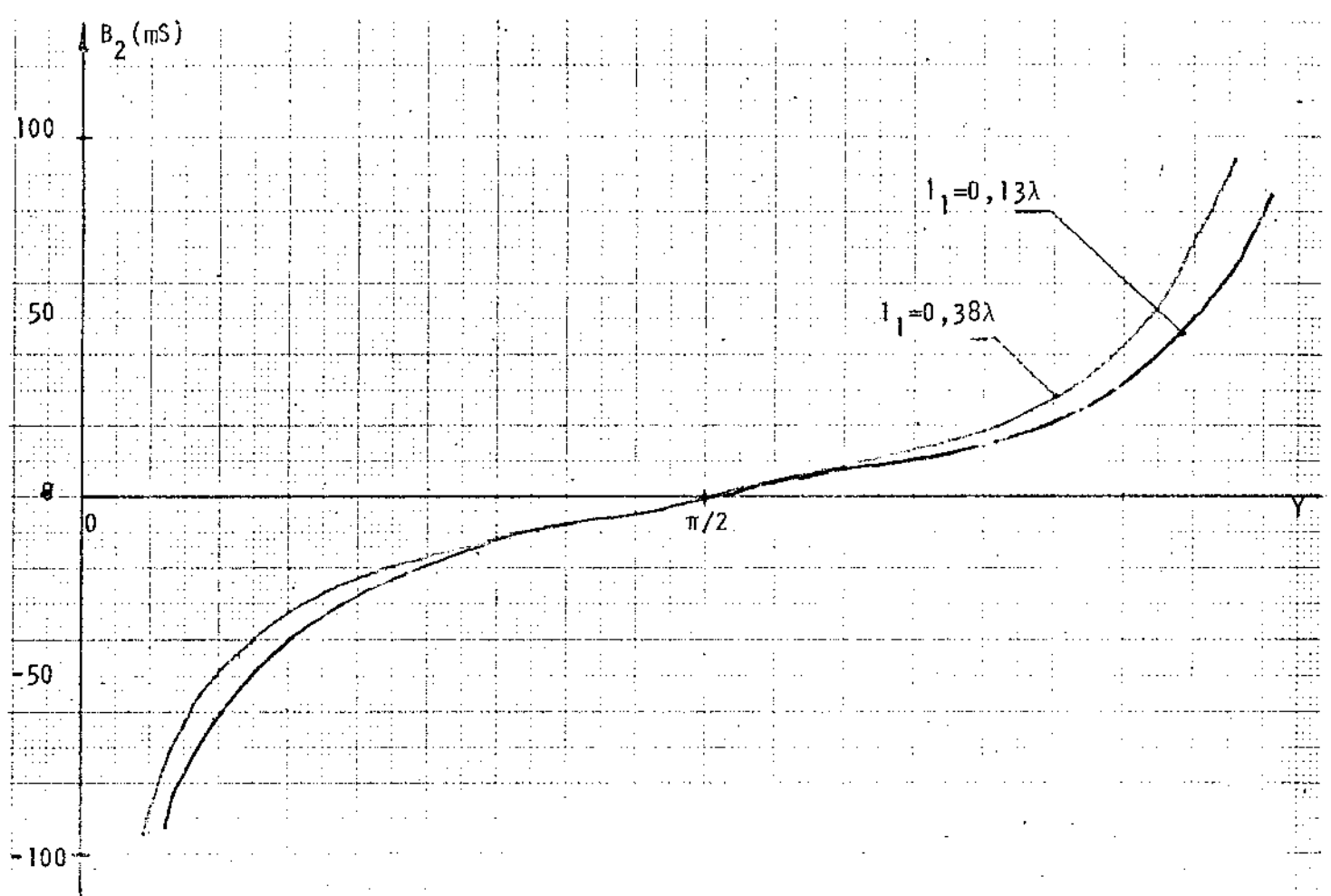


Figura 4.9: A admitância Y_{11} em função de y numa cavidade coaxial com dois transformadores de $\frac{\lambda}{4}$. $Z_1 = 10$ ohms e $Z_2 = 10$ ohms. $y = \beta l_2 = \frac{\omega}{c} l_2$.

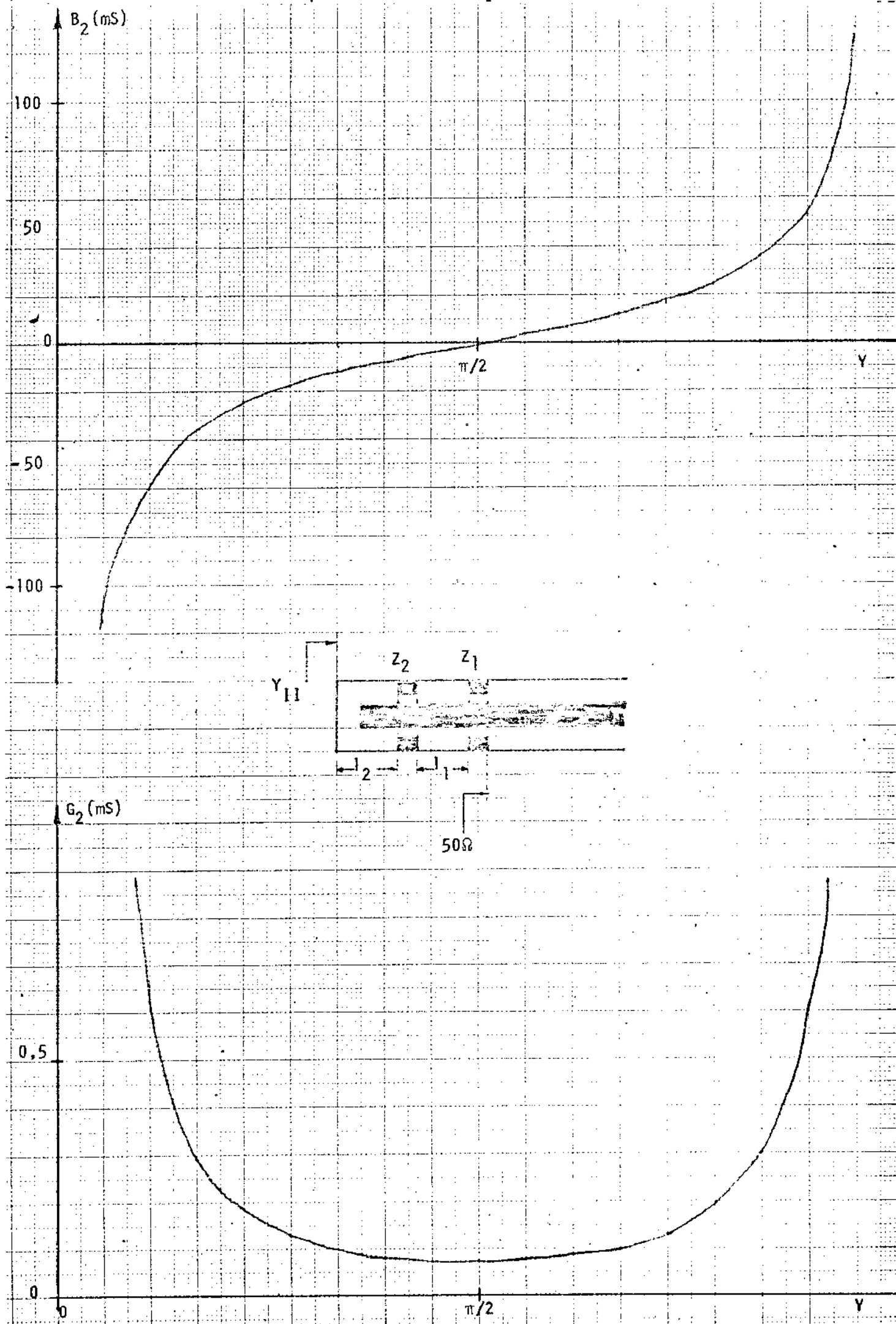


Figura 4.10: A admitância Y_{11} em função de y numa cavidade coaxial com dois transformadores de $\frac{\lambda}{4}$. $Z_1=15$ ohms, $Z_2=10$ ohms e $l_1=0,3\lambda$; $y=\beta l_2 = \frac{\omega}{c} l_2$.

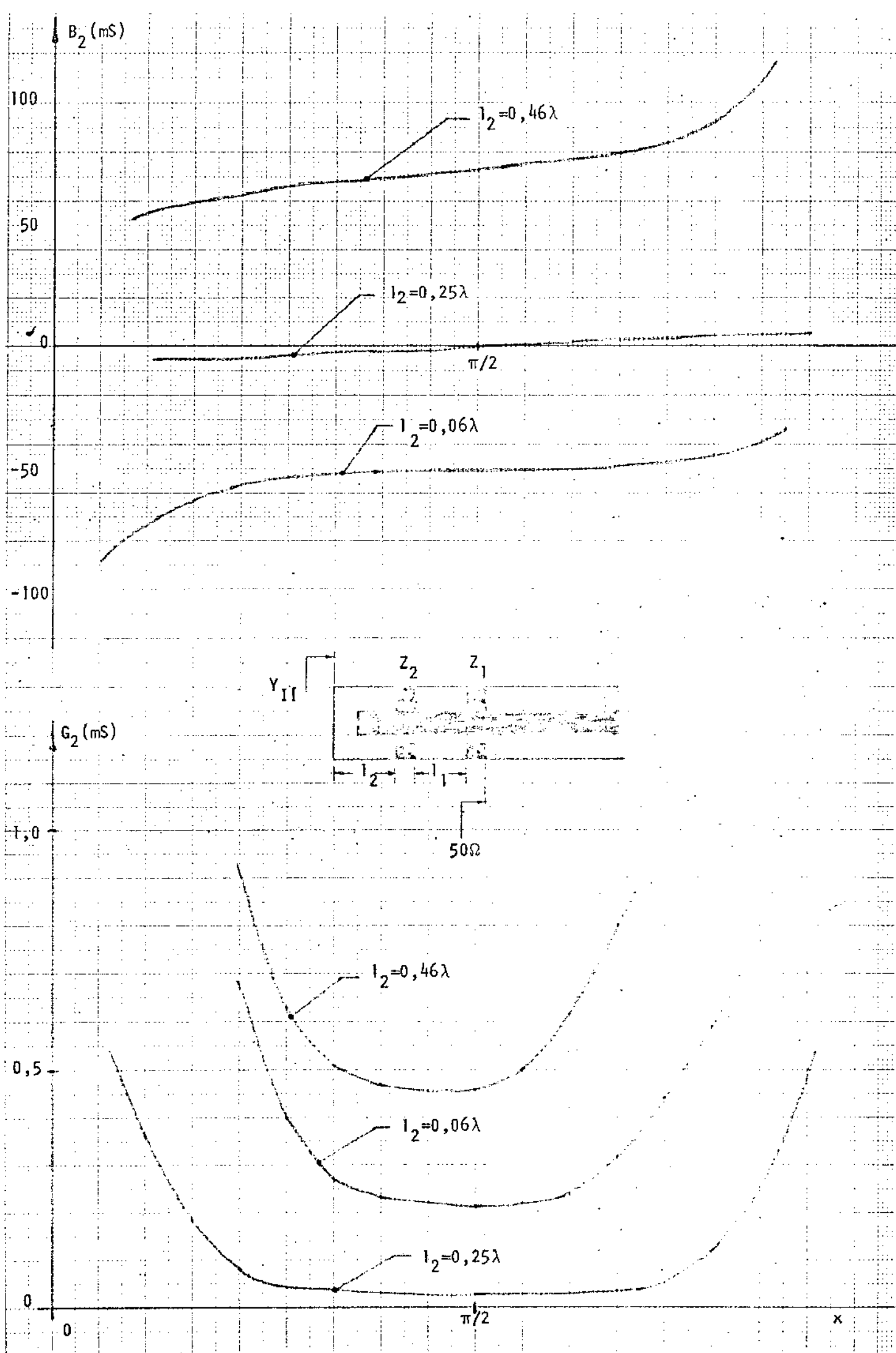


Figura 4.11: A admitância Y_{II} em função de x numa cavidade coaxial com dois transformadores de $\frac{\lambda}{4}$. $Z_1 = 10$ ohms e $Z_2 = 10$ ohms, $x = \beta_1 l_1 = \frac{\omega}{c} l_1$.

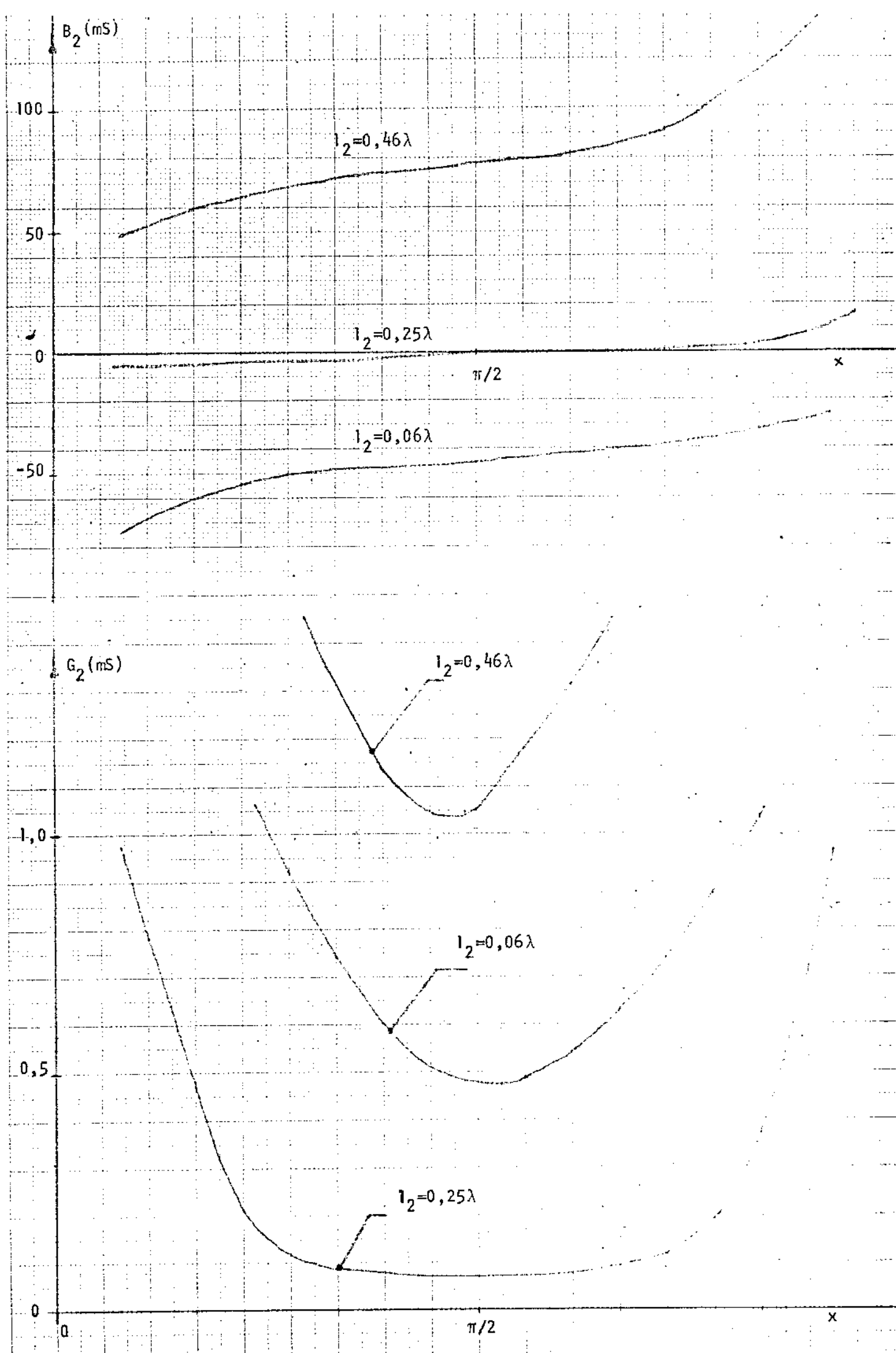


Figura 4.12: A admitância Y_{II} em função de x numa cavidade coaxial com dois transformadores de $\frac{\lambda}{4}$. $Z_1=15$ ohms e $Z_2=10$ ohms, $x=\beta_1 \frac{\omega}{c} l_1$.

Das duas últimas observações e considerando o princípio de operação do diodo Impatt concluímos:

- (a) mantendo fixa a distância l_1 e variando a distância l_2 isto é, mudando conjuntamente as duas buchas mantendo-se sua separação, a susceptância devida à cavidade, no plano do diodo, tem variação crescente, quase linear, em torno da ressonância. Para que haja oscilação numa certa frequência, no oscilador Impatt, a susceptância total (circuito mais diodo) deve se anular. Daí variar l_2 , com l_1 fixa, implica em variação da frequência de operação do oscilador Impatt;
- (b) mantendo fixa a distância l_2 e variando a distância l_1 , isto é, fixando a posição da bucha mais próxima do diodo e modificando a posição da outra, enquanto a susceptância devida à cavidade permanece quase constante, a condutância varia sensivelmente em torno da ressonância. A amplitude da oscilação do diodo Impatt varia com a condutância do diodo e é estável quando a condutância total (circuito mais diodo) se anula. Daí variar l_1 , com l_2 fixa, implica em variação na amplitude do sinal de RF.

Convém lembrar que estamos supondo que a impedância característica Z_1 é maior que Z_2 e que a admitância da cavidade coaxial tem comportamento periódico de período $\frac{\lambda}{2}$.

No ANEXO 2 é apresentado um programa FORTRAN para a obtenção dos valores de G_1 , B_1 , G_2 e B_2 . A partir dos resultados obtidos pelo programa foram traçadas as curvas das Figuras de 4.8 a 4.12.

REFERÊNCIAS

- [1] I. Lebedev, Microwave Engineering, cap. 9, Mir Publication, Moscou, 1973.
- [2] E.L. Ginzton, Microwave Measurements, McGraw-Hill, Nova York, 1975.
- [3] Max Sucher, Jerome Fox, Handbook of Microwave Measurements, vol. II, Willey Sons, 1963 (3a. Edição).
- [4] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, p. 178, Dover Publications, 1965.

CAPÍTULO 5

PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - CARACTERIZAÇÃO DO DIODO IMPATT

Os parâmetros mais importantes que caracterizam o diodo Impatt podem ser obtidos através da curva característica VI (tensão versus corrente) e pelo comportamento CV (capacitância versus tensão reversa). Para os diodos utilizados durante as experimentações estes comportamentos correspondem aos da Figura 5.1.

Através da Figura 5.1(a) conhecemos a tensão de ruptura (79 volts no caso) e a tensão de contato (1 volt no caso).

Na Figura 5.1(b) o comportamento CV é mostrado. Através dele obtêm-se informações sobre: o tipo de distribuição de portadores na junção pn (degrau ou linear, p. ex.), o perfil de dopagem e o perfil de campo elétrico na região ativa da junção. Estas informações são importantes na caracterização do diodo Impatt, como vimos no Capítulo 2.

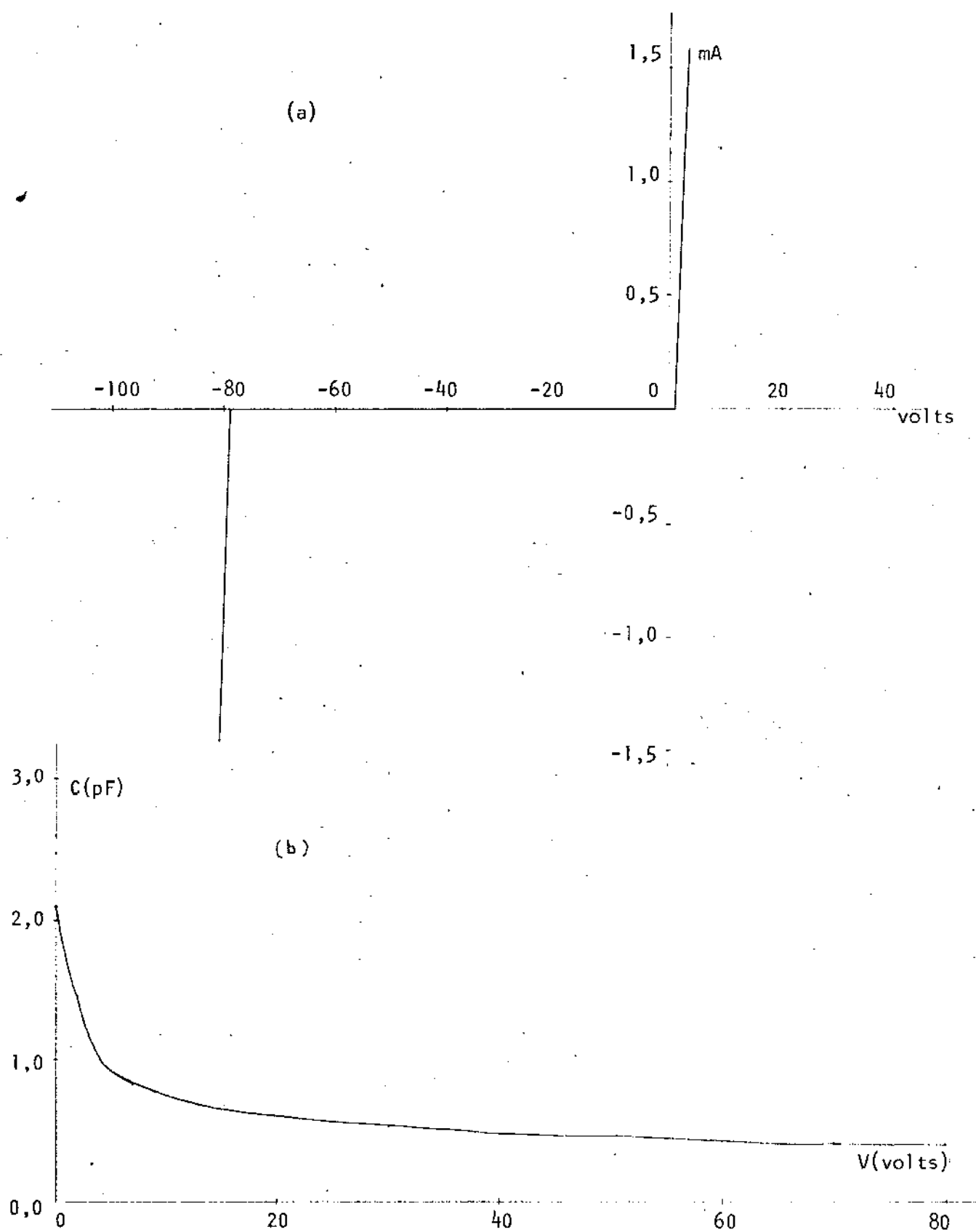


Figura 5.1: (a) Característica VI estática e (b) curva CV do diodo Impatt utilizado nas medições.

5.2 - O PROJETO DA CAVIDADE COAXIAL

O projeto da cavidade coaxial num oscilador Impatt deve considerar parâmetros tais como: frequência de operação, banda de passagem e a potência do sinal de RF.

A frequência de operação está vinculada às dimensões da cavidade, a banda de passagem com a quantidade de transformadores de $\frac{\lambda}{4}$ e suas impedâncias características e a potência do sinal de RF é fixada pelo diodo e por seu acoplamento com a cavidade, como vimos nos Capítulos 3 e 4.

Para garantir a propagação apenas do modo TEM, numa estrutura coaxial, deve-se operar em frequências inferiores à frequência de corte dos modos superiores desta estrutura coaxial (Anexo.1).

A frequência de corte para o primeiro modo superior (TE_{11}) numa estrutura coaxial é dada por [1], [2]:

$$f_c = \frac{c}{\pi(a + b)} \quad (5.1)$$

onde "c" é a velocidade da onda eletromagnética no guia coaxial, "b" é o raio do condutor interno e "a" o raio interno do condutor externo.

Em nosso caso, a cavidade foi projetada com uma linha coaxial de impedância característica de 50 ohms e com dimensões: $a=6,9\text{mm}$ e $b=15,8\text{mm}$. Estas dimensões estão atreladas: (1) ao cálculo da impedância característica, dada pela equação (4.13) e (2) aos conectores NP-RG784 de que dispúnhamos. Com estes dados a frequência de corte da cavidade, para modos superiores, está em torno de 8,4 GHz. Assim, a propagação apenas do modo TEM ocorrerá para frequências inferiores a 8,4 GHz.

As buchas $\frac{\lambda}{4}$ são projetadas com base em dois dados importantes: primeiro, a impedância característica e segundo, a frequência de operação dada pela equação (4.14).

Na Figura 5.2 temos o oscilador Impatt construído, composto de cavidade mais diodo.

O condutor externo é fendido para que se possa deslocar as buchas de $\frac{\lambda}{4}$. O condutor interno é terminado com um encaixe móvel acoplado a uma mola para garantir um bom contato do diodo com os condutores interno e externo. Uma bucha fixa de material dielétrico pode ser colocada para fixação do condutor interno. Esta bucha fixa deve ter comprimento muito menor que o comprimento $\frac{\lambda}{4}$, pois sendo assim, ela tem interferência insignificante na operação do oscilador.

As buchas móveis (transformadores de $\frac{\lambda}{4}$) devem ser cobertas por uma fita isolante (durex, por exemplo) para facilitar o deslizamento e também garantir melhor curto entre estas buchas e o condutor externo. Para evitar interações capacitivas entre as duas buchas deve-se manter uma distância mínima de $\frac{\lambda}{2}$ entre elas.

O diodo é encaixado (ou enroscado dependendo do tipo de encapsulamento) entre os condutores interno e externo, colocando o terminal negativo (ânodo) em contato com o dissipador de calor, isto é, em contato com o condutor externo, conforme mostra a Figura 5.2.

5.3 - OS Q DA CAVIDADE

Os Q de uma cavidade em micro ondas podem ser medidos por dois métodos: (a) através do VSWR e (b) através da potência (perda por inserção). Fizemos algumas medidas utilizando o primeiro método. Neste caso coloca-se a cavidade no final de uma linha fendida e mede-se o coeficiente de onda estacionária. O comportamento do VSWR com a frequência permite obter a frequência de ressonância e os Q da cavidade. Este método está descrito no ANEXO 3 deste trabalho.

A Figura 5.3 mostra a variação do coeficiente de onda estacionária com a frequência na cavidade coaxial com duas buchas.

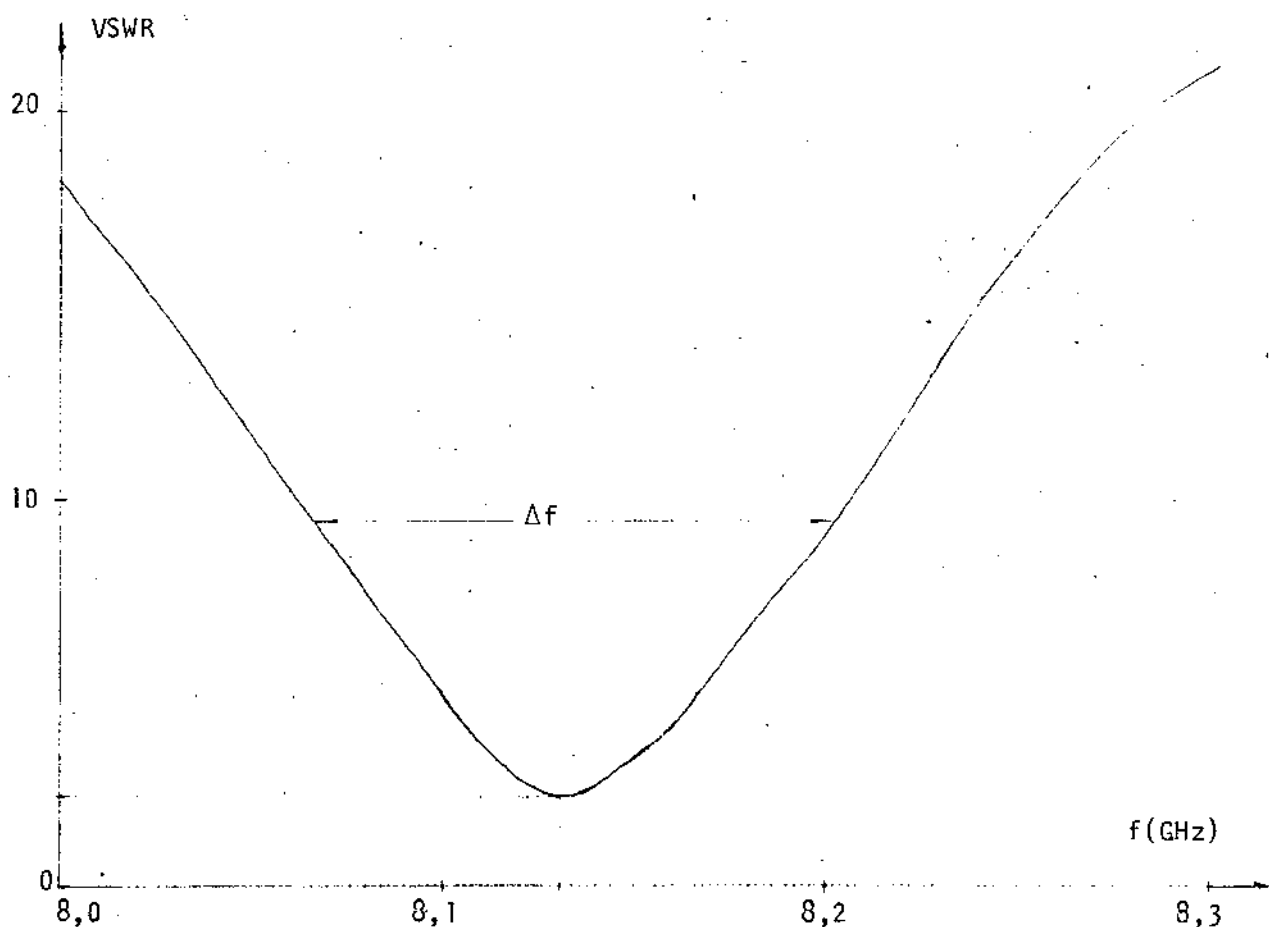


Figura 5.3: O VSWR versus frequência para a cavidade coaxial com duas buchas de $\frac{\lambda}{4}$ de 10 e 15 ohms.

As impedâncias características das buchas são 10 e 15 ohms e o comportamento da Figura 5.3 corresponde a uma determina-

nada posição destes transformadores de $\frac{\lambda}{4}$.

Nestas condições obtivemos:

$$Q_L = 80, \quad Q_0 = 112 \quad \text{e} \quad Q_{\text{ext}} = 280$$

com frequência de ressonância de 8,13 GHz. A distância entre buchas é de aproximadamente 3mm e a cavidade se apresenta sub-acoplada.

5.4 - O DESEMPENHO DO OSCILADOR IMPATT

Para uma dada corrente de polarização, a potência e a frequência de RF, num oscilador Impatt, dependem da posição das buchas $\frac{\lambda}{4}$. A variação da corrente de polarização implica, também, numa variação da potência e frequência de saída do oscilador.

Isto foi estudado no Capítulo 2. Assim, podemos dizer, com mais generalidade, que o sinal de RF do oscilador Impatt é definido pelas características do circuito de microondas (cavidade) e pela polarização do diodo.

A fonte de polarização DC mais utilizada foi a da Figura 3.4(a) onde:

$$R_{1a} = 1k\Omega/25W, \quad R_{2a} = 2 \times 270\Omega/2W \text{ em paralelo}$$

$$R_{3a} = 5,1k\Omega/0,25W, \quad C = 0,01\mu F \quad \text{e}$$

uma fonte de tensão DC de 0-200 volts.

O desempenho deste tipo de fonte de corrente para uso com diodos Impatt pode ser considerado bom em laboratório [3].

Foi também utilizada a fonte da Figura 3.4(b) em algumas medições. Os parâmetros deste circuito foram:

$$R_{1b} = 140\Omega/2W + \text{potenciômetro de } 1,1k\Omega$$

$$R_2 = 11k\Omega/2W, \quad Q_1 = 2N3055C$$

$$Q_2 \approx 2N5884 \quad e \quad V_1 \approx 10 \text{ volts/5W}$$

A fonte da Figura 3.4(b) se apresenta com mais estabilidade em tensão e é recomendada para ser utilizada em osciladores que operam com frequência e potência fixas.

As medições básicas realizadas com o oscilador Impatt foram as de potência versus frequência e de potência versus corrente de polarização.

Para estas medições a configuração básica é dada pela Figura 5.4.

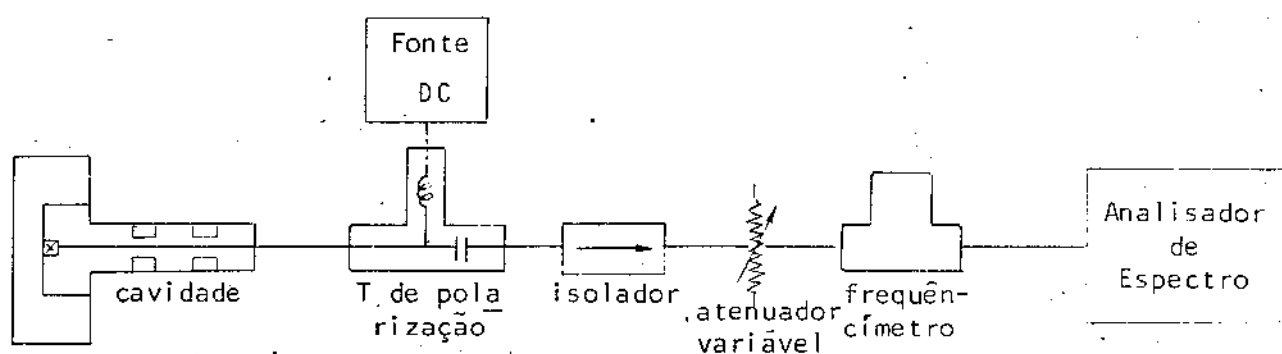


Figura 5.4: Configuração básica para medições de potência de RF no oscilador Impatt coaxial.

Nesta configuração pode ser inserido também um medidor de potência entre o frequencímetro e o analisador de espectro. Este medidor de potência e o frequencímetro monitoram as medidas de potência e frequência que podem, também, serem feitas pelo analisador. Este é importante na detecção de todos os sinais de saída do oscilador.

A Figura 5.5 mostra o esquema de um sinal detectado utilizando um diodo de características levantadas em laboratório. Todos os diodos utilizados nas experimentações não tinham seus parâmetros conhecidos de fábrica. Houve, portanto, a necessidade de

caracterizá-lo antes das medições.

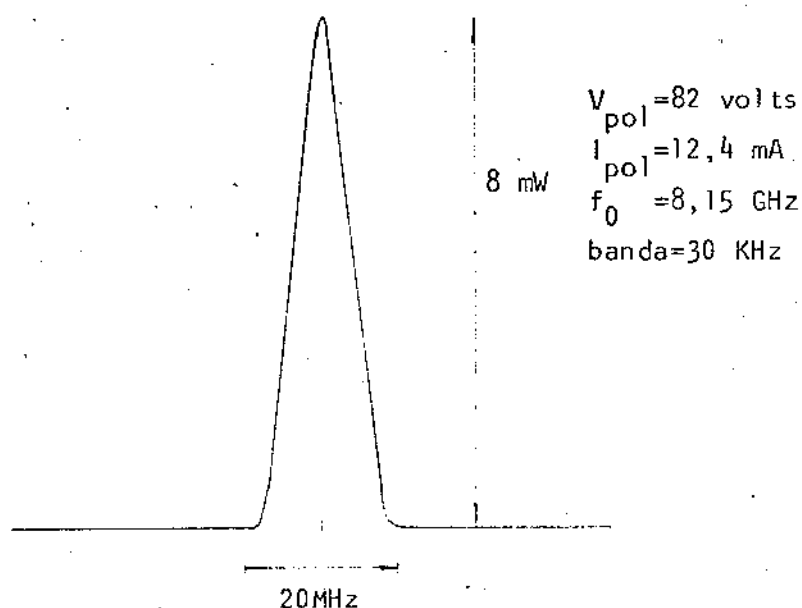


Figura 5.5: Amostra de um sinal detectado num oscilador Impatt coaxial com duas buchas de $\frac{\lambda}{4}$ com impedâncias de 10 e 12,40 ohms.

A Figura 5.6 mostra uma investigação da potência de RF do oscilador Impatt numa faixa de frequência de 5 a 9 GHz.

Foram utilizadas várias configurações de transformadores de $\frac{\lambda}{4}$ tais como: uma única bucha de 10 ohms, uma única bucha de 15 ohms e um par de buchas de 12,4 e 10 ohms.

Da Figura 5.6 observamos o seguinte:

(a) os sinais abaixo de 5,5 GHz e acima de 8,5 GHz são com baixa amplitude. Estes limites são fixados pelas características do diodo e pelas características da cavidade (as buchas foram projetadas para operar na faixa de 8 a 8,5 GHz);

(b) Obteve-se, com a variação da posição das buchas apenas um sinal (a de 10 ohms e depois a de 15 ohms). Com duas buchas obtivemos vários sinais de amplitude significativas. Este comportamento está atrelado ao fato de que a banda de passagem da cavidade é diretamente proporcional à quantidade de buchas. Em outras palavras, o Q da cavidade diminui, com o aumento do número

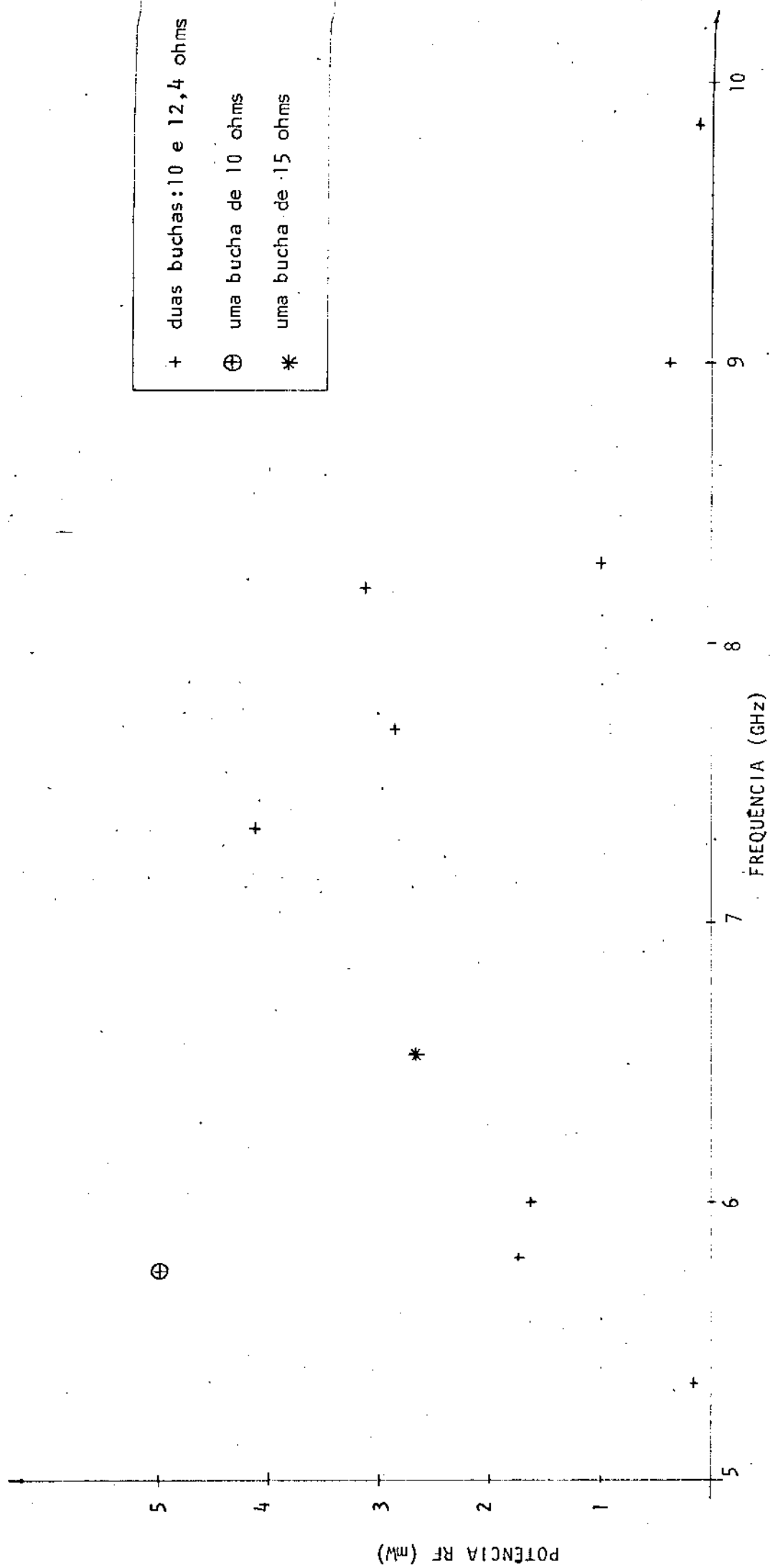


Figura 5.6: A potência RF no oscilador Impatt coaxial versus frequência.

de buchas, como vimos no Capítulo 4;

(c) constatou-se nitidamente, durante as medições, o controle de sintonia e de potência de RF feito pelo posicionamento das buchas como concluimos teoricamente no Capítulo 4: 1º) mantendo fixa a bucha mais próxima do diodo (no caso a de 10 ohms) e variando a posição da outra (de 12,4 ohms) verificou-se uma variação na amplitude do sinal (i.e., na potência de saída do oscilador); 2º) mantendo fixa a distância entre as duas buchas e variando simultaneamente as mesmas, verificou-se mudanças na frequência de operação do oscilador.

A Figura 5.7 mostra o comportamento da potência de RF com a corrente de polarização.

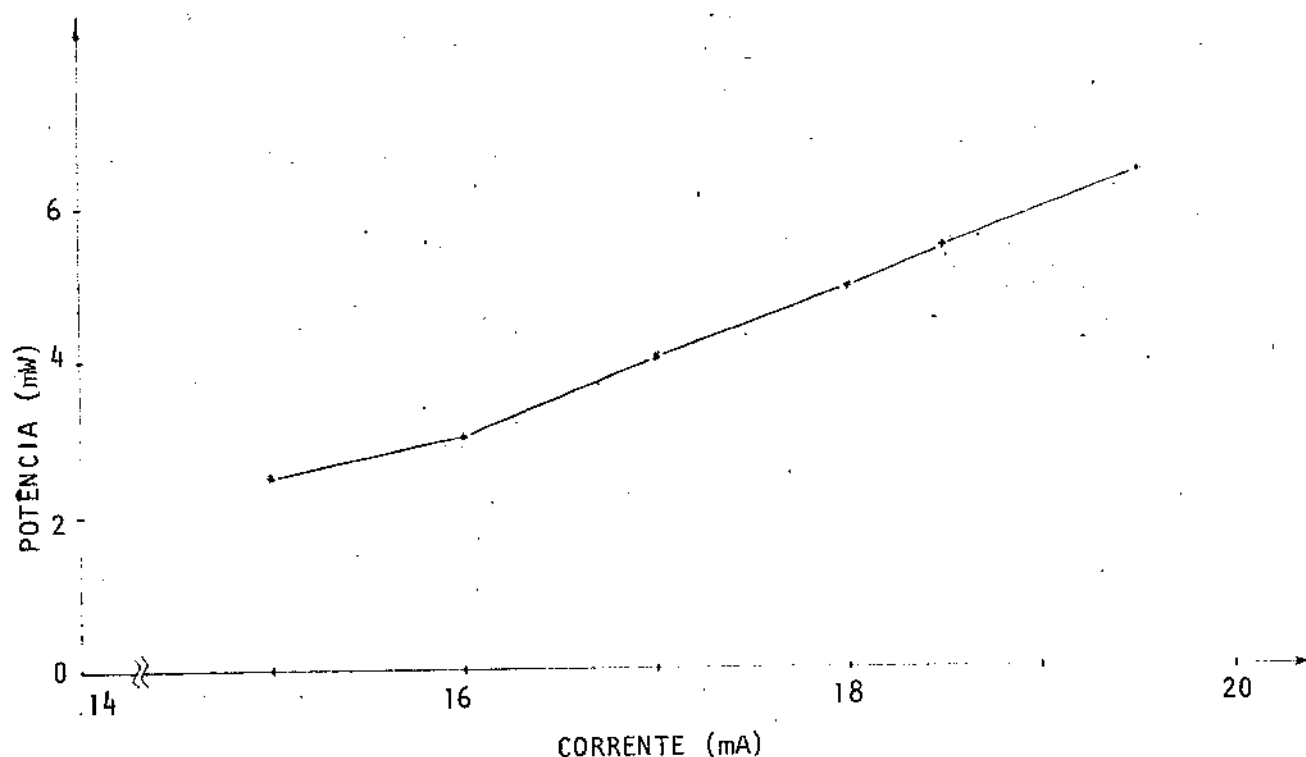


Figura 5.7: O comportamento da potência de RF com a corrente DC de polarização no oscilador Impatt. ($f_0 = 8,2$ GHz).

O comportamento crescente da potência com corrente de polarização é o esperado. Já vimos nos Capítulos 2 e 3 que o aumento da corrente de polarização, numa dada frequência, provoca um aumento da resistência negativa do diodo. Daí o aumento da po-

tência de RF.

Nestas medições as duas buchas (10 e 12,4 ohms) foram mantidas numa posição fixa. Cabe aqui uma observação importante: a alteração da posição das buchas, quando o diodo estiver polarizado com correntes altas, pode danificar este diodo. Isto ocorre porque variações bruscas na admitância apresentadas ao diodo pode provocar pulsos de corrente que queimam o mesmo.

A Figura 5.8 mostra o comportamento da eficiência de conversão DC-AC do oscilador na frequência de 8,2 GHz.

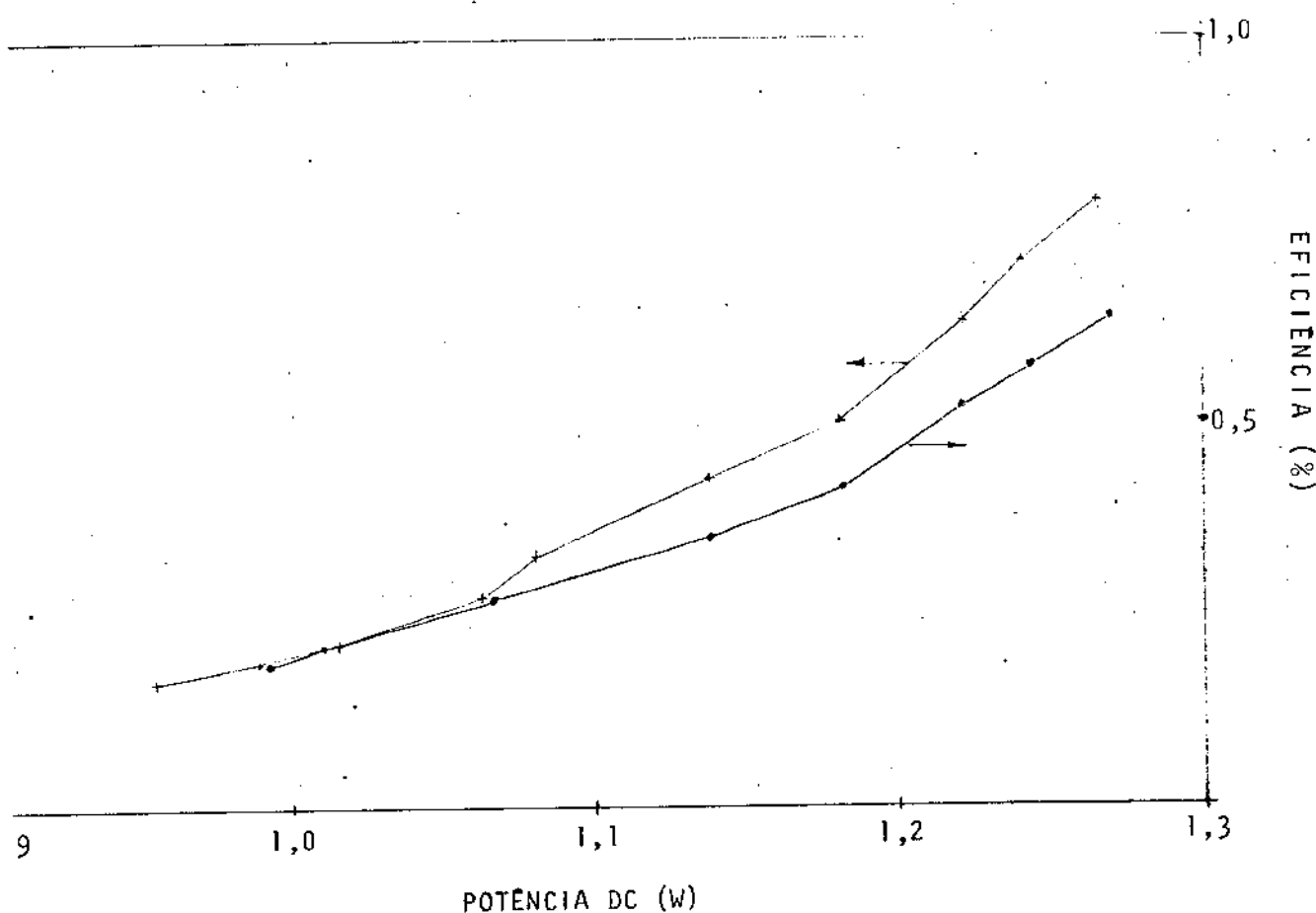


Figura 5.8: A potência AC versus potência DC no oscilador Impatt ($f_0 = 8,2$ GHz).

REFERÊNCIAS

- [1] A.L. Lance, Introduction to Microwave Theory and Measurement, McGraw-Hill, Cap. 6, 1964.
- [2] G.L. Ragan, Microwave Transmission Circuits, Dover, Cap. 4, 1965.
- [3] Microwave Power Generation and Amplification using Impatt Diodes, Application Notes 935, Hewlett Packard.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES FINAIS

O propósito inicial que tínhamos de estudar e construir um oscilador Impatt na banda X, foi alcançado.

Alguns resultados teóricos foram confirmados nos testes de laboratório, tais como: (a) o controle da potência de RF e da sintonia do oscilador pela posição das buchas $\frac{\lambda}{4}$, (b) a dependência da banda de passagem da cavidade com o número de buchas e (c) o aumento da potência de RF com o aumento da corrente de polarização.

Um melhor desempenho em potência e eficiência do oscilador na banda X poderá ocorrer alterando as dimensões da cavidade. Como vimos no Capítulo 5 estas dimensões foram fixadas em função dos conectores disponíveis. Diminuindo-se os raios dos condutores interno e externo a frequência de corte de modos superiores aumenta. Na cavidade construída esta frequência de corte maior nos daria uma melhor garantia da propagação apenas do modo TEM na faixa que se desejava operar (de 8 a 8,5 GHz).

Outra consideração importante é com relação aos aspectos mecânicos envolvidos na construção da cavidade. Se desejarmos um oscilador tipo coaxial com sintonia variável deve-se tomar um cuidado maior com a precisão da usinagem mecânica para facilitar o deslocamento das buchas móveis. Um deslocamento brusco de bucha, no processo de sintonia, pode até queimar o diodo ativo.

Em nossa opinião os resultados obtidos neste trabalho foram bons, em vista da escassez de recursos encontrada na confecção do oscilador e na total falta de especificação, por parte do fabricante, das características do diodo Impatt utilizado como elemento ativo.

ANEXO 1

MODOS SUPERIORES EM GUIAS COAXIAIS

Em guias coaxiais normalmente a energia é transmitida através de ondas puramente transversais (modo TEM). Mas dependendo da separação entre os condutores interno e externo, como veremos a seguir, modos de ordem superior (TE e TM) podem existir. Para estes modos o guia opera como um filtro passa alta e haverá propagação de energia se excitado numa frequência superior à frequência de corte para um dado modo. As distribuições de campo para estes modos são descritas pelas equações (A1.1) e (A1.2) [A1]:

Modos TM:

$$E_z = \left[A J_n(k_c r) + B N_n(k_c r) \right] \cos n \phi \quad (A1.1)$$

modos TE:

$$H_z = \left[A J_n(k_c r) + B N_n(k_c r) \right] \cos n \phi \quad (A1.2)$$

onde:

- $k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$ é a constante de propagação na frequência de corte,
- λ_c é o comprimento de onda no corte,
- E_z e H_z são os campos elétrico e magnético na direção longitudinal do guia,
- r e ϕ são as coordenadas no sistema cilíndrico,
- J_n e N_n são as funções de Bessel de primeira e segunda espécie respectivamente e
- A e B são constantes.

Impondo as condições de contorno para os modos TM ($E_z=0$ em $r=a$ e $r=b$) e TE ($\frac{\partial H_z}{\partial r}=0$ em $r=a$ e $r=b$), onde "a" é o raio do con

duto interno e "b" o raio do condutor externo, nas equações (A1.1) e (A1.2), temos:

$$\frac{J_n(k_c a)}{J_n(k_c b)} = \frac{N_n(k_c a)}{N_n(k_c b)} \quad (\text{A1.3})$$

e

$$\frac{J_n'(k_c a)}{J_n'(k_c b)} = \frac{N_n'(k_c a)}{N_n'(k_c b)} \quad (\text{A1.4})$$

As soluções das equações (A1.3) e (A1.4) nos dão os valores de k_c e, conseqüentemente, as frequências ou comprimentos de onda no corte.

O comprimento de onda, λ_c , em função dos raios, a e b, do guia para alguns modos TE e TM é apresentado na Figura A1.1.

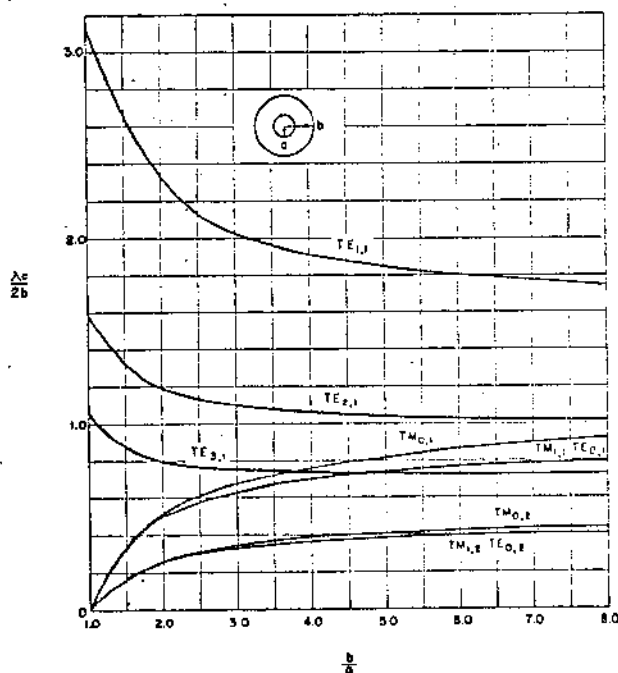


Figura A1.1: Comprimento de onda no corte para modos superiores em guias coaxiais [A2].

Na Figura A1.2 são apresentadas as disposições de campo elétrico em alguns modos superiores em guias coaxiais.

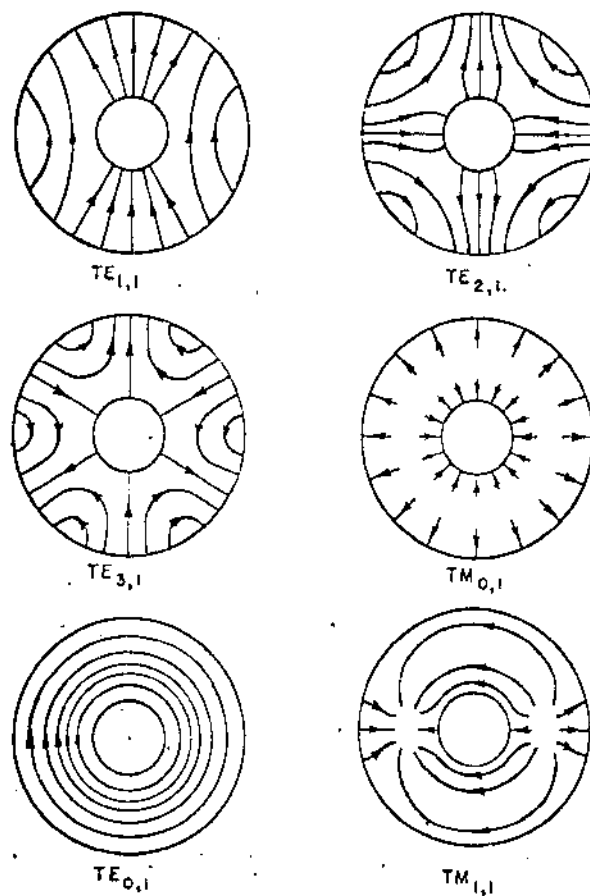


Figura A1.2: O campo elétrico, vista frontal, para alguns modos superiores em guias coaxiais [A2].

Para valores de $k_c a$ e $k_c b$, tais que $k_c a \gg 1$ e $k_c b \gg 1$ (condição válida na banda X), o primeiro modo superior num guia coaxial (modo TE_{11}) ocorre quando:

$$\lambda_c = \pi(b + a)$$

Portanto para se garantir a propagação de apenas modos puramente transversais (TEM) em guia coaxial, deve-se impor a condição:

$$\lambda_c < \pi(b + a)$$

REFERÊNCIAS

- [A1] G.F.O. Freire, A.B. Diniz, Ondas Eletromagnéticas, Cap. 8, Livros Técnicos e Científicos Editora, 1973.
- [A2] T. Moreno, Microwave Transmission Design Data, Cap. 4, Dover, 1958.

ANEXO 2

UM PROGRAMA FORTRAN PARA O ESTUDO DA ADMITÂNCIA DE UMA CAVIDADE COAXIAL COM UM OU DOIS TRANSFORMADORES $\lambda/4$

Para a construção dos gráficos que descrevem o comportamento da admitância de uma cavidade coaxial, com terminação capacitiva, fez-se um programa FORTRAN no qual consideram-se as equações 4.23, 4.24, 4.33 e 4.34 para a obtenção de G_1 , B_1 , G_2 e B_2 .

A admitância característica da linha, Y_0 , tem valor de 20mS. G_1 e B_1 , dadas pelas equações 4.23 e 4.24, foram obtidas para os seguintes valores de Y_1 (admitância característica da bucha $\frac{\lambda}{4}$): 29,4, 40, 50, 66,6 e 100 mS. Para cada valor deste parâmetro foram calculadas G_1 e B_1 em 13 valores da variável $X=\beta_0 l_1$ no intervalo 0-180°.

G_2 e B_2 , dadas pelas equações 4.33 e 4.34, foram obtidas considerando os parâmetros Y_1 , Y_2 (admitâncias características das buchas $\frac{\lambda}{4}$), $X=\beta_0 l_1$, e a variável $Y=\beta_0 l_2$. Os parâmetros Y_1 e Y_2 foram combinados dois a dois considerando os seguintes valores para cada um: 50, 66,6 e 100mS. O parâmetro $X=\beta_0 l_1$ assumiu, para cada combinação acima citada, seis valores no intervalo 0-180°.

G_2 e B_2 foram calculadas para 25 valores da variável $Y=\beta_0 l_2$, no intervalo 0-180°, para cada valor de X e para cada par Y_1 , Y_2 .

As variáveis lidas pelo programa são:

NY1	=	número de valores distintos arbitrados para Y_1	(=5)
NX	=	número de valores distintos arbitrados para X	(=13)
NY2	=	número de valores distintos arbitrados para Y_2	(=3)
NY	=	número de valores distintos arbitrados para Y	(=25)
Y0	=	valor fixado em 20	
Y1(I)	=	valores distintos arbitrados para Y_1	$1 \leq I \leq NY1$
X(I)	=	valores distintos arbitrados para X	$1 \leq I \leq NX$
NIX	=	número de valores distintos arbitrados para IX	(=6)
NIY1	=	número de valores distintos arbitrados para Y_1	(=3)
IX(I)	=	valores distintos arbitrados para X	$1 \leq I \leq NIX$
IY1(I)	=	valores distintos arbitrados para Y_1	$1 \leq I \leq NIY1$
IY2(I)	=	valores distintos arbitrados para Y_2	$1 \leq I \leq NY2$
Y(I)	=	valores distintos arbitrados para Y	$1 \leq I \leq NY$

```

01 15, S1 19, X(15), Y1(15), Y2(15), Y(30), S1(5, 15), S2(5, 30),
1  R1(5, 15), S2(5, 30), IY(15), IY1(15)
  M=50
  NR=50
  READ(10, 1) Y1, Y2, Y, Y3
  READ(10, 2) (Y1(I), I=1, Y1)
  READ(10, 2) (X(1), I=1, X)
  DO 10 I=1, Y1
20  X(1)=X(1)*3.1415926/180.
  1  FORMAT(1X, 41F)
  2  FORMAT(1X, 15F)
  DO 3 I=1, Y1
  DO 4 J=1, X
    Y1=Y1(1)/20
    Y32=Y3*Y1
    Y12=Y12*Y12
    Y12=Y12*(X(1))*2
    G1(1, J)=Y1*Y12
    Y11=(1.+Y1)/(1.+Y1+Y12)
    G1(1, J)=G1(1, J)*Y11
    H1(1, J)=Y1*(1.-Y12)
    Y11=Y12*(Y(1))/(1.+Y1+Y12)
    H1(1, J)=H1(1, J)+Y11
  3  C1(Y1)=0
    G1(1, 0)=0
20  FORMAT(1X, 111(' '))
  1  WRITE(6, 1) (Y1(I), I=1, Y1)
  1  WRITE(10, 1) (' ', 5(30, '01', 42, '* ', 3X, '01', 1X, '010
    WRITE(6, 2)
    WRITE(6, 2)
  2  WRITE(10, 1) (' ', 5(30, '01', 42, '* ', 3X, '01', 1X, '010
    WRITE(6, 2)
  DO 23 I=1, X
  3  WRITE(6, 3) X(1), (H1(I, 1), S1(I, 1), I=1, Y1)
  4  FORMAT(1X, ' ', 11(15, 3, ' '))
    WRITE(6, 4)
    READ(10, 4) (X, 117)
    READ(10, 1) (X(1), I=1, X)
    READ(10, 1) (Y1(1), I=1, Y1)
    READ(10, 2) (Y2(1), I=1, Y2)
    READ(10, 2) (Y(1), I=1, Y)
    DO 31 I=1, Y
  1  Y(1)=Y(1)*3.1415926/180.
  2  FORMAT(15I)
    DO 6 I=1, 11X
    DO 6 J=1, 11Y1
    DO 5 K=1, 11Y2
    DO 5 L=1, 2
      Y10=(Y1(Y(1)))*2
      Y11=Y1(Y1(1)), Y1(X(1))*2
      Y12=Y1(Y1(1)), Y1(X(1))*2
      Y13=(Y11+Y12)/(Y1(X)*2)
      Y14=(1.+Y1(Y1(1)), Y1(X(1))/Y1)+Y1(Y(1))
      Y15=(Y2(1)/Y1)*2+Y10
      Y1=Y13+Y14+Y15
      G2(K, L)=G1(Y1(1), Y1(X(1))*(1.+Y10)/Y1
      Y11=Y13+Y1/Y1(Y1(1), Y1(X(1)))
      Y12=(Y12(X)+Y1)/Y1(X+1(Y1(1), Y1(X)))
      Y11=Y11-Y12
      Y11=Y11*Y1*(Y1)

```

```

YA1=-1.+YA1+YAG
F2(K,L)=B1(IY1(J),IX(I))*YA1/YA
5 CONTINUE
WRITE(NJ,7)K(IX(I)),Y1(IY1(J))
WRITE(GG,3)
WRITE(GG,9)(Y2(I),I=1,NY2)
WRITE(GG,8)
WRITE(GG,10)
WRITE(GG,9)
7 FORMAT(10I,////,10X,'X=',E12.5,10X,'Y1=',E12.5,/)
10 FORMAT(1X,'*      Y      *      F2      *',
1  '      G2      *      B2      *      G2      *',
2  '      B2      *      G2      *')
8 FORMAT(1X,100(' '))
9 FORMAT(1X,'*',5X,'Y2',5X,'*',3(10X,F3.3,11X,'*'))
DO 12 L=1,NY
12 WRITE(GG,11)Y(L),(B2(K,L),G2(K,L),K=1,NZ)
11 FORMAT(1X,7(' '*E12.5,' '),'*')
WRITE(GG,4)
6 CONTINUE
STOP
END
FUNCTION T(X)
  Y=0.19(X)/COS(X)
  RETURN Y
END

```

```

1.,3.,25.,21.,
2.,5.,19.,59.,60.,6.,170.,
3.,15.,19.,48.,59.,75.,11.,175.,130.,135.,150.,155.,160.,
3.,
4.,5.,6.,1.,12.,
4.,5.,
5.,6.,5.,1.,1.,
6.,15.,15.,12.,5.,3.,37.,5.,35.,12.,5.,60.,57.,15.,-2.,3.,5.,17.,1.,15.,
2.,5.,120.,127.,135.,132.,5.,100.,157.,155.,172.,151.,

```

Y1= .2310E+02		Y1= .1010E+02		Y1= .5010E+02		Y1= .2000E+02		Y1= .1000E+03	
G	G1	G1	G1	G1	G1	G1	G1	G1	G1
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.202	-14.727	-37.410	-53.014	-53.014	-53.014	-53.014	-53.014	-53.014	-53.014
0.524	-10.571	-27.343	-31.317	-31.317	-31.317	-31.317	-31.317	-31.317	-31.317
0.785	-12.915	-17.047	-19.312	-19.312	-19.312	-19.312	-19.312	-19.312	-19.312
1.047	-8.479	-10.004	-11.156	-11.156	-11.156	-11.156	-11.156	-11.156	-11.156
1.319	-4.118	-5.002	-5.212	-5.212	-5.212	-5.212	-5.212	-5.212	-5.212
1.571	-0.010	-0.080	-0.130	-0.130	-0.130	-0.130	-0.130	-0.130	-0.130
1.833	4.118	5.092	5.212	5.212	5.212	5.212	5.212	5.212	5.212
2.094	8.479	10.604	11.156	11.156	11.156	11.156	11.156	11.156	11.156
2.356	12.915	17.047	19.312	19.312	19.312	19.312	19.312	19.312	19.312
2.618	10.571	27.343	31.317	31.317	31.317	31.317	31.317	31.317	31.317
2.880	14.727	37.410	53.014	53.014	53.014	53.014	53.014	53.014	53.014
3.112	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

17. 11. 1941

1990

100

11-10-67

—

24
67

2.

4

2

11

12	50.00	100.00	150.00	200.00	250.00	300.00	350.00	400.00	450.00	500.00	550.00	600.00	650.00	700.00	750.00	800.00	850.00	900.00	950.00	1000.00
I	12	52	112	162	212	262	312	362	412	462	512	562	612	662	712	762	812	862	912	962
10.0000+00	0.122900+03	0.233030+02	0.218200+03	0.300770+02	0.401930+03	0.516500+02	0.643220+01	0.780900+00	0.929110+01	0.108330+02	0.124050+03	0.146300+04	0.174000+05	0.207100+06	0.245600+07	0.289500+08	0.338800+09	0.393500+10	0.453700+11	0.519500+12
13.9900+00	0.350000+03	0.392000+03	0.412000+03	0.450000+03	0.480000+03	0.510000+03	0.540000+03	0.570000+03	0.600000+03	0.630000+03	0.660000+03	0.690000+03	0.720000+03	0.750000+03	0.780000+03	0.810000+03	0.840000+03	0.870000+03	0.900000+03	0.930000+03
16.1000+00	0.170000+03	0.197000+02	0.213200+03	0.230000+02	0.246000+02	0.262000+02	0.278000+02	0.294000+02	0.310000+02	0.326000+02	0.342000+02	0.358000+02	0.374000+02	0.390000+02	0.406000+02	0.422000+02	0.438000+02	0.454000+02	0.470000+02	0.486000+02
19.7700+00	0.213420+02	0.190400+02	0.163520+02	0.130400+02	0.090400+01	0.040400+01	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00	0.000400+00
22.8000+00	0.210000+02	0.130000+01	0.040000+01	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00
25.1500+00	0.360000+02	0.213000+01	0.040000+01	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00
27.3500+00	0.274000+02	0.163000+01	0.040000+01	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00
29.7000+00	0.143000+01	0.337000+01	0.161000+01	0.040000+01	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00
30.0700+00	0.070000+02	0.337000+01	0.161000+01	0.040000+01	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00	0.000000+00
31.4100+00	0.120000+03	0.230000+02	0.218200+03	0.300770+02	0.401930+03	0.516500+02	0.643220+01	0.780900+00	0.929110+01	0.108330+02	0.124050+03	0.146300+04	0.174000+05	0.207100+06	0.245600+07	0.289500+08	0.338800+09	0.393500+10	0.453700+11	0.519500+12

Y	51.000	50.500	100.000
1	0.80335E+03	0.12953E+03	0.19224E+04
2	-0.13634E+03	0.07937E+01	-0.15555E+03
3	0.26976E+01	0.13935E+01	-0.77955E+02
4	0.11645E+01	0.59514E+00	-0.49783E+02
5	0.33997E+00	0.3369E+00	-0.35513E+02
6	0.11513E+00	0.27407E+02	-0.22238E+00
7	0.27941E+00	0.20938E+02	0.16227E+03
8	0.23299E+00	0.16127E+02	0.12751E+00
9	0.13228E+01	0.12103E+02	0.10532E+03
10	0.16650E+00	0.98595E+01	-0.43945E-01
11	0.15945E+00	0.31259E+01	0.79415E-01
12	0.13717E+00	0.45245E+01	0.17315E-01
13	0.13792E+00	0.21438E+01	0.73153E-01
14	0.14371E+00	0.13451E+01	0.31805E-01
15	0.15010E+00	0.77215E+01	0.00797E-01
16	0.17343E+00	0.13912E+02	0.13927E+03
17	0.23940E+00	0.11594E+02	1.13941E+03
18	0.25225E+01	0.16573E+02	1.13743E+03
19	0.33265E+00	0.23991E+02	1.19619E+03
20	0.17552E+00	0.32787E+01	0.26344E+01
21	0.26024E+00	0.15197E+02	0.17140E+00
22	0.19210E+01	0.00021E+02	1.17123E+03
23	0.15794E+01	0.12730E+03	3.32324E+01
24	0.15310E+01	0.49350E+03	3.12352E+03
25	0.17341E+01	0.25225E+01	0.13927E+03
26	0.19397E+01	0.33265E+00	0.13927E+03
27	0.23940E+01	0.17552E+00	0.13927E+03
28	0.25225E+01	0.26024E+00	0.13927E+03
29	0.33265E+01	0.17552E+01	0.13927E+03
30	0.17552E+01	0.26024E+01	0.13927E+03
31	0.19210E+01	0.15794E+01	0.13927E+03
32	0.15794E+01	0.19210E+01	0.13927E+03
33	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
34	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
35	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
36	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
37	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
38	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
39	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
40	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
41	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
42	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
43	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
44	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
45	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
46	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
47	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
48	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
49	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03
50	0.15310E+01	0.15310E+01	0.13927E+03

Y2	Y1	Y0	Y-1	Y-2	Y-3	Y-4	Y-5	Y-6	Y-7	Y-8	Y-9	Y-10	Y-11	Y-12	Y-13	Y-14	Y-15	Y-16	Y-17	Y-18	Y-19	Y-20	Y-21	Y-22	Y-23	Y-24	Y-25	Y-26	Y-27	Y-28	Y-29	Y-30	Y-31	Y-32	Y-33	Y-34	Y-35	Y-36	Y-37	Y-38	Y-39	Y-40	Y-41	Y-42	Y-43	Y-44	Y-45	Y-46	Y-47	Y-48	Y-49	Y-50	Y-51	Y-52	Y-53	Y-54	Y-55	Y-56	Y-57	Y-58	Y-59	Y-60	Y-61	Y-62	Y-63	Y-64	Y-65	Y-66	Y-67	Y-68	Y-69	Y-70	Y-71	Y-72	Y-73	Y-74	Y-75	Y-76	Y-77	Y-78	Y-79	Y-80	Y-81	Y-82	Y-83	Y-84	Y-85	Y-86	Y-87	Y-88	Y-89	Y-90	Y-91	Y-92	Y-93	Y-94	Y-95	Y-96	Y-97	Y-98	Y-99	Y-100	Y-101	Y-102	Y-103	Y-104	Y-105	Y-106	Y-107	Y-108	Y-109	Y-110	Y-111	Y-112	Y-113	Y-114	Y-115	Y-116	Y-117	Y-118	Y-119	Y-120	Y-121	Y-122	Y-123	Y-124	Y-125	Y-126	Y-127	Y-128	Y-129	Y-130	Y-131	Y-132	Y-133	Y-134	Y-135	Y-136	Y-137	Y-138	Y-139	Y-140	Y-141	Y-142	Y-143	Y-144	Y-145	Y-146	Y-147	Y-148	Y-149	Y-150	Y-151	Y-152	Y-153	Y-154	Y-155	Y-156	Y-157	Y-158	Y-159	Y-160	Y-161	Y-162	Y-163	Y-164	Y-165	Y-166	Y-167	Y-168	Y-169	Y-170	Y-171	Y-172	Y-173	Y-174	Y-175	Y-176	Y-177	Y-178	Y-179	Y-180	Y-181	Y-182	Y-183	Y-184	Y-185	Y-186	Y-187	Y-188	Y-189	Y-190	Y-191	Y-192	Y-193	Y-194	Y-195	Y-196	Y-197	Y-198	Y-199	Y-200	Y-201	Y-202	Y-203	Y-204	Y-205	Y-206	Y-207	Y-208	Y-209	Y-210	Y-211	Y-212	Y-213	Y-214	Y-215	Y-216	Y-217	Y-218	Y-219	Y-220	Y-221	Y-222	Y-223	Y-224	Y-225	Y-226	Y-227	Y-228	Y-229	Y-230	Y-231	Y-232	Y-233	Y-234	Y-235	Y-236	Y-237	Y-238	Y-239	Y-240	Y-241	Y-242	Y-243	Y-244	Y-245	Y-246	Y-247	Y-248	Y-249	Y-250	Y-251	Y-252	Y-253	Y-254	Y-255	Y-256	Y-257	Y-258	Y-259	Y-260	Y-261	Y-262	Y-263	Y-264	Y-265	Y-266	Y-267	Y-268	Y-269	Y-270	Y-271	Y-272	Y-273	Y-274	Y-275	Y-276	Y-277	Y-278	Y-279	Y-280	Y-281	Y-282	Y-283	Y-284	Y-285	Y-286	Y-287	Y-288	Y-289	Y-290	Y-291	Y-292	Y-293	Y-294	Y-295	Y-296	Y-297	Y-298	Y-299	Y-300	Y-301	Y-302	Y-303	Y-304	Y-305	Y-306	Y-307	Y-308	Y-309	Y-310	Y-311	Y-312	Y-313	Y-314	Y-315	Y-316	Y-317	Y-318	Y-319	Y-320	Y-321	Y-322	Y-323	Y-324	Y-325	Y-326	Y-327	Y-328	Y-329	Y-330	Y-331	Y-332	Y-333	Y-334	Y-335	Y-336	Y-337	Y-338	Y-339	Y-340	Y-341	Y-342	Y-343	Y-344	Y-345	Y-346	Y-347	Y-348	Y-349	Y-350	Y-351	Y-352	Y-353	Y-354	Y-355	Y-356	Y-357	Y-358	Y-359	Y-360	Y-361	Y-362	Y-363	Y-364	Y-365	Y-366	Y-367	Y-368	Y-369	Y-370	Y-371	Y-372	Y-373	Y-374	Y-375	Y-376	Y-377	Y-378	Y-379	Y-380	Y-381	Y-382	Y-383	Y-384	Y-385	Y-386	Y-387	Y-388	Y-389	Y-390	Y-391	Y-392	Y-393	Y-394	Y-395	Y-396	Y-397	Y-398	Y-399	Y-400	Y-401	Y-402	Y-403	Y-404	Y-405	Y-406	Y-407	Y-408	Y-409	Y-410	Y-411	Y-412	Y-413	Y-414	Y-415	Y-416	Y-417	Y-418	Y-419	Y-420	Y-421	Y-422	Y-423	Y-424	Y-425	Y-426	Y-427	Y-428	Y-429	Y-430	Y-431	Y-432	Y-433	Y-434	Y-435	Y-436	Y-437	Y-438	Y-439	Y-440	Y-441	Y-442	Y-443	Y-444	Y-445	Y-446	Y-447	Y-448	Y-449	Y-450	Y-451	Y-452	Y-453	Y-454	Y-455	Y-456	Y-457	Y-458	Y-459	Y-460	Y-461	Y-462	Y-463	Y-464	Y-465	Y-466	Y-467	Y-468	Y-469	Y-470	Y-471	Y-472	Y-473	Y-474	Y-475	Y-476	Y-477	Y-478	Y-479	Y-480	Y-481	Y-482	Y-483	Y-484	Y-485	Y-486	Y-487	Y-488	Y-489	Y-490	Y-491	Y-492	Y-493	Y-494	Y-495	Y-496	Y-497	Y-498	Y-499	Y-500	Y-501	Y-502	Y-503	Y-504	Y-505	Y-506	Y-507	Y-508	Y-509	Y-510	Y-511	Y-512	Y-513	Y-514	Y-515	Y-516	Y-517	Y-518	Y-519	Y-520	Y-521	Y-522	Y-523	Y-524	Y-525	Y-526	Y-527	Y-528	Y-529	Y-530	Y-531	Y-532	Y-533	Y-534	Y-535	Y-536	Y-537	Y-538	Y-539	Y-540	Y-541	Y-542	Y-543	Y-544	Y-545	Y-546	Y-547	Y-548	Y-549	Y-550	Y-551	Y-552	Y-553	Y-554	Y-555	Y-556	Y-557	Y-558	Y-559	Y-560	Y-561	Y-562	Y-563	Y-564	Y-565	Y-566	Y-567	Y-568	Y-569	Y-570	Y-571	Y-572	Y-573	Y-574	Y-575	Y-576	Y-577	Y-578	Y-579	Y-580	Y-581	Y-582	Y-583	Y-584	Y-585	Y-586	Y-587	Y-588	Y-589	Y-590	Y-591	Y-592	Y-593	Y-594	Y-595	Y-596	Y-597	Y-598	Y-599	Y-600	Y-601	Y-602	Y-603	Y-604	Y-605	Y-606	Y-607	Y-608	Y-609	Y-610	Y-611	Y-612	Y-613	Y-614	Y-615	Y-616	Y-617	Y-618	Y-619	Y-620	Y-621	Y-622	Y-623	Y-624	Y-625	Y-626	Y-627	Y-628	Y-629	Y-630	Y-631	Y-632	Y-633	Y-634	Y-635	Y-636	Y-637	Y-638	Y-639	Y-640	Y-641	Y-642	Y-643	Y-644	Y-645	Y-646	Y-647	Y-648	Y-649	Y-650	Y-651	Y-652	Y-653	Y-654	Y-655	Y-656	Y-657	Y-658	Y-659	Y-660	Y-661	Y-662	Y-663	Y-664	Y-665	Y-666	Y-667	Y-668	Y-669	Y-670	Y-671	Y-672	Y-673	Y-674	Y-675	Y-676	Y-677	Y-678	Y-679	Y-680	Y-681	Y-682	Y-683	Y-684	Y-685	Y-686	Y-687	Y-688	Y-689	Y-690	Y-691	Y-692	Y-693	Y-694	Y-695	Y-696	Y-697	Y-698	Y-699	Y-700	Y-701	Y-702	Y-703	Y-704	Y-705	Y-706	Y-707	Y-708	Y-709	Y-710	Y-711	Y-712	Y-713	Y-714	Y-715	Y-716	Y-717	Y-718	Y-719	Y-720	Y-721	Y-722	Y-723	Y-724	Y-725	Y-726	Y-727	Y-728	Y-729	Y-730	Y-731	Y-732	Y-733	Y-734	Y-735	Y-736	Y-737	Y-738	Y-739	Y-740	Y-741	Y-742	Y-743	Y-744	Y-745	Y-746	Y-747	Y-748	Y-749	Y-750	Y-751	Y-752	Y-753	Y-754	Y-755	Y-756	Y-757	Y-758	Y-759	Y-760	Y-761	Y-762	Y-763	Y-764	Y-765	Y-766	Y-767	Y-768	Y-769	Y-770	Y-771	Y-772	Y-773	Y-774	Y-775	Y-776	Y-777	Y-778	Y-779	Y-780	Y-781	Y-782	Y-783	Y-784	Y-785	Y-786	Y-787	Y-788	Y-789	Y-790	Y-791	Y-792	Y-793	Y-794	Y-795	Y-796	Y-797	Y-798	Y-799	Y-800	Y-801	Y-802	Y-803	Y-804	Y-805	Y-806	Y-807	Y-808	Y-809	Y-810	Y-811	Y-812	Y-813	Y-814	Y-815	Y-816	Y-817	Y-818	Y-819	Y-820	Y-821	Y-822	Y-823	Y-824	Y-825	Y-826	Y-827	Y-828	Y-829	Y-830	Y-831	Y-832	Y-833	Y-834	Y-835	Y-836	Y-837	Y-838	Y-839	Y-840	Y-841	Y-842	Y-843	Y-844	Y-845	Y-846	Y-847	Y-848	Y-849	Y-850	Y-851	Y-852	Y-853	Y-854	Y-855	Y-856	Y-857	Y-858	Y-859	Y-860	Y-861	Y-862	Y-863	Y-864	Y-865	Y-866	Y-867	Y-868	Y-869	Y-870	Y-871	Y-872	Y-873	Y-874	Y-875	Y-876	Y-877	Y-878	Y-879	Y-880	Y-881	Y-882	Y-883	Y-884	Y-885	Y-886	Y-887	Y-888	Y-889	Y-890	Y-891	Y-892	Y-893	Y-894	Y-895	Y-896	Y-897	Y-898	Y-899	Y-900	Y-901	Y-902	Y-903	Y-904	Y-905	Y-906	Y-907	Y-908	Y-909	Y-910	Y-911	Y-912	Y-913	Y-914	Y-915	Y-916	Y-917	Y-918	Y-919	Y-920	Y-921	Y-922	Y-923	Y-924	Y-925	Y-926	Y-927	Y-928	Y-929	Y-930	Y-931	Y-932	Y-933	Y-934	Y-935	Y-936	Y-937	Y-938	Y-939	Y-940	Y-941	Y-942	Y-943	Y-944	Y-945	Y-946	Y-947	Y-948	Y-949	Y-950	Y-951	Y-952	Y-953	Y-954	Y-955	Y-956	Y-957	Y-958	Y-959	Y-960	Y-961	Y-962	Y-963	Y-964	Y-965	Y-966	Y-967	Y-968	Y-969	Y-970	Y-971	Y-972	Y-973	Y-974	Y-975	Y-976	Y-977	Y-978	Y-979	Y-980	Y-981	Y-982	Y-983	Y-984	Y-985	Y-986	Y-987	Y-988	Y-989	Y-990	Y-991	Y-992	Y-993	Y-994	Y-995	Y-996	Y-997	Y-998	Y-999	Y-1000
----	----	----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	--------

$$X = 0.18326E+01 \quad Y1 = 0.10000E+03$$

Y2		50.000		60.600		100.000	
Y		B2		B2		B2	
		G2		G2		G2	
0.0000E+00	-0.45561E+03	0.73014E+02	-0.80835E+03	0.12954E+03	-0.18224E+04	0.29200E+03	
0.13990E+00	-0.11382E+03	0.45784E+01	-0.12790E+03	0.32394E+01	-0.14028E+03	0.17214E+01	
0.26180E+00	-0.03589E+02	0.15218E+01	-0.08021E+02	0.97123E+00	-0.71566E+02	0.47336E+00	
0.39270E+00	-0.42975E+02	0.76929E+00	-0.45167E+02	0.47140E+00	-0.46859E+02	0.22252E+00	
0.52360E+00	-0.31448E+02	0.47552E+00	-0.32787E+02	0.28494E+00	-0.33800E+02	0.13223E+00	
0.65450E+00	-0.23874E+02	0.33205E+00	-0.24891E+02	0.19610E+00	-0.25495E+02	0.90009E-01	
0.78540E+00	-0.18357E+02	0.25228E+00	-0.19057E+02	0.14743E+00	-0.19576E+02	0.07142E-01	
0.91630E+00	-0.14029E+02	0.20430E+00	-0.14594E+02	0.11841E+00	-0.15009E+02	0.53601E-01	
0.10472E+01	-0.10433E+02	0.17418E+00	-0.10912E+02	0.10027E+00	-0.11263E+02	0.45165E-01	
0.11781E+01	-0.72935E+01	0.15516E+00	-0.77245E+01	0.88797E-01	-0.80346E+01	0.39424E-01	
0.13090E+01	-0.44517E+01	0.14371E+00	-0.48451E+01	0.91605E-01	-0.51303E+01	0.36546E-01	
0.14399E+01	-0.17670E+01	0.13799E+00	-0.21438E+01	0.78158E-01	-0.24156E+01	0.34790E-01	
0.15708E+01	0.85597E+00	0.13717E+00	0.49244E+00	0.77315E-01	0.21399E+00	0.34294E-01	
0.17017E+01	0.35037E+01	0.14114E+00	0.31254E+01	0.79157E-01	0.28510E+01	0.34986E-01	
0.18326E+01	0.02468E+01	0.15045E+00	0.56793E+01	0.83948E-01	0.55890E+01	0.36467E-01	
0.19635E+01	0.93047E+01	0.16656E+00	0.88550E+01	0.92418E-01	0.85361E+01	0.40536E-01	
0.20944E+01	0.12716E+02	0.19228E+00	0.12199E+02	0.10602E+00	0.11834E+02	0.46295E-01	
0.22253E+01	0.16751E+02	0.23299E+00	0.16127E+02	0.12751E+00	0.15689E+02	0.55391E-01	
0.23562E+01	0.21786E+02	0.29941E+00	0.20988E+02	0.16237E+00	0.20432E+02	0.70079E-01	
0.24871E+01	0.28507E+02	0.41513E+00	0.27497E+02	0.22238E+00	0.26650E+02	0.95173E-01	
0.26180E+01	0.38331E+02	0.63997E+00	0.36653E+02	0.33680E+00	0.35514E+02	0.14240E+00	
0.27489E+01	0.54781E+02	0.11646E+01	0.51776E+02	0.59519E+00	0.49783E+02	0.24675E+00	
0.28798E+01	0.89760E+02	0.29976E+01	0.82533E+02	0.13935E+01	0.77965E+02	0.55539E+00	
0.30107E+01	0.22500E+03	0.17571E+02	0.18034E+03	0.67937E+01	0.16555E+03	0.23843E+01	
0.31416E+01	-0.45561E+03	0.73014E+02	-0.80835E+03	0.12954E+03	-0.18224E+04	0.29200E+03	

32	2.104	66.69	100.00
32	32	32	32
-3.12248+03	-0.213202+13	0.336774+02	-0.491934+03
-0.071711+12	-0.002112+14	0.072314+01	-0.116144+03
-0.114782+12	-0.536186+12	0.271304+01	-0.013536+02
-0.300344+12	-0.302572+12	0.144334+01	-0.033634+02
-0.260314+12	-0.111170+01	0.009134+00	-0.316364+02
-0.134424+12	-0.130264+01	0.000324+00	-0.240414+02
-0.113334+12	-0.354264+00	0.001334+00	-0.144044+02
-0.124394+12	-0.723414+00	0.239334+00	-0.141324+02
-0.705324+11	-0.334120+00	0.300274+00	-0.105204+02
-0.141124+11	-0.101054+00	0.351704+00	-0.737654+01
-0.111704+11	-0.300912+00	0.320904+00	-0.452344+01
-0.503324+11	-0.503004+00	0.320734+00	-0.133534+01
-0.344104+11	-0.572504+00	0.200044+00	0.737094+10
-0.503114+11	-0.037320+00	0.310074+00	0.333764+01
-0.307304+11	-0.033704+00	0.302044+00	0.021134+11
-0.122004+12	-0.707134+00	0.173414+00	0.022124+01
-0.104104+12	-0.123204+00	0.110364+12	0.120204+02
-0.211504+12	-0.117534+01	0.139444+02	0.100354+02
-0.271104+12	-0.101094+01	0.238344+12	0.216364+02
-0.303044+12	-0.110064+01	0.414520+02	0.111204+01
-0.105024+12	-0.110374+01	0.340604+12	0.100044+01
-0.110424+12	-0.110104+02	0.035204+12	0.053204+12
-0.170404+13	-0.170004+02	0.113204+03	0.039324+12
-0.130004+13	-0.132044+04	0.112004+03	0.216494+13
-0.112004+13	-0.113004+12	-0.210014+14	-0.009194+13
			0.001544+12

$$Y1 = 0.1000E+03$$

$$X = 0.23562E+01$$

50.00

66.600

100.000

Y2	B2	G2	B2	G2	B2	G2
0.0000E+00	-0.12460E+03	0.99840E+01	-0.22107E+03	0.17714E+02	-0.49840E+03	0.39936E+02
0.13090E+00	-0.67118E+02	0.30617E+01	-0.89110E+02	0.29828E+01	-0.11595E+03	0.22087E+01
0.26180E+00	-0.44746E+02	0.14980E+01	-0.54520E+02	0.12053E+01	-0.64271E+02	0.72269E+00
0.39270E+00	-0.32538E+02	0.90934E+00	-0.38187E+02	0.66401E+00	-0.43315E+02	0.36304E+00
0.52360E+00	-0.24633E+02	0.62749E+00	-0.28414E+02	0.43138E+00	-0.31656E+02	0.22363E+00
0.65450E+00	-0.18932E+02	0.47265E+00	-0.21719E+02	0.31145E+00	-0.24018E+02	0.15581E+00
0.78540E+00	-0.14494E+02	0.38018E+00	-0.16099E+02	0.24254E+00	-0.18466E+02	0.11814E+00
0.91630E+00	-0.10828E+02	0.32233E+00	-0.12673E+02	0.20029E+00	-0.14117E+02	0.05581E+01
0.10472E+01	-0.76506E+01	0.28573E+00	-0.92675E+01	0.17359E+00	-0.10508E+02	0.01466E+01
0.11781E+01	-0.47775E+01	0.26347E+00	-0.62531E+01	0.15687E+00	-0.73651E+01	0.07244E+01
0.13090E+01	-0.26795E+01	0.25194E+00	-0.34771E+01	0.14722E+00	-0.45133E+01	0.06704E+01
0.14399E+01	0.54569E+00	0.24944E+00	-0.82530E+00	0.14315E+00	-0.18260E+01	0.06432E+01
0.15708E+01	0.31898E+01	0.25559E+00	0.17978E+01	0.14406E+00	0.79744E+00	0.06389E+01
0.17017E+01	0.59472E+01	0.27129E+00	0.44838E+01	0.15009E+00	0.34486E+01	0.05669E+01
0.18326E+01	0.89293E+01	0.29894E+00	0.73331E+01	0.16212E+00	0.62228E+01	0.05997E+01
0.19635E+01	0.12234E+02	0.34329E+00	0.10471E+02	0.18208E+00	0.92341E+01	0.07739E+01
0.20944E+01	0.16228E+02	0.41339E+00	0.14074E+02	0.21363E+00	0.12635E+02	0.05925E+01
0.22253E+01	0.21115E+02	0.52716E+00	0.18413E+02	0.26404E+00	0.16653E+02	0.10003E+00
0.23562E+01	0.27579E+02	0.72342E+00	0.23948E+02	0.34782E+00	0.21661E+02	0.13664E+00
0.24871E+01	0.36907E+02	0.10986E+01	0.31554E+02	0.49868E+00	0.28333E+02	0.19184E+00
0.26180E+01	0.52210E+02	0.19499E+01	0.43147E+02	0.80818E+00	0.38066E+02	0.29491E+00
0.27489E+01	0.83472E+02	0.46034E+01	0.63928E+02	0.16033E+01	0.54305E+02	0.53414E+00
0.28798E+01	0.18457E+03	0.22968E+02	0.11483E+03	0.48621E+01	0.88606E+02	0.13164E+01
0.30107E+01	-0.00633E+03	0.27716E+03	0.47051E+03	0.81609E+02	0.21879E+03	0.77077E+01
0.31416E+01	-0.12460E+03	0.99840E+01	-0.22107E+03	0.17714E+02	-0.49840E+03	0.39936E+02

[illegible]

ANEXO 3O Q DE UMA CAVIDADE COAXIAL MEDIDO ATRAVÉS DO VSWR

Num sistema oscilante em microondas (oscilador + carga) a energia total dissipada é a soma da energia dissipada na cavidade e na carga. Podemos escrever:

$$W_{\text{diss.total}} = W_{\text{diss.cav.}} + W_{\text{diss.carga}} \quad (\text{A3.1})$$

onde " $W_{\text{diss.total}}$ " é a energia total dissipada, " $W_{\text{diss.cav.}}$ " é a energia dissipada na cavidade e " $W_{\text{diss.carga}}$ " a energia dissipada na carga.

O fator de qualidade, Q_c , (ou $Q_{\text{carregado}}$) da cavidade ressonante é definido como:

$$Q_c = 2\pi \frac{W_{\text{arm.}}}{(W_{\text{diss.total}}) \cdot T} = \omega_0 \frac{W_{\text{arm}}}{P_{\text{diss.total}}} \quad (\text{A3.2})$$

onde " W_{arm} " é energia armazenada na cavidade na frequência de ressonância, " T " o período de oscilação, " $P_{\text{diss.total}}$ " a potência total dissipada na cavidade e na carga e " ω_0 " a frequência angular na ressonância.

Utilizando as equações (A3.1) e (A3.2) podemos escrever:

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{2\pi} \frac{(W_{\text{diss.cav.}}) \cdot T}{W_{\text{arm.}}} + \frac{1}{2\pi} \frac{(W_{\text{diss.carga}}) \cdot T}{W_{\text{arm.}}} \quad (\text{A3.3})$$

A equação (A3.3) pode ainda ser escrita:

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_o} + \frac{1}{Q_{ext.}} \quad (A3.4)$$

onde $Q_o = 2\pi \frac{W_{arm.}}{(W_{diss.cav.}).T}$ é chamado de Q não carregado e

$$Q_{ext} = 2\pi \frac{W_{arm.}}{(W_{diss.carga}).T} \text{ de Q externo}$$

Ao quociente entre Q_o e Q_{ext} denominamos coeficiente de acoplamento, β , isto é:

$$\beta = \frac{Q_o}{Q_{ext}} \quad (A3.5)$$

Quando $\beta=1$ a energia dissipada na carga é igual à energia dissipada na própria cavidade. Esta é a condição de ACOPLAMENTO CRÍTICO entre cavidade e carga. Quando $\beta>1$ a energia transferida à carga é maior que a energia dissipada na cavidade. É a condição de SOBRE-ACOPLAMENTO. Finalmente, quando $\beta<1$ dizemos que a cavidade e carga estão na condição de SUB-ACOPLAMENTO.

Após esta introdução sobre os vários Q de uma cavidade em microondas iremos descrever como se medem estes parâmetros.

Um dos métodos para medir o Q de uma cavidade utiliza as medidas de VSWR. A configuração básica para este método é dada pela Figura A3.1.

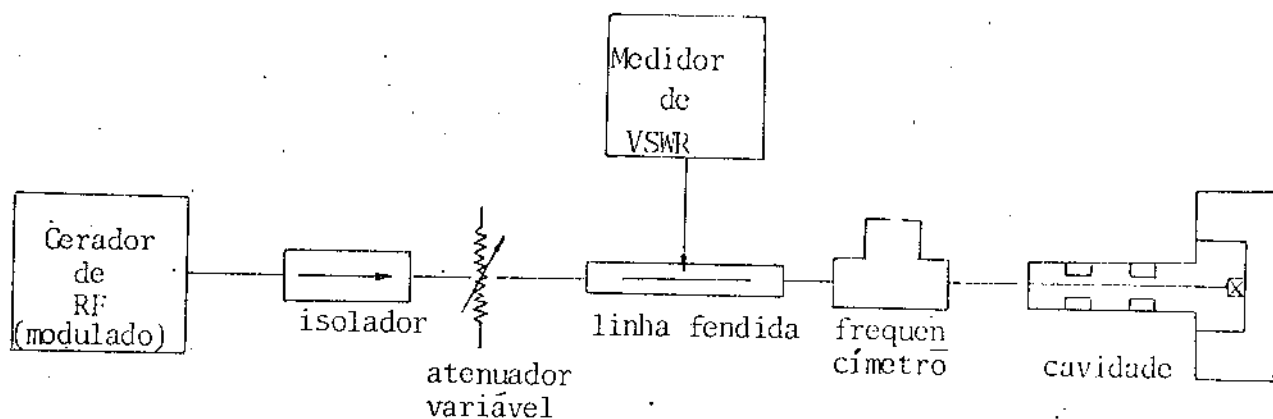


Figura A3.1: Configuração básica para a medição de Q através da medida de VSWR.

A frequência de ressonância da cavidade é aquela em que o VSWR é mínimo. Assim, conhecida esta frequência, deve-se medir o coeficiente de onda estacionária nas vizinhanças da ressonância. O comportamento do VSWR versus frequência é mostrado na Figura A3.2.

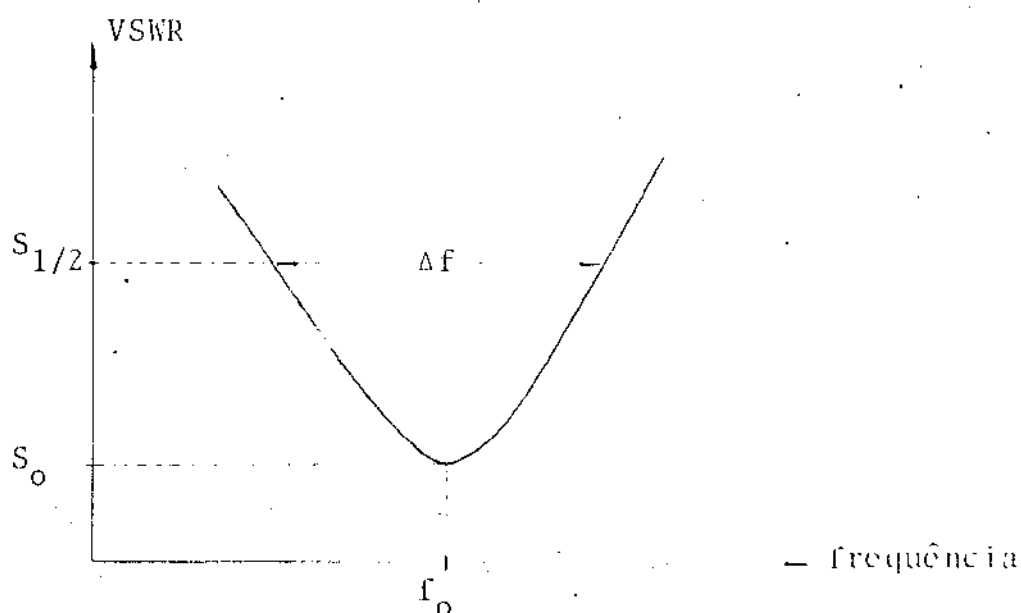


Figura A3.2: Comportamento VSWR versus frequência numa cavidade coaxial nas vizinhanças da ressonância.

O ponto de meia potência corresponde ao coeficiente de onda estacionária $S_{1/2}$ e, na ressonância, o VSWR é dado por S_0 .

$S_{1/2}$ é dado pela equação (A3.6) [A3]:

$$S_{1/2} = \frac{S_0 + 1 + \sqrt{S_0^2 + 1}}{S_0 + 1 - \sqrt{S_0^2 + 1}} \quad (\text{A3.6})$$

Através de $S_{1/2}$ conhecemos a banda Δf . O valor de Q_c é dado por:

$$Q_c = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{A3.7})$$

Das equações (A3.4) e (A3.5) temos:

$$Q_0 = (1 + \beta)Q_c \quad (\text{A3.8})$$

Daí conhecemos Q_0 e Q_{ext} , desde que o coeficiente de acoplamento, β , seja medido. Para determinar este parâmetro deve-se sintonizar a cavidade em sua frequência de ressonância. Mantendo fixa a posição da ponta de prova na linha fendida, na ressonância, mudar a frequência de 5 ou mais vezes o valor de Δf . Observar se a posição atual da ponta de prova está mais próxima de um máximo ou de um mínimo de onda estacionária, mudando-se sua posição de uma pequena distância.

No caso de máximo, a cavidade está na condição de sobre-acoplamento e $\beta = S_0$. No caso de mínimo a cavidade está sub-acoplada e $\beta = 1/S_0$ [A4].

Obtém-se, então, Q_c , Q_0 e Q_{ext} através de f_0 , Δf e β medidos.

REFERÊNCIAS

[A3] Sucher, Fox, Handbook of Microwave Measurements, vol. II, p. 427, Wiley-Sons, 1963.

[A4] Idem, Cap. 8.