

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

USO DE REALIMENTAÇÃO EXTERNA EM PROJETO E
CONSTRUÇÃO DE OSCILADOR TRANSISTORIZADO
DE MICROONDA

ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO

Orientador - Prof. Dr. ATTÍLIO JOSÉ GIAROLA

Co-Orientador - Prof. Dr. DAVID ANTHONY ROGERS

Tese de Mestrado apresentada à
Faculdade de Engenharia da Uni
versidade Estadual de Campinas

OUTUBRO - 1977

UNICAMP

BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

Aos meus orientadores, Prof. Dr. Attílio José Giarola e Prof. Dr. David Anthony Rogers, pela atenção, interesse e apoio demonstrados.

Ao Prof. Dr. Rui Fragassi Souza pela colaboração e interesse.

Aos colegas, Max Henrique Machado Costa, Wang Weng Hung, Benedito Renê Fischer e Fábio Violaro, pela colaboração prestada no decorrer deste trabalho.

Ao Prof. Dr. José Kleber da Cunha Pinto e ao Prof. Mestre Edmar Camargo da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo pela atenção e interesse, assim como pela colaboração inestimável.

Ao amigo Edson Aparecido Gil Neto pelo auxílio prestado na confecção do protótipo.

A Elza Aoki, Aparecida Helena Campos e Carmen Sílvia Barbetta pelo trabalho de datilografia.

A Carlos Roberto Fernandes Rocha pela elaboração dos desenhos.

A

meu pai,
Adauto Pinheiro Assunção

minha mãe,
Ester Gomes Advíncula d'Assunção

minha esposa,
Edilza Maria Andrade d'Assunção

SUMÁRIO

A finalidade deste trabalho foi desenvolver um método para projeto de oscilador transistorizado de microonda com sintonia mecânica, estabelecendo assim um roteiro básico ao desenvolvimento de osciladores controlados a voltagem por varactor.

O método, que faz uso de realimentação externa em série, foi desenvolvido a partir da caracterização do transistor pelos parâmetros de espalhamento lineares. A realimentação é introduzida através de tocos de linhas de transmissão que são facilmente realizáveis em microfita. A determinação da realimentação e das admitâncias de entrada e de saída do transistor realimentado é feita através de programas de computação. Os circuitos introduzidos na entrada e na saída do transistor são projetados de modo a satisfazer respectivamente as condições para oscilação permanente e fornecer transferência de potência adequada. A Carta de Smith e alguns programas de computação são utilizados para auxiliar nesta análise.

Para efetuar uma comprovação prática, projetamos e construímos um oscilador de microonda, sintonizado mecanicamente, com frequência central de 1,5 GHz.

A caracterização dos circuitos em microfita foi feita a partir de programa de computação. Na construção destes circuitos foi utilizada a tecnologia de circuitos impressos.

INDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

- 1.1 - Comunicações Óticas
 - 1.2 - Descrição Geral do Sistema de Telecomunicações por Laser
 - 1.3 - Desenvolvimento de Oscilador de Microonda
- Referências Bibliográficas

CAPÍTULO 2 - CARACTERIZAÇÃO DE TRANSISTORES EM MICROONDAS

- 2.1 - Introdução
 - 2.2 - Teoria dos Parâmetros de Espalhamento Aplicada aos Quadripolos
 - 2.2.1 - Generalidades
 - 2.2.2 - Procedimento para a Obtenção dos Parâmetros "s"
 - 2.2.3 - Obtenção de Expressões para os Parâmetros de Espalhamento de um Quadripolo Terminado por Impedâncias Arbitrárias
 - 2.2.4 - Instabilidade em Quadripolos
- Referências Bibliográficas

CAPÍTULO 3 - CARACTERIZAÇÃO DA MICROFITA

- 3.1 - Introdução
 - 3.2 - Equações para Caracterização da Microfita
 - 3.3 - A Ocorrência de Dispersão
 - 3.4 - Perdas na Microfita
- Referências Bibliográficas

CAPÍTULO 4 - UTILIZAÇÃO DOS PARÂMETROS "s" NO PROJETO DE OSCILADOR TRANSISTORIZADO

4.1 - Introdução

4.2 - Medida dos Parâmetros "s"

4.3 - Estudo de Realimentação Série em Transistores

4.3.1 - Objetivo

4.3.2 - Descrição

4.3.3 - Projeto

4.4 - Configuração a ser Utilizada

4.5 - Regiões de Instabilidade, Fator de Rollett

4.6 - Determinação dos Circuitos de Entrada e de Saída

4.7 - Desacoplamento da Fonte DC

4.8 - Considerações Gerais sobre o Método de Projeto Desenvolvido

Referências Bibliográficas

CAPÍTULO 5 - EXECUÇÃO DE PROJETO EM MICROFITA

5.1 - Introdução

5.2 - Construção do Oscilador

Referências Bibliográficas

CAPÍTULO 6 - REALIZAÇÃO DE MEDIDAS. RESULTADOS OBTIDOS

6.1 - Medida dos Parâmetros "s" do Transistor

6.2 - Medida das Características do Oscilador

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO

7.1 - Análise dos Resultados Obtidos

7.2 - Sugestões para Trabalhos Posteriores

APÊNDICES

- Apêndice A: Os Parâmetros de Espalhamento Generalizados
- Apêndice B: Programa para Estudo dos Efeitos do uso de Realimentação Externa em Série
- Apêndice C: Curvas de Wheeler e Programas para Caracterização de Linhas de Transmissão em Microfita

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - COMUNICAÇÕES ÓTICAS

A necessidade crescente de ampliação dos sistemas de comunicações tem levado ao desenvolvimento de novos sistemas capazes de apresentar, entre outras vantagens, uma maior faixa de passagem.

A área das comunicações óticas tem progredido acentuadamente. Isto se deve ao fato dos sistemas óticos apresentarem grandes vantagens em relação aos sistemas convencionais de comunicações como microondas e cabos de alta capacidade. Dentre as vantagens apresentadas pelos sistemas de telecomunicações em fibras óticas estão o aumento da faixa de informação transmitida e a quase inexistência de diafonia. Além das vantagens técnicas apresentadas, também sob o aspecto econômico os sistemas óticos têm-se mostrado viáveis. Isto acontece pois a grande capacidade dos mesmos leva a um custo por canal inferior ao dos atuais sistemas de comunicações, como os de microondas.

As razões acima apresentadas levaram o Instituto de Física da UNICAMP, em convênio com a TELEBRÁS, a desenvolver estudos e pesquisas, objetivando a construção de um sistema de comunicações usando laser semiconductor. O desenvolvimento do transmissor e do receptor para o referido sistema, segundo entendimentos, é de responsabilidade do Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Estadual de Campinas.

A finalidade deste trabalho sendo o desenvolvimento de método para projeto de osciladores de microondas com sintonia mecânica, integra-o ao projeto de desenvolvimento do sistema ótico em andamento. O fato é que enquanto este trabalho define um roteiro básico para o projeto de osciladores controlados a voltagem (OCV), atende à necessidade de construção de osciladores locais.

1.2 - DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA DE TELECOMUNICAÇÕES POR LASER

No sistema a ser construído uma subportadora de microonda é modulada em frequência por um sinal de banda básica com faixa de até 400MHz. Este sinal de banda básica resulta da multiplexação de um grande número de canais de vídeo, voz ou dados; provenientes das várias subestações do centro urbano ou de subcentros. A subportadora de microonda modulada em frequência através de um oscilador controlado a voltagem (OCV) é então aplicada a um diodo laser semicondutor e modula a frequência de repetição dos pulsos de luz coerente emitidos pelo diodo. Os pulsos do laser são então transmitidos por fibra ótica e no receptor, realiza-se a detecção e a recuperação da subportadora de microonda. Em seguida, através de um discriminador de frequência, recupera-se o sinal de banda básica. Nas Figs. 1.1 e 1.2 mostramos os diagramas de blocos do transmissor e do receptor do sistema em desenvolvimento.

Em particular, interessa-nos o transmissor do sistema, Fig. 1.1. Nele, o sinal de banda básica é aplicado a um oscilador controlado a voltagem com frequência central de 1.5GHz. O nível do sinal na entrada do OCV é projetado para que o desvio máximo da frequência central, Δf , do OCV seja de, aproximadamente, 100MHz. Deste modo, o sinal modulado em frequência à saída do OCV apresentará frequência instantânea variando entre 1,4 e 1,6 GHz. Sendo a faixa do sinal modulador, f_m , de 400MHz, a faixa do sinal modulado em frequência possuirá, pela regra de Carson¹, expressa por

$$B = 2(f_m + \Delta f) \quad , \quad (1.1)$$

uma largura de 1,0GHz. O OCV deverá ser do tipo controlado por varactor visando obter as seguintes características: grande relação entre o desvio de frequência e a voltagem de modulação, que esta relação seja independente da frequência de modulação e que possua uma alta impedância para a frequência de modulação. A potência de saída poderá ser baixa; da ordem de +10dBm, pois o sinal de microondas irá apenas sincronizar a frequência de repetição dos pulsos de luz do laser semicondutor, operando no regime de acoplamento de modos e não para gerar a luz. A maior parte da potência para gerar a luz do laser provém da fonte de alimentação de corrente contínua aplicada ao laser.

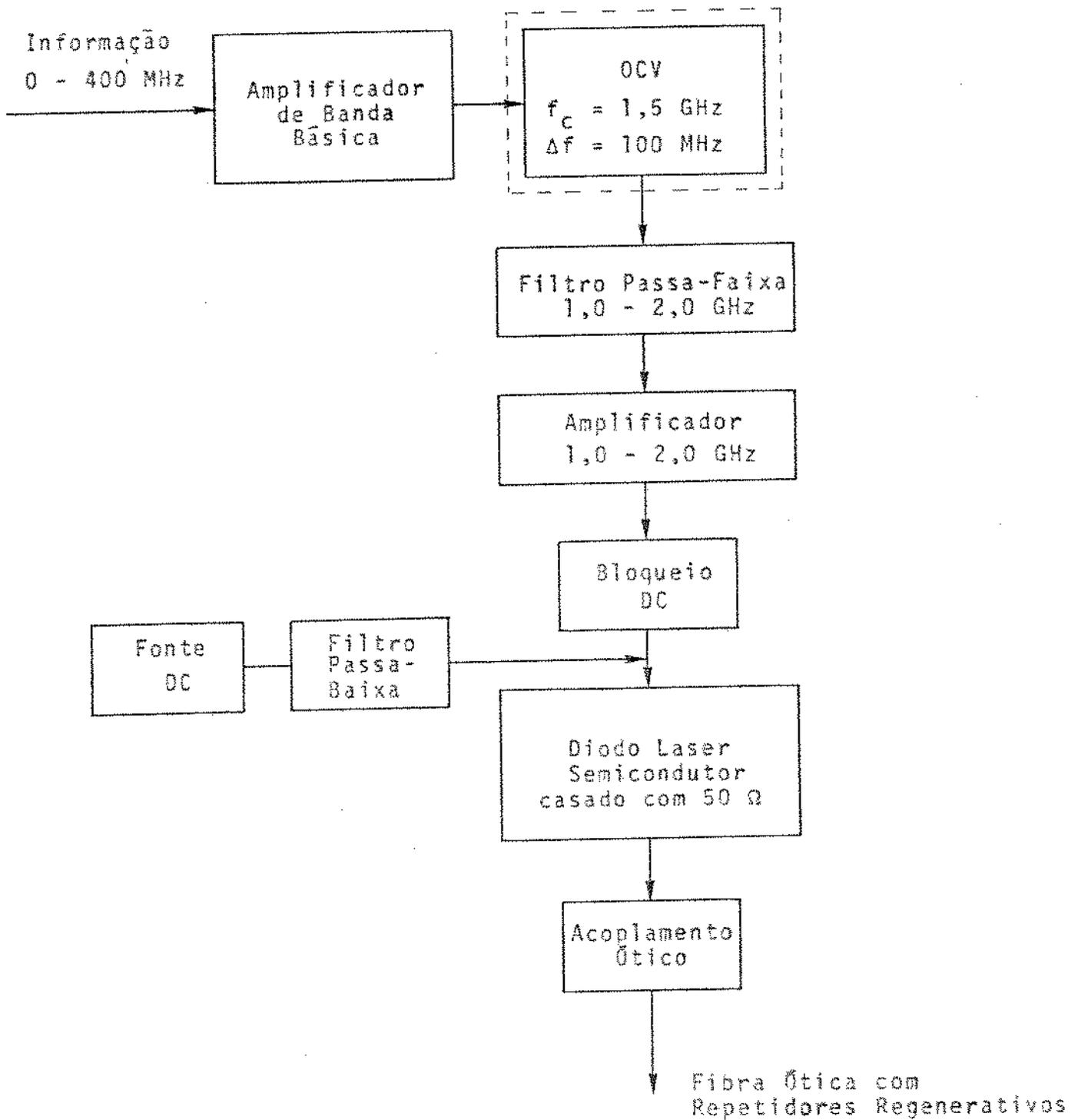


Fig. 1.1 - Transmissor do sistema ótico em desenvolvimento

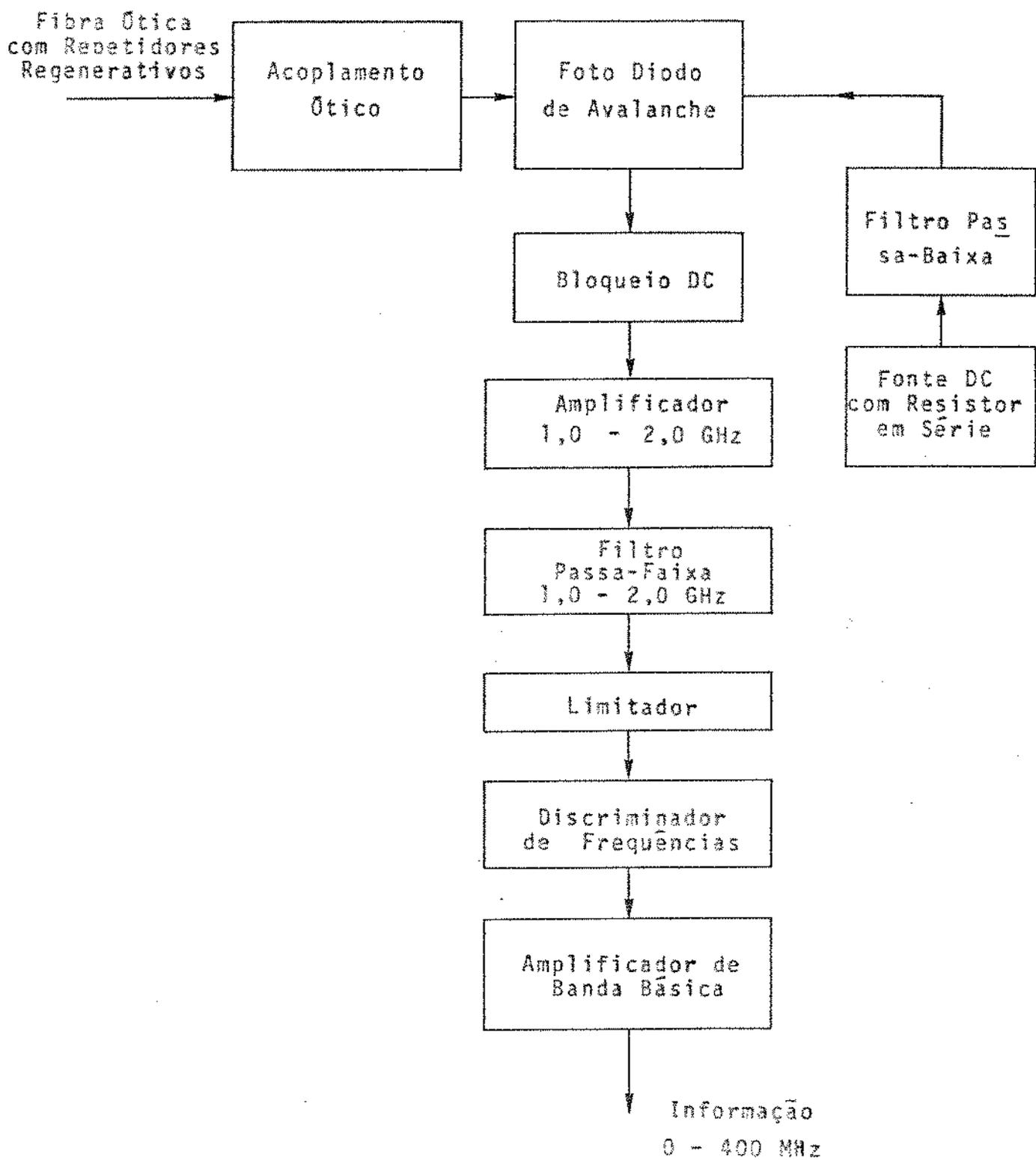


Fig. 1.2 - Receptor do sistema ótico em desenvolvimento

Existe ainda a possibilidade de se obter o sinal modulado em frequência, com as mesmas características do sinal obtido anteriormente, a partir de um OCV centrado em uma frequência mais alta (onde para um dado desvio de frequência, Δf , a distorção de harmônicas devido às não linearidades do OCV são menores²) e posterior redução da frequência, por batimento com um oscilador local. Na Fig. 1.3 mostramos esta segunda opção. O uso da frequência do oscilador local mais alta que a do gerador visa a redução dos sinais espúrios gerados na faixa de passagem de interesse. O uso do misturador duplamente balanceado elimina os produtos de intermodulação que derivam dos harmônicos pares³ de quaisquer dos sinais misturados. Os produtos de intermodulação indesejados são eliminados por um filtro passa-faixa de 1,0 a 2,0GHz.

1.3 - DESENVOLVIMENTO DE OSCILADOR DE MICROONDA

Conforme descrito anteriormente, a construção do transmissor para o sistema de telecomunicações por laser requer o desenvolvimento de osciladores controlados a voltagem, assim como de osciladores locais, capazes de operar em frequências situadas na faixa de 1,0 a 5,0GHz.

Com este trabalho, procuramos estabelecer uma base necessária ao desenvolvimento de osciladores controlados a voltagem e também atender à necessidade de desenvolvimento de osciladores locais. A escolha do dispositivo ativo a ser empregado recaiu no transistor de microondas face a faixa de frequências em que deve operar.

O Capítulo 2 trata da caracterização dos transistores em microondas através dos parâmetros de espalhamento. Estabelecemos as equações para os parâmetros de espalhamento generalizados em função dos parâmetros medidos e das impedâncias nos terminais do transistor. Efetuamos um estudo sobre a instabilidade dos transistores incluindo regiões de instabilidade e o fator de Rollett.

O Capítulo 3 consta da caracterização da microlinha de transmissão - microfita. Apresentamos expressões de forma fechada relacionando os parâmetros eletromagnéticos com as dimensões físicas da fita e a espessura do dielétrico. Os resultados apresentados

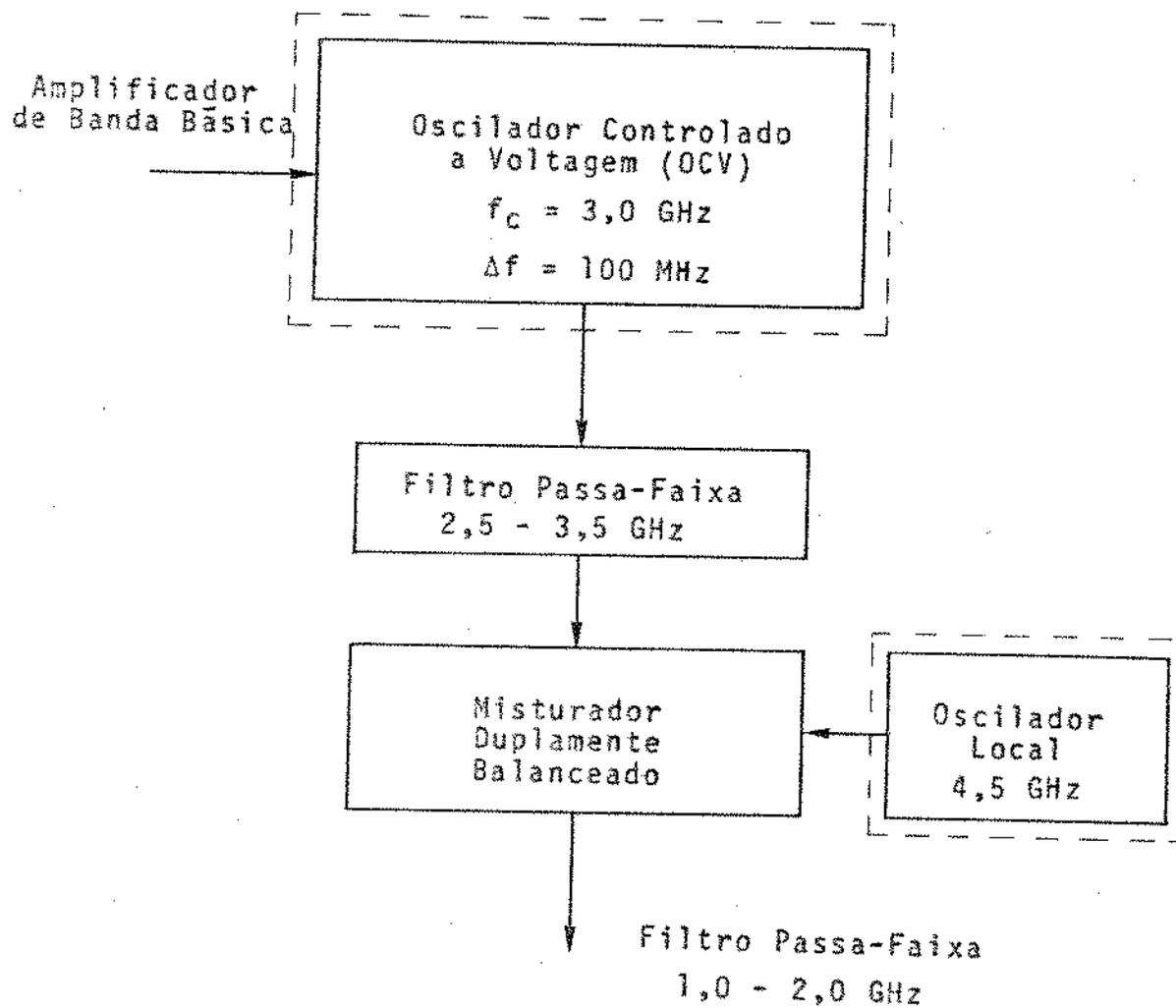


Fig. 1.3 - Modificação no transmissor, Fig. 1.1, para modulação da subportadora de microondas a partir de um OCV centrado em uma frequência mais alta

foram obtidos a partir do modelo quase-TEM. São feitas, ainda, considerações sobre as perdas tanto no condutor como no dielétrico e sobre a ocorrência de dispersão nas frequências superiores da faixa de microondas.

No Capítulo 4 efetuamos o projeto de um circuito oscilador, mecanicamente sintonizável, para a faixa de 1,3 a 1,7 GHz. O transistor é encarado como um quadripolo e representado por seus parâmetros "s". Introduzimos um estudo sobre realimentação externa em série para o transistor. Determinamos, através de programa de computação, os efeitos da realimentação série no transistor. Obtemos os novos parâmetros de espalhamento para o transistor realimentado. Fazemos uso dos resultados obtidos no Capítulo 2 na determinação do fator de Rollett, da região de operação instável e das impedâncias a serem introduzidas nos terminais do transistor realimentado.

No Capítulo 5, que trata da construção do oscilador, apresentamos os valores obtidos a partir de análise da microfita por diversos métodos para comparação. Partindo dos resultados do Capítulo 4, definimos as dimensões físicas dos elementos distribuídos. Fazemos a integração com as componentes concentradas.

As montagens para a realização de medidas, assim como os resultados obtidos estão apresentados no Capítulo 6.

No último Capítulo, o sétimo, efetuamos uma análise dos resultados obtidos, apresentamos nossas conclusões e formulamos sugestões para trabalhos subsequentes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. H.E. Rowe, "Signals And Noise In Communication Systems", Van Nostrand, pp. 103-104, (1965).
2. R.K. Altenbach, "Notes On FM Distortion In Varactor-Modulated Oscillators", Gen. Radio Exp., Vol. 43, pp. 9-11, (Setembro-Outubro 1969)
3. R. Whitmer, R. Ohlman, H. Hance And K. Cuff, "Ultra-Wide Bandwidth Laser Communications: Part I - System Considerations For A Sattellite Link", Proceedings Of The IEEE, Vol. 58, Nº 10, pp. 1710-1714, (Outubro, 1970).

CAPÍTULO 2

CARACTERIZAÇÃO DE TRANSISTORES EM MICROONDAS

2.1 - INTRODUÇÃO

Em microondas, como em baixas frequências os transistores podem ser estudados como dispositivos de duas portas.

Embora os transistores sejam intrinsecamente não-lineares, para pequenos sinais eles podem ser considerados dispositivos lineares.

Portanto, para representarmos um transistor para pequenos sinais em microondas podemos usar qualquer dos conjuntos de parâmetros lineares normalmente utilizados em baixas frequências. Estes parâmetros, para um dado transistor, dependem, além de outros fatores, do ponto de operação e da frequência do sinal aplicado, independentemente de sua amplitude (desde que seja suficientemente pequena para garantir a operação linear do transistor).

A escolha do conjunto de parâmetros a ser utilizado é feita em função dos graus de facilidade e de precisão na medida dos mesmos.

Os parâmetros de impedância, admitância ou híbridos normalmente empregados em baixas frequências são definidos a partir de relações entre voltagens e correntes totais nos terminais do quadripolo. Para medi-los é necessário que se estabeleça "curto-circuito" ou "circuito-aberto" em um dos terminais e que se disponham de instrumentos suficientemente precisos para as medidas de voltagens e correntes totais em cada terminal.

A dificuldade na obtenção de "curto-circuitos" e "circuitos-abertos" em faixa larga, a instabilidade frequente para transistores quando "curto-circuitados", a imprecisão nas medidas devido a indutâncias em série e capacitâncias de desvio e a falta de instrumentos para medidas diretas de voltagens e correntes totais em cada porta tornaram inconveniente o uso dos parâmetros z , y ou h na caracterização de transistores em microondas.

A solução alternativa para a caracterização de transistores em frequências acima de aproximadamente 100 MHz é a utilização dos parâmetros de espalhamento, ou parâmetros "s"¹. Tais parâmetros são lineares e são definidos a partir de "ondas caminantes" (incidentes e refletidas) nos terminais do quadripolo em vez de voltagens e correntes totais em cada terminal do dispositivo. Devido à importância atribuída a esses parâmetros, eles serão estudados detalhadamente na seção a seguir.

É importante salientar que em microondas é grande a aplicação dos parâmetros z e y , além dos parâmetros de transmissão. Apenas por conveniência, em microondas, os parâmetros "s" são utilizados na caracterização de um quadripolo. Entretanto, a conversão de uma classe de parâmetros em outra é sempre recomendada quando isto se fizer oportuno.

2.2 - TEORIA DOS PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO APLICADA AOS QUADRIPOLOS

2.2.1 Generalidades

Os parâmetros de espalhamento, ou parâmetros "s", são definidos a partir de relações entre ondas incidentes e refletidas nos terminais do dispositivo.

A grande vantagem deste procedimento está no fato de que os parâmetros "s" passam a representar os coeficientes de reflexão e transmissão relativos aos terminais do dispositivo para determinadas impedâncias introduzidas na entrada e na saída (normalmente, iguais a 50 ohms).

Basicamente, os parâmetros "s" são definidos como relações entre ondas de voltagem refletidas e incidentes nos terminais do quadripolo, quando este é terminadô, nas duas portas, por uma resistência de valor Z_0 , como mostra a Fig. 2.1. A resistência de valor Z_0 é chamada de impedância de referência e, normalmente, vale 50 ohms. Ainda na Fig. 2.1, E_1 e E_2 são fontes de microondas introduzidas respectivamente nos terminais 1 e 2 de quadripolo. As ondas incidentes e refletidas no terminal i -ésimo do quadripolo são representadas respectivamente por a_i e b_i (para $i=1,2$).

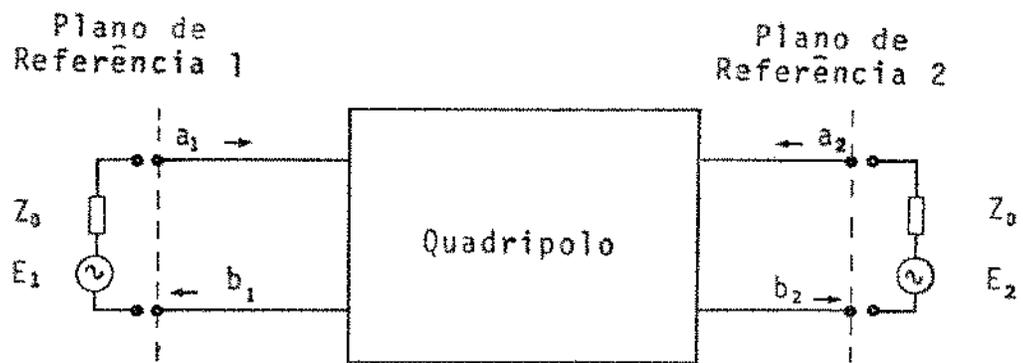


Fig. 2.1 - Um quadripolo com as impedâncias de referência e fontes externas para a definição dos parâmetros "s"

Estas ondas são definidas¹ em termos da voltagem no terminal (V_i), da corrente no terminal (I_i) e da impedância de referência (Z_0) por

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.1)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.2)$$

para $i = 1, 2$

Observemos os planos de referência 1 e 2 indicados na Fig. 2.1. Suponhamos que as ondas de voltagem incidente e refletida no plano 1 sejam dadas em magnitude e fase por V_1^+ e V_1^- respectivamente. Analogamente, V_2^+ e V_2^- representam as ondas de voltagem incidente e refletida no terminal 2. A voltagem e a corrente no terminal são expressas por

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad (2.3)$$

$$I_i = \frac{1}{Z_0} (V_i^+ - V_i^-) \quad (2.4)$$

para $i = 1, 2$

Substituindo-se (2.3) e (2.4) em (2.1) e (2.2), tem-se que:

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.5)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.6)$$

para $i = 1, 2$

Como resultado das definições, os quadrados das magnitudes de a_i e b_i passam a representar, respectivamente, o dobro da potência incidente e refletida no terminal i -ésimo do dispositivo (para $i = 1,2$).

Muitas são as relações lineares que poderiam ser definidas entre as ondas incidentes e refletidas. Obviamente, a cada uma destas relações está associada uma classe de parâmetros. Os parâmetros "s" são aqueles para os quais temos as ondas incidentes e refletidas relacionadas pelas equações abaixo. A matriz $[S]$ é chamada matriz de espalhamento^{1,2} e $(S_{ij})_{i,j = 1,2}$ são os parâmetros de espalhamento.

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2.7)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

ou ainda, $[b] = [S] [a]$ (2.8)

As equações que permitem obter, a partir dos parâmetros "s", qualquer dos parâmetros lineares normalmente usados em baixas frequências (por exemplo: z, y ou h) são facilmente obtidas a partir das equações de definições destes parâmetros e das equações (2.1), (2.2) e (2.7). O procedimento inverso é imediato.

Assim, considerando-se as equações de definições dos parâmetros z, y ou h em termos das correntes e voltagens totais nos terminais do quadripolo e as equações de definição dos parâmetros "s", obtêm-se as expressões da Tabela II.1 para conversão de parâmetros z, y e h em parâmetros "s" e vice-versa.

2.2.2 Procedimento para a obtenção dos Parâmetros "s"

Consideremos a Eq. (2.7) de definição dos parâmetros "s".

Para obtermos os parâmetros S_{11} e S_{21} é suficiente anularmos o valor de a_2 . Pela Eq. (2.1), anular a_2 corresponde a fazer $E_2 = 0$, curto-circuitar a fonte de microondas no terminal 2, na Fig. 2.1 .

Tabela II.1 - Conversão dos parâmetros s em parâmetros z, y ou h e vice-versa.

$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(z_{11} + 1)(z_{22} - 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{11} = \frac{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{11} = \frac{(h_{11} - 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + h_{11})(1 - h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{22} = \frac{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$

Por comodidade, na realização da medida, Z_0 é feita igual a 50 ohms. Assim, para obtermos S_{11} e S_{21} a Fig. 2.1 se reduz à Fig. 2.2.

Nas condições acima, teremos:

$$b_1 = S_{11} a_1 \quad (\text{para } a_2 = 0) \quad (2.9)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 \quad (\text{para } a_2 = 0) \quad (2.10)$$

donde

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} = \text{coeficiente de reflexão de voltagem na entrada do quadripolo} \quad (2.11)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} = \text{ganho transdutivo direto de voltagem} \quad (2.12)$$

Analogamente, para a obtenção dos parâmetros S_{12} e S_{22} precisamos curto-circuitar a fonte de microondas do terminal 1, na Fig. 2.1. A impedância de referência, Z_0 , é feita igual a 50ohms. A Fig. 2.1 se reduz à Fig. 2.3.

Nestas condições, teremos:

$$b_1 = S_{12} a_2 \quad (\text{para } a_1 = 0) \quad (2.13)$$

$$b_2 = S_{22} a_2 \quad (\text{para } a_1 = 0) \quad (2.14)$$

donde

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} = \text{ganho transdutivo reverso de voltagem} \quad (2.15)$$

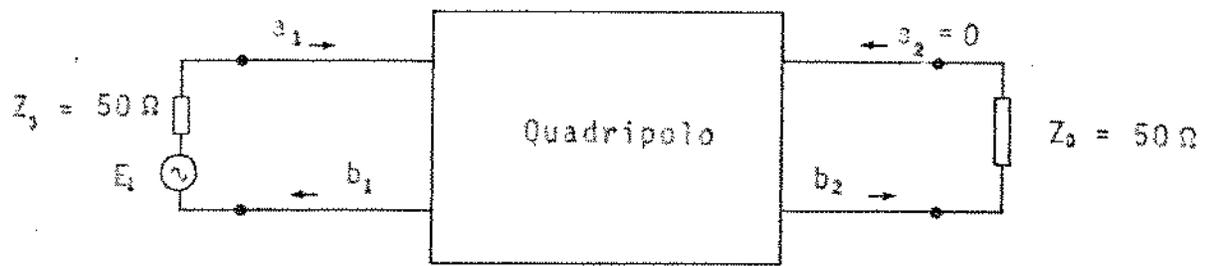


Fig. 2.2 - Procedimento para obtenção dos parâmetros S_{11} e S_{21}

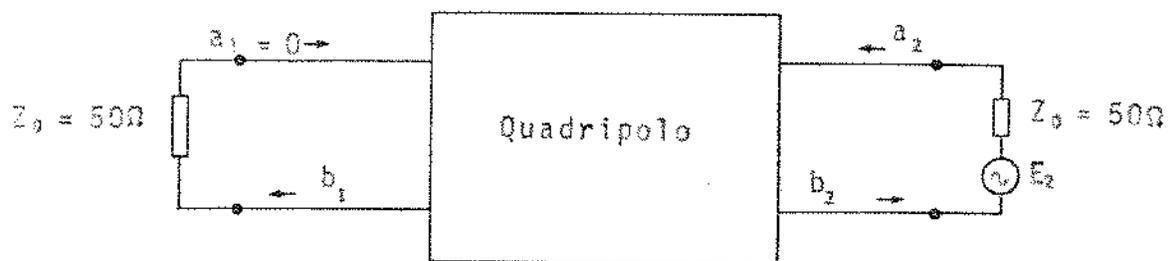


Fig. 2.3 - Procedimento para obtenção dos parâmetros S_{12} e S_{22}

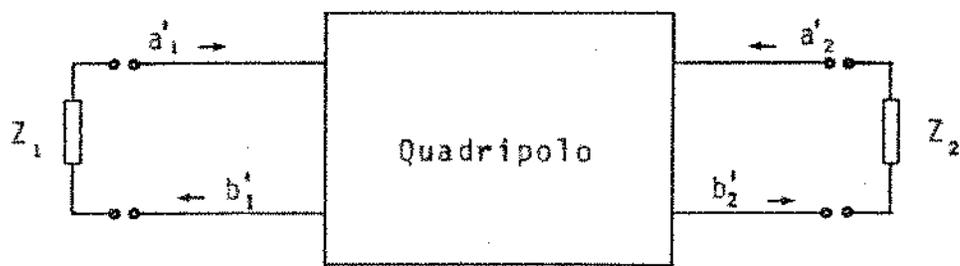


Fig. 2.4 - Um quadripolo terminado por impedâncias arbitrárias

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} = \text{coeficiente de reflexão de voltagem na saída do quadripolo} \quad (2.16)$$

Embora os parâmetros "s" para os transistores de microondas possam ser obtidos em catálogos de fabricantes, é recomendada a realização das medidas com a finalidade de evitar os desvios existentes entre valores típicos e reais, otimizando-se assim o circuito a ser projetado.

2.2.3 Obtenção de Expressões para os Parâmetros de Espalhamento de um Quadripolo terminado por Impedâncias Arbitrárias

Os parâmetros de espalhamento de um quadripolo linear são definidos em termos de impedâncias com valores específicos e iguais a 50 ohms.

Entretanto, imposições em projetos, normalmente forçam a mudança dos valores das impedâncias acima referidas. Torna-se então necessária a obtenção de expressões que permitam determinar os parâmetros para quadripolos terminados em impedâncias arbitrárias em função daqueles referidos a 50 ohms.

Para um quadripolo terminado por impedâncias arbitrárias Z_1 e Z_2 , como mostra a Fig. 2.4, as ondas incidentes e refletidas nos terminais do quadripolo são definidas por

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2 \sqrt{|R_e Z_i|}} \quad (2.17)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2 \sqrt{|R_e Z_i|}} \quad (2.18)$$

para $i = 1, 2$

Os parâmetros de espalhamento para o quadripolo terminado por impedâncias arbitrárias são então definidos pela equação

$$[b'] = [S'] [a'] \quad (2.19)$$

Seja $[S]$ a matriz de espalhamento para o quadripolo terminado por cargas de 50 ohms. Seja $[S']$ a matriz de espalhamento para o quadripolo terminado por impedâncias arbitrárias.

No Apêndice A está mostrado que as matrizes $[S']$ e $[S]$ estão relacionadas pela equação

$$[S'] = [A]^{-1} ([S] - [r^*]) ([I] - [r] [S])^{-1} [A^*] \quad (2.20)$$

onde $[r]$ = matriz diagonal com a i -ésima componente da diagonal sendo

$$r_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (2.21)$$

onde Z_i é a impedância arbitrária terminando a porta i , e Z_0 normalmente vale 50 ohms.

$[A]$ = matriz diagonal com a i -ésima componente da diagonal sendo

$$A_i = (1 - r_i^*) \frac{\sqrt{1 - |r_i|^2}}{|1 - r_i|} \quad (2.22)$$

$[I]$ = matriz identidade

A equação matricial (2.20) é válida para dispositivos de n -portas. No caso em estudo, estamos considerando o transistor como um quadripolo, razão pela qual $i = 1, 2$. Consideremos Z_1 e Z_2 as impedâncias na entrada e saída do quadripolo respectivamente.

A partir da Eq. (2.20), teremos para o quadripolo:

$$[S'] = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_1^* & 0 \\ 0 & r_2^* \end{bmatrix} \right) \\ \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A_1^* & 0 \\ 0 & A_2^* \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$[S'] = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{11} - r_1^* & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} - r_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - r_1 S_{11} & -r_1 S_{12} \\ -r_2 S_{21} & 1 - r_2 S_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_1^* & 0 \\ 0 & A_2^* \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

mas

$$\begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{A_1 A_2} \begin{bmatrix} A_2 & 0 \\ 0 & A_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/A_1 & 0 \\ 0 & 1/A_2 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} 1 - r_1 S_{11} & -r_1 S_{12} \\ -r_2 S_{21} & 1 - r_2 S_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} 1 - r_2 S_{22} & r_1 S_{12} \\ r_2 S_{21} & 1 - r_1 S_{11} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

onde

$$D = (1 - r_1 S_{11})(1 - r_2 S_{22}) - r_1 r_2 S_{12} S_{21} \quad (2.27)$$

então

$$[S'] = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} 1/A_1 & 0 \\ 0 & 1/A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}-r_1^* & S_{12} \\ S_{21} & S_{22}-r_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1-r_2 S_{22} & r_1 S_{12} \\ r_2 S_{21} & 1-r_1 S_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1^* & 0 \\ 0 & A_2^* \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$[S'] = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} \frac{S_{11}-r_1^*}{A_1} & \frac{S_{12}}{A_1} \\ \frac{S_{21}}{A_2} & \frac{S_{22}-r_2^*}{A_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^*(1-r_2 S_{22}) & A_2^* r_1 S_{12} \\ A_1^* r_2 S_{21} & A_2^*(1-r_1 S_{11}) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

donde obtenemos:

$$S'_{11} = \frac{1}{D} \left\{ \left(\frac{S_{11}-r_1^*}{A_1} \right) A_1^*(1-r_2 S_{22}) + \frac{S_{12}}{A_1} A_1^* r_2 S_{21} \right\} \quad (2.30)$$

$$S'_{12} = \frac{1}{D} \left\{ \left(\frac{S_{11}-r_1^*}{A_1} \right) A_2^* r_1 S_{12} + \frac{S_{12}}{A_1} A_2^*(1-r_1 S_{11}) \right\} \quad (2.31)$$

$$S'_{21} = \frac{1}{D} \left\{ \frac{A_1^*}{A_2} S_{21}(1-r_2 S_{22}) + \frac{A_1^*}{A_2} r_2 S_{21}(S_{22}-r_2^*) \right\} \quad (2.32)$$

$$S'_{22} = \frac{1}{D} \left\{ \frac{S_{21}}{A_2} A_2^* r_1 S_{12} + \left(\frac{S_{22}-r_2^*}{A_2} \right) A_2^*(1-r_1 S_{11}) \right\} \quad (2.33)$$

Assim, para impedâncias arbitrárias nos terminais de entrada e saída do quadripolo linear, os parâmetros de espalhamento modificados são aqueles dados por (2.30) a (2.33), que podem ser mais convenientemente expressos por

$$S'_{11} = \frac{A_1^*}{A_1} \frac{(1-r_2 S_{22}) (S_{11}-r_1^*) + r_2 S_{12} S_{21}}{(1-r_1 S_{11}) (1-r_2 S_{22}) - r_1 r_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.34)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^*}{A_1} \frac{S_{12} (1 - |r_1|^2)}{(1-r_1 S_{11}) (1-r_2 S_{22}) - r_1 r_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.35)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^*}{A_2} \frac{S_{21} (1 - |r_2|^2)}{(1-r_1 S_{11}) (1-r_2 S_{22}) - r_1 r_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.36)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^*}{A_2} \frac{(1-r_1 S_{11}) (S_{22}-r_2^*) + r_1 S_{12} S_{21}}{(1-r_1 S_{11}) (1-r_2 S_{22}) - r_1 r_2 S_{12} S_{21}} \quad (2.37)$$

onde

$$A_i = (1-r_i^*) \frac{\sqrt{1 - |r_i|^2}}{|1 - r_i|} \quad (2.38)$$

$$r_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad i = 1, 2 \quad (2.39)$$

e $Z_0 = 50$ ohms

Os novos parâmetros s' mantêm os significados físicos de seus correspondentes nas equações (2.11), (2.12), (2.15) e (2.16). Os novos parâmetros obviamente se reduzem aos anteriores para $Z_1 = Z_2 = 50$ ohms.

2.2.4 Instabilidade em Quadripolos

2.2.4.1 Regiões de Instabilidade. Fator de Rollett

Um quadripolo é incondicionalmente estável se as componentes resistivas de suas impedâncias de entrada e saída são positivas para quaisquer terminações passivas. Se a componente resistiva da entrada ou da saída for negativa, então $|S'_{11}| > 1$ ou $|S'_{22}| > 1$ para as respectivas terminações passivas.

O fato da resistência de entrada ser negativa não depende da impedância passiva no terminal de entrada. Portanto, ao examinarmos a influência de r_2 em $|S'_{11}|$ convém supor $r_1=0$. Analogamente, ao examinarmos a influência de $|r_1|$ em $|S'_{22}|$ convém supor $r_2=0$.

Logo, para haver instabilidade, $|S'_{11}| > 1$, para terminações passivas na saída do quadripolo ou, $|S'_{22}| > 1$, para terminações passivas na entrada do mesmo.

Da equação (2.34), para $r_1=0$, temos:

$$|S'_{11}| = \left| \frac{(1-r_2 S_{22}) S_{11} + r_2 S_{12} S_{21}}{1-r_2 S_{22}} \right| \quad (2.40)$$

$$|S'_{11}| = \left| \frac{S_{11} - r_2 B}{1-r_2 S_{22}} \right| \quad (2.41)$$

sendo $B = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$ (2.42)

Da equação (2.37), para $r_2=0$, temos:

$$|S'_{22}| = \left| \frac{(1-r_1 S_{11}) S_{22} + r_1 S_{12} S_{21}}{1-r_1 S_{11}} \right| \quad (2.43)$$

$$|S'_{22}| = \left| \frac{S_{22} - r_1 B}{1-r_1 S_{11}} \right| \quad (2.44)$$

Observa-se que as Eqs. (2.41) e (2.44) têm a mesma forma. Logo, os resultados obtidos para uma são válidos para a outra, fazendo-se a permuta de 1 por 2 e vice-versa.

Assim sendo, desenvolveremos matematicamente apenas a Eq. (2.41).

O limite entre as regiões de instabilidade e estabilidade é determinado fazendo-se $|S'_{11}| = 1$. Da Eq. (2.41), vem:

$$|S'_{11}| = \left| \frac{S_{11} - r_2 B}{1-r_2 S_{22}} \right| = 1 \quad (2.45)$$

$$|1-r_2 S_{22}|^2 = |S_{11} - r_2 B|^2 \quad (2.46)$$

Sejam $S_{11} = S_{11R} + jS_{11I}$, $S_{22} = S_{22R} + jS_{22I}$, $B = B_R + jB_I$ e $r_2 = U_2 + jV_2$, os eixos da Carta de Smith. (Fig. 2.5).

Após algumas manipulações obtemos:

$$\left| 1 - r_2 S_{22} \right|^2 = 1 + U_2^2 |S_{22}|^2 + V_2^2 |S_{22}|^2 - 2U_2 S_{22R} + 2V_2 S_{22I} \quad (2.47)$$

$$|S_{11} - r_2 B|^2 = |S_{11}|^2 + U_2^2 |B|^2 + V_2^2 |B|^2 + 2V_2(S_{11R}^{B_I} - S_{11I}^{B_R}) - 2U_2(S_{11I}^{B_I} + S_{11R}^{B_R}) \quad (2.48)$$

Usando-se as Eqs. (2.47) e (2.48) em (2.46), vem:

$$\begin{aligned} 1 + U_2^2 |S_{22}|^2 + V_2^2 |S_{22}|^2 - 2U_2 S_{22R} + 2V_2 S_{22I} &= \\ &= |S_{11}|^2 + U_2^2 |B|^2 + V_2^2 |B|^2 - 2U_2(S_{11I}^{B_I} + S_{11R}^{B_R}) \\ &\quad + 2V_2(S_{11R}^{B_I} - S_{11I}^{B_R}) \end{aligned} \quad (2.49)$$

Agrupando-se convenientemente,

$$\begin{aligned} 1 - |S_{11}|^2 + U_2^2(|S_{22}|^2 - |B|^2) + V_2^2(|S_{22}|^2 - |B|^2) \\ - 2U_2 [S_{22R} - (S_{11I}^{B_I} + S_{11R}^{B_R})] \\ + 2V_2 [S_{22I} - (S_{11R}^{B_I} - S_{11I}^{B_R})] = 0 \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} U_2^2 + V_2^2 - \frac{2V_2 [-S_{22I} + (S_{11R}^{B_I} - S_{11I}^{B_R})]}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \\ - \frac{2U_2 [S_{22R} - (S_{11I}^{B_I} + S_{11R}^{B_R})]}{|S_{22}|^2 - |B|^2} = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Completando-se os quadrados perfeitos,

$$\left[V_2 - \left(\frac{-S_{22I} + S_{11R}^{B_I} - S_{11I}^{B_R}}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \right) \right]^2 + \left[U_2 - \left(\frac{S_{22R} - S_{11I}^{B_I} - S_{11R}^{B_R}}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \right) \right]^2 =$$

$$= \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |B|^2} + \frac{[S_{22R} - S_{11I}B_I - S_{11R}B_R]^2 + [-S_{22I} + S_{11R}B_I - S_{11I}B_R]^2}{(|S_{22}|^2 - |B|^2)^2} \quad (2.52)$$

Sejam

$$U_{2s} = \frac{S_{22R} - S_{11I}B_I - S_{11R}B_R}{|S_{22}|^2 - |B|^2} = \frac{R_e(S_{22} - BS_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \quad (2.53)$$

$$V_{2s} = \frac{-S_{22I} + S_{11R}B_I - S_{11I}B_R}{|S_{22}|^2 - |B|^2} = \frac{I_m(S_{22} - BS_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \quad (2.54)$$

Substituindo-se os resultados das Eqs. (2.53) e (2.54) em (2.52), vem

$$(U_2 - U_{2s})^2 + (V_2 - V_{2s})^2 = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |B|^2} + U_{2s}^2 + V_{2s}^2 \quad (2.55)$$

mas das Eqs. (2.53) e (2.54), vem:

$$U_{2s}^2 + V_{2s}^2 = \frac{|S_{22} - BS_{11}^*|^2}{(|S_{22}|^2 - |B|^2)^2}$$

como

$$|S_{22} - BS_{11}^*|^2 = |S_{12}S_{21}|^2 + (1 - |S_{11}|^2) (|S_{22}|^2 - |B|^2) \quad (2.56)$$

Obtemos

$$(U_2 - U_{2s})^2 + (V_2 - V_{2s})^2 = \frac{|S_{12}S_{21}|^2}{(|S_{22}|^2 - |B|^2)^2} \quad (2.57)$$

Seja

$$\rho_{2s} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \quad (2.58)$$

então ,

$$(U_2 - U_{2s})^2 + (V_2 - V_{2s})^2 = \rho_{2s}^2 \quad (2.59)$$

Assim, a solução de (2.45) que limita as regiões estável e instável é dada por uma família de circunferências na Carta de Smith.

Os centros das circunferências são dados por:

$$r_{2s} = U_{2s} + jV_{2s} = \frac{(S_{22} - BS_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \quad (2.60)$$

Os raios das circunferências são dados por:

$$\rho_{2s} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \quad (2.61)$$

Na Fig. 2.5 está indicada a circunferência que separa as regiões de estabilidade e instabilidade. O interior da circunferência representará a região instável se para algum ponto fora dele, por exemplo $r_2=0$, tivermos $|S_{11}'| < 1$.

Para que o quadripolo seja incondicionalmente estável para toda a região passiva da Carta de Smith, é necessário que:

$$\left| |r_{2s}| - \rho_{2s} \right| > 1 \quad (2.62)$$

Portanto, para que o quadripolo não seja incondicionalmente estável para toda a região passiva da Carta de Smith devemos ter:

$$\left| |r_{2s}| - \rho_{2s} \right| < 1 \quad (2.63)$$

Substituindo-se (2.60) e (2.61) na desigualdade (2.63),

$$\left| \frac{|S_{22} - BS_{11}^*| - |S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |B|^2} \right| < 1 \quad (2.64)$$

desenvolvendo-se e agrupando-se os termos,

$$||S_{22} - BS_{11}^*| - |S_{12}S_{21}||^2 < ||S_{22}|^2 - |B|^2|^2 \quad (2.65)$$

$$2|S_{12}S_{21}||S_{22} - BS_{11}^*|^2 > |S_{22} - BS_{11}^*|^2 + |S_{12}S_{21}|^2 - ||S_{22}|^2 - |B|^2|^2 \quad (2.66)$$

usando-se a Eq.(2.56) e agrupando-se convenientemente,

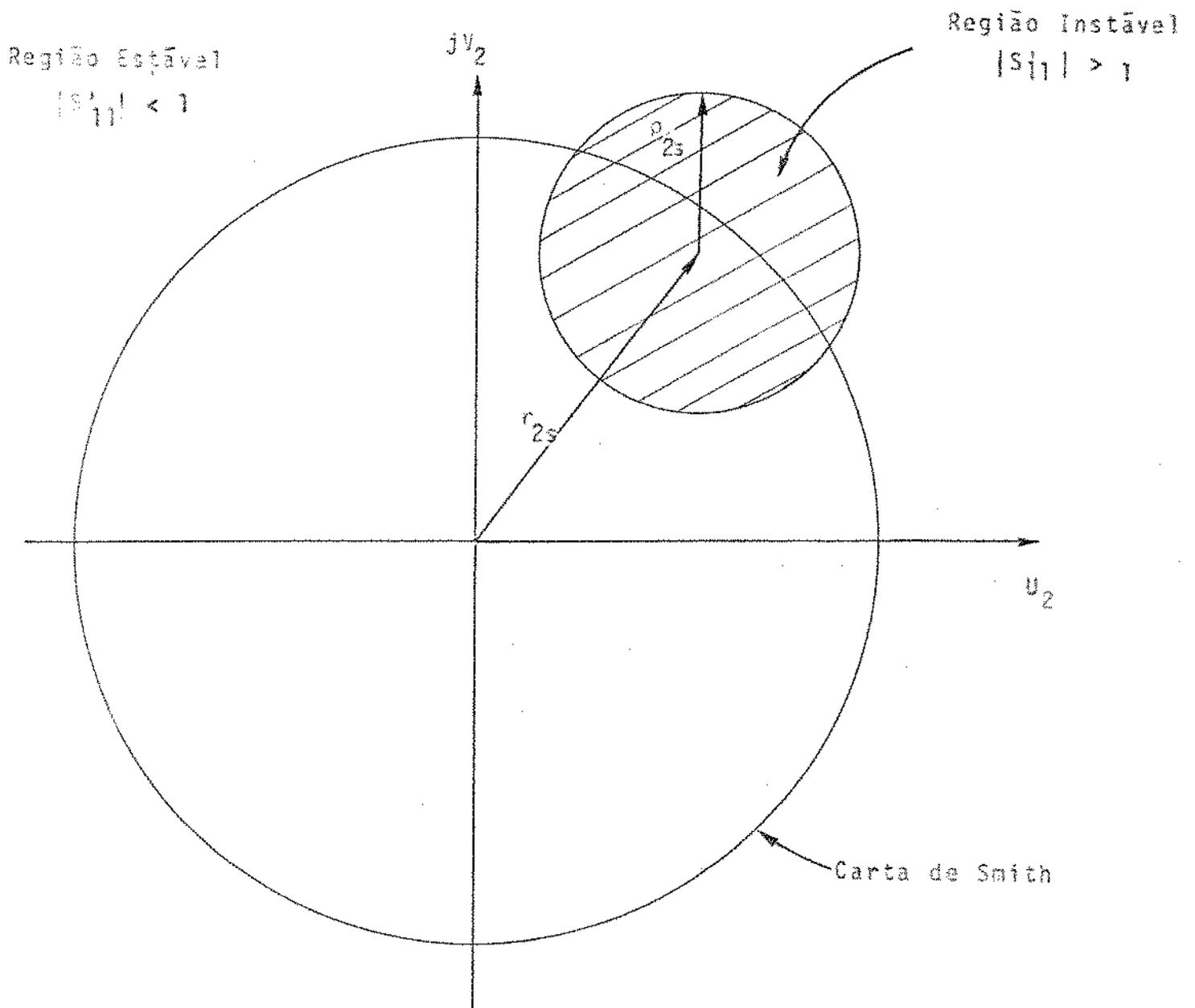


Fig. 2.5 - Regiões de instabilidade ou estabilidade na Carta de Smith. A região instável de interesse prático é a resultante da interseção entre a Carta de Smith e o círculo de instabilidade

$$(|S_{22}|^2 - |B|^2)^2 \left\{ \left[(1 - |S_{11}|^2) - (|S_{22}|^2 - |B|^2) \right]^2 - 4|S_{12}S_{21}|^2 \right\} < 0 \quad (2.67)$$

Como $(|S_{22}|^2 - |B|^2)^2$ é sempre maior do que ou igual a zero, então:

$$\left[(1 - |S_{11}|^2) - (|S_{22}|^2 - |B|^2) \right]^2 < 4|S_{12}S_{21}|^2 \quad (2.68)$$

Extraíndo-se a raiz quadrada de ambos os lados da desigualdade:

$$2|S_{12}S_{21}| > 1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |B|^2 \quad (2.69)$$

ou
$$\frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |B|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (2.70)$$

Seja
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |B|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.71)$$

K é o chamado fator de Rollett³ e seu inverso é C , fator de Linvill⁴.

Portanto, para que $|S'_{11}| > 1$ é necessário que $K < 1$. Permutando-se na desigualdade (2.69) os índices 1 por 2 e vice-versa, tem-se a condição para que $|S'_{22}| > 1$ e que se repete a desigualdade (2.69).

Assim, para que o quadripolo não seja incondicionalmente estável para toda a região passiva da Carta de Smith, podendo portanto ser usado em circuito oscilador, os parâmetros "s" do quadripolo devem satisfazer a desigualdade (2.69) sendo B definido pela Eq. (2.42). Esta condição se reduz a:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (2.72)$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. K. Kurokawa, "Power Waves And The Scattering Matrix", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-13, Nº 2, (Março 1965).
2. R.W. Anderson, "s - Parameter Techniques For Faster, More Accurate Network Design", Hewlett-Packard Journal, Vol. 18, Nº 6, (Fevereiro 1967).
3. J.M. Rollett, "Stability And Power-Gain Invariants Of Linear Two-Ports", IRE Trans. On Circuit Theory, Vol. CT-9, pp. 29-32, (Março 1962).
4. J.G. Linvill And J.F. Gibbons, "Transistors And Active Circuits", Mc Graw-Hill, (1961).

CAPÍTULO 3

CARACTERIZAÇÃO DA MICROFITA

3.1 - INTRODUÇÃO

A tecnologia da microfita está bastante desenvolvida. Isto pode ser comprovado pelo grande número de trabalhos publicados que nos asseguram uma boa concordância entre resultados práticos e teóricos.

Por definição, uma linha de transmissão em microfita consiste de uma fita condutora e de um plano de terra separados por um meio dielétrico (Fig. 3.1a).

Como as linhas de força entre a fita e o plano de terra não estão inteiramente contidas no substrato (Fig. 3.1b), o modo que se propaga na fita não é puramente transversal eletromagnético (TEM), mas quase-TEM. Supondo o modo de propagação quase-TEM, a velocidade de fase é dada por:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (3.1)$$

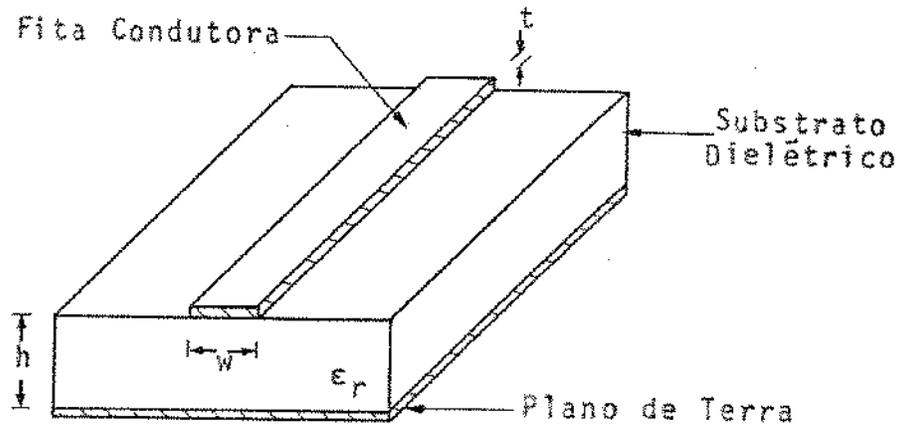
onde c é a velocidade da luz e ϵ_{ef} é a constante dielétrica efetiva do substrato.

O comprimento de onda na microfita, λ_m é dado por:

$$\lambda_m = \frac{v_p}{f} \quad (3.2)$$

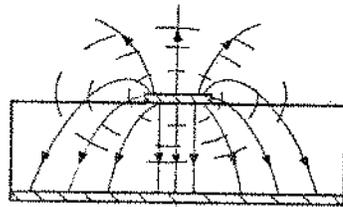
onde $\frac{v_p}{f}$ é a velocidade de fase dada pela Eq. (3.1) e f é a frequência.

A impedância característica da linha de transmissão é dada por:



h - Espessura do Substrato
 t - Espessura da Fita Condutora
 w - Largura da Fita Condutora

(a)



— Elétrico
 --- Magnético

(b)

Fig. 3.1 - Microlinha de transmissão - microfita

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (3.3)$$

onde C é a capacitância por unidade de comprimento da linha.

A análise para cálculo de ϵ_{ef} e C baseada na propagação de um modo quase-TEM é bastante precisa para baixas frequências de microondas. Entretanto, para altas frequências de microondas, a relação entre as componentes longitudinal e transversal do campo elétrico torna-se significativa e o modo que se propaga não pode mais ser considerado quase-TEM. Faz-se necessária uma análise mais rigorosa para este "modo híbrido".

3.2 - EQUAÇÕES PARA CARACTERIZAÇÃO DA MICROFITA

Os trabalhos iniciais para a caracterização da performance da microfita basearam-se no modelo quase-TEM. Partindo desta hipótese, várias aproximações eletrostáticas como mapeamento conforme¹, técnicas variacionais^{5,6}, método da função de Green⁷ e método do momento⁸ são então usadas. Nos últimos anos foram desenvolvidos muitos trabalhos a partir do modelo do "modo híbrido" que infelizmente, envolvem cálculos excessivos. Na prática, expressões de forma fechada são essencialmente necessárias para otimização e projeto com auxílio de computação de circuitos de microfita.

Entre outros, Wheeler², Schneider³ e Hammerstad⁴ apresentaram expressões de forma fechada para Z_0 e ϵ_{ef} . Destes, Wheeler e Hammerstad apresentaram expressões para W/h em termos de Z_0 e ϵ_r . Para linhas em microfita tais que $0,05 \leq W/h \leq 20$ e $\epsilon_r \leq 16$, Hammerstad obteve resultados mais precisos que os trabalhos anteriores; apresentando variação de $\pm 1\%$ em relação aos resultados numéricos obtidos pelas expressões de Wheeler. O trabalho de Hammerstad, baseado nos trabalhos anteriores de Wheeler e Schneider, apresenta relações definindo Z_0 e ϵ_{ef} na forma mostrada abaixo:

Para $W/h \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln(8h/W + 0,25W/h) \quad (3.4)$$

onde

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[(1 + 12h/W)^{-1/2} + 0,04(1 - W/h)^2 \right] \quad (3.5)$$

Para $W/h \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_{ef}}}{W/h + 1,393 + 0,667\ln(W/h + 1,444)} \quad (3.6)$$

onde

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/W)^{-1/2} \quad (3.7)$$

Segundo Hammerstad, para $0,05 < W/h < 20$ e $\epsilon_r < 16$, os erros máximos relativos em ϵ_{ef} e Z_0 são menores que $\pm 0,5$ por cento e $0,8$ por cento respectivamente. De seu trabalho são ainda as seguintes expressões para W/h em função de Z_0 e ϵ_r :

Para $W/h \leq 2$

$$W/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (3.8)$$

Para $W/h \geq 2$

$$W/h = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right] \quad (3.9)$$

onde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0,23 + 0,11/\epsilon_r) \quad (3.10)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.11)$$

Estas expressões apresentam a mesma precisão das Eqs. (3.4) até (3.7).

Os resultados acima são obtidos supondo a fita condutora bidimensional, isto é, $t/h=0$. Embora na prática a fita condutora seja tridimensional, para $t/h \leq 0,005$, $2 < \epsilon_r \leq 10$ e $0,1 \leq W/h \leq 5$ os resultados teóricos (para $t/h=0$) e experimentais apresentam uma concordância excelente⁹.

Considerando a fita tridimensional, as expressões anteriores se modificam^{2,3}. Chamando W_e a largura da fita para $t/h \neq 0$, teremos:

Para $W/h \geq 1/2\pi$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (3.12)$$

Para $W/h < 1/2\pi$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (3.13)$$

Além das restrições anteriores, para utilização das Eqs. (3.12) e (3.13) devemos ter $t < h$ e $t < W/2$. Os valores típicos para a espessura da fita condutora, t , variam de 0,0002 até 0,0005 polegadas para substratos de alumina metalizada e de 0,001 até 0,003 polegadas para substratos dielétricos.

Com as finalidades de blindar, proteger e tornar fácil de manusear, os circuitos em microfita são normalmente introduzidos em caixas metálicas. Os efeitos produzidos pela presença das paredes superior e laterais foram estudados por métodos numéricos. A conclusão é que tais paredes metálicas tendem a diminuir os valores de Z_0 e ϵ_{ef} . Isto acontece devido a modificações nas linhas de campo, aumentando a densidade das mesmas no ar. Entretanto, para que a presença das paredes metálicas influa de forma desprezível nas características das linhas em microfita é necessário que a relação entre a distância entre as paredes superior e inferior e a espessura do substrato seja maior que cinco, e que o espaçamento entre as paredes laterais seja maior que cinco vezes a espessura do substrato^{10,11}.

3.3 - A OCORRÊNCIA DE DISPERSÃO

As fórmulas apresentadas acima para Z_0 e ϵ_{ef} foram obtidas a partir do modelo quase-TEM. Entretanto, se para baixas frequências de microondas esta é uma boa aproximação, para frequências mais altas não o é. Isto acontece porque Z_0 e ϵ_{ef} passam a variar com a frequência, aumentando em valor e tornando as linhas dispersivas^{12,13}. Esta característica dispersiva se deve a propagação de modos híbridos.

A dependência com a frequência da constante dielétrica efetiva descreve a influência da dispersão na velocidade de fase, enquanto que a dependência com a frequência da largura efetiva descreve a influência da dispersão na impedância característica. A velocidade de fase na microfita e a largura efetiva diminuem com a frequência o que faz com que ϵ_{ef} e Z_0 aumentem respectivamente com a frequência.

Entretanto, as variações de ϵ_{ef} e Z_0 com a frequência são muito pequenas. Existe inclusive uma frequência abaixo da qual os efeitos dispersivos são considerados desprezíveis e que é dada pela Eq. (3.14)¹⁴

$$f_0 \text{ (GHz)} = 0,3 \sqrt{\frac{Z_0}{h(\sqrt{\epsilon_r}-1)}} \quad (\text{h em cm}) \quad (3.14)$$

Na análise para dispersões em linhas em microfita foram utilizados inicialmente métodos numérico e empírico. O primeiro foi considerado inadequado por envolver cálculos excessivos e não permitir uma visão sobre o fenômeno físico enquanto que o último foi considerado inconveniente por apresentar pequena aplicabilidade e fundamento teórico inadequado. Recentemente, surgiram expressões analíticas^{15,16} para a dispersão cujos resultados são compatíveis com os obtidos através dos métodos numérico e empírico.

A dispersão em ϵ_{ef} é dada pela Eq. (3.15)

$$\epsilon_{ef}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{ef}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (3.15)$$

onde

$$f_p = \frac{Z_0}{8\pi h} \quad (3.16)$$

$$G = 0,6 + 0,009Z_0 \quad (3.17)$$

Nas Eqs. (3.15) e (3.16) entramos com a frequência, f , em GHz e a espessura do substrato, h , em cm. Observe-se que para linhas de alta impedância em substratos finos tais que $f_p \gg f$, temos $\epsilon_{ef}(f) = \epsilon_{ef}$ o que nos leva a conclusão que tais linhas são menos dispersivas.

Para Z_0 a dispersão é dada pelas expressões de forma fechada (3.18) e (3.19)¹⁷ onde $W_{ef}(f)$ é a largura efetiva.

$$Z_0(f) = \frac{377h}{W_{ef}(f) \sqrt{\epsilon_{ef}(f)}} \quad (3.18)$$

$$W_{ef}(f) = W + \frac{W_{ef}(0) - W}{1 + (f/f_p)^2} \quad (3.19)$$

onde $W_{ef}(0)$ é obtido da Eq. (3.18) quando $f=0$.

A variação na impedância característica, Z_0 , é muito pequena, razão pela qual normalmente é desprezada.

3.4 - PERDAS EM MICROFITA

A constante de atenuação, α , é uma das mais importantes características de uma linha de transmissão. Dois são os tipos de perda dissipativa em circuitos de microfita: perda no condutor e perda no substrato dielétrico.

As expressões para a perda no condutor, obtidas considerando a existência de uma distribuição de corrente não uniforme através da fita condutora e do plano de terra, são bastante precisas e estão indicadas abaixo¹⁸.

Para $W/h \leq 1/2\pi$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{2\pi Z_0 h} \cdot P \cdot \left[1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left(\epsilon_n \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right] \quad (3.20)$$

Para $1/2\pi < W/h \leq 2$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{2\pi Z_0 h} \cdot P \cdot Q \quad (3.21)$$

Para $W/h \geq 2$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{Z_0 h} \cdot Q \cdot \left[\frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \epsilon_n \left[2\pi e \left(\frac{W_e}{2h} + 0,94 \right) \right] \right]^{-2} \left[\frac{W_e}{h} + \frac{W_e/\pi h}{\frac{W_e}{2h} + 0,94} \right] \quad (3.22)$$

onde $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$ (3.23)

$$P = 1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \quad (3.24)$$

$$Q = 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \quad (3.25)$$

sendo μ_0 a permeabilidade no espaço livre e σ a condutividade do material.

Para uma dada impedância característica, a perda no condutor diminui inversamente com a espessura do substrato e aumenta com a raiz quadrada da frequência.

As perdas no dielétrico^{19,20}, medidas em dB/cm (assim como as perdas no condutor), podem ser obtidas a partir da Eq. (3.26), onde $\tan \delta$ é a tangente de perda do dielétrico e λ_0 é o comprimento de onda no vácuo.

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \cdot \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (3.26)$$

Para $\sigma \neq 0$, a constante de atenuação é dada pela Eq. (3.27), onde ϵ_0 é a permissividade no vácuo.

$$\alpha_d = 4,34 \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\sqrt{\epsilon_{ef}(\epsilon_r - 1)}} \frac{\sqrt{\mu_0}}{\epsilon_0} \cdot \sigma \quad (3.27)$$

As perdas no dielétrico normalmente são bem menores que as verificadas no condutor para substratos dielétricos.

Os parâmetros apresentados nesta seção com aqueles vistos nas seções anteriores são suficientes para caracterização de linhas

em microfita. No entanto, mais informações sobre outros parâmetros para linha de transmissão em microfita podem ser encontradas na literatura^{21,22}.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. H.A. Wheeler, "Transmission Line Properties Of Parallel Wide Strips By A Conformal Mapping Aproximation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-12, pp. 280-288, (Maio, 1964).
2. H.A. Wheeler, "Transmission Line Properties Of Parallel Strips Separated By A Dielectric Sheet", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-13, pp. 172-185, (Março, 1965).
3. M.V. Schneider, "Microstrip Lines For Microwave Integrated Circuits", Bell Syst. Tech. J., Vol. 48, pp. 1421-1444, (Maio-Junho, 1969).
4. E.O. Hammerstad, "Equations For Microstrip Circuit Design", Proc. European Microwave Conference, Hamburg, Germany, pp. 268-272 (Setembro, 1975).
5. E. Yamashita And R. Mittra, "Variation Method For The Analysis Of Microstrip Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 251-256, (Abril, 1968).
6. E. Yamashita, "Variation Method For The Analysis Of Microstrip Like Transmission Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 529-539, (Agosto, 1968).
7. T.G. Bryant And J.A. Weiss, "Parameters Of Microstrip Transmission Lines And Of Coupled Pairs Of Microstrip Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 1021-1027, (Dezembro, 1968).
8. A. Farrar And A.T. Adams, "Characteristic Impedance Of Microstrip By The Method Of Moments", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-18, pp. 65-66, (Janeiro, 1970)
9. M.A.R. Gunsom And J.R. Weale, "Variation Of Microstrip Impedance With Strip Thickness", Electron. Lett., Vol. 5, pp. 697-698, (Dezembro 27, 1969).
10. J.A. Weiss, "Advances In Microwave", Vol. 8, L. Young And H. Sobel (Eds), Academic Press, pp. 308-309 (1974).

11. D.L. Gish And O. Graham, "Characteristic Impedance And Phase Velocity Of A Dielectric-Supported Air Strip Transmission Line With Side Walls", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-18, pp. 131-148, (Março, 1970).
12. C.P. Hartwig, Et Al., "Frequency Dependent Behavior Of Microstrip", G - MTT Int. Micro. Symp. Detroit, Michigan, pp. 110-116, (Maio, 1968).
13. L.S. Napoli And J.J. Hughes, "High Frequency Behaviour Of Microstrip Transmission", RCA Review, Vol. 30, Nº 2, pp. 268-276, (Junho, 1969).
14. W.J. Chudobiak, Et Al., "Dispersion In Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-19, pp. 783-784, (Setembro, 1971).
15. W.J. Getsinger, "Microstrip Dispersion Model", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-21, pp. 34-39, (Janeiro, 1973).
16. H.J. Carlin, "A Simplified Circuit Model For Microstrip", Ibid, pp. 589-591, (Setembro, 1973)
17. R.P. Owens, "Predicted Frequency Dependence Of Microstrip Characteristic Impedance Using Planar-Waveguide Model", Electron. Lett., Vol. 12, pp. 269-270, (Maio 27, 1976).
18. R.A. Pucel, D.J. Masse And C.P. Hartwing, "Losses In Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 342-350, (Junho, 1968). "Correction To Losses In Microstrip", Ibid., (correspo.), Vol. MTT-16, pp. 1064, (Dezembro, 1968).
19. J.D. Welch And H.J. Pratt, "Losses In Microstrip Transmission Systems For Integrated Microwave Circuits", NEREM Rec. Vol. 8, pp. 100-101, (1966).
20. M.V. Schneider, "Dielectric Loss In Integrated Microwave Circuits", Bell Syst. Tech. J. 48, Nº 7. pp. 2325-2332, (Setembro, 1969).
21. I.J. Bahl And D.K. Trivedi, "Microwave Integrated Circuits", John Wiley & Sons Inc., (1974).

22. K.C. Gupta And Amarjit Singh, "Microwave Integrated Circuits",
John Wiley & Sons Inc., (1974).

CAPÍTULO 4

UTILIZAÇÃO DOS PARÂMETROS "s" NO PROJETO DE OSCILADOR TRANSISTORIZADO COM REALIMENTAÇÃO EXTERNA

4.1 - INTRODUÇÃO

Descreveremos um método de projeto que satisfaz as condições fundamentais para oscilação permanente, permitindo-nos obter energia a partir de uma porta razoavelmente casada.

A idéia básica de projeto do oscilador transistorizado consiste em sintonizar uma das portas e efetuar casamento na outra. No entanto, para evitar modificações na frequência de oscilação enquanto a potência está sendo absorvida na porta de saída, alguma isolação reversa entre as duas portas deve ser providenciada. A fim de que a oscilação possa ser mantida, a magnitude do coeficiente de reflexão da porta que está sendo sintonizada deve ser maior que um.

A introdução de realimentação externa para o transistor permite-nos maximizar a magnitude do coeficiente de reflexão em uma das portas e casar a outra. Podemos ainda providenciar a isolação reversa adequada entre o circuito tanque e o de casamento a fim de evitar desvio em frequência.

Observemos a Fig. 4.1. Se considerarmos o circuito tanque na entrada do transistor (porta 1), para que haja oscilação quase-senoidal e para que ela se mantenha devemos ter os coeficientes de reflexão de entrada (S_{11}^i) e na entrada (r_1) do transistor tais que satisfaçam as condições de Barkhausen¹ para sintonia paralela, expressas por:

$$(a) \quad |r_1| |S_{11}^i| > 1 \quad (G_1 + G_1^i < 0) \quad (4.1)$$

$$(b) \quad B_1 = -B_1^i \quad (4.2)$$

sendo G_1 e G_1^i , respectivamente, as componentes condutivas da admitâncias na entrada (Y_1) e de entrada (Y_1^i) do transistor, enquanto

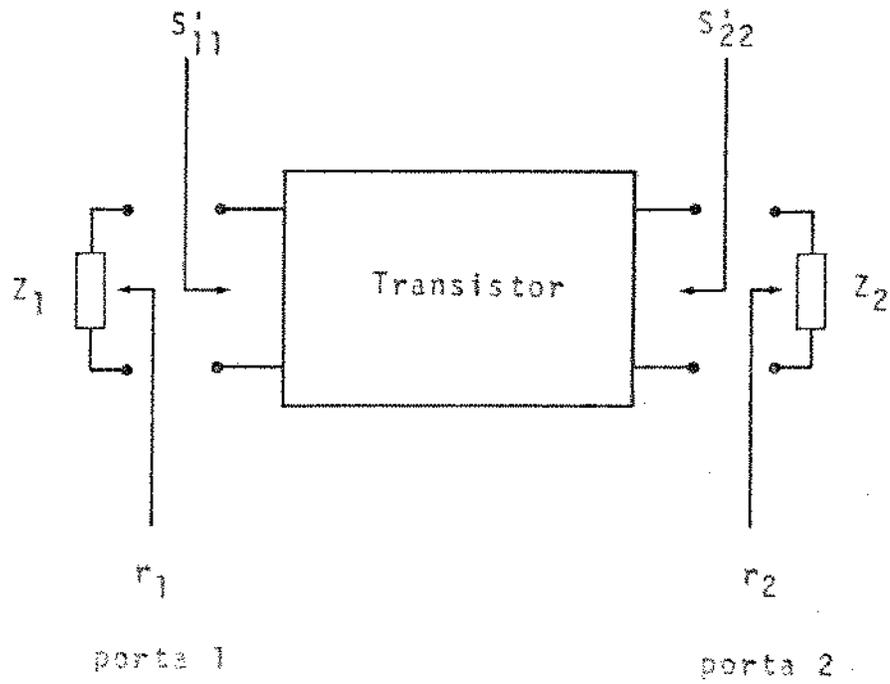


Fig. 4.1 - Transistor terminado por impedâncias arbitrárias. Indicação dos diversos coeficientes de reflexão

que B_1 e B_1' são as correspondentes componentes susceptivas como mostram (4.3) e (4.4)

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = G_1 + j B_1 \quad (4.3)$$

$$Y_1' = \frac{1}{Z_1'} = G_1' + j B_1' \quad (4.4)$$

onde Z_1 é a impedância introduzida na entrada (porta 1) e Z_1' é a impedância de entrada do transistor quando é introduzida a impedância Z_2 na saída (porta 2) do transistor. Assim, S_{11}' e r_1 são os coeficientes de reflexão associados a Z_1' (ou Y_1') e Z_1 (ou Y_1) respectivamente, podendo então serem escritos como em (4.5) e (4.6).

$$r_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_1}{Y_0 + Y_1} \quad (4.5)$$

$$S_{11}' = \frac{Z_1' - Z_0}{Z_1' + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_1'}{Y_0 + Y_1'} \quad (4.6)$$

A impedância característica Z_0 normalmente é igual a 50 ohms. Y_0 é a admitância associada a Z_0 .

4.2 - MEDIDA DOS PARÂMETROS "s". ESCOLHA DO TRANSISTOR

Os parâmetros de espalhamento para os transistores que operam em microondas podem ser obtidos a partir de catálogos dos respectivos fabricantes. Entretanto, faz-se necessária a realização da medida dos mesmos com o objetivo de se evitarem os desvios que costumam ocorrer em relação aos valores típicos.

A medida dos parâmetros "s" costuma ser feita através de um "Network Analyser System" e é realizada na faixa de frequên

cia de interesse estando o transistor polarizado da forma que nos convenha. É importante ressaltar que os parâmetros "s", em uma dada faixa de frequência, variam com a voltagem e a corrente de polarização, permitindo uma flexibilidade, embora pequena, na utilização dos transistores disponíveis.

Observando catálogos de transistores de microondas (os da Hewlett-Packard, por exemplo) constatamos que normalmente os transistores disponíveis na configuração base-comum costumam apresentar condutância negativa em uma de suas portas. Por outro lado, isto não costuma acontecer com aqueles transistores que são apresentados na configuração emissor-comum. Isto entretanto não é suficiente para definir que em projetos de circuitos osciladores a configuração a ser utilizada deve ser a de base-comum. Faz-se necessária a medida dos parâmetros "s" a partir dos quais serão feitas considerações sobre a instabilidade dos mesmos (através do fator de Rollett e da regiões de instabilidade). Observe-se ainda que o uso de realimentação externa produz modificações substanciais nos parâmetros de espalhamento da associação em relação aos parâmetros de espalhamento do transistor.

As razões acima apresentadas nos indicam ser mais adequado procurar utilizar os transistores capazes de operar na faixa de frequência de interesse, deixando para mais adiante a opção por alguma configuração em especial.

A necessidade de realização de pelo menos uma comprovação experimental nos leva a efetuar um projeto considerando a disponibilidade de componentes existente atualmente no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Faculdade de Engenharia de Campinas.

No momento, dispomos de um transistor capaz de operar na faixa de frequência de interesse (centrada em 1,5 GHz). Este transistor, disponível nas configurações base-comum e emissor-comum, é fabricado pela Hewlett-Packard, pertence à série 35820 para aplicação geral e tem o número 35821. Observando em um catálogo de transistores de microondas da Hewlett-Packard, constatamos que o transistor disponível, para as duas configurações, apresenta parâmetros de espalhamento semelhantes aos da grande maioria dos transistores de mesma configuração quer pertençam à série de tran-

sistores lineares de potência (35830 ou 35850) ou à série de transistores de baixo ruído (35860).

Portanto, se o método de elaboração de projeto de circuito oscilador que passamos a utilizar já se apresentava como geral no que se refere à frequência central de operação do oscilador (podendo variar desde 0,8 até 5,0 GHz, limites de operação do transistor disponível), adquire então uma generalidade maior por ser aplicável à maioria dos outros transistores de microondas.

As medidas dos parâmetros "s" das duas configurações disponíveis do transistor HP 35821 foram realizadas através de um "Network Analyzer System". Os instrumentos que compõem o sistema de medidas e o diagrama de blocos do referido sistema estão indicados no Capítulo 6, "REALIZAÇÃO DE MEDIDAS. RESULTADOS OBTIDOS". Os resultados obtidos são descritos a seguir.

As Tabelas IV.1 e IV.2 mostram os valores típicos e medidos, para uma mesma polarização, do transistor HP 35821 nas configurações base-comum e emissor-comum respectivamente.

Nas Tabelas IV.3 e IV.4 estão mostrados os valores medidos para os parâmetros do mesmo transistor respectivamente nas configurações base-comum e emissor-comum em um maior número de frequências para a mesma polarização anterior.

Nas Tabelas IV.1 até IV.4 a porta 2 corresponde sempre ao coletor, sendo a porta 1 a do emissor se o transistor for base-comum, ou a da base se o transistor for emissor-comum. Assim, as Tabelas IV.1 e IV.3 correspondem à Fig. 4.2 e as Tabelas IV.2 e IV.4 correspondem à Fig. 4.3.

4.3 - ESTUDO DE REALIMENTAÇÃO SÉRIE EM TRANSISTORES DE MICROONDAS

4.3.1 Introdução

O uso de realimentação externa em transistores de microondas ocorre devido à necessidade, com que nos deparamos, de modificar os valores dos parâmetros de espalhamento do transistor a fim de permitir sua utilização em circuitos fazendo o melhor uso possível de suas características.

Tabela IV.1 - Valores típicos e medidos dos parâmetros "s" do transmissor HP 35821B para $V_{CB} = 15V$ e $I_E = 15mA$. O índice 1 representa a porta do emissor enquanto o índice 2 a porta do coletor. A fase é indicada em graus.

FREQ. (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}		
	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	
1,0	0,907	155,0	0,016	144,0	1,806	326,5	1,030	327,0	MEDIDO
1,0	0,901	158,0	0,018	120,0	1,790	324,0	1,070	337,0	TÍPICO
1,5	0,970	144,0	0,037	143,0	1,771	312,5	1,062	312,0	MEDIDO
1,5	0,910	146,0	0,050	120,0	1,724	308,0	1,121	321,0	TÍPICO
2,0	1,030	131,0	0,068	136,0	1,784	294,0	1,119	295,3	MEDIDO
2,0	0,987	135,0	0,075	120,0	1,724	292,0	1,174	305,0	TÍPICO

Tabela IV.2 - Valores típicos e medidos dos parâmetros "s" do transistor HP 35821E para $V_{CE} = 15V$ e $I_E = 15mA$. O índice 1 representa a porta da base enquanto o índice 2 a porta do coletor. A fase é indicada em graus.

FREQ. (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}		
	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	
1,0	0,56	176,0	0,045	59,0	4,70	77,0	0,45	314,0	MEDIDO
1,0	0,51	181,5	0,067	63,0	4,64	74,5	0,55	322,0	TÍPICO
1,5	0,55	160,0	0,065	59,0	3,20	62,0	0,45	308,0	MEDIDO
1,5	0,53	167,0	0,087	60,0	3,84	64,0	0,51	314,0	TÍPICO
2,0	0,55	145,0	0,085	59,0	2,40	51,0	0,52	291,0	MEDIDO
2,0	0,55	151,0	0,100	58,5	2,93	51,0	0,51	305,0	TÍPICO

Tabela IV.3 - Parâmetros de espalhamento medidos para o transistor HP 35821B com $V_{CB} = 15V$ e $I_E = 15mA$. O índice 1 representa a porta do emissor enquanto o índice 2 a porta do coletor. A fase é expressa em graus.

FREQ. (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE
1,0	0,907	155,0	0,016	144,0	1,806	326,5	1,030	327,0
1,1	0,920	151,0	0,019	144,0	1,834	325,0	1,037	324,0
1,2	0,930	148,0	0,023	144,0	1,828	322,0	1,056	321,6
1,3	0,930	148,0	0,027	143,0	1,780	318,2	1,046	316,0
1,4	0,960	147,5	0,032	142,0	1,780	316,0	1,055	312,5
1,5	0,970	144,0	0,037	143,0	1,771	312,5	1,062	312,0
1,6	0,970	141,0	0,042	142,0	1,802	307,7	1,080	310,0
1,7	0,990	138,2	0,048	140,0	1,834	304,0	1,082	306,0
1,8	1,030	136,0	0,053	139,0	1,834	299,5	1,095	301,0
1,9	1,032	134,0	0,059	137,0	1,802	296,0	1,120	297,0
2,0	1,030	131,0	0,068	136,0	1,784	294,0	1,119	295,3

Tabela IV.4 - Parâmetros de espalhamento medidos para o transistor HP 35821E com $V_{CE} = 15V$ e $I_E = 15mA$. O índice 1 representa a porta da base enquanto o índice 2 a porta do coletor. A fase é expressa em graus.

FREQ. (GHz)	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE
1,00	0,56	176,0	0,045	59,0	4,70	77,0	0,45	314,0
1,25	0,59	169,0	0,060	59,0	3,85	70,5	0,45	310,5
1,50	0,55	160,0	0,065	59,0	3,20	62,0	0,45	308,0
1,75	0,57	150,0	0,072	59,0	2,70	59,0	0,52	298,0
2,00	0,55	145,0	0,085	59,0	2,70	51,0	0,52	291,0

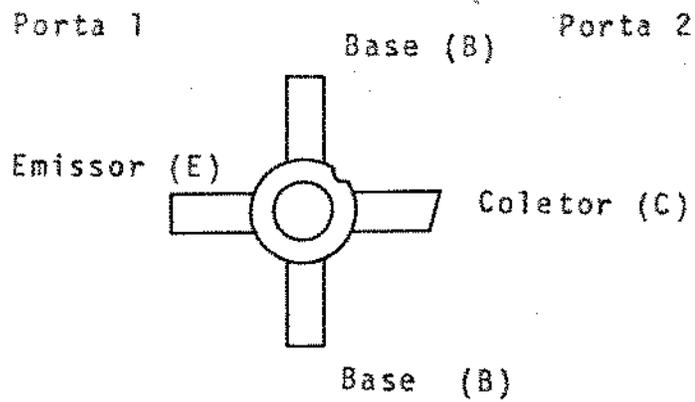


Fig. 4.2 - Transistor na configuração base-comum. Indicação das portas 1 e 2 do emissor e do coletor respectivamente

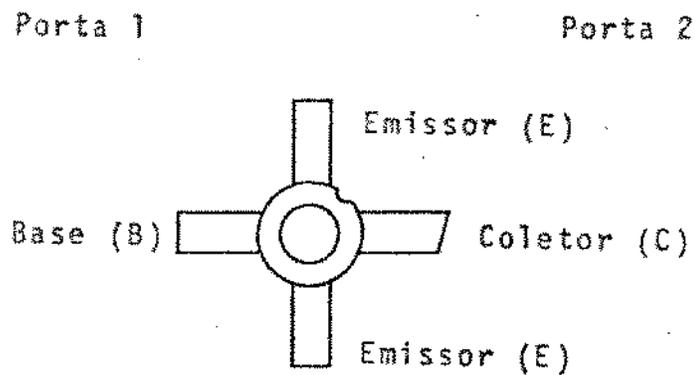


Fig. 4.3 - Transistor na configuração emissor-comum. Indicação das portas 1 e 2 da base e do coletor respectivamente

No projeto de circuitos osciladores transistorizados de microondas, existe um grau de liberdade na escolha da porta do transistor a ser sintonizada. Obviamente, procura-se sintonizar aquela porta que apresente resistência negativa para o transistor terminado por resistências de 50 ohms. Entretanto, costuma acontecer de termos que optar entre efetuar sintonia na porta do transistor que já apresenta resistência negativa (para terminação de 50 ohms na outra porta) ou sintonizar a porta que nos fornece um alto ganho direto além de nos garantir isolamento reversa devida ao baixo ganho reverso. A solução para o problema está no uso de realimentação externa que nos permita modificar adequadamente os parâmetros de espalhamento do transistor. Portanto, o uso de realimentação externa nos permite transformar, dentro de certos limites, o transistor empregado em um outro mais adequado às nossas necessidades.

A realimentação externa a ser empregada pode ser em série, em paralelo ou mista. A facilidade na execução do projeto é que costuma definir o tipo a ser utilizado. Por outro lado, a facilidade de execução do projeto está condicionada à forma como se fará esta realimentação, ou seja, se será construída com componentes concentradas ou distribuídas.

O uso de microfita e a forma como os transistores de microondas são encapsulados são adequados para o emprego de realimentação externa em série. Em particular, quando a realimentação introduzida é constituída por componentes distribuídas ela se torna ainda mais adequada.

Normalmente, a realimentação introduzida em série para transistores é feita através de elementos concentrados. Em geral, são usadas bobinas. Entretanto, nós optamos pela utilização de componentes distribuídas devido à disponibilidade de recursos. Utilizamos tocos indutivos com as menores dimensões possíveis a fim de operarmos em região onde a influência da frequência fosse mínima.

4.3.2 Descrição

A realimentação em série será introduzida através de ele

mentos distribuídos (linhas de transmissão em microfita) em série com o transistor.

Por não dispormos do "CHIP" e sim do transistor encapsulado apresentando quatro terminais, dois dos quais estão interligados, somos levados a introduzir realimentação nos dois terminais comuns como mostram as Figs. 4.4 e 4.5. Para o projeto, consideramos então a associação em paralelo das duas linhas de realimentação externa.

Nossa intenção é tornar a largura das linhas a serem introduzidas entre o transistor e o terra do circuito igual à largura dos terminais do transistor onde introduziremos a realimentação procurando minimizar os erros decorrentes da integração entre o transistor e as linhas em microfita.

Na caracterização da microfita serão usados os resultados obtidos pelo método de Hammerstad para espessura do condutor desprezível e apresentados nas tabelas V.1 até V.3 no Capítulo 5.

4.3.3 Projeto

Uma vez definida a largura dos tocos indutivos (igual à largura do terminal comum do transistor) a serem introduzidos em série com o transistor (Figs. 4.4 e 4.5) e tendo conhecimento das características do substrato dielétrico a ser utilizado (permissividade elétrica relativa, ϵ_r , e espessura do substrato dielétrico, h , iguais respectivamente a 2,56 e 0,7 mm) podemos determinar a impedância característica da linha, Z_0 , e o comprimento de onda na microfita, λ_m , em função do comprimento de onda no vácuo, λ_0 . Para isto, consideramos as Eqs. (3.1) a (3.11) apresentadas no Capítulo 3.

Sendo a largura dos tocos igual a 1,5 mm a relação W/h será igual a 2,14; o que nos permite determinar a impedância característica das linhas, Z_0 , como sendo de aproximadamente 60 ohms (Ver Tabela V.1 no Capítulo 5). O comprimento de onda na microfita, λ_m , é então determinado a partir da relação λ_0/λ_m (onde λ_0 é o comprimento de onda no vácuo) apresentada na Tabela V.1 obtendo-se então a Tabela V.3. Esta mostra valores de λ_m para diversas frequências em uma linha de impedância característica

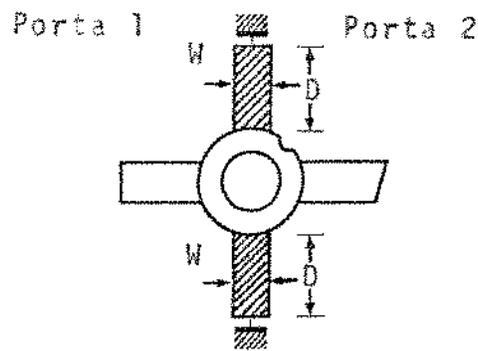


Fig. 4.4 - Transistor na configuração base-comum com realimentação externa em série

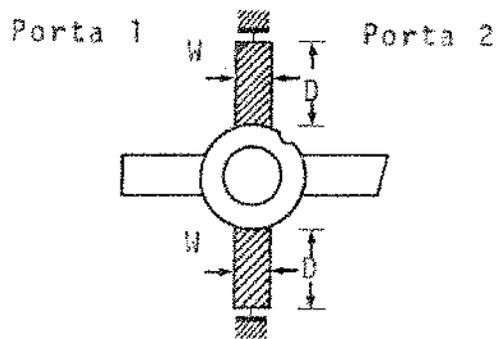


Fig. 4.5 - Transistor na configuração emissor-comum com realimentação externa em série

igual a 60 ohms e de largura 1,5 mm. Para a frequência de 1,5 GHz o valor para λ_m é igual a 13,87 cm.

Precisamos agora de uma expressão que relacione o comprimento dos tocos em função da indutância vista nos terminais de entrada dos mesmos.

Estando uma linha de transmissão sem perdas terminada por um "curto-circuito", a impedância vista em sua entrada será dada por²

$$Z_{in} = jZ_0(\text{tg } \beta D) \quad (4.7)$$

onde D é o comprimento da linha e tem a mesma unidade dimensional que λ_m . O comprimento elétrico da linha é βD sendo expresso comumente em radianos ou graus, onde β é a constante de fase da constante de propagação.

Pela razão apresentada anteriormente, introduziremos no terminal comum do transistor duas linhas terminadas por "curtos-circuitos" idênticas e em paralelo. Assim, a impedância equivalente interligando a base do transistor ao terra do circuito será dada por

$$Z_{eq} = j \frac{Z_0}{2} (\text{tg } \beta D) = j \frac{Z_0}{2} \left[\text{tg} \left(\frac{2\pi}{\lambda_m} D \right) \right] \quad (4.8)$$

O valor da indutância, L , associada a Z_{eq} em (4.8) será tal que:

$$j\omega L = j \frac{Z_0}{2} (\text{tg } \beta D) \quad (4.9)$$

ou

$$\omega L = \frac{Z_0}{2} (\text{tg } \beta D) \quad (4.10)$$

donde
$$\operatorname{tg}(\beta D) = \frac{2wL}{Z_0} \quad (4.11)$$

Logo
$$\beta D = \frac{2\pi}{\lambda_m} D = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{2wL}{Z_0} \right) \quad (4.12)$$

então, explicitando D , temos:

$$D = \frac{\lambda_m}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{4\pi fL}{Z_0} \right) \quad (4.13)$$

A determinação do valor conveniente para D é feita com o auxílio de computação. Para tanto, desenvolvemos programa que nos permite obter os parâmetros de espalhamento do transistor realimentado em função de D , comprimento das linhas utilizadas na realimentação série e terminadas por "curtos-circuitos". Na elaboração do programa foi utilizada a Eq. (4.8). A Eq. (4.9) nos permite comparar a impedância obtida com o uso de tocos indutivos e a que seria obtida com o uso de uma bobina de indutância L (obviamente, a variação em frequência eliminará o sinal de igualdade). No Apêndice B apresentamos uma listagem do programa utilizado para estudo dos efeitos da introdução de realimentação externa tipo série.

4.4 - CONFIGURAÇÃO DO TRANSISTOR A SER UTILIZADA

Como foi dito anteriormente, dispúnhamos de um transistor em duas configurações diferentes. O transistor é o HP 35821 e as configurações são base-comum e emissor-comum.

Para analisar os efeitos da realimentação série nas duas configurações disponíveis fizemos uso de programa em FORTRAN IV. A configuração ótima deveria apresentar coeficiente de reflexão com magnitude maior que a unidade em uma das portas e uma certa isolação entre elas a partir da outra porta.

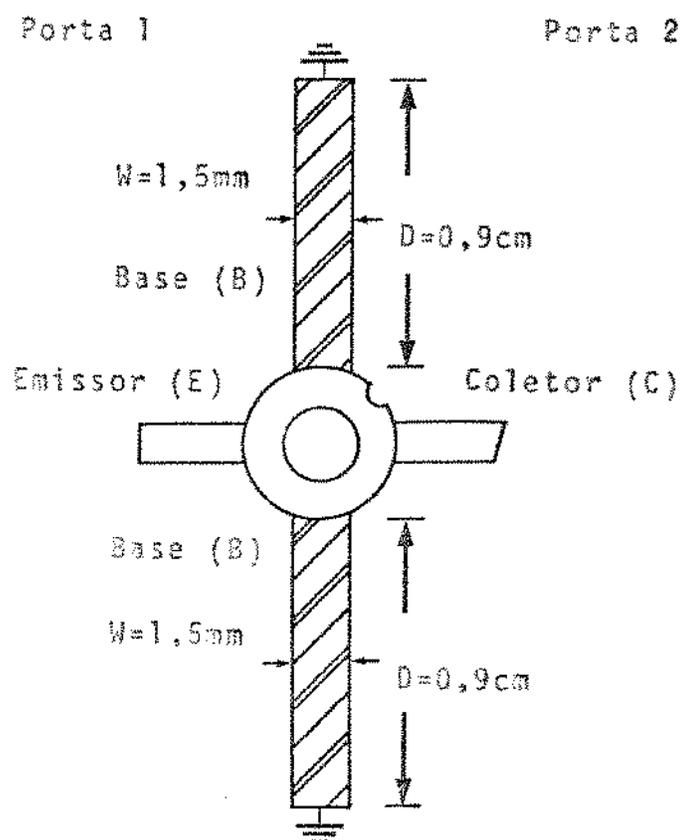


Fig. 4.6 - Transistor HP 35821B com a realimentação em série. O valor para D foi obtido com auxílio de computação

Tabela IV.5 - Parâmetros de espalhamento do transistor HP 35821B com a realimentação indicada na Fig. 4.6. O transistor continua com a polarização anterior ($V_{CB} = 15V$ e $I_E = 15mA$). Os valores apresentados foram obtidos pelo programa para análise dos efeitos da introdução de realimentação em série com transistores de microondas. A fase é expressa em graus. Os índices 1 e 2 estão associados respectivamente às portas do emissor e do coletor, enquanto o índice R indica a realimentação.

FREQ. (GHz)	S_{11R}		S_{12R}		S_{21R}		S_{22R}	
	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	MANG.	FASE	MAGN.	FASE
1,3	1,122	143,92	0,214	138,69	1,918	263,56	1,216	308,97
1,4	1,187	142,00	0,260	135,22	1,930	263,05	1,257	303,71
1,5	1,230	137,45	0,290	132,49	1,936	263,10	1,280	301,59
1,6	1,289	133,26	0,335	129,11	2,017	263,35	1,330	297,05
1,7	1,365	128,89	0,395	123,09	2,079	263,71	1,376	289,75

Tabela IV.6 - Fator de Rollett e as coordenadas polares, referidas aos eixos da Carta de Smith, das circunferências de instabilidade que definem os valores de fronteira de r_2 (ou Z_2) capazes de produzir condutância negativa na porta de entrada (porta 1) do transistor realimentado como mostra a Fig. 4.6 para cada frequência. A fase é expressa em graus.

FREQ. (GHz)	FATOR DE ROLLET (K)	CENTRO (r_{2s})		RAIO (ρ_{2s})
		MAGN.	FASE	
1,3	- 0,5093	2,259	144,919	2,597
1,4	- 0,5219	3,942	160,519	4,371
1,5	- 0,5704	3,875	166,332	4,358
1,6	- 0,6384	2,807	172,820	3,338
1,7	- 0,7156	2,027	181,781	2,618

No Apêndice B apresentamos os resultados obtidos ao introduzirmos a realimentação em série com o transistor HP 35821E, que mostraram ser inadequado o uso da configuração emissor-comum do referido transistor no projeto de circuito oscilador usando apenas realimentação em série. Poderíamos, partindo do melhor resultado obtido para realimentação em série, verificar os efeitos da introdução de realimentação em paralelo. Teríamos então uma realimentação mista. Os valores muito baixos dos parâmetros S_{11} para o transistor HP 35821E dificultam sua utilização em circuitos osciladores. O transistor HP 35831E, por exemplo, apresenta maiores facilidades para utilização em circuito oscilador. O uso de realimentação em série em vez da realimentação mista é mais conveniente e deve ser preferido nos projetos por ser de execução mais fácil.

Os resultados obtidos com a introdução de realimentação em série no transistor HP 35821 na configuração base-comum mostraram-se muito adequados à utilização do mesmo em projeto de osciladores. Na Fig. 4.6 está indicado o transistor com a realimen-
tação em série ótima obtida.

Para o transistor HP 35821 B realimentado conforme indica a Fig. 4.6, os parâmetros de espalhamento assumem os valores indicados na Tabela IV.5. Nesta tabela apresentamos os parâmetros de espalhamento para frequências desde 1,3 até 1,7 GHz, variando de 100 em 100 MHz. As voltagem e corrente de polarização do transistor continuam as mesmas, ou seja, $V_{CB} = 15V$ e $I_E = 15 mA$.

4.5 - REGIÕES DE INSTABILIDADE. FATOR DE ROLLETT³

Observando a Tabela IV.5 correspondente à Fig. 4.6 vemos que a magnitude de S_{11R} é maior que um (apresentando condutância negativa na porta 1 para uma carga de 50 ohms na porta 2), que a relação entre S_{21R} e S_{12R} indica isolamento no sentido da porta 2 para a porta 1 e que embora a magnitude de S_{22R} seja maior que a unidade, uma carga puramente resistiva em paralelo com a porta 2 será suficiente para eliminar a condutância negativa (que ocorre quando introduzimos uma resistência de 50 ohms na porta 1), evitando oscilações indesejáveis. Assim, define-se uma preferência

para sintonizar a porta do emissor (porta 1) e casar a porta do coletor (porta 2).

Faz-se necessário, no entanto, a determinação das regiões de coeficientes de reflexão capazes de fazer o transistor oscilar nas frequências de interesse. Para tanto, usaremos os resultados das Eqs. (2.60) e (2.61), uma vez obedecida a condição dada na Eq. (2.72).

Na Fig. 4.7 está mostrada a região de coeficientes de reflexão que ao serem introduzidos na saída do transistor realimentado conforme a Fig. 4.6 são capazes de fazê-lo oscilar na faixa de 1,3 a 1,7 GHz. Esta região é estabelecida pela interseção das regiões de instabilidade, obtidas a partir dos círculos de instabilidade (pois em cada frequência o ponto onde r_2 é nulo, ou Z_2 igual a 50 ohms, é interior à circunferência de instabilidade) para cada frequência e a região passiva da Carta de Smith.

Na Tabela IV.6 estão indicados os valores obtidos para r_{2s} e ρ_{2s} conforme definidos nas Eqs. (2.60) e (2.61) para as frequências desde 1,3 até 1,7 GHz consideradas a intervalos de 100 MHz. A Fig. 4.7 foi obtida a partir dos valores mostrados na Tabela IV.6.

4.6 - DETERMINAÇÃO DOS CIRCUITOS DE ENTRADA E DE SAÍDA PARA O TRANSISTOR REALIMENTADO

Na Fig. 4.7 existe uma infinidade de valores possíveis para r_2 . A opção por algum deles é feita de modo a atender às condições impostas por (4.1) e (4.2) considerando que as Eqs. (2.30) e (2.33) se reduzem a:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} r_2}{1 - S_{22} r_2} \quad \text{para } r_1 = 0 \quad (4.14)$$

e

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} r_1}{1 - S_{11} r_1} \quad \text{para } r_2 = 0 \quad (4.15)$$

Observe-se que os valores a serem utilizados em (4.14) e (4.15) são os da Tabela IV.5 e não os da Tabela IV.3. Isto acontece pois as Eqs. (2.30) e (2.33) se referem a um quadripolo que, neste caso, (e em qualquer outro desde que se adote este método) é constituído pelo transistor realimentado cujos parâmetros de espalhamento estão mostrados na Tabela IV.5.

O fato da admitância de entrada do transistor realimentado apresentar condutância negativa, ou positiva, independe da impedância passiva introduzida na entrada do referido transistor. Esta foi a razão pela qual escolhemos Z_1 tal que $r_1=0$ para analisarmos a influência de r_2 em S'_{11} na Eq. (4.14). Por razão análoga, fazemos $r_2=0$ na análise da influência de r_1 em S'_{22} na Eq. (4.15).

As Eqs. (4.14) e (4.15) correspondem respectivamente às Figs. 4.8 e 4.9.

A escolha do valor para r_2 deve ser feita a partir de (4.14) considerando os parâmetros de espalhamento mostrados na Tabela IV.5 e procurando satisfazer (4.1) e (4.2).

Observando os valores mostrados na Tabela IV.5 e considerando o fato de que a impedância Z_2 é passiva (que implica em ser menor que a unidade a magnitude de r_2) concluímos que S'_{11} depende essencialmente de S_{11} . Esta dependência torna-se mais acentuada ainda se observarmos que a magnitude de S'_{22} sendo maior que a unidade na faixa de interesse certamente fará com que a magnitude de S'_{22} , em (4.15), seja também maior que um, indicando a presença de resistência negativa na saída do transistor realimentado, fazendo-se necessária a introdução de uma resistência positiva em paralelo com a saída do mesmo de modo a evitar a ocorrência de condutância negativa na saída do circuito oscilador. Isto faz com que a magnitude de r_2 seja bem menor que a unidade. A determinação do valor da resistência a ser introduzida é feita após o cálculo de S'_{22} em (4.15).

Um primeiro valor para r_1 ocorre pelo fato de S'_{11} ser aproximadamente igual a S_{11} (na Tabela IV.5) e pela necessidade de satisfazer (4.2). Observe-se que os valores de S_{11} estão associados a susceptâncias indutivas sendo necessário a introdução de

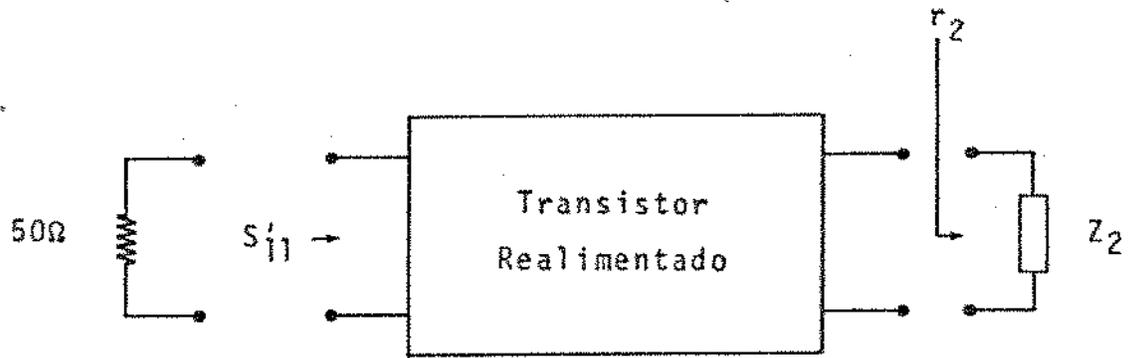


Fig. 4.8 - Coeficiente de reflexão na entrada de transistor realimentado em função de r_2 . Ver Eq. (4-14).

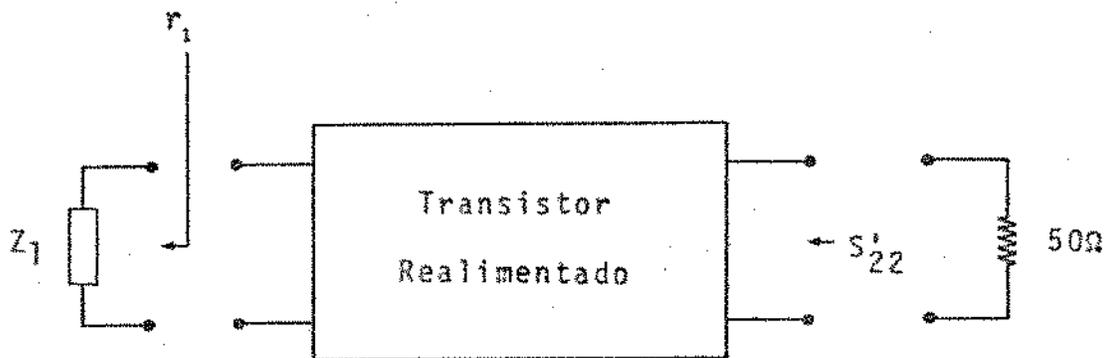


Fig. 4.9 - Coeficiente de reflexão na saída de transistor realimentado em função de r_1 . Ver Eq. (4-15).

r_1 associado a susceptâncias capacitivas. Isto é bastante adequado uma vez que pretendemos definir um roteiro básico para o desenvolvimento de osciladores controlados a voltagem por varactor.

Uma vez definido o circuito que produz r_1 , como descrito acima, determina-se S'_{22} (usa-se (4.15)) e, após a introdução da condutância positiva na saída do transistor realimentado, efetua-se o casamento para máxima transferência de potência. Uma vez determinado o circuito de saída e calculado r_2 , obtém-se S'_{11} fazendo uso de (4.14). Modifica-se então o circuito de entrada e recomeça-se o ciclo.

É importante ressaltar que este método pode ser aplicado para a maioria dos transistores de microondas na configuração base-comum pois os parâmetros "s" do transistor utilizado são semelhantes aos parâmetros dos demais transistores nesta configuração. Além disto este método pode ser utilizado para transistores na configuração emissor-comum quando as magnitudes de S_{11} e S_{22} não forem muito pequenas.

Usando programa em FORTRAN IV e a Carta de Smith, concluímos serem adequados os circuitos de entrada e de saída mostrados nas Figs. 4.10 e 4.11 respectivamente. A Fig. 4.12 mostra o circuito oscilador projetado sem os circuitos de desacoplamento das fontes de corrente contínua.

Na Tabela IV.7 estão indicados os valores calculados para S'_{11} e para a susceptância da admitância de entrada (B'_1 na Eq. (4.4)), obtidos conforme a Fig. 4.8 para os valores de r_2 da Fig. 4.11. Os parâmetros de espalhamento utilizados são os do transistor realimentado mostrados na Tabela IV.5.

A Tabela IV.8 mostra os valores para B_1 , susceptância a ser introduzida na entrada do transistor realimentado, associada a r_1 (ver Eq.(4.3)), obtidos a partir do circuito da Fig. 4.10. O capacitor variável utilizado varia desde 0,6 até 4,5 pF. São mostrados ainda os valores de capacitância para os quais temos sintonia paralela na entrada do transistor realimentado, assim como os valores para S'_{22} obtidos conforme a Fig. 4.8 partindo dos valores de r_1 conforme 4.12. Para a frequência central que é 1,5 GHz o valor da capacitância a ser introduzida no capacitor variável é de 1,645 pF.

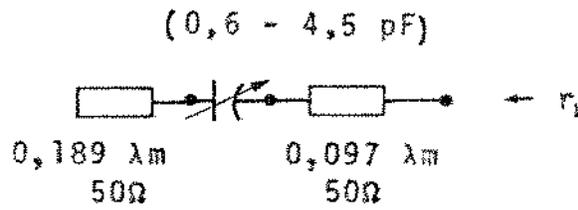


Fig. 4.10 - Circuito tanque na entrada do transistor realimentado. λ_m é o comprimento de onda na microfita para a frequência de 1,5 GHz

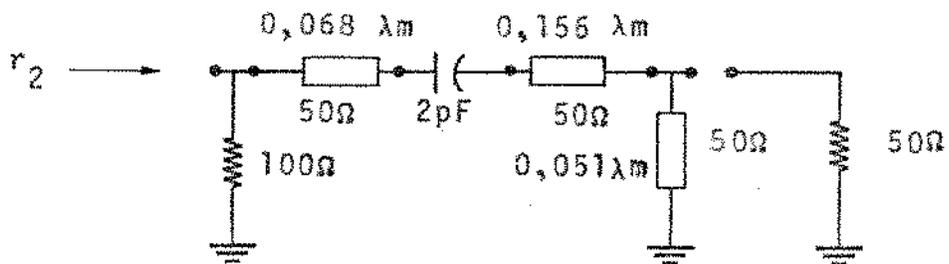


Fig. 4.11 - Circuito de casamento na saída do transistor realimentado. λ_m é o comprimento de onda na microfita para a frequência de 1,5 GHz

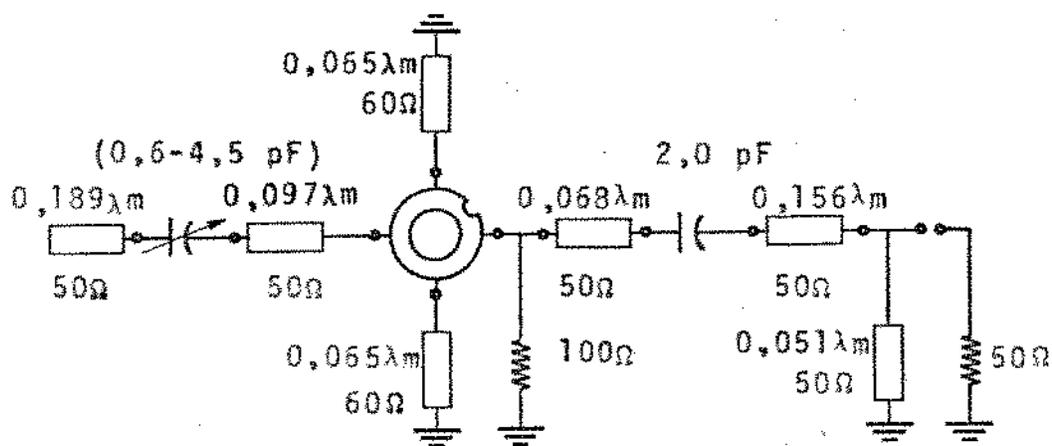


Fig. 4.12 - O circuito oscilador projetado sem os circuitos de de sacoplamento das fontes de polarização para o transistor. O transistor utilizado é o HP 35821B com polarização $V_{CB} = 15 \text{ V}$ e $I_E = 15 \text{ mA}$

Tabela IV.7 - Mostra os valores para S'_{11} , para coeficiente de reflexão de entrada do transistor realimentado, e para B'_1 , susceptância de entrada de referido transistor, obtidos conforme a Fig. 4.8 para r_2 da Fig. 4.11. A fase é expressada em graus.

FREQ. (GHz)	r_2		S'_{11}		50 B'_1
	MAGN.	FASE	MAGN.	FASE	
1,3	0,301	85,9	1,318	144,8	- 2,6150
1,4	0,201	43,0	1,266	139,0	- 2,2830
1,5	0,197	355,0	1,190	133,0	- 2,1809
1,6	0,230	321,0	1,176	130,0	- 2,0878
1,7	0,280	301,0	1,196	128,0	- 1,9787

Tabela IV.8 - Mostra os valores para B_1 , susceptância a ser introduzida no terminal de entrada do transistor realimentado, para r_1 , coeficiente de reflexão associado, para C, capacitância do capacitor variável, e para S'_{22} , coeficiente de reflexão na saída do transistor realimentado para r_1 na entrada do mesmo. A fase é expressa em graus.

FREQ. (GHz)	50 B_1	r_1		C (PF)	S'_{22}	
		MAGN.	FASE		MAGN.	FASE
1,3	2,6150	1,0	222,1	3,7013	2,7629	12,996
1,4	2,2830	1,0	227,5	2,2966	2,2455	2,826
1,5	2,1809	1,0	229,5	1,6450	2,0720	15,517
1,6	2,0878	1,0	231,40	1,2131	1,7908	26,953
1,7	1,9787	1,0	234,00	0,9063	1,4603	33,069

Na Fig. 4.13 estão mostrados os valores para r_1 , coeficiente de reflexão introduzido na entrada do transistor, para os quais temos sintonia paralela na porta de entrada do transistor re alimentado desde as frequências de 1,3 até 1,7 GHz em intervalos de 100 MHz.

4.7 - DESACOPLAMENTO DAS FONTES DE POLARIZAÇÃO DO TRANSISTOR

A fim de completarmos o projeto do oscilador de microonda, precisamos definir circuitos que nos permitam desacoplar as fontes de polarização do transistor do sinal de microondas. Estes circuitos de desacoplamento são usados para introduzir a voltagem e corrente de polarização do transistor, devendo apresentar impedâncias muito altas nos pontos onde se faz a conexão com o circuito projetado anteriormente.

Utilizaremos o circuito da Fig. 4.14, constituído de uma linha de transmissão de alta impedância característica e de um toco (em aberto) em linha de baixa impedância característica, ambos com comprimento elétrico igual a 90° . As linhas projetadas têm impedâncias características de valores iguais a 110 e 30 ohms respectivamente. A voltagem ou a corrente elétrica, conforme o caso, será introduzida no ponto A como indica a Fig. 4.14.

Em etapa posterior introduziremos um capacitor concentrado, de capacitância igual a 20 pF, interligando o ponto A ao terra do circuito, conforme mostra a Fig. 4.15. A voltagem ou a corrente de polarização continuarão sendo introduzida no ponto A nas referidas figuras.

Se a disponibilidade de material permitir, convém introduzir pelo menos duas seções das apresentadas na Fig. 4.14, passando os circuitos de desacoplamento das fontes de polarização a serem como na Fig. 4.15 onde a voltagem ou a corrente de polarização é aplicada no ponto A.

Embora o circuito da Fig. 4.15 efetue um melhor desacoplamento que o da Fig. 4.14 para a frequência central de projeto, ele o faz em faixa estreita. Por esta razão é conveniente utilizar o circuito da Fig. 4.16 que fornece um desacoplamento maior que

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

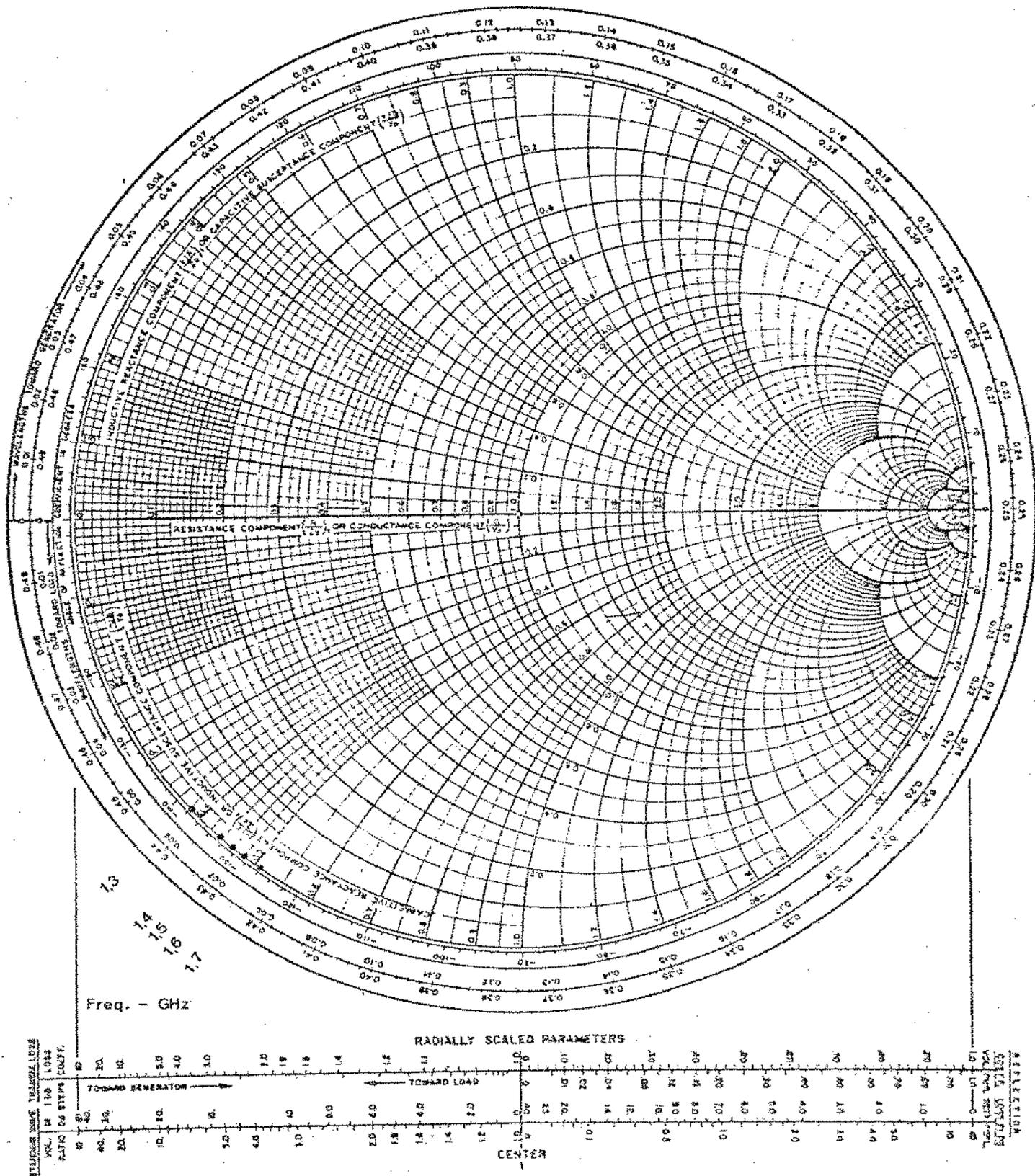


Fig. 4.13 - Região para o coeficiente de reflexão r_1 , Fig. 4.8, introduzido no terminal 1 do transistor realimentado

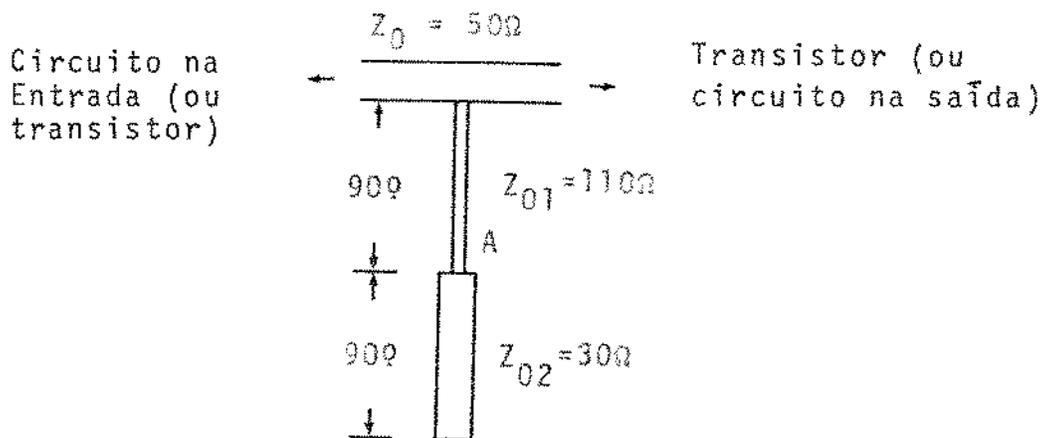


Fig. 4.14 - Circuito de desacoplamento das fontes de polarização do transistor

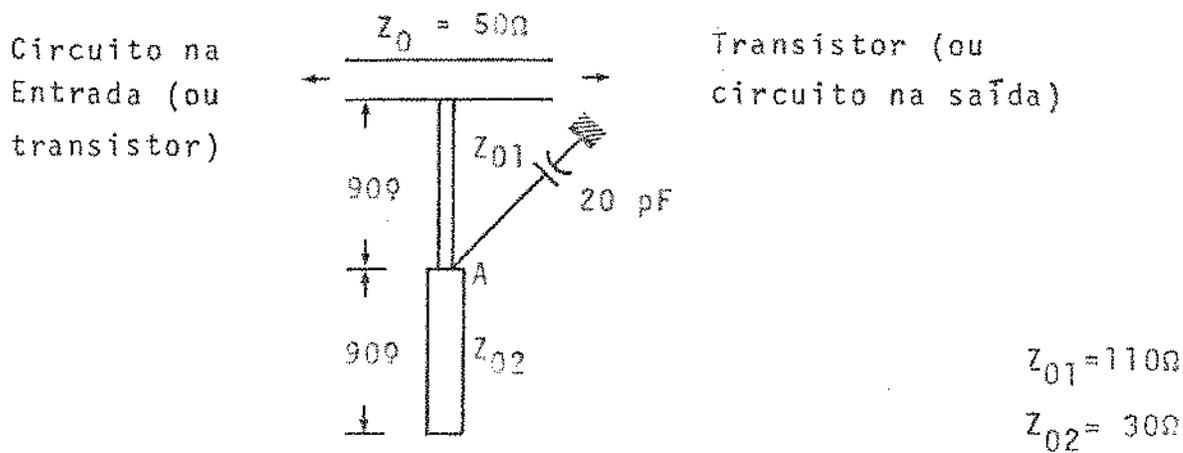
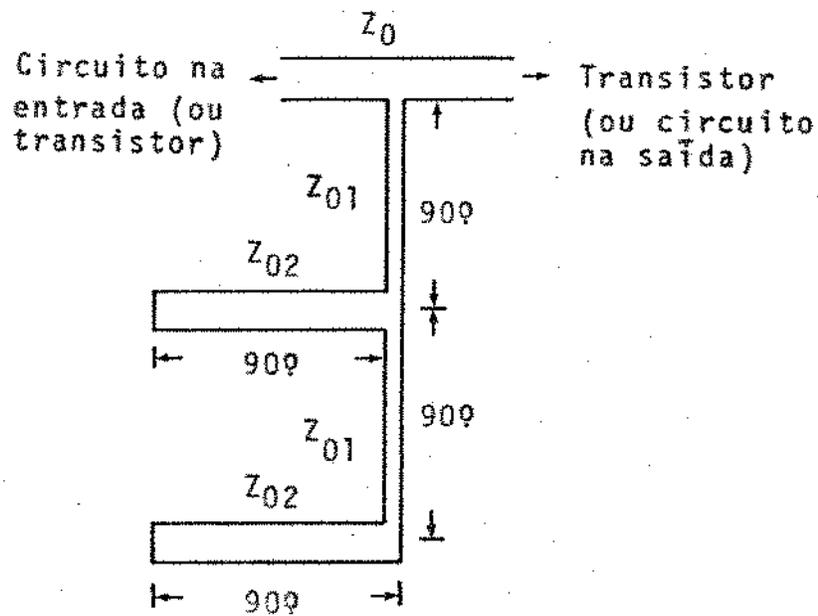


Fig. 4.15 - Circuito de desacoplamento das fontes de polarização do transistor



- Z_{01} : impedância característica de alto valor (110Ω)
 Z_{02} : impedância característica de baixo valor (30Ω)
 Z_0 : impedância característica normalmente igual a 50Ω

Fig. 4.16 - Circuito de desacoplamento das fontes de polarização para duas seções sêrie/paralelo de um quarto de comprimento de onda capaz de operar em faixa larga. A linha em sêrie é de alta impedância característica enquanto a em paralelo tem baixa impedância característica

o da Fig. 4.14 e em faixa mais larga. O desacoplamento melhora com o aumento de seções sêrie/paralelo de linhas de um quarto de comprimento de onda.

4.8 - CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE O MÉTODO DE PROJETO DESENVOLVIDO

O método desenvolvido para projeto de osciladores transistorizados de microondas, apresentado através de um exemplo, é bastante geral sendo aplicável à grande maioria dos transistores de microondas.

A opção por realimentação externa em sêrie é feita normalmente no projeto de osciladores de microondas por ser de execução mais simples, tanto em microfita como em linha de fita, que as realimentações em paralelo e mista.

A configuração emissor-comum dos transistores de microondas normalmente apresenta características que dificilmente permitem sua utilização como dispositivo ativo em circuitos osciladores, mesmo considerando a introdução de realimentação externa em sêrie com o transistor. Em tais casos, faz-se necessária a introdução de uma realimentação mista, que é obtida partindo do transistor com a melhor realimentação externa em sêrie e introduzindo realimentação externa em paralelo. No caso de opção por realimentação em paralelo para quadripolos de microondas é mais indicado que seja constituída por elementos concentrados.

Portanto, no projeto de osciladores de microondas, sempre que possível, a opção deve ser feita pela configuração base-comum que apresenta excelentes características para utilização em circuitos osciladores.

A elaboração do projeto de um oscilador transistorizado de microonda através de realimentação externa em sêrie pode ser dividida nas seguintes etapas:

- análise dos parâmetros "s" dos transistores disponíveis a partir de catálogos.
- definição de transistores utilizáveis
- medida dos parâmetros "s" na faixa de frequência de interesse

- determinação das realimentações em série adequadas aos transistores
- determinação dos valores do fator de Rollett e das regiões de instabilidade para os transistores realimentados
- opção por um dos transistores realimentados
- cálculo do coeficiente de reflexão a ser introduzido na entrada do transistor realimentado (r_1), satisfazendo (4.1) e (4.2), para o coeficiente de reflexão na saída (r_2) igual a zero
- introdução de coeficiente de reflexão na saída do transistor realimentado (r_2) para maior transferência de potência
- modificação no coeficiente de reflexão na entrada do transistor realimentado (r_1) devido à introdução do circuito de casamento na saída
- modificação no circuito de casamento na saída do transistor realimentado face à alteração no coeficiente de reflexão na entrada (r_1) ocorrido no item anterior
- alteração final no coeficiente de reflexão introduzido na entrada do transistor realimentado (r_1) causada pela modificação no circuito de casamento na saída efetuada no item anterior
- introdução de circuitos de desacoplamento para as fontes de polarização do transistor

A Fig. 4.17 mostra os coeficientes de reflexão r_1 e r_2 a que nos referimos várias vezes durante a descrição das etapas para o projeto de osciladores transistorizados.

É importante observar que a introdução de realimentação externa em série permite obter resistência negativa na porta de interesse ou, quando isto já ocorrer na faixa de frequência desejada (quando o transistor já apresenta resistência negativa nas duas portas, como são os casos dos transistores HP 35831B entre 1,7 e 4,3 GHz e HP 35861B entre 4,0 e 6,0 GHz), permite maximizá-la ou obtê-la em faixa de frequência mais larga.

Ainda sobre a introdução da realimentação externa em série, ela pode ser constituída por elementos concentrados ou elementos distribuídos. Considerando a disponibilidade de recursos,

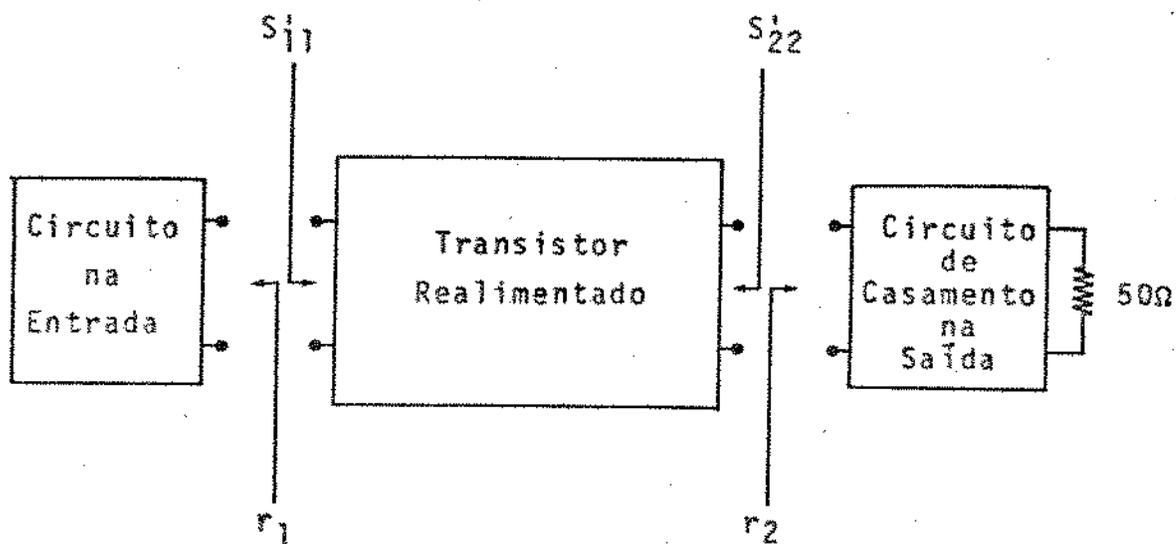


Fig. 4.17 - Transistor realimentado e os circuitos introduzidos na entrada e saída do mesmo representados pelos respectivos coeficientes de reflexão r_1 e r_2 . Indicação dos coeficientes S'_{11} e S'_{22} conforme (4.14) e (4.15)

fizemos opção pelo uso de elementos distribuídos que são facilmente realizáveis em microfita ou linha de fita, meios normalmente empregados na confecção de circuitos de microondas. Neste caso, é necessário observar os comprimentos dos tocos para que permitam operação em região onde a influência da frequência não seja acentuada.

Finalmente, sobre o método apresentado, é importante observar que tendo sido desenvolvido a partir da caracterização do transistor por parâmetros lineares é possível ocorrer pequenos desvios entre os valores teóricos (do projeto) e os valores práticos (das medidas). Sem dúvida, o método ideal para o projeto de osciladores de microondas seria aquele estabelecido a partir de uma combinação dos parâmetros lineares, para pequenos sinais, e dos parâmetros para grandes sinais, descrevendo as condições de corte e saturação. Estes parâmetros normalmente não são iguais. Entretanto, para efeitos práticos, as modificações são mínimas, permitindo que os projetos de microondas sejam baseados nos parâmetros para pequenos sinais. Aliás, os transistores de microondas são geralmente referidos como transistores para pequenos sinais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Y. Burian Jr., "Osciladores Eletrônicos", Almeida Neves - Editores, pp. 15-21, (1972).
2. R.E. Collin, "Foundations For Microwave Engineering", Mc Graw-Hill Book Co., p. 93, (1966).
3. J.M. Rollett, "Stability And Power Gain Invariants Of Linear Two-Port", IRE Trans. On Circuit Theory", Vol. CT-9, pp. 29-32, (Março, 1962).

CAPÍTULO 5

EXECUÇÃO DE PROJETO EM MICROFITA

5.1 - INTRODUÇÃO

A execução de um projeto em microfita requer o desenvolvimento de um método de caracterização da mesma. Como vimos no Capítulo 3, existem hoje diversos métodos cujos resultados teóricos são bem compatíveis com os resultados experimentais. Portanto, podemos utilizar os resultados de qualquer um destes métodos na caracterização dos circuitos distribuídos projetados.

Estando a faixa de frequência de interesse situada na parte inferior das frequências de microondas, podemos utilizar os resultados obtidos por qualquer dos métodos de caracterização da microfita desenvolvidos a partir do modelo quase-TEM.

O uso dos resultados gráficos obtidos por Wheeler¹ na caracterização da microfita é o mais comum por ser mais simples. Entretanto, não é tão preciso quanto se deseja. Uma preocupação constante era então a de estabelecer um meio de obter resultados com maior precisão. Os resultados obtidos por Hammerstad², apresentados no Capítulo 3, nos permitiram efetuar a caracterização da microfita partindo de valores obtidos por programa de computação. Hammerstad² desenvolveu seu trabalho a partir dos trabalhos de Wheeler¹ e Schneider³ e apresenta como resultados expressões de forma fechada incluindo também expressões envolvendo a espessura da fita condutora. Por outro lado, Costa⁶ apresentou, em trabalho desenvolvido paralelamente ao nosso, programa para caracterização da microfita obtida segundo equações estabelecidas por Giarola⁵ a partir dos resultados de Bryant e Weiss⁴.

Dispomos então de três meios para caracterizar os circuitos projetados em microfita. Todos três foram desenvolvidos a partir do modelo quase-TEM o que os torna bem precisos. Apenas, a obtenção de resultados a partir de gráficos não sendo tão precisa nos leva a optar pelos valores obtidos através de computação.

5.2 - CONSTRUÇÃO DO OSCILADOR PROJETADO

Para a execução das linhas de transmissão e tocos projetados em microfita, Fig. 4.12, dispúnhamos de um material com as seguintes características:

- a) permissividade relativa: $\epsilon_r = 2,56$
- b) espessura do substrato : $h = 0,7$ mm
- c) espessura do condutor : $t = 0,05$ mm

Usamos os valores acima nos três meios disponíveis para a caracterização das linhas em microfita. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela V.1. Os programas de computação e as curvas utilizadas são apresentados no Apêndice C.

A frequência abaixo da qual a ocorrência de dispersão é desprezível, é dada por (3.14), sendo $1,464\sqrt{Z_0}$ GHz para o material que estamos considerando, onde Z_0 é a impedância característica da linha a ser construída. Para $Z_0 = 30\Omega$, que é o mais baixo valor para a impedância característica no circuito projetado, o valor abaixo da qual os efeitos dispersivos são desprezíveis é 8,019 GHz; bem acima da faixa de interesse que é centrada em 1,5 GHz.

Além do material sobre o qual nos referimos acima, dispúnhamos para a confecção dos circuitos em microfita, de um outro com as características abaixo:

- a) permissividade relativa: $\epsilon_r = 2,33$
- b) espessura do substrato : $h = 1,575$ mm
- c) espessura do condutor : $t = 0,04$ mm

Entretanto, os resultados obtidos para a caracterização das linhas em microfita (usando o método de Hammerstad²), apresentados na Tabela V.2, mostram ser inadequada a sua utilização por tornar as linhas de transmissão muito largas. Logo, este material não foi utilizado. Fizemos opção pelo outro material cujos resultados estão na Tabela V.1.

A Tabela V.1 mostra os resultados obtidos por três métodos diferentes para a caracterização da microfita em substrato dielétrico de permissividade relativa igual a 2,56 e espessura igual a 0,7 mm. Os resultados são bastante compatíveis entre si,

Tabela V.1 - Valores para a relação entre a largura da fita condutora (W) e a espessura do substrato dielétrico (h), assim como para a relação entre o comprimento de onda no vácuo (λ_0) e o comprimento de onda na microfita (λ_m), em função da impedância característica da linha (Z_0). Uso de tres métodos. A permissividade relativa do substrato (ϵ_r) é 2,56 e a espessura da fita condutora (t), quando considerada, é 0,05mm.

$\epsilon_r=2,56$	WHEELER		GIAROLA		HAMMERSTAD ($t=0$)		HAMMERSTAD ($t \neq 0$)	
	Z_0 (OHMS)	W/h	λ_0/λ_m	W/h	λ_0/λ_m	W/h	λ_0/λ_m	W/h
30	5,90	1,50	5,472	1,459	5,703	1,491	5,752	1,491
50	2,80	1,45	2,805	1,442	2,794	1,456	2,843	1,456
60	2,15	1,45	2,138	1,435	2,093	1,442	2,141	1,442
110	0,63	1,40	0,661	1,401	0,622	1,399	0,671	1,401

Tabela V.2 - Valores para as larguras (W) das linhas para diversas impedâncias (Z_0), considerando o segundo tipo de substrato disponível com características $\epsilon_r=2,33$ e $h=1,575$ mm, obtidos a partir dos resultados de Hammerstad para a espessura da fita condutora (t) desprezível.

$\epsilon_r=2,33$	HAMMERSTAD ($t=0$)
Z_0 (OHMS)	W (mm)
30	9,40
50	4,63
60	3,48
110	1,06

apresentando variações um pouco mais acentuadas na caracterização de linhas de transmissão com impedâncias características situadas nos limites de realização prática. Na prática são realizáveis linhas de transmissão em microfita com impedâncias características entre 20 e 120 Ω , dependendo das características do substrato dielétrico utilizado.

Neste trabalho, resolvemos adotar os valores obtidos pelo método desenvolvido por Hammerstad por nos permitir efetuar cálculos considerando a espessura da fita condutora. Além disto, as expressões fechadas por ele obtidas foram apresentadas no Capítulo 3 e os resultados na Tabela V.1, para $t=0$, estão bastante próximos dos valores médios obtidos considerando os três métodos.

Considerando a espessura do substrato $h=0,7$ mm, a frequência de 1,5 GHz e os valores na Tabela V.1 para o método de Hammerstad desprezando a espessura da fita condutora, construímos as Tabelas V.3 e V.4.

Os valores para o comprimento de onda na microfita (λ_m) apresentados na Tabela V.4 foram utilizados, no Capítulo anterior, na determinação da realimentação série para o transistor (Eq. (4.8)). Observe-se que poderíamos ter determinado o comprimento dos tocos a serem introduzidos em função de λ_m . Usando os valores da Tabela V.3 para o dimensionamento das linhas e tocos da Fig. 4.12, obtivemos os resultados que estão indicados na Fig. 5.1. Nesta figura estão indicadas as dimensões físicas das diversas linhas e tocos a serem construídos, assim como as componentes concentradas (em retângulos com linhas interrompidas) a serem introduzidas. Na Fig. 5.1 apresentamos também os circuitos de desacoplamento das fontes de polarização do transistor, conforme mostra a Fig. 4.14, com as respectivas dimensões físicas.

A construção das linhas de transmissão e tocos foi feita considerando a Fig. 5.1 e as dimensões dos elementos concentrados a serem introduzidos (transistor, capacitores e resistor). Na obtenção dos circuitos em microfita fizemos uso da tecnologia para confecção de circuitos impressos. Visando melhorar o acesso ao terra dos circuitos introduzimos sob o mesmo uma placa de alumínio, fixa através de parafusos que também foi usada como dissipadora de calor para o resistor. A fixação das componentes concentradas foi feita através de soldagem.

Tabela V.3 - Resultados obtidos para a largura da fita condutora (W) e do comprimento de onda na microfita (λ_m) em função da impedância característica (Z_0) da linha para a frequência de 1,5GHz. A espessura do substrato (h) é igual a 0,7mm. Estes valores foram obtidos a partir da coluna dos resultados calculados pelo método de Hammerstad para $t=0$ na Tabela V.1.

Z_0 (OHMS)	W (mm)	λ_m (cm)	FREQ (GHz)
30	3,99	13,41	1,5
50	1,96	13,74	1,5
60	1,51	13,87	1,5
110	0,43	14,18	1,5

Tabela V.4 - Resultados obtidos a partir do método de Hammerstad para $t=0$ na Tabela V.1. Valores para o comprimento de onda na microfita (λ_m) para diversas frequências considerando uma linha de impedância característica (Z_0) igual a 60Ω e a espessura do substrato (h) igual a 0,7mm.

Z_0 (OHMS)	FREQ (GHz)	λ_m (cm)
60	1,3	16,00
60	1,4	14,86
60	1,5	13,87
60	1,6	13,00
60	1,7	12,24

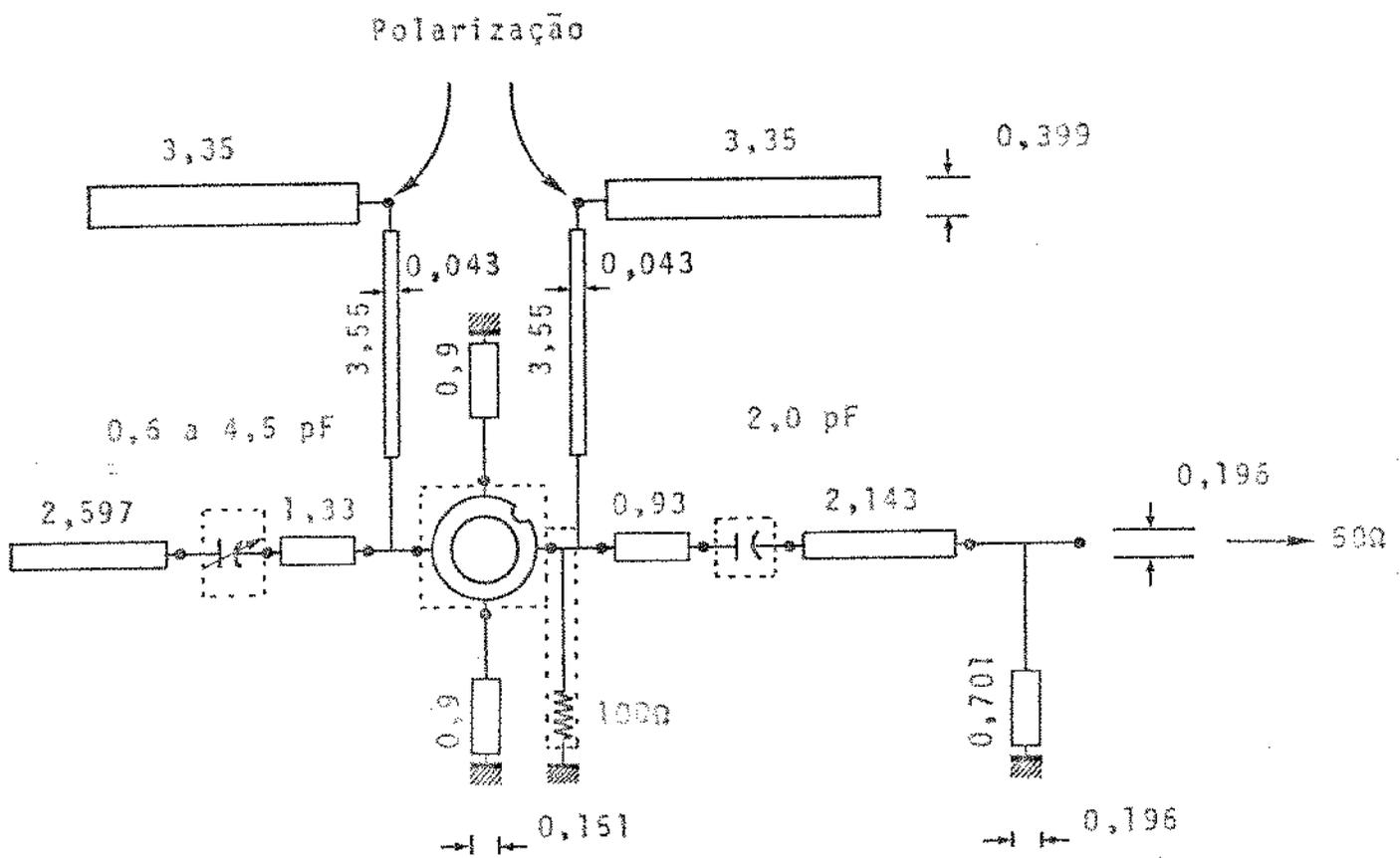


Fig. 5.1 - Circuito oscilador projetado no Capítulo 4, Fig. 4.12, com a introdução dos circuitos de desacoplamento das fontes de polarização do transistor. As componentes concentradas estão em retângulos com linhas interrompidas. As larguras e os comprimentos das linhas estão expressos em centímetros

A Fig. 5.2 mostra o circuito oscilador construído com indicação das componentes concentradas e da forma como foram introduzidas.

No Capítulo 6 apresentaremos os resultados das medidas efetuadas para este circuito oscilador.

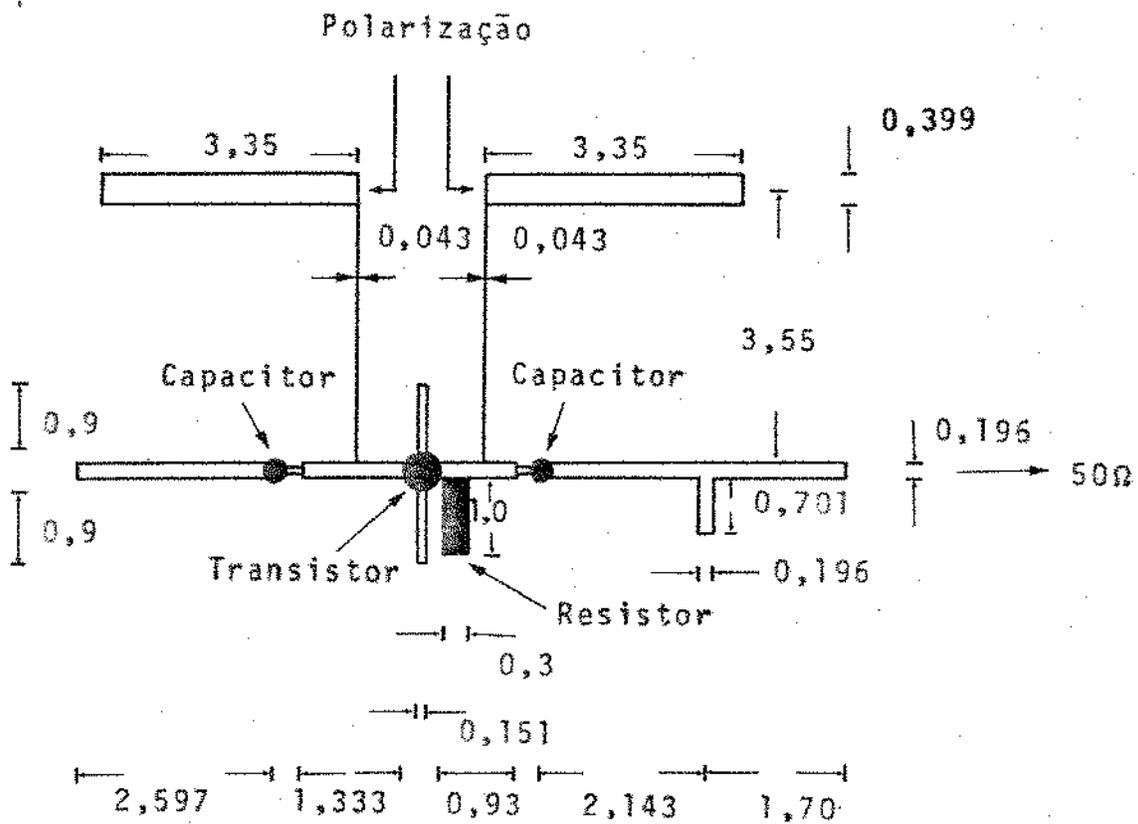


Fig. 5.2 - Vista superior do oscilador construído com introdução das componentes concentradas (em negro) e dos circuitos de desacoplamento das fontes de polarização do transistor. Os comprimentos e as larguras das linhas estão expressas em centímetros.

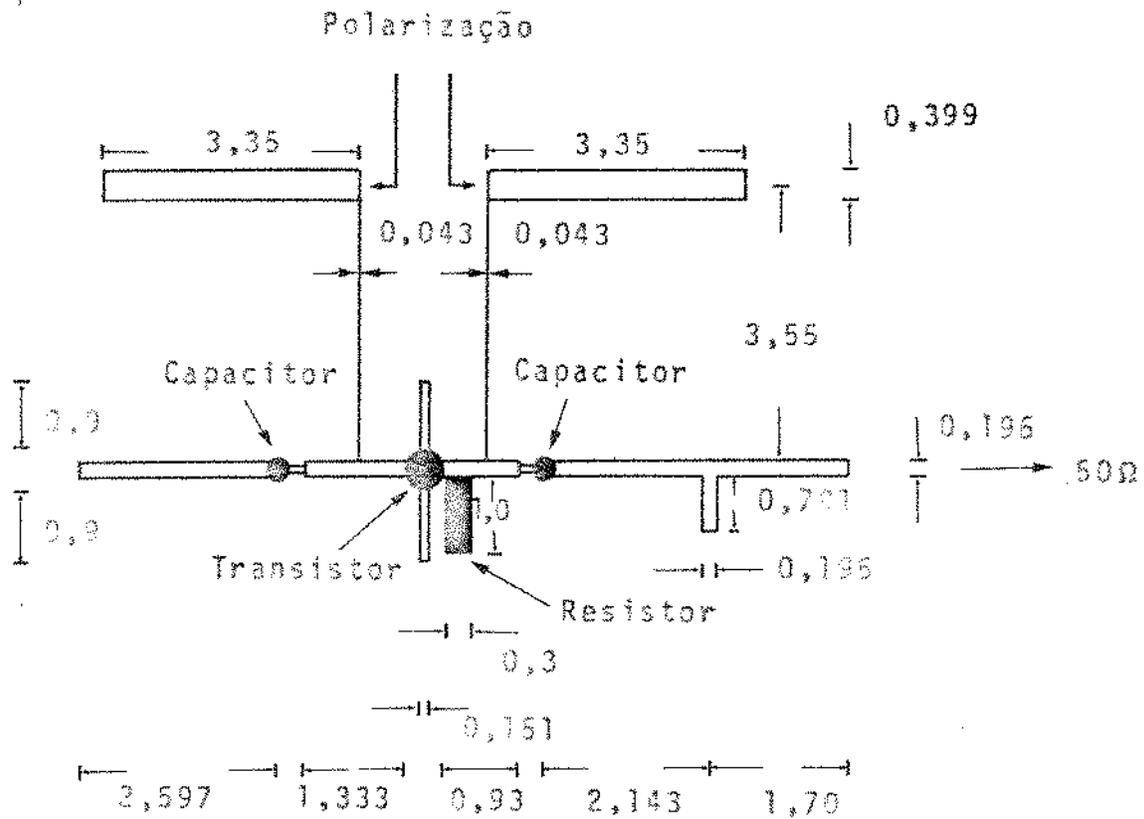


Fig. 5.2 - Vista superior do oscilador construído com introdução das componentes concentradas (em negro) e dos circuitos de desacoplamento das fontes de polarização do transistor. Os comprimentos e as larguras das linhas estão expressas em centímetros.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. H.A. Wheeler, "Transmission Line Properties Of Parallel Wide Strips By A Conformal Mapping Aproximation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-12, pp. 280-288, (Maio, 1964).
"Transmission Line Properties Of Parallel Strips Separated By A Dielectric Sheet", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-13, pp. 172-185, (Março, 1965).
2. E.O. Hammerstad, "Equations For Microstrip Circuit Design", Proc. European Microwave Conference, Hamburg, Germany, pp. 268-272 (Setembro, 1975).
3. M.V. Schneider, "Microstrip Lines For Microwave Integrated Circuits", Bell Syst. Tech. J., Vol. 48, pp. 1421-1444, (Maio-Junho, 1969).
4. T.G. Bryant And J.A. Weiss, "Parameters Of Microstrip Transmission Lines And Of Coupled Pairs Of Microstrip Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 1021-1027, (Dezembro, 1968).
5. A.J. Giarola, "Impedances Of Single And Parallel Coupled Microstrip Lines", 1971 SWIEEEO Record Of Technical Program Papers, IEEE Catalog Nº 71 C 17 - SWIECO, pp. 154-159, (Abril, 1971).
6. M.H.M. Costa, "Realização Em Microondas De Discriminador De Frequências Usando Linha De Retardo", Tese De Mestrado, Universidade Estadual De Campinas, São Paulo, Brasil, (Agosto, 1977).

CAPÍTULO 6

REALIZAÇÃO DE MEDIDAS. RESULTADOS OBTIDOS

6.1 - MEDIDA DOS PARÂMETROS "S" DO TRANSISTOR

A realização da medida dos parâmetros "s" foi feita através do "s - PARAMETER MEASUREMENT SYSTEM" fabricado pela Hewlett-Packard.

O sistema é constituído por:

- a) Gerador de Varredura
- b) Unidade para Teste dos Parâmetros
- c) Jig para Transistor
- d) Fonte para Polarização do Transistor
- e) Conversor de Frequências
- f) Analisador de Circuitos
- g) Display Polar
- h) Plotter

A montagem seguida para a realização das medidas está indicada na Fig. 6.1.

Os resultados obtidos para as configurações base-comum e emissor-comum do transistor disponível, o HP 35821, foram mostrados nas Tabelas IV. 1 a IV.4. As Tabelas IV.1 e IV.2 foram construídas para nos permitir uma comparação entre os valores medidos e os valores típicos. Sendo o sistema de medidas extremamente confiável, os desvios que ocorrem entre valores típicos e medidos são aqueles normalmente esperados e que justificam a realização da medida. Há de se fazer exceção, nas referidas Tabelas, aos desvios que ocorrem para a frequência de 1,5 GHz uma vez que os valores típicos para esta frequência foram obtidos mediante interpolação.

Considerando as portas 1 e 2 como indicadas nas Figs. 4.2 e 4.3, vemos que os valores obtidos para os parâmetros s_{21} e s_{12} , ganhos direto e reverso respectivamente para as duas configurações consideradas indicam preferência de utilização da porta

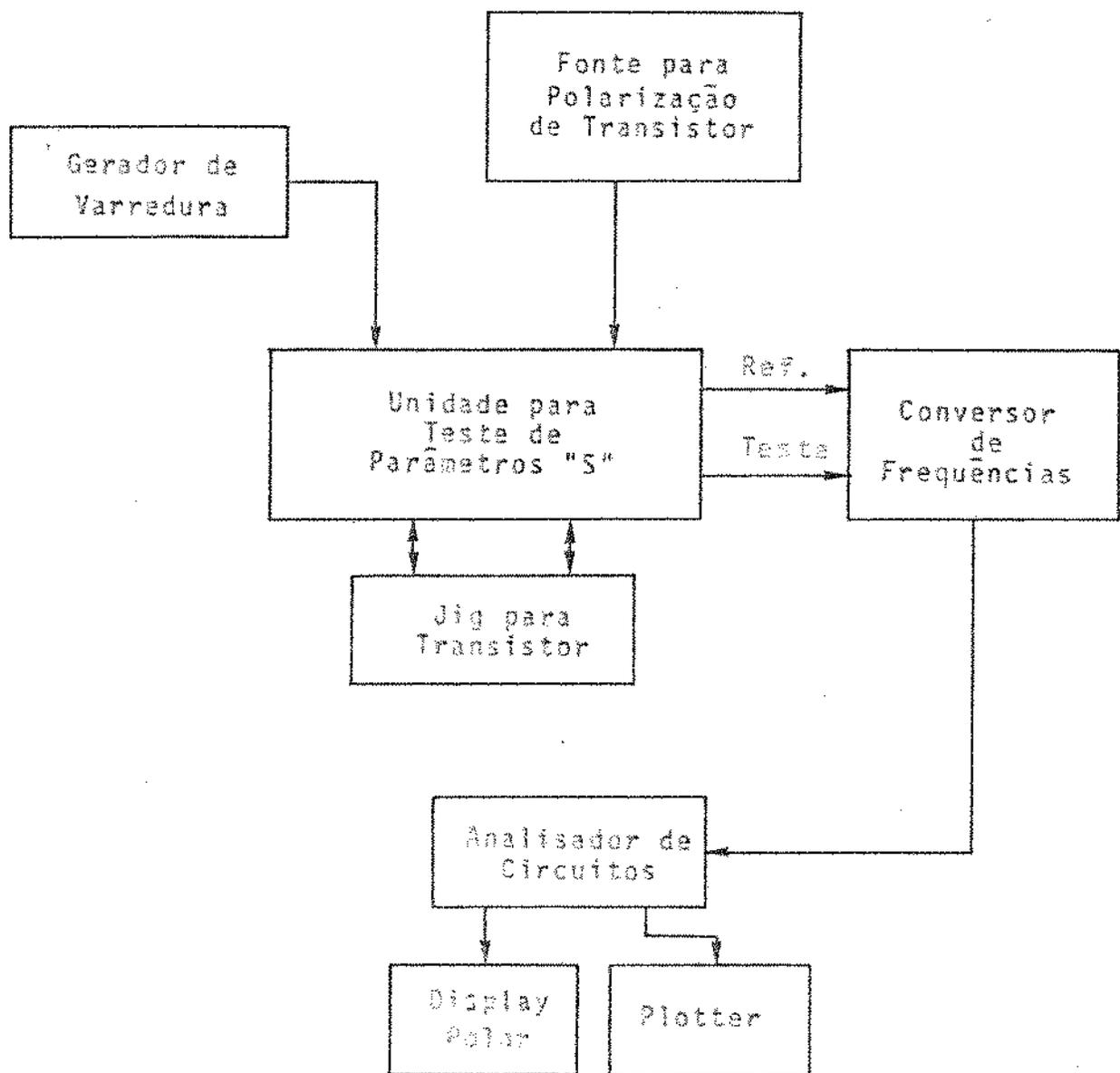


Fig. 6.1 - Montagem para medidas dos parâmetros de espalhamento do transistor usando o "S Parameter Measurement System" da Hewlett - Packard

1 como porta de entrada e da 2 como porta de saída. Na configuração emissor-comum, os valores para s_{11} e s_{22} são também favoráveis a opção pela porta 1 como sendo a de entrada. Observe-se inclusive a presença de indutância na porta 1, adequada para ser sintonizada por capacitância (capacitor variável ou varactor). Para o transistor em emissor-comum o único problema são os pequenos valores para a magnitude de s_{11} na faixa de interesse, mas que tentamos solucionar através da introdução de realimentação série (Capítulo 4). Na configuração base-comum, os valores para o parâmetro s_{11} muito próximos da região de instabilidade e indicando a presença de indutância, indicam ser adequada a escolha da porta 1 como porta de entrada, onde se efetuará a sintonia. Entretanto, os valores para s_{22} indicam a presença de resistência negativa mostrando ser conveniente a opção pela porta 2 como porta de entrada. Fizemos opção porém pela porta 1 para porta de entrada do circuito oscilador utilizando o transistor em base-comum. No Capítulo 4 mostramos o desenvolvimento de um oscilador de microonda.

6.2 - MEDIDA DAS CARACTERÍSTICAS DO OSCILADOR CONSTRUÍDO

Sendo a frequência e a potência os dois parâmetros associados a um oscilador, o analisador de espectro é bem adequado na obtenção de sua performance.

A fim de evitar as frequências harmônicas geradas, introduzimos um filtro passa-faixa (1,0 a 2,0 GHz) na saída do oscilador construído para a realização da primeira série de medidas. Seguindo a montagem indicada na Fig. 6.2, levantamos as seguintes características:

- a) Espectro de potência para o oscilador (Figs. 6.3a e 6.3b).
- b) Espectro de potência para o oscilador sintonizável (Figs. 6.4a e 6.4b).
- c) Pureza espectral do oscilador (Figs. 6.5a e 6.5b).
- d) Deriva na frequência de oscilações (Figs. 6.6a e 6.6b).
- e) Comportamento do oscilador para variações na polarização do transistor:

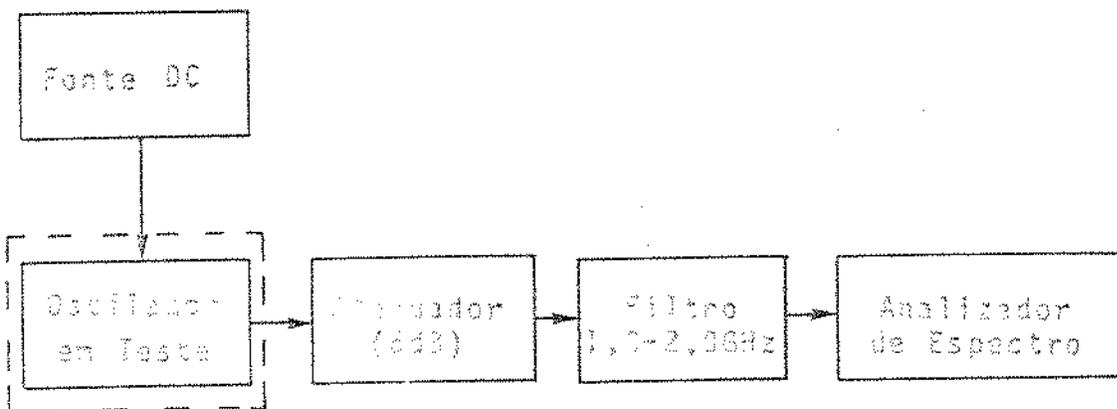


Fig. 6.2 - Montagem para medida das características do oscilador construído

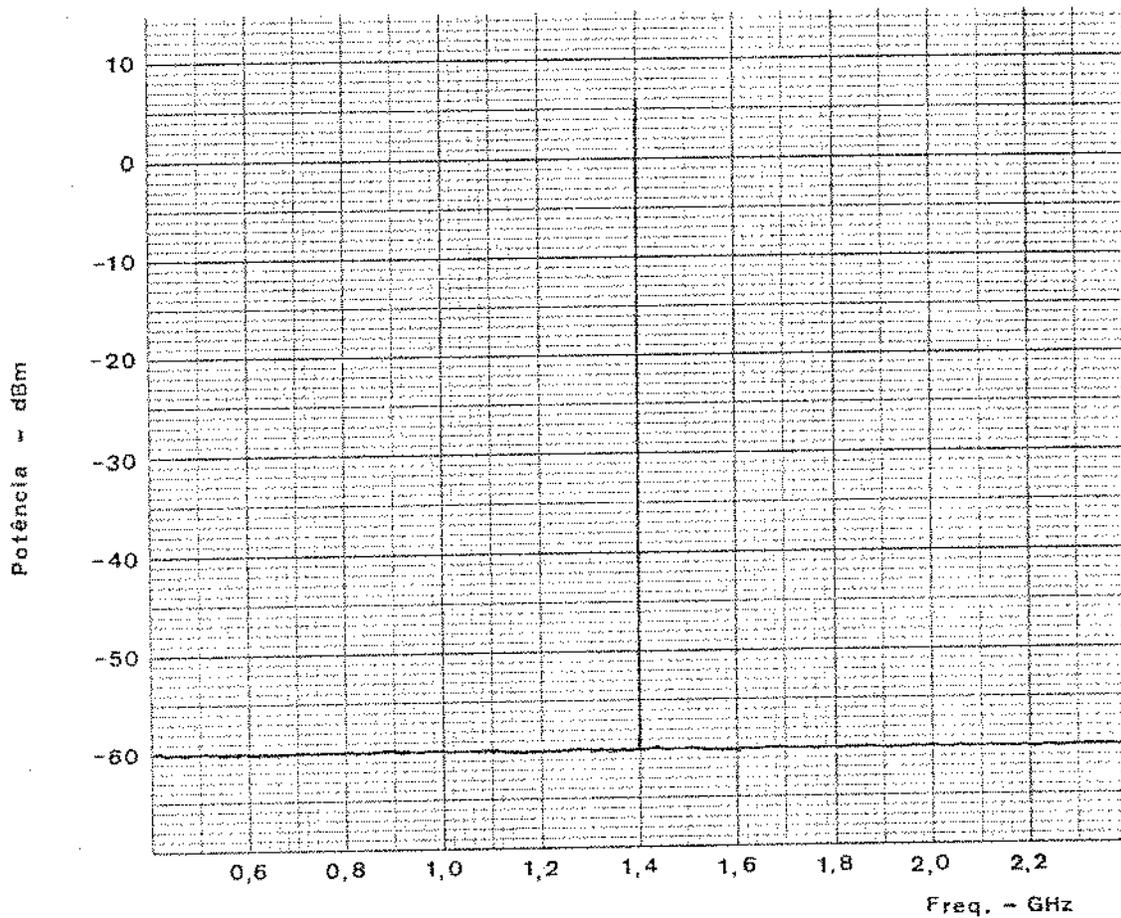


Fig. 6.3a - Espectro do oscilador após filtragem das harmônicas do sinal gerado

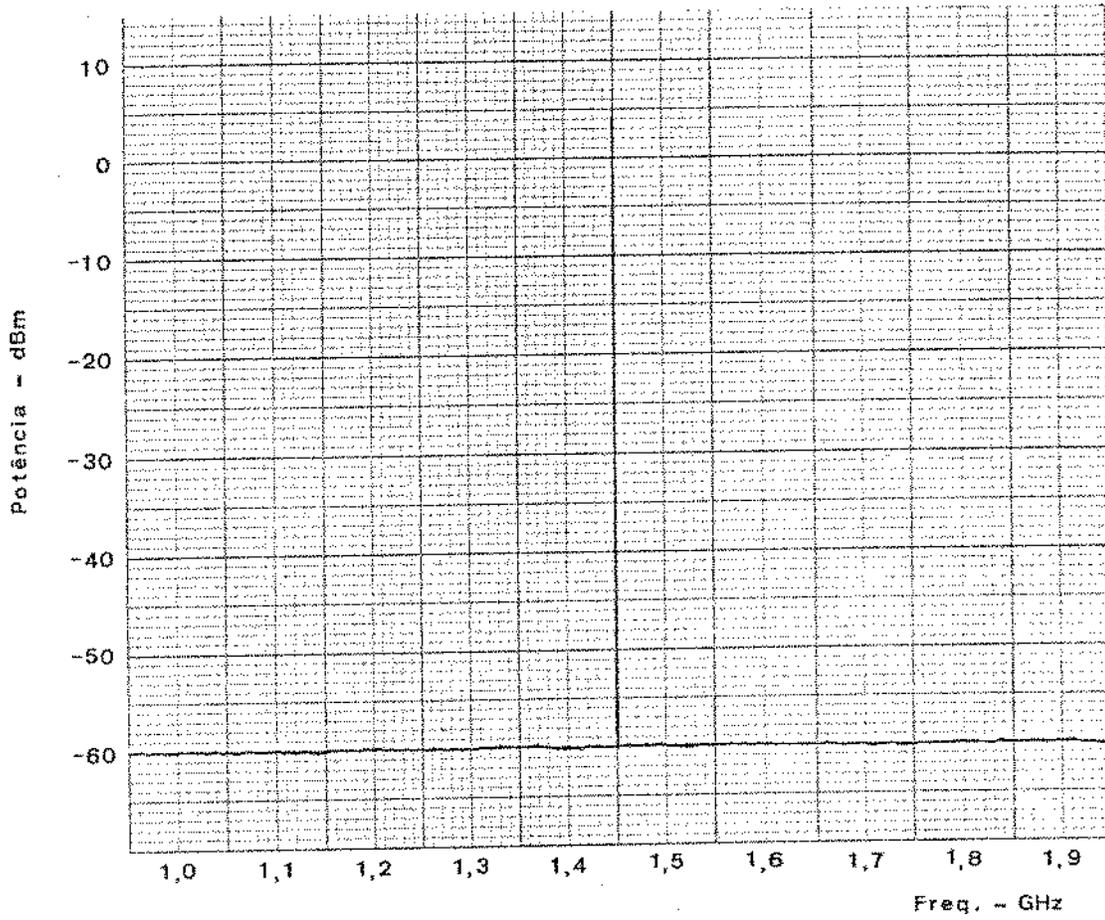


Fig. 6.3b - Espectro do oscilador após filtragem das harmônicas do sinal gerado

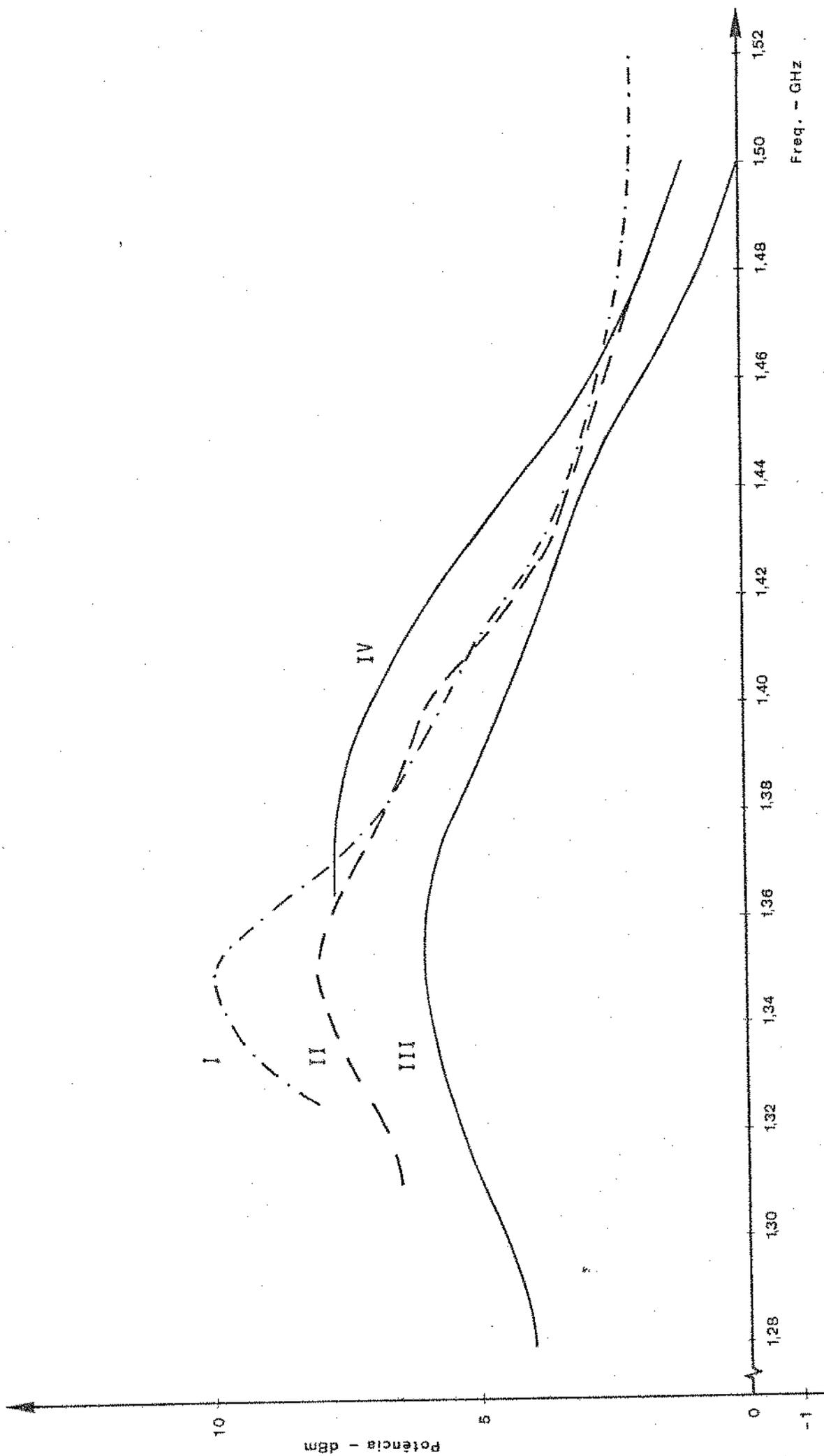


Fig. 6.4a - Espectro para oscilador sintonizável. As curvas foram obtidas para diferentes valores de capacitância no capacitor variável do circuito de casamento. As curvas I, II, III e IV correspondem respectivamente a capacitâncias iguais a 2,00 , 2,25, 3,10 e 0,60 pF

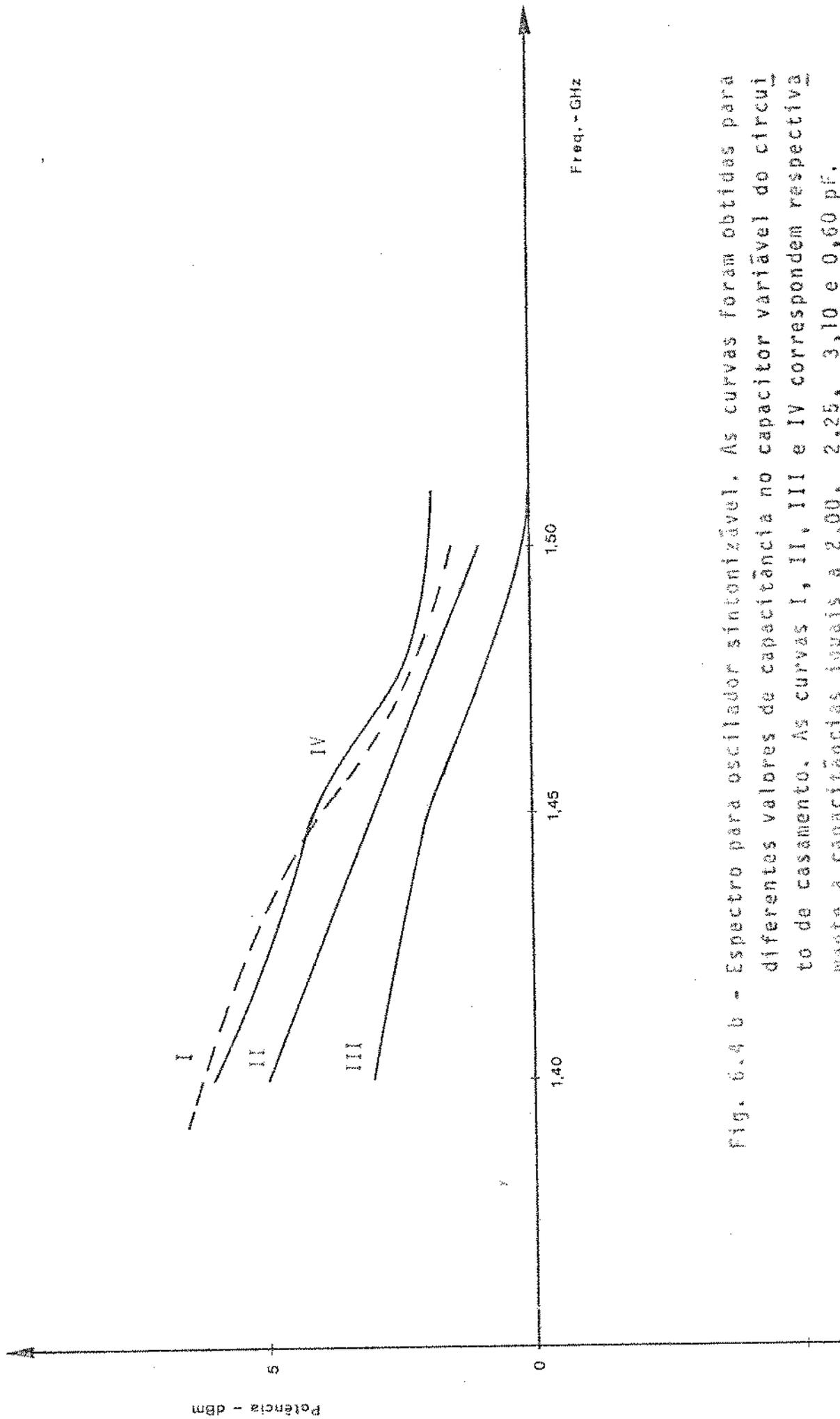


Fig. 6.4 b - Espectro para oscilador sintonizável. As curvas foram obtidas para diferentes valores de capacitância no capacitor variável do circuito de casamento. As curvas I, II, III e IV correspondem respectivamente a capacitâncias iguais a 2,00, 2,25, 3,10 e 0,60 pF.

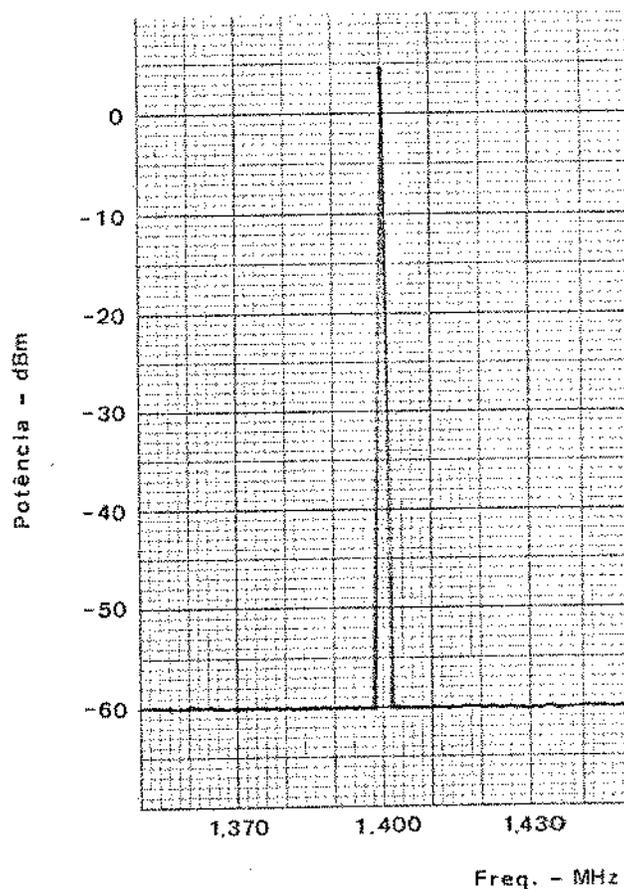


Fig. 6.5a - Pureza espectral

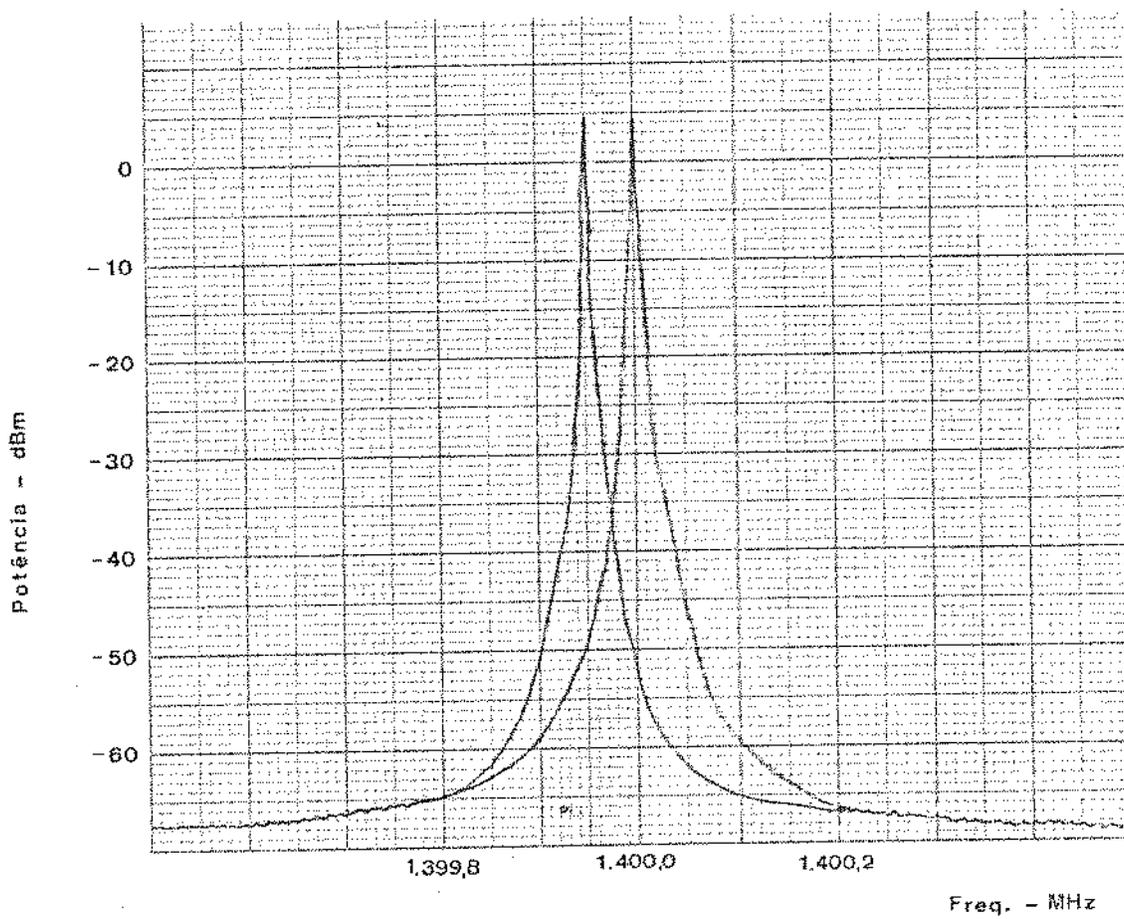


Fig. 6.6a - Deriva da frequência

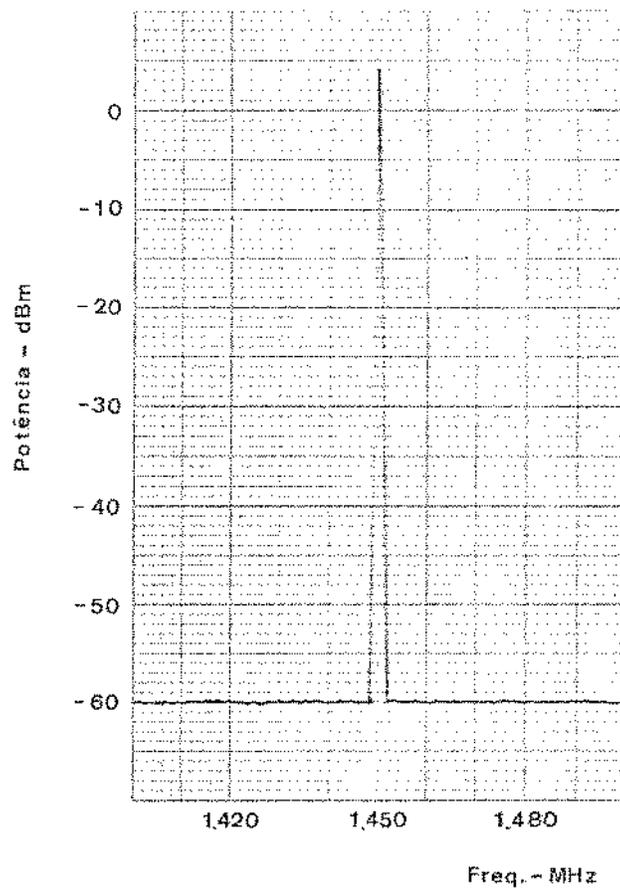


Fig. 6.5b - Pureza espectral

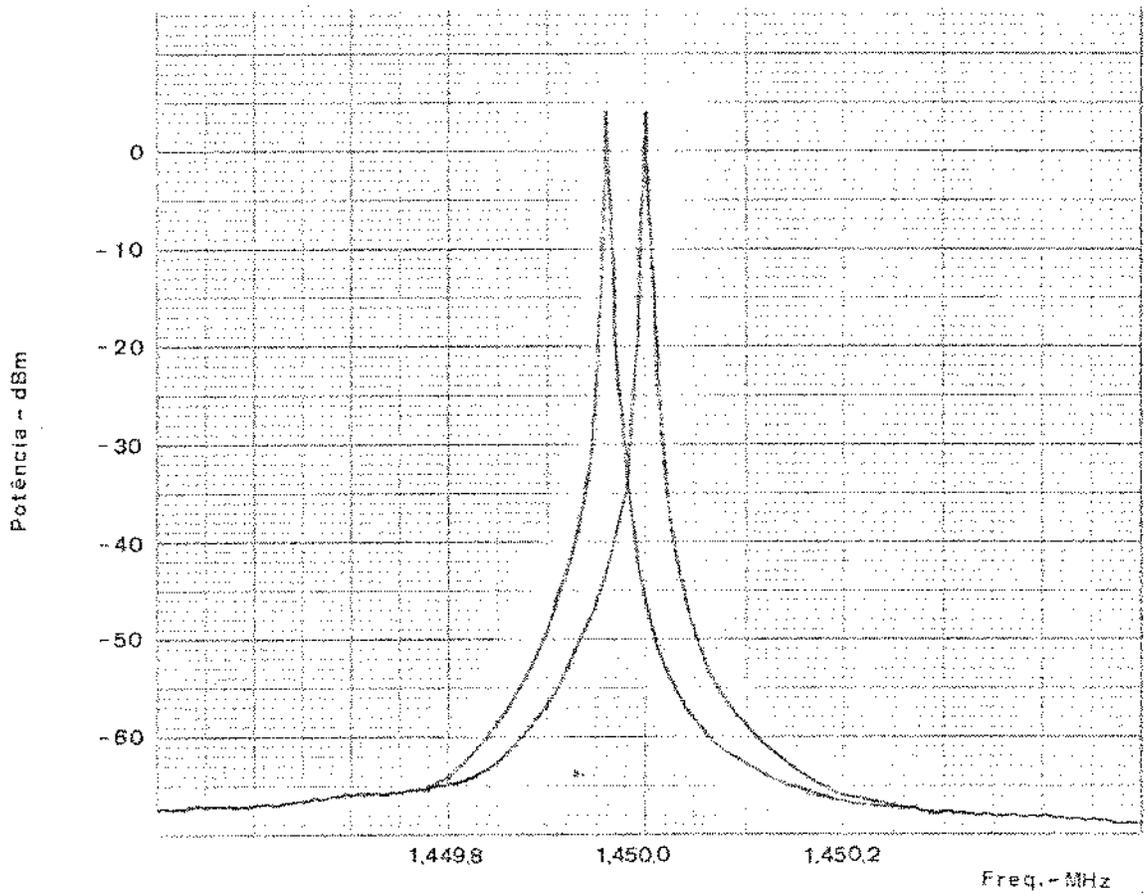


Fig. 6.6b - Deriva da frequência

1. Variações na corrente do emissor:
 - Potência de saída (dBm) x I_E (mA). (Figs. 6.7a e 6.7b).
 - Frequência (GHz) x I_E (mA). (Figs. 6.8a e 6.8b).
2. Variações na voltagem do coletor
 - Potência de saída (dBm) x V_{CB} (V). (Figs. 6.9a e 6.9b).
 - Frequência (GHz) x V_{CB} (V). (Figs. 6.10a e 6.10b).

Na indicação das figuras apresentadas nesta seção o índice a sempre corresponderá às medidas efetuadas com os circuitos de desacoplamento das fontes de polarização como mostrado na Fig. 4.14, enquanto que o índice b sempre corresponderá às medidas efetuadas com os circuitos de desacoplamento como mostrado na Fig. 4.15. Assim sendo, ao nos referirmos a uma Figura, sem especificação dos índices a ou b, estaremos nos referindo as duas Figuras ao mesmo tempo.

A Fig. 6.3 mostra o espectro de potência obtido na saída do oscilador em testes após realização de filtragem da faixa de interesse. Observe-se que não há presença de oscilações espúreas. Não nos preocupamos em aumentar a faixa de frequência amostrada devido a presença do filtro passa-faixa (1,0 a 2,0 GHz). Na indicação da potência do sinal já consideramos a introdução dos 6 dB de atenuação na Fig. 6.2. Embora tenhamos mostrado apenas o sinal de saída, na frequência de 1,4 GHz, o resultado se repete para os sinais gerados em outras frequências.

O oscilador construído permite sintonia mecânica. Isto torna possível a determinação do espectro do oscilador sintonizável. Observe-se ainda que por não dispormos de um capacitor fixo, capaz de operar na faixa de interesse e necessário para bloquear o sinal de corrente contínua na saída do transistor, utilizamos um capacitor variável idêntico ao introduzido no circuito tanque. O capacitor variável foi ajustado para fornecer aproximadamente a capacitância indicada no projeto. Efetuamos então a primeira medida. Obtivemos como resultado a curva I indicada na Fig. 6.4. A introdução do capacitor variável no circuito de casamento na saída do transistor nos permitiu esboçar novas curvas para o

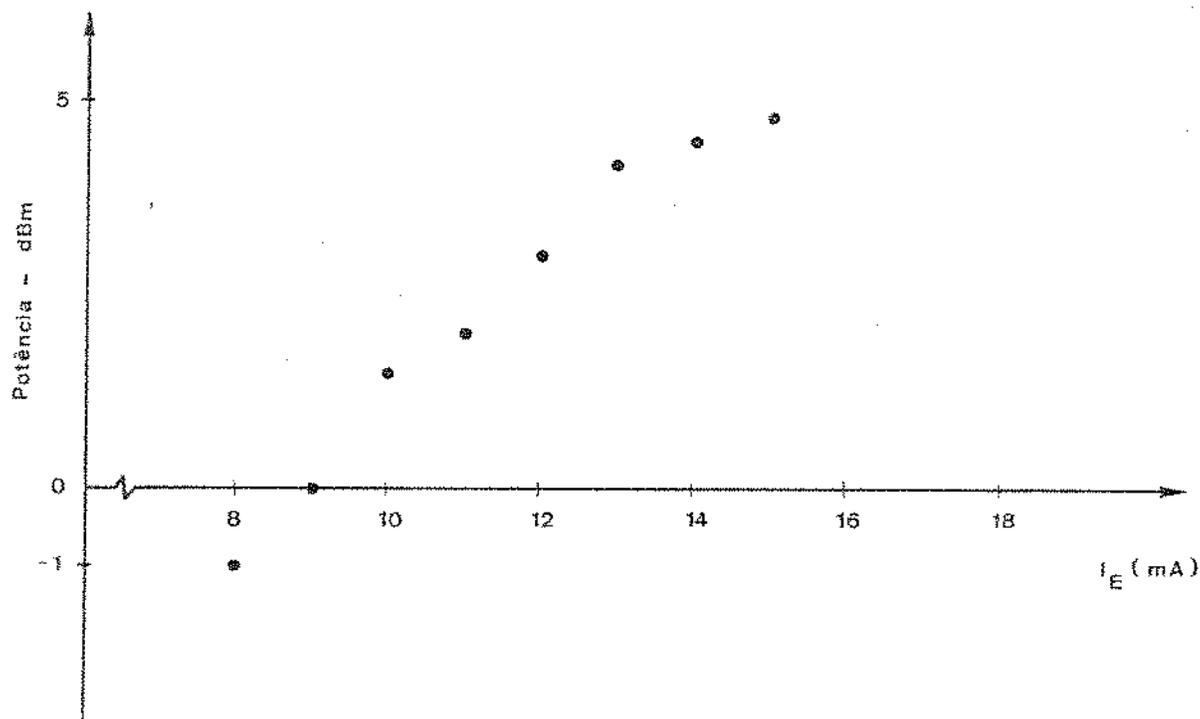


Fig. 6.7 a - Potência (dBm) x I_E (mA) . A voltagem no coletor foi mantida constante e igual a 15V. A frequência do sinal gerado é 1,42 GHz.

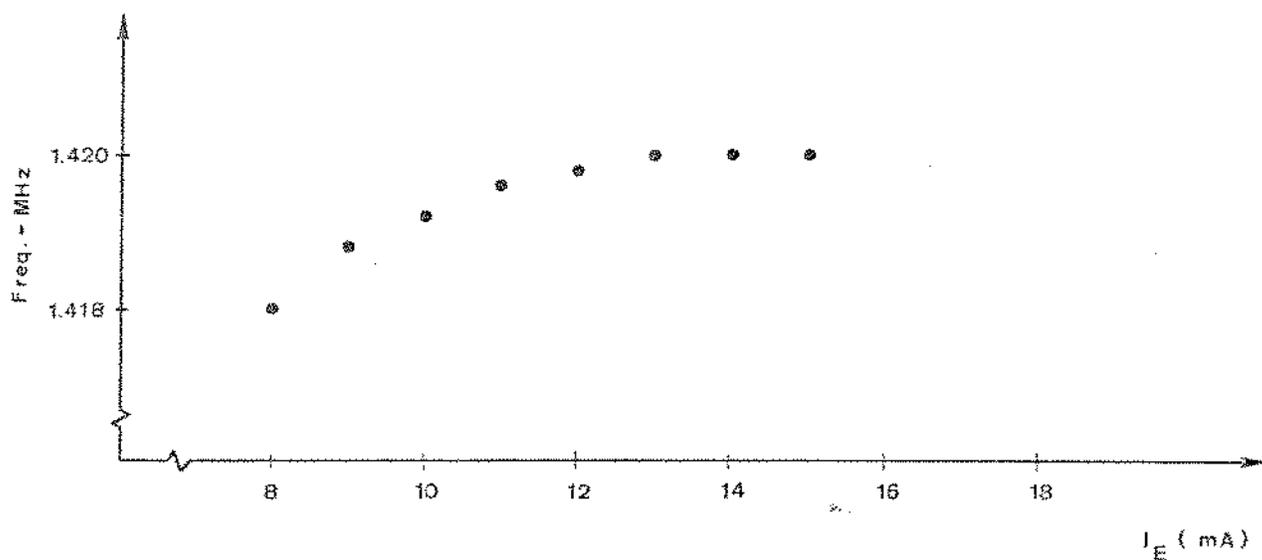


Fig. 6.8 a - Frequência (MHz) x I_E (mA) . A voltagem no coletor foi mantida constante e igual a 15V. A frequência do sinal gerado é 1,42 GHz.

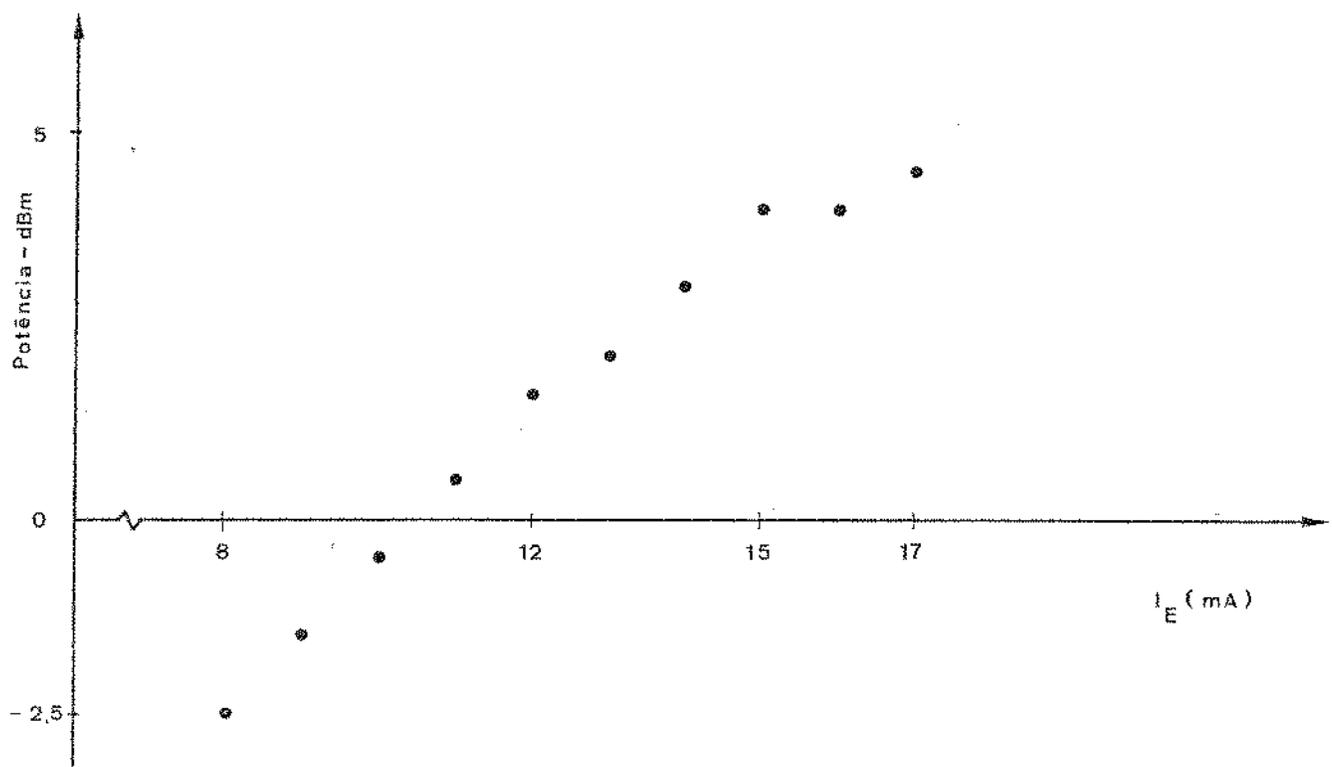


Fig. 6.7 b - Potência (dBm) \times I_E (mA) . A voltagem no coletor foi mantida constante e igual a 15V. A frequência do sinal gerado é 1,45 GHz.

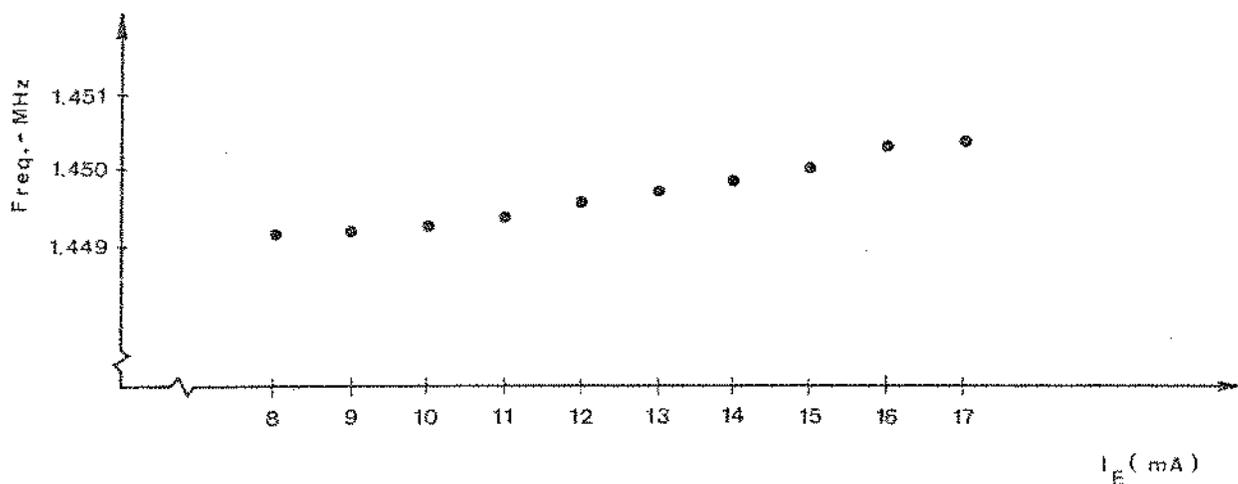


Fig. 6.8 b - Frequência (MHz) \times I_E (mA) . A voltagem no coletor foi mantida constante e igual a 15V. A frequência do sinal gerado é 1,45 GHz.

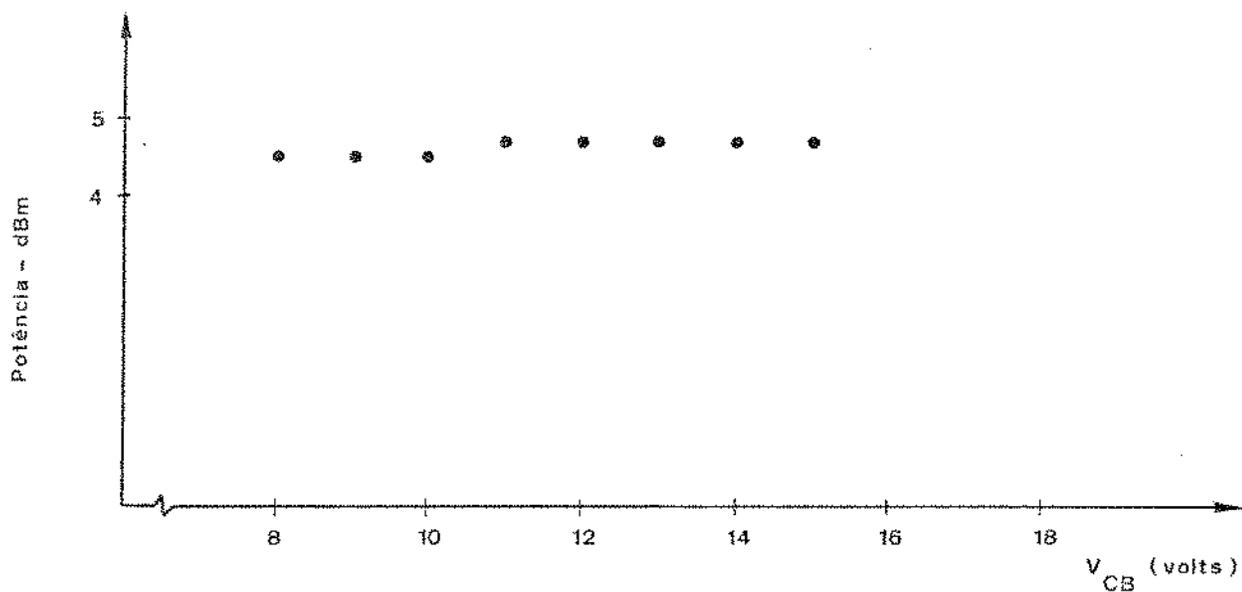


Fig. 6.9 a - Potência (dBm) x V_{CB} (Volts). A corrente do emissor foi mantida constante e igual a 15 mA. A frequência do sinal gerado é 1,42 GHz.

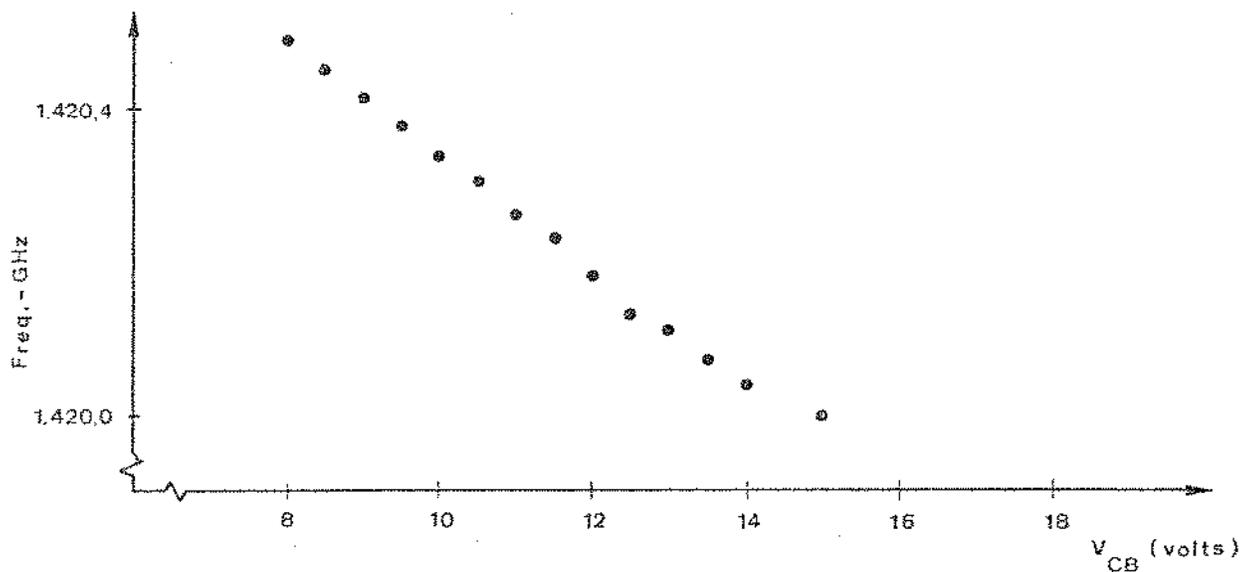


Fig. 6.10 a - Frequência (MHz) x V_{CB} (Volts). A corrente do emissor foi mantida constante e igual a 15 mA. A frequência do sinal gerado é 1,42 GHz.

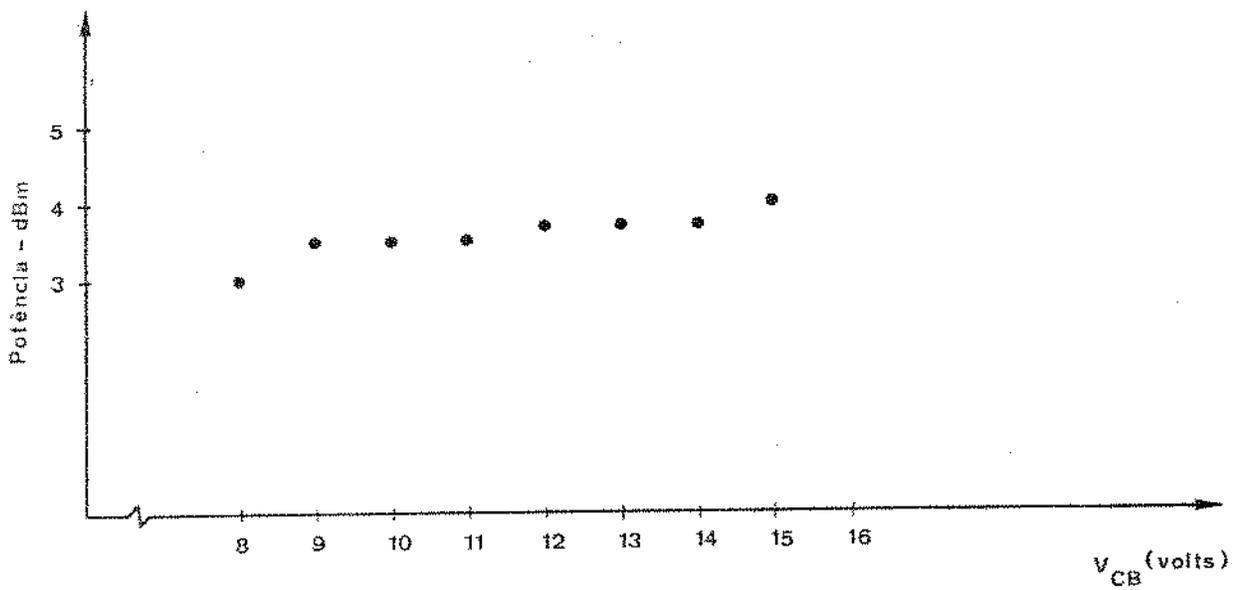


Fig. 6.9 b - Potência (dBm) x V_{CB} (Volts). A corrente do emissor foi mantida constante e igual a 15mA. A frequência do sinal gerado é 1,45 GHz.

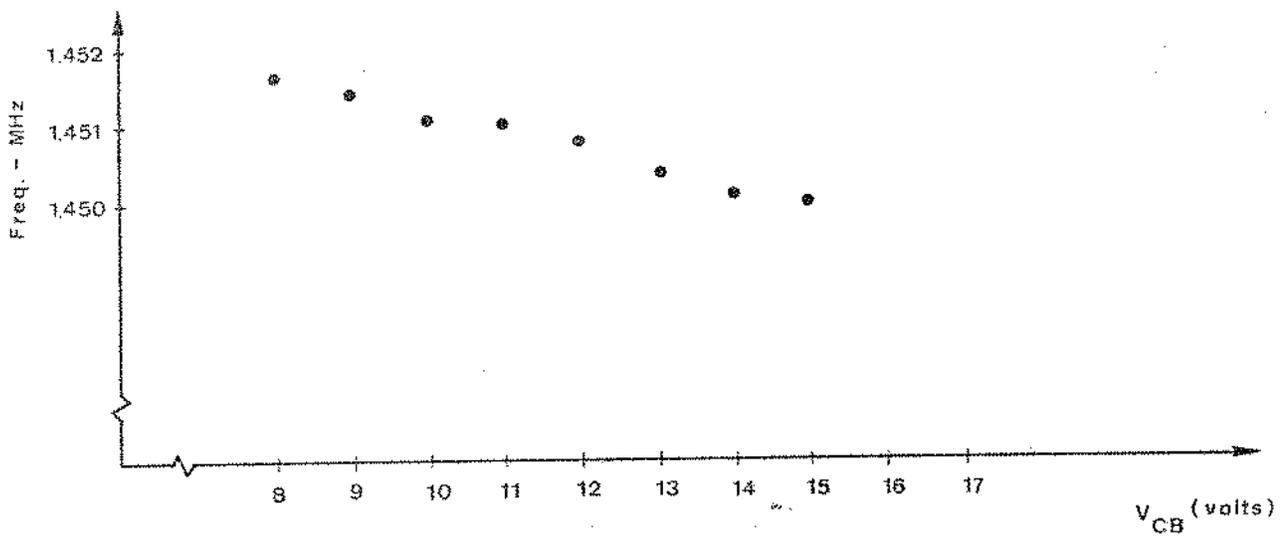


Fig. 6.10 b - Frequência (MHz) x V_{CB} (Volts). A corrente do emissor foi mantida constante e igual a 15mA. A frequência do sinal gerado é 1,45 GHz.

espectro do oscilador sintonizável em função da capacitância introduzida pelo referido capacitor (curvas II, III e IV). Quando da realização do projeto, providenciamos o máximo de transferência de potência, na frequência de 1,5 GHz, para uma capacitância de 2,0 pF no capacitor do circuito de saída. Os resultados obtidos na Fig. 6.4a mostram que em 1,5 GHz a maior potência absorvida na carga ocorre para o circuito de casamento em que o capacitor introduz 2,0 pF conforme projeto. Aliás, este valor de capacitância produz uma maior transferência de potência para as outras frequências, mas com redução da faixa de oscilação (como mostram as curvas I, II e III). Quanto aos resultados da curva IV, tornam-se imprevisíveis a medida que nos afastamos da frequência de 1,5 GHz. Analisando ainda sob o ponto de vista de potência entregue à carga de 50Ω , vemos que a introdução de um capacitor no circuito de desacoplamento das fontes de polarização, de acordo com a Fig. 4.15, produziu uma pequena variação na potência como mostra a curva I da Fig. 6.4b. Houve, no entanto, uma redução na faixa de oscilação do circuito projetado, indicando que este circuito de desacoplamento é mais agudo que o anterior. Quanto à faixa de oscilação obtida, é menor que a projetada, resultado que atribuímos ao fato das componentes concentradas não serem ideais, apresentando dimensões físicas que dificultam a integração com as linhas de transmissão e tocos (no caso, os capacitores e o resistor), e às faixas de desacoplamento dos circuitos de polarização.

A Fig. 6.5 mostra um sinal na saída do oscilador, após passar pelo filtro passa-faixa (1,0 a 2,0 GHz). Consideramos a faixa estreita para dar idéia da pureza do sinal gerado. A Fig. 6.5a mostra um sinal na frequência de 1,40 GHz, enquanto a Fig. 6.5b mostra um sinal de 1,45 GHz.

Após observação da deriva na frequência do sinal gerado, constatamos que há uma variação em frequência menor que 100 KHz e que poderá ser melhorada providenciando-se uma blindagem para o circuito. As Figs. 6.6a e 6.6b mostram a variação a que nos referimos para sinais de 1,40 e 1,45 GHz respectivamente.

As Figs. 6.7 e 6.8 mostram respectivamente as variações introduzidas na potência de saída e na frequência do oscilador quando modificamos a corrente de polarização do transistor. Nas

Figs. 6.7a e 6.8a fizemos medidas na frequência de 1,42 GHz uma vez que, como mostra a curva I na Fig. 6.4a, ocorre oscilação entre 1,325 e 1,520 GHz. Nas Figs. 6.7b e 6.8b as medidas foram realizadas na frequência de 1,45 GHz tendo em vista a redução na faixa ocorrida pelas modificações nos circuitos de desacoplamento.

As Figs. 6.9 e 6.10 mostram o comportamento do oscilador para variações na voltagem de polarização do transistor. As Figs. 6.9a e 6.10a mostram os resultados obtidos na frequência de 1,42 GHz. Nas Figs. 6.9b e 6.10b as medidas foram realizadas na frequência de 1,45 GHz.

Os resultados das Figs. 6.9 e 6.10 são consistentes com o fato comprovado experimentalmente de que os parâmetros de espalhamento praticamente não se alteram para pequenas variações na voltagem do coletor desde que a corrente do emissor seja mantida constante. Conforme resultados experimentais, os parâmetros de espalhamento apresentam ligeiras modificações para pequenas variações na corrente do emissor, mantendo-se a voltagem do coletor constante. Isto justifica os resultados das Figs. 6.7 e 6.8.

A Fig. 6.11 mostra a saída do oscilador sem passar por filtro para eliminação das frequências harmônicas. Observa-se a presença de sinais espúreos na faixa de interesse (1,0 a 2,0 GHz) e um aumento na potência do sinal gerado em relação ao sinal obtido após a filtragem e mostrado na Fig. 6.3. É importante acrescentar que não utilizamos um pré-seletor como é recomendado na realização da medida, razão pela qual a presença de sinais espúreos era esperada. Observe-se ainda que o nível de potência destes sinais está pelo menos 30 dBm abaixo do nível de potência do sinal gerado. A Fig. 6.11a mostra um sinal na frequência de 1,4 GHz, enquanto que a Fig. 6.11b mostra um sinal na frequência de 1,45 GHz.

Para verificarmos a forma de onda do sinal de saída do oscilador utilizamos a montagem indicada na Fig. 6.12. Levantamos então duas características. A da Fig. 6.13 correspondente à saída do oscilador após passar por um filtro passa-faixa de 1,0 a 2,0 GHz para evitar as harmônicas do sinal desejado. Estas medidas foram realizadas para sinais em toda a faixa de oscilação mas os resultados obtidos são apresentados para sinais com as

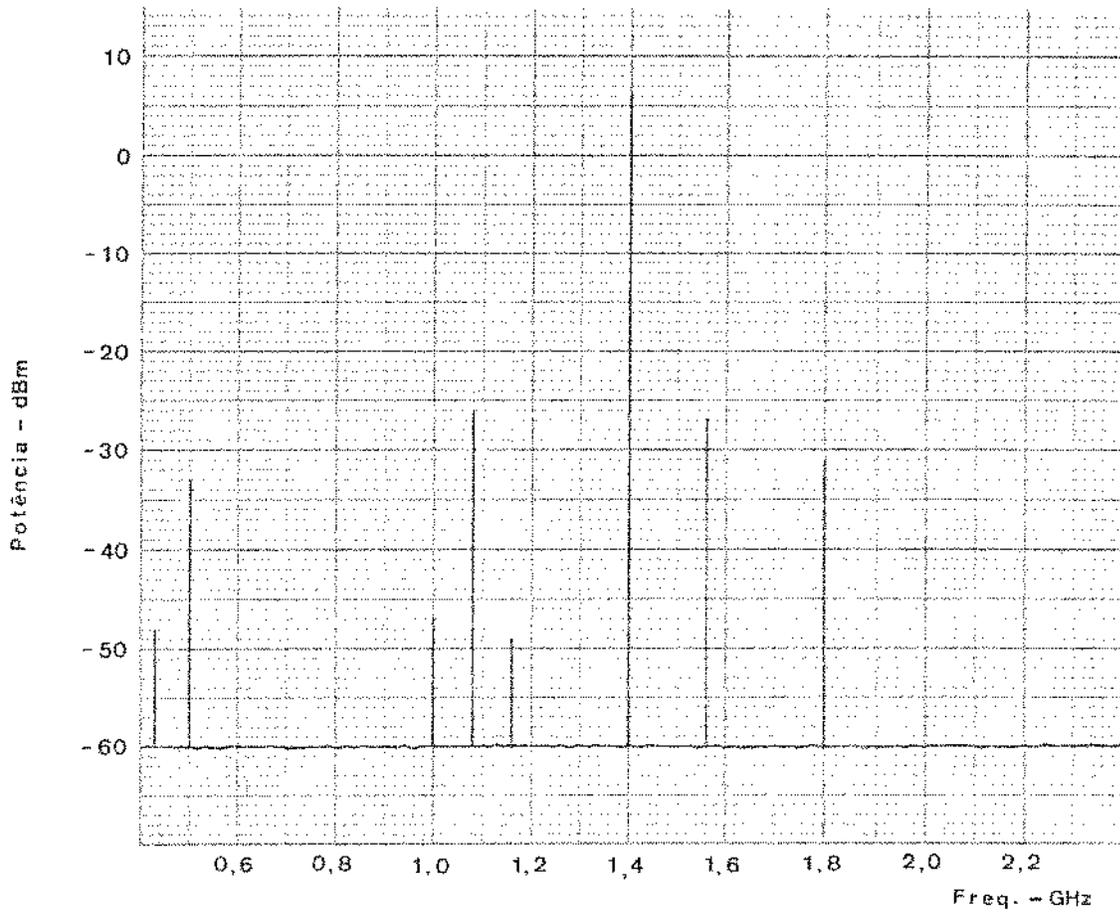


Fig. 6.11a - Espectro de potência do oscilador sem o filtro passa-faixa (1,0 a 2,0 GHz)

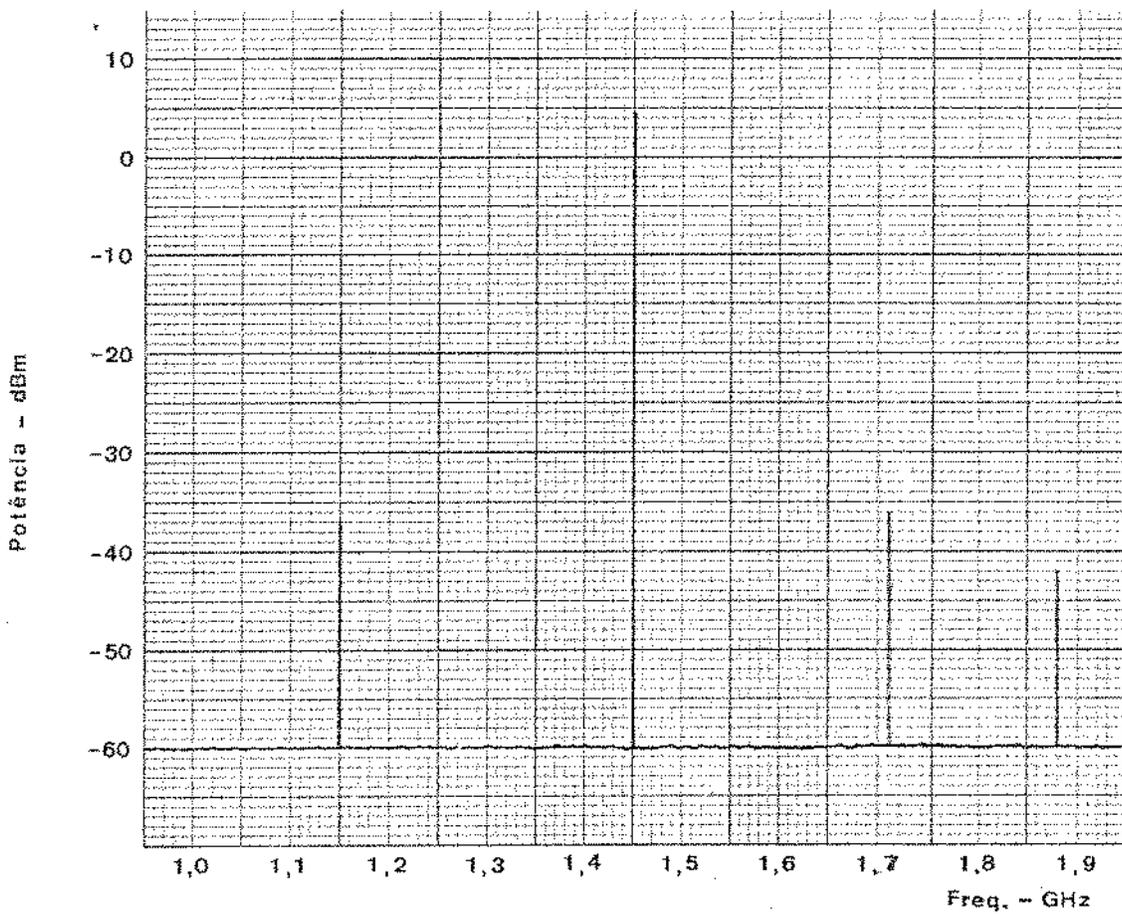


Fig. 6.11b - Espectro de potência de oscilador sem o filtro passa-faixa (1,0 a 2,0 GHz)

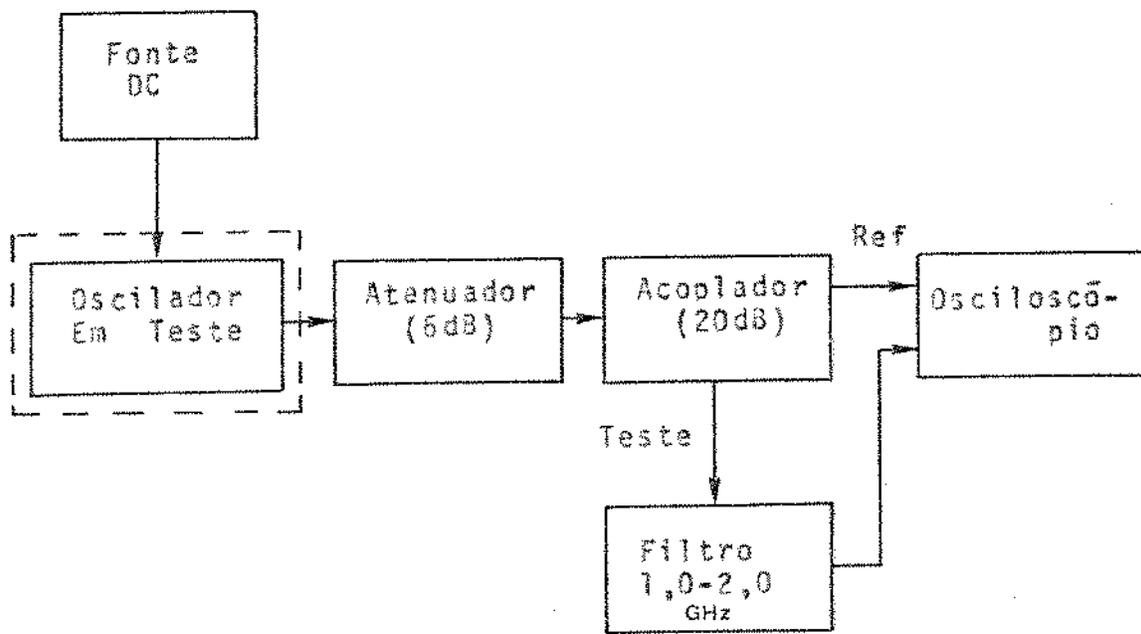


Fig. 6.12 - Montagem para observar a forma de onda do sinal de saída do oscilador construído.

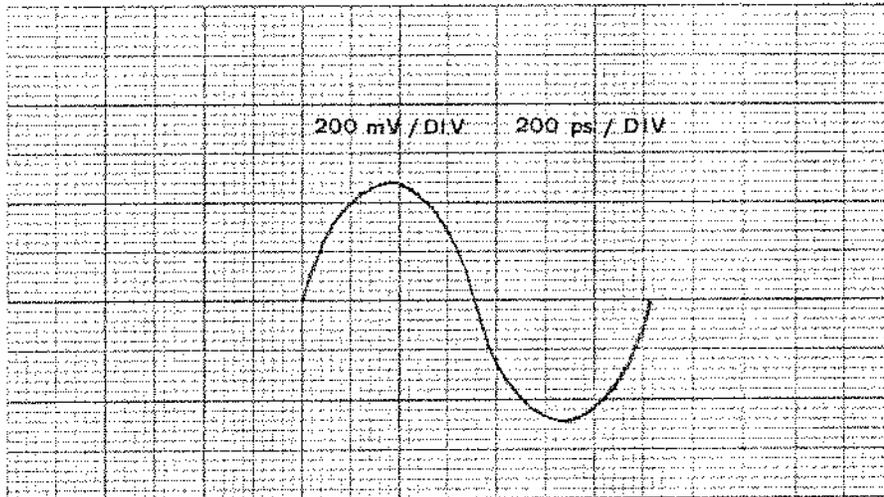


Fig. 6.13a - Saída do oscilador após passar por filtro passa-faixa de 1,0 a 2,0 GHz

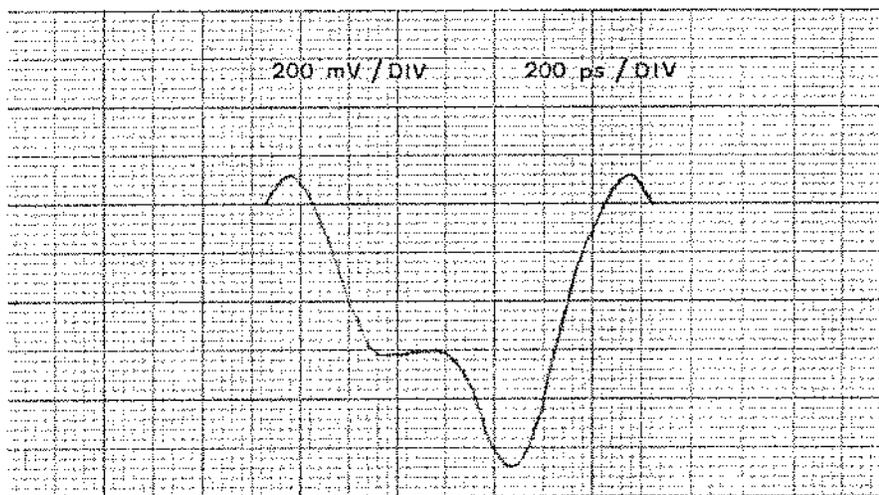


Fig. 6.14a - Saída do oscilador sem realização de filtragem das harmônicas do sinal gerado

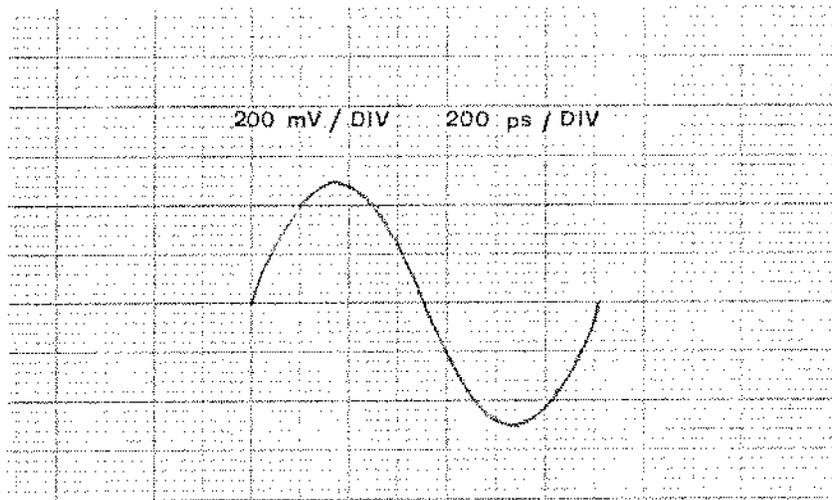


Fig. 6.13b - Saída do oscilador após passar por filtro passa-faixa de 1,0 a 2,0 GHz

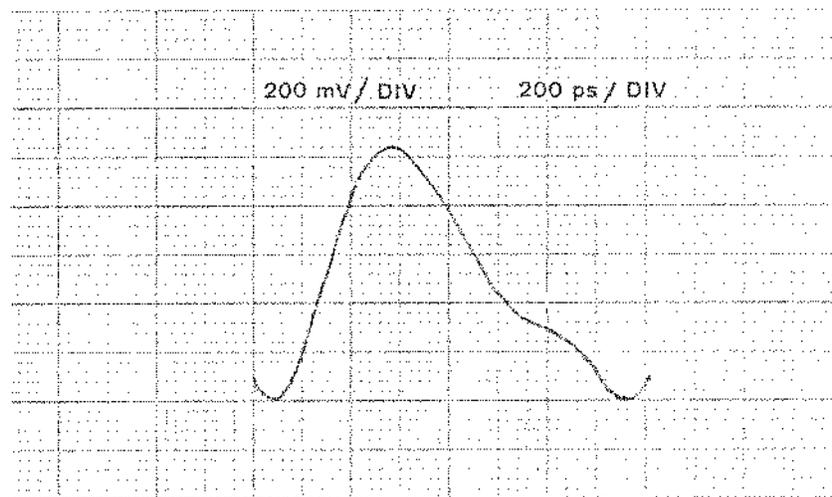


Fig. 6.14b - Saída do oscilador sem realização da filtragem das harmônicas do sinal gerado

frequências de 1,4 GHz (Fig. 6.14a) e de 1,45 GHz (Fig. 6.14b).

No Capítulo 7 apresentaremos uma análise dos resultados obtidos e sugestões para trabalhos posteriores.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO

7.1 - ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

Ao analisar os resultados obtidos, convém relembrar o objetivo do trabalho desenvolvido. A finalidade deste trabalho foi apresentar um método para projeto de osciladores de microondas com sintonia mecânica, devidamente fundamentado na teoria, que pudesse ser utilizado no desenvolvimento de osciladores controlados a voltagem por varactor. Por outro lado, a necessidade de desenvolvimento de osciladores locais para microondas, levou-nos a verificar a possibilidade de utilização dos osciladores obtidos através do método apresentado como osciladores locais.

Visando efetuar uma comprovação experimental do método desenvolvido, projetamos e construímos um oscilador com sintonia mecânica, centrado em 1,5 GHz.

O projeto desenvolvido no Capítulo 4 permite a obtenção de sintonia mecânica desde 1,3 até 1,7 GHz. Neste projeto, desenvolvido a partir de parâmetros lineares, não foi possível determinar o espectro de potência para a faixa de oscilação prevista. Introduzimos então um circuito de casamento na saída do transistor realimentado capaz de transferir a maior potência para a frequência de 1,5 GHz. Uma vez que a saída do transistor realimentado apresenta resistência negativa na faixa de interesse, o circuito de casamento foi utilizado também para tornar positiva a resistência na saída do oscilador projetado.

Para desacoplar as fontes de corrente contínua (para polarização do transistor) utilizamos uma seção série/paralelo de um quarto de comprimento de onda. Procurando obter desacoplamento em uma faixa mais larga, a linha em paralelo foi construída com baixa impedância característica (valor igual a 30 ohms), enquanto que a linha em série foi construída com alta impedância (valor igual a 110 ohms).

Os resultados obtidos, apresentados no Capítulo 6 mostram que a faixa de oscilação para o oscilador construído é menor que a prevista por projeto. A curva I na Fig. 6.4.a mostra que obtivemos oscilação desde 1,325 até 1,520 GHz. Um outro resultado que permite comprovação é o nível de potência na saída do oscilador em função da capacitância do capacitor variável introduzido no circuito de casamento na saída. Segundo o projeto, a máxima transferência de potência em 1,5 GHz deveria ocorrer para a capacitância de 2,0 pF. A partir da curva I na Fig. 6.4.a podemos confirmar que isto acontece. Uma outra medida que assume grande importância é a do desvio em frequência, pois nos permite verificar a possibilidade de emprego do oscilador projetado como oscilador local. Na Fig. 6.6a está mostrado o desvio em frequência, que se apresenta menor que 100 KHz. Conforme a necessidade, o uso de oscilador a cristal de baixa frequência pode ser recomendado para controlar a frequência do oscilador de microonda. As medidas realizadas indicam a presença de harmônicas, Fig. 6.14a, o que exigiu a introdução de um filtro passa-faixa (1,0 a 2,0 GHz). A presença deste filtro elimina os sinais espúreos que aparecem na faixa de interesse, Fig. 6.11, devido às harmônicas do sinal gerado e por não estarmos utilizando um pré-seletor na entrada do analisador de espectro. As Figs. 6.3a e 6.13a mostram respectivamente o espectro de potência e a forma de onda da saída após a filtragem a que nos referimos.

A faixa de oscilação para o circuito construído sendo de maior prioridade, requer maior atenção. Analisando o circuito projetado, vemos que o circuito introduzido na entrada do transistor permite sintonia em faixa estreita (Tabela IV.8 e Fig. 4.11). Sua utilização foi feita em função da disponibilidade de material. Isto, torna o circuito projetado muito sensível às modificações introduzidas na execução do projeto (particularmente na integração entre elementos distribuídos e elementos concentrados). Um outro problema é a faixa de operação do circuito de desacoplamento. Observe-se que, visando aumentar o nível de desacoplamento entre os sinais de microondas e as fontes de polarização, introduzimos um capacitor conforme indicado na Fig. 4.15, que limitou em muito a faixa de oscilação do circuito como mostra a Fig. 6.4b, além de produzir mudanças no nível de potência para a frequência de 1,5 GHz (observar na Fig. 6.4b, as curvas I a IV). Os demais resultados

se mantiveram, observando-se em alguns casos uma variação na potência de saída. Além das modificações introduzidas na execução do projeto e da faixa de operação dos circuitos de desacoplamento das fontes de polarização, convém lembrar que o método de projeto tendo sido desenvolvido a partir de uma caracterização linear para o transistor nos leva a esperar a ocorrência de ligeiras modificações nos resultados obtidos, embora o transistor utilizado seja para pequenos sinais.

Tendo em vista os resultados obtidos para o oscilador construído, formulamos sugestões para trabalhos posteriores que são apresentadas na seção a seguir.

7.2 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS POSTERIORES

Além de permitir uma comprovação experimental da eficiência do método apresentado, baseado no uso de parâmetros de espalhamento lineares, a construção do oscilador sintonizado em 1,5 GHz nos permitiu enfrentar uma série de dificuldades que nos capacitaram a apresentar sugestões para trabalhos futuros.

A grande parte das sugestões que temos a fazer dizem respeito à execução do projeto, ou seja, à construção do circuito projetado. Entretanto, temos também sugestões para a fase de elaboração do projeto.

Certamente, tendo em vista a disponibilidade de recursos, a necessidade de execução do circuito limita-nos na elaboração do projeto. Entretanto, sempre que possível convém atentar para:

- No circuito de desacoplamento das fontes de polarização fazer uso de pelo menos duas seções série/paralelo de um quarto de comprimento de onda, ou se for mais conveniente, utilizar apenas duas seções série/paralelo, prevendo-se uma filtragem para a segunda harmônica como mostra a Fig. 7.1.
- Introdução na porta do transistor onde se efetuará a sintonia de um circuito capaz de operar em faixa tanto mais larga quanto possível, tornando o circuito oscilador menos sensível às modificações introduzidas na execução do mesmo.

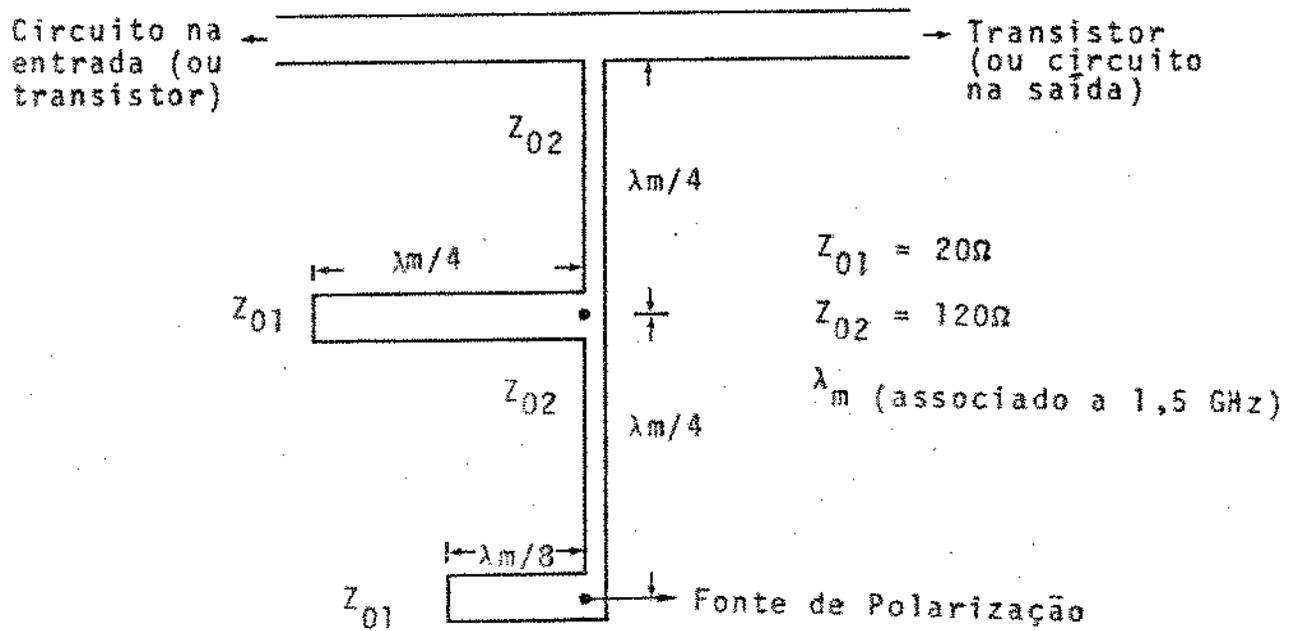


Fig. 7.1 - Circuito para desacoplamento da fonte de polarização de transistor apresentando um filtro para a segunda harmônica de sinal gerado

- Evitar, tanto quanto possível, a utilização de "curto-circuito" nos circuitos a serem introduzidos na entrada e na saída do transistor por ser de realização física mais difícil que o "circuito-aberto".

As seguintes sugestões se referem à execução do projeto, ou à construção do oscilador. Naturalmente, algumas delas poderão parecer desnecessárias. Entretanto, considerando que a execução inadequada do projeto pode inclusive levantar dúvidas sobre a validade do mesmo, tornam-se importantes. Na fase de execução sugerimos:

- Efetuar medidas para as componentes a serem utilizadas na execução do projeto.
- Utilizar na caracterização das linhas de transmissão e tocos as Eqs. (3.12) e (3.13) que levam em conta a espessura da fita condutora, principalmente quando a espessura do dielétrico for das menores encontradas.
- Na realimentação do transistor, a colocação dos terminais deste sobre as linhas de realimentação produz uma fita condutora de espessura maior, devendo ser considerada. Deve-se então diminuir o comprimento dos terminais do transistor quanto possível.
- Construir e medir separadamente os circuitos a serem introduzidos na entrada e saída do transistor realimentado, verificando se estão de acordo com os valores de projeto. Minimizamos então os erros cometidos na integração entre elementos concentrados e distribuídos.
- A integração entre elementos concentrados e distribuídos foi feita através de soldagem. Acreditamos ser mais adequado efetuar esta integração por meios mecânicos por permitirem uma maior flexibilidade no manuseio das componentes concentradas.

A utilização de um varactor no circuito tanque permitirá a sintonia do oscilador através de voltagem. No entanto, o emprego de um varactor requer a introdução de um dispositivo ou circuito a fim de isolar a voltagem aplicada ao varactor da corrente de polarização introduzida no emissor do transistor. O uso de um varactor exige ainda o desenvolvimento de estudo a partir das características do varactor a ser utilizado, modificando-as através

de elementos sem perdas para que permita obter sintonia em uma determinada faixa ou linearidade de sintonia conforme desejado. O varactor poderá ser introduzido no circuito tanque em série ou em paralelo, sendo que a disposição em paralelo torna mais simples a aplicação da voltagem.

Quando do desenvolvimento do oscilador controlado a voltagem, é conveniente efetuar inicialmente a construção de um protótipo sem o circuito de casamento na saída do transistor, ou seja, considerando o coeficiente de reflexão na saída (r_2) igual a zero. Este procedimento permitirá estabelecer o circuito de casamento a ser introduzido na saída de modo a compensar as variações no nível de potência entregue à carga na faixa de interesse.

Acreditamos que o objetivo deste trabalho foi plenamente alcançado. Isto não se deve especificamente à construção de um oscilador de microonda, mas ao estabelecimento de um método de projeto (partindo do uso de realimentação externa através de elementos distribuídos) e aos resultados que dele poderão advir. Entretanto, a construção de um protótipo nos permitiu enfrentar as dificuldades de execução de projetos em microondas e efetuar uma comprovação experimental do método desenvolvido.

APÊNDICE A

OS PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO GENERALIZADOS

O objetivo deste apêndice é demonstrar a Eq. (2-20) que fornece os parâmetros de espalhamento para terminações arbitrárias (parâmetros generalizados) em função dos parâmetros medidos (referidos a terminações resistivas de valor igual a 50 ohms) e das impedâncias arbitrárias.

A derivação é feita a partir do fato de que os parâmetros z , de circuito-aberto, para o multipolo não se alteram com as diferentes impedâncias colocadas nos terminais.

O primeiro passo consiste na determinação dos parâmetros z em função dos parâmetros medidos s e das terminações resistivas Z_0 . Depois, obtemos os parâmetros generalizados s' em função dos parâmetros z , e das terminações arbitrárias Z_1 . Finalmente, eliminamos os parâmetros z obtendo, após desenvolvimento, a equação matricial desejada.

A demonstração é feita então em três etapas:

1. Obter os parâmetros z em função dos parâmetros s e das terminações Z_0 .

Os parâmetros z são definidos pela equação matricial

$$V = z \bar{I} \quad (A-1)$$

Os parâmetros s são definidos pela equação matricial

$$b = S a \quad (A-2)$$

Em concordância com as Eqs. (2-1) e (2-2), a e b são definidas pelas equações matriciais:

$$a = F (V + R_0 \bar{I}) \quad (A-3)$$

$$b = F (V - R_0 \bar{I}) \quad (A-4)$$

sendo

$$F = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{Z_0}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{Z_0}} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \end{pmatrix} \quad (A-5)$$

$$R_0 = \begin{pmatrix} Z_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & Z_0 \end{pmatrix} \quad (A-6)$$

Fazendo-se a substituição de (A-3) e (A-4) em (A-2) temos:

$$FV - FR_0 \bar{I} = SFV + SFR_0 \bar{I} \quad (A-7)$$

Usando-se (A-1), vem

$$Fz\bar{I} - FR_0 \bar{I} = SFz\bar{I} + SFR_0 \bar{I} \quad (A-8)$$

Multiplicando-se ambos os termos por \bar{I}^{-1} pela direita

$$Fz - FR_0 = SFz + SFR_0 \quad (A-9)$$

Sendo $FR_0 = R_0 F$ pois R_0 e F são matrizes diagonais ao arranjarmos a equação acima teremos:

$$(I - S) Fz = (S + I) R_0 F \quad (A-10)$$

onde I é a matriz identidade.

Multiplicando-se por $(I - S)^{-1}$ e depois por F^{-1} desta feita pela esquerda

$$z = F^{-1} (I - S)^{-1} (S + I) R_0 F \quad (A-11)$$

2. Obter os parâmetros S' em função dos parâmetros z e das terminações arbitrárias Z_i .

Os parâmetros z são ainda definidos por

$$V = z \bar{I} \quad (A-12)$$

enquanto os parâmetros s' são definidos por

$$b' = S' a' \quad (A-13)$$

Em concordância com as Eqs. (2-17) e (2-18), a' e b' são definidos por

$$a' = G (V + Z\bar{I}) \quad (A-14)$$

$$b' = G (V - Z^*\bar{I}) \quad (A-15)$$

sendo

$$G = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} \frac{1}{\sqrt{\text{Re}(Z_1)}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{\text{Re}(Z_2)}} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\sqrt{\text{Re}(Z_n)}} \end{vmatrix} \quad (A-16)$$

$$Z = \begin{pmatrix} Z_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & Z_n \end{pmatrix} \quad (\text{A-17})$$

onde Z_i é a impedância terminal da i -ésima porta.

Fazendo-se a substituição de (A-14) e (A-15) em (A-13) vem

$$GV - GZ^* \bar{I} = S'GV + S'GZ\bar{I} \quad (\text{A-18})$$

Usando-se (A-12) e multiplicando-se ambos os termos por \bar{I}^{-1} pela direita

$$Gz - GZ^* = S'Gz + S'GZ \quad (\text{A-19})$$

$$G(z - Z^*) = S'G(z + Z) \quad (\text{A-20})$$

Multiplicando-se por $(z + Z)^{-1}$ e depois por G^{-1} ambas pela direita, vem

$$S' = G(z - Z^*)(z + Z)^{-1}G^{-1} \quad (\text{A-21})$$

3. Eliminar z nas Eqs. (A-11) e (A-21) expressando S' em funções de S e das terminações Z_i e Z_o .

Obtemos,

$$S' = G [F^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_o F - Z^*] [F^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_o F + Z]^{-1} G^{-1} \quad (\text{A-22})$$

Usando a propriedade para a inversão de um produto de matrizes,

$$S' = G [F^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_0 F - Z^*] [GF^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_0 F + GZ]^{-1} \quad (A-23)$$

No segundo membro, os dois primeiros fatores podem ser escritos como:

$$G [F^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_0 F - Z^*] = GF^{-1} (I-S)^{-1} [(S+I)R_0 F - (I-S)FZ^*] \quad (A-24)$$

ou como

$$GF^{-1} (I-S)^{-1} [S(Z^*+R_0) - (Z^*-R_0)] F \quad (A-25)$$

pois F e Z^* são matrizes diagonais

Efetuada-se as multiplicações indicadas entre colchetes, agrupando-se convenientemente, e, lembrando-se mais uma vez que F , Z^* e R_0 são matrizes diagonais, obtemos:

$$GF^{-1} (I-S)^{-1} [S - (Z^*-R_0) (Z^*+R_0)^{-1}] F (Z^*+R_0) \quad (A-26)$$

Define-se então a matriz coeficiente de reflexão por

$$r = (Z-R_0) (Z+R_0)^{-1} = (Z+R_0)^{-1} (Z-R_0) \quad (A-27)$$

que é diagonal por serem Z e R_0 matrizes diagonais.

Usando-se as propriedades para a conjugada de um produto e de uma soma de matrizes simultaneamente em (A-27) obtem-se:

$$r^* = (Z^*-R_0) (Z^*+R_0)^{-1} = (Z^*+R_0)^{-1} (Z^*-R_0) \quad (A-28)$$

Substituindo-se (A-28) em (A-26), obtem-se

$$GF^{-1} (I-S)^{-1} (S-r^*) F (Z^*+R_0) \quad (A-29)$$

Considerando-se (A-24) e (A-29) a Eq. (A-22) passa a

ser

$$S' = [GF^{-1} (I-S)^{-1} (S-r^*) \cdot F (Z^*+R_0)] [GF^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_0 F + GZ]^{-1} \quad (A-30)$$

No segundo membro, o segundo fator pode ser escrito co
mo

$$\begin{aligned} & [GF^{-1} (I-S)^{-1} (S+I) R_0 F + Z]^{-1} = \\ & = \{ [GF^{-1} (I-S)^{-1}] [(S+I) R_0 F + (I-S) FG^{-1} GZ] \}^{-1} \quad (A-31) \end{aligned}$$

Considerando-se que Z e F são matrizes diagonais, che-
ga-se a:

$$\{ [GF^{-1} (I-S)^{-1}] [SR_0 + R_0 + Z - SZ] F \}^{-1} \quad (A-32)$$

donde, agrupando-se convenientemente

$$\{ [GF^{-1} (I-S)^{-1}] [Z + R_0 - S (Z-R_0)] F \}^{-1} \quad (A-33)$$

que pode se transformar em:

$$\{ [GF^{-1} (I-S)^{-1}] [I - S (Z-R_0) (Z+R_0)^{-1}] F (Z+R_0) \}^{-1} \quad (A-34)$$

uma vez que F, Z e R_0 são matrizes diagonais

Usando-se a Eq. (A-27), o termo acima passa a ser

$$\{ [GF^{-1} (I-S)^{-1}] [(I-Sr) F (Z+R_0)] \}^{-1} \quad (A-35)$$

Aplicando-se sucessivamente a propriedade de inversão
de um produto de duas matrizes, chega-se

$$(Z+R_0)^{-1} F^{-1} (I-Sr)^{-1} (I-S) FG^{-1} \quad (A-36)$$

Considerando-se (A-36) e (A-31) a Eq. (A-30)

$$S' = [GF^{-1} (I-S)^{-1} (S-r^*) F (Z^*+R_0)] [(Z+R_0)^{-1} F^{-1} (I-Sr)^{-1} (I-S)FG^{-1}] \quad (A-37)$$

As matrizes (Z^*+R_0) , $(Z+R_0)^{-1}$ e F sendo diagonais permite-nos escrever

$$S' = GF^{-1} (I-S)^{-1} (S-r^*) (Z^*+R_0) (Z+R_0)^{-1} (I-Sr)^{-1} (I-S) FG^{-1} \quad (A-38)$$

A partir da Eq. (A-27) podemos expressar o termo $(Z^*+R_0) (Z+R_0)^{-1}$ em função do coeficiente de reflexão r .

$$I-r = (Z+R_0)^{-1} (2R_0) \quad (A-39)$$

donde

$$I-r^* = (Z^*+R_0)^{-1} (2R_0) \quad (A-40)$$

e

$$(I-r^*)^{-1} = [(Z^*+R_0)^{-1} (2R_0)]^{-1} = (2R_0)^{-1} (Z^*+R_0) \quad (A-41)$$

De (A-39) e (A-41), vem

$$(I-r^*)^{-1} (I-r) = (2R_0)^{-1} (Z^*+R_0) (Z+R_0)^{-1} (2R_0) \quad (A-42)$$

Como a ordem dos fatores não altera o produto de matrizes diagonais de mesma ordem, temos:

$$(Z^*+R_0) (Z+R_0)^{-1} = (I-r^*)^{-1} (I-r) \quad (A-43)$$

Substituindo-se na Eq. (A-38) o resultado da Eq. (A-43), temos

$$S' = GF^{-1} (I-S)^{-1} (S-r^*) (I-r^*)^{-1} (I-r) (I-Sr)^{-1} (I-S) FG^{-1} \quad (A-44)$$

Considerando as identidades abaixo:

$$(I-S)^{-1} (S-r^*) (I-r^*)^{-1} = (I-r^*)^{-1} (S-r^*) (I-S)^{-1} \quad (A-45)$$

e

$$(I-r) (I-Sr)^{-1} (I-S) = (I-S) (I-rS)^{-1} (I-r) \quad (A-46)$$

A Eq. (A-44) se transforma em

$$S' = GF^{-1} (I-r^*)^{-1} (S-r^*) (I-rS)^{-1} (I-r) FG^{-1} \quad (A-47)$$

Convém observar que no termo à direita de (A-47) a única matriz que não é necessariamente diagonal é a matriz S .

Definindo-se matriz diagonal A como sendo

$$A = G^{-1} F (I-r^*) \quad (A-48)$$

tem-se

$$A^{-1} = (I-r^*)^{-1} F^{-1} G \quad (A-49)$$

$$A^* = (I-r) F G^{-1} \quad (A-50)$$

uma vez que as matrizes F e G são formadas por números reais.

Finalmente, o uso de (A-49) e (A-50) em (A-47) nos fornece

$$S' = A^{-1} (S-r^*) (I-rS)^{-1} A^* \quad (A-51)$$

que é a relação mais simplificada para os parâmetros S' em fun-

ção dos parâmetros S e das terminações Z_0 e Z_i .

A componente i -ésima da diagonal da matriz A , Eq. (4-48), é dada por

$$A_i = \frac{2 \sqrt{R_0} \sqrt{R_e(Z_i)}}{Z_i^* + Z_0} = (1-r_i^*) \sqrt{\frac{R_e(Z_i)}{Z_0}} \quad (\text{A-52})$$

que pode ser expressa em função apenas do coeficiente de reflexão, usando a Eq. (A-27), por

$$A_i = (1-r_i^*) \frac{\sqrt{1 - |r_i|^2}}{|1 - r_i|} \quad (\text{A-53})$$

sendo r_i dado por

$$r_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (\text{A-54})$$

A seguir verificamos as identidades apresentadas em (A-45) e (A-46).

Começamos por verificar a identidade apresentada em (A-45).

Somando-se e subtraindo-se nos fatores $(S - r^*)$, em ambos os membros da identidade, a matriz identidade obtém-se, a partir de (A-45):

$$\begin{aligned} (I-S)^{-1} [- (I-S) + (I-r^*)] (I-r^*)^{-1} &= \\ &= (I-r^*)^{-1} [- (I-S) + (I-r^*)] (I-S)^{-1} \end{aligned} \quad (\text{A-55})$$

desenvolvendo-se

$$\begin{aligned}
 & - (I-S)^{-1} (I-S) (I-r^*)^{-1} + (I-S)^{-1} (I-r^*) (I-r^*)^{-1} \\
 & = - (I-r^*)^{-1} (I-S) (I-S)^{-1} + (I-r^*)^{-1} (I-r^*) (I-S)^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{A-56}$$

donde

$$- (I-r^*)^{-1} + (I-S)^{-1} = - (I-r^*)^{-1} + (I-S)^{-1}
 \tag{A-57}$$

Verifiquemos agora a identidade apresentada em (A-46)

A Eq. (4-46) pode ser escrita como

$$[(I-Sr) (I-r)^{-1}]^{-1} (I-S) = [(I-rS) (I-S)^{-1}]^{-1} (I-r)
 \tag{A-58}$$

ou como

$$[(I-S)^{-1} (I-Sr) (I-r)^{-1}]^{-1} = [(I-r)^{-1} (I-rS) (I-S)^{-1}]^{-1}
 \tag{A-59}$$

donde

$$(I-S)^{-1} (I-Sr) (I-r)^{-1} = (I-r)^{-1} (I-rS) (I-S)^{-1}
 \tag{A-60}$$

Nos fatores $(I-Sr)$, somando-se e subtraindo-se r no lado esquerdo e S no lado direito, vem

$$\begin{aligned}
 & (I-S)^{-1} [(I-r) + (I-S) r] (I-r)^{-1} = \\
 & = (I-r)^{-1} [(I-S) + (I-r) S] (I-S)^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{A-61}$$

desenvolvendo-se

$$\begin{aligned} (I-S)^{-1} (I-r) (I-r)^{-1} + (I-S)^{-1} (I-S) r (I-r)^{-1} &= \\ &= (I-r)^{-1} (I-S) (I-S)^{-1} + (I-r)^{-1} (I-r) S (I-S)^{-1} \end{aligned} \quad (A-62)$$

$$(I-S)^{-1} + r (I-r)^{-1} = (I-r)^{-1} + S (I-S)^{-1} \quad (A-63)$$

donde

$$(I-S) (I-S)^{-1} = (I-r) (I-r)^{-1} \quad (A-64)$$

portanto,

$$I = I \quad (A-65)$$

APENDICE B

PROGRAMA PARA ESTUDO DOS EFEITOS DO USO DE REALIMENTAÇÃO EXTERNA EM SÉRIE

Para que possamos determinar os efeitos decorrentes da introdução de realimentação externa em transistores de microondas, faz-se necessária a determinação dos parâmetros de espalhamento equivalentes da associação.

O emprego da realimentação externa em série é o mais comum por ser de realização mais simples. A análise dos efeitos do uso de realimentação externa série requer a obtenção dos parâmetros de espalhamento equivalentes. Para tanto, devemos obter os parâmetros Z dos elementos introduzidos em série e do transistor.

Neste caso, sendo os elementos de realimentação externa tocos de linhas de transmissão introduzidos conforme as Figs. 4.4 ou 4.5, estaremos sempre colocando entre os terminais comuns do transistor e o terra do circuito uma impedância dada por (4.8).

$$Z_{eq} = j \frac{Z_0}{2} \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi}{\lambda_m} D \right) \quad (\text{B.1})$$

Este quadripolo, que apresenta terminais de entrada comuns com os de saída, tem os seguintes parâmetros Z (circuito aberto):

$$Z_{11} = Z_{eq} \quad (\text{B.2})$$

$$Z_{12} = Z_{eq} \quad (\text{B.3})$$

$$Z_{21} = Z_{eq} \quad (\text{B.4})$$

$$Z_{22} = Z_{eq} \quad (\text{B.5})$$

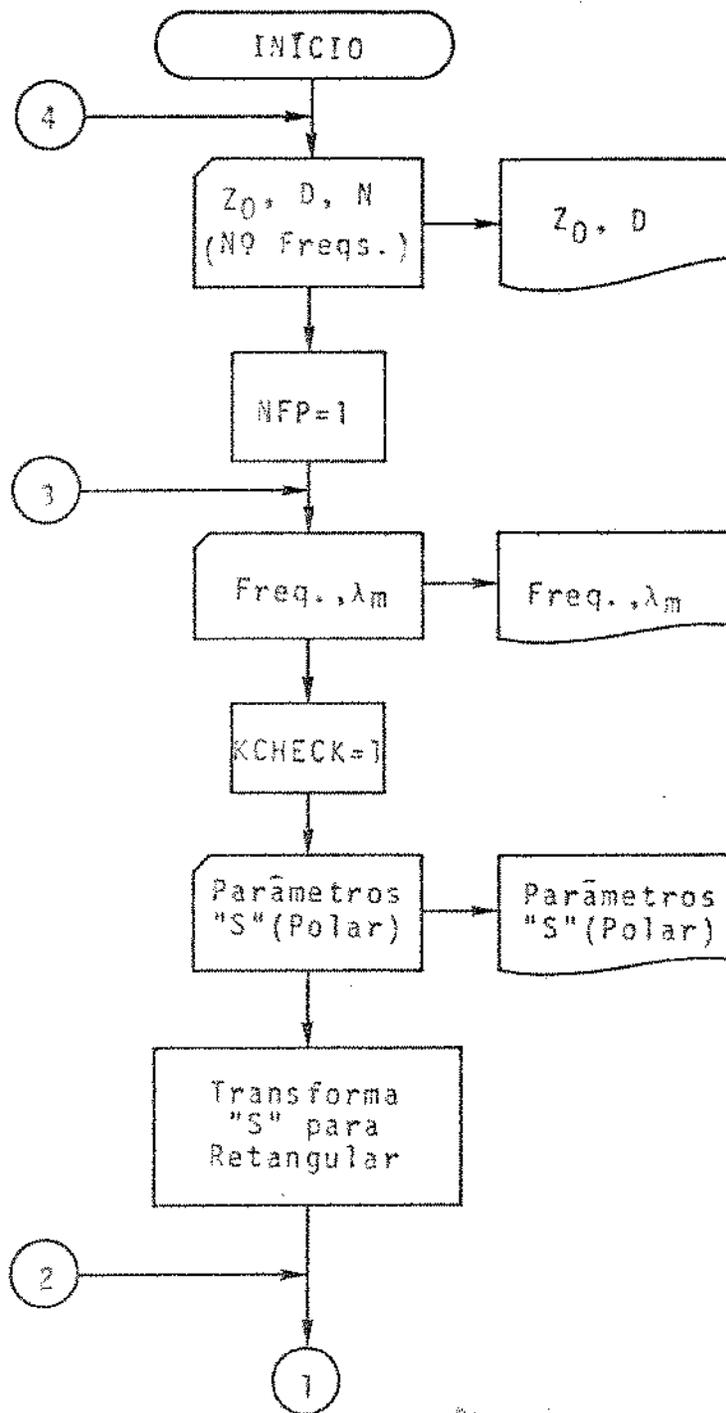
A obtenção dos parâmetros z (circuito aberto) para o transistor é feita, utilizando a Tabela II.1, a partir de seus parâmetros "s".

A determinação dos parâmetros z (circuito aberto) equivalentes é feita a partir do fato de que o transistor e a impedância equivalente dos tocos de realimentação estão associados em série.

Conhecidos os parâmetros z do transistor realimentado, determina-se através da Tabela II.1 os parâmetros de espalhamento correspondentes. Pode-se então determinar outras grandezas como fator de Rollett, ganho de potência e coeficientes de onda estacionária nos terminais do transistor realimentado.

Na Fig. AB.1 mostramos o diagrama de blocos do programa utilizado. Anexamos ainda listagem do referido programa.

Este programa foi utilizado em estudo dos efeitos da introdução de realimentação série para o transistor HP 35821 nas configurações base-comum e emissor-comum. Como antecipamos no Capítulo 4, a configuração base-comum mostrou-se mais adequada, razão pela qual foi escolhida. Na Tabela AB.1 mostramos os valores para as magnitudes de S_{11} e S_{22} , assim como para o fator de Rollett, para o transistor HP 35821E sem realimentação e com a realimentação necessária para tornar menor que a unidade os valores do fator de Rollett na faixa de interesse. Convém lembrar que $K < 1$ (K é o fator de Rollett) é a condição necessária para que existam valores de r_1 e r_2 , (coeficientes de reflexão introduzidos na entrada e na saída do transistor realimentado) na região passiva da Carta de Smith capazes de fazer o transistor realimentado apresentar resistência negativa em uma de suas portas. O fato dos valores de $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$ serem bem menores que a unidade, do valor de K ser próximo de um e do valor para D não poder exceder a $0,1 \lambda_m$ (para que a influência da frequência não seja muito acentuada) indicam que a introdução da realimentação externa em série não é suficiente para permitir o uso do transistor HP 35821E em circuitos osciladores.



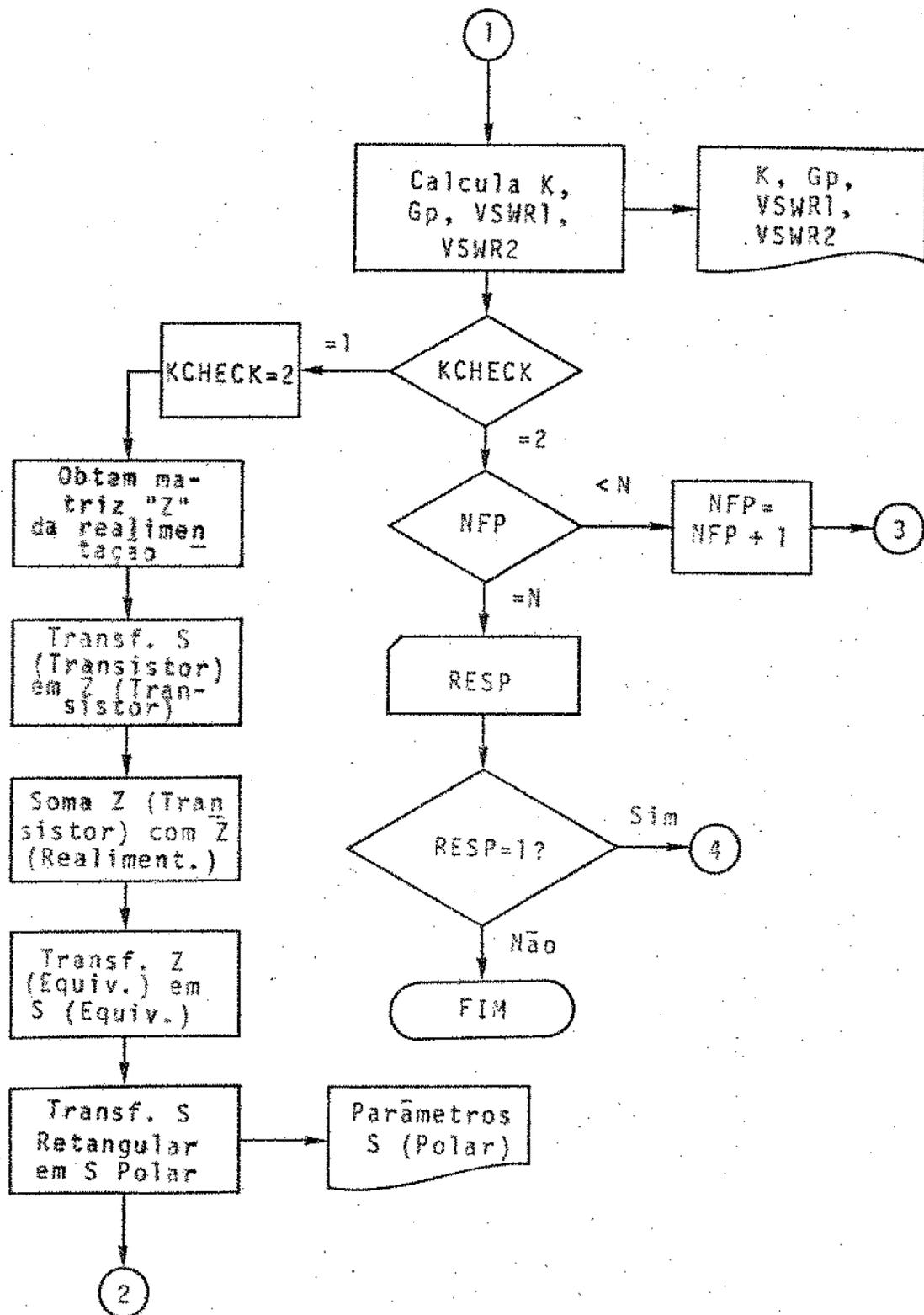


Fig. AB.1 - Diagrama de blocos do programa para estudo dos efeitos da introdução de realimentação externa em série

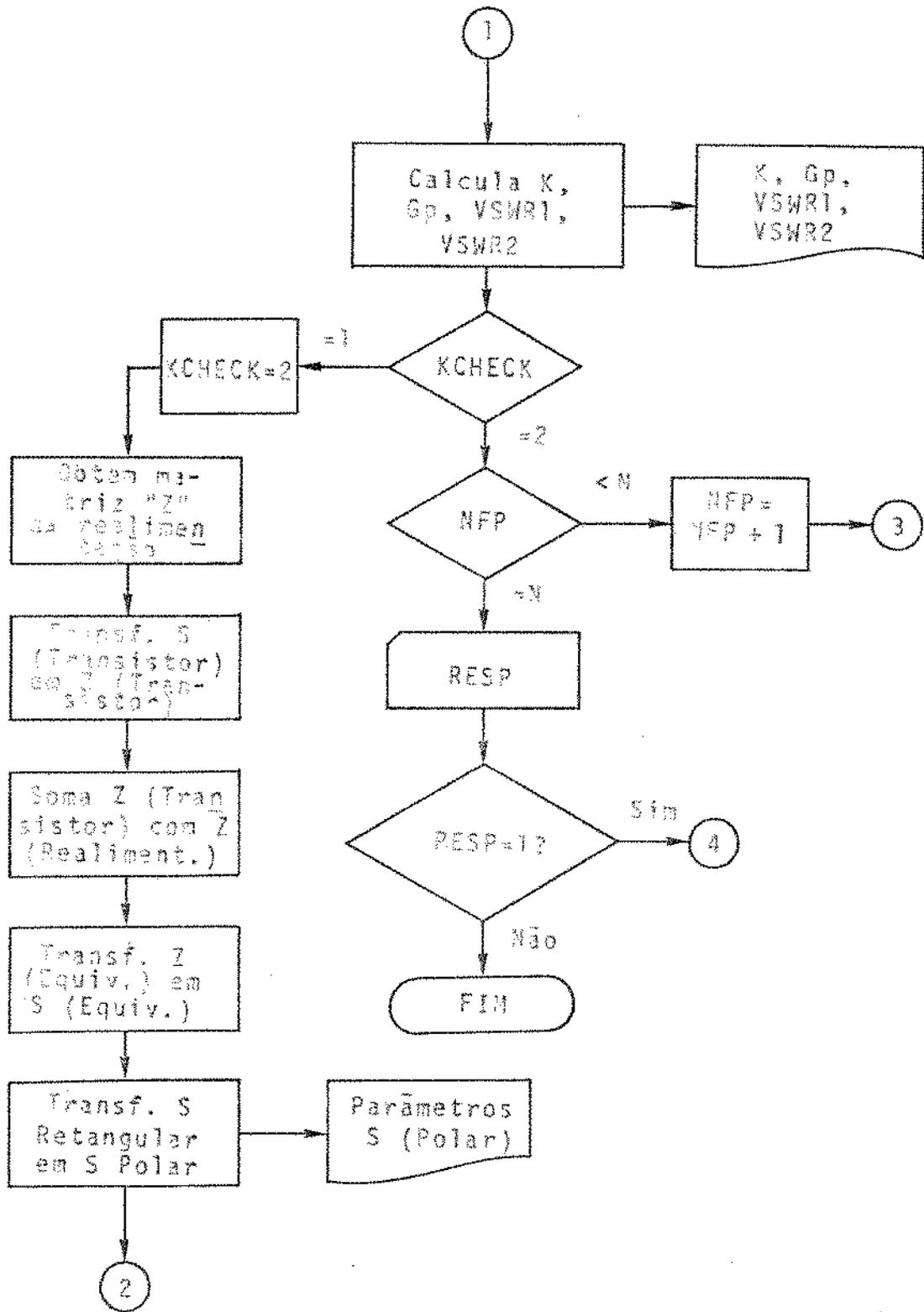


Fig. AB.1 - Diagrama de blocos do programa para estudo dos efeitos da introdução de realimentação externa em série

Tabela AB.1 - Valores obtidos para $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, assim como de K , para o transistor HP 35821E sem realimentação e com realimentação mostrada na Fig. 4.5.

FREQ. (GHz)	$ S_{11} $	$ S_{22} $	K	Z_o (Ω)	λ_m (cm)	D (cm)
1,0	0,5500	0,4500	1,1746	-	-	-
1,5	0,5500	0,4500	1,2000	-	-	-
2,0	0,5500	0,5200	1,1122	-	-	-
1,0	0,1640	0,5529	1,0534	40	20,388	1,1
1,5	0,1738	0,5631	0,9776	40	13,592	1,1
2,0	0,1852	0,6099	0,8557	40	10,194	1,1
1,0	0,0558	0,6282	0,9983	60	20,798	1,4
1,5	0,0931	0,6499	0,9206	60	13,866	1,4
2,0	0,1565	0,7008	0,8277	60	10,399	1,4
1,0	0,0498	0,6258	0,9996	70	20,946	1,2
1,5	0,0890	0,6436	0,9233	70	13,954	1,2
2,0	0,1322	0,6878	0,8281	70	10,473	1,2
1,0	0,2316	0,6966	0,9687	90	21,214	1,5
1,5	0,2647	0,7231	0,9007	90	14,142	1,5
2,0	0,3340	0,7780	0,8393	90	10,607	1,5


```

      Z22=( (Z11,-Z11)/(D*DL))-50.)
C
C      SUBRZ Z(PARASISTOR) COE LF(BALANCE)TACAO)
      Z11T=Z11+Z11F
      Z12T=Z12+Z12F
      Z21T=Z21+Z21F
      Z22T=Z22+Z22F
C
C      CONVERTIR ZT(TOTAL) PARA ST(TOTAL)
      SDEG=(.01*( (Z11T+50.)+(Z22T+50.)-(Z12T*Z21T)))
      S11T=( (1.)-((Z22T+50.)/(SDEG)))
      S12T=(Z12T/SDEG)
      S21T=(Z21T/SDEG)
      S22T=( (1.)-((Z11T+50.)/(SDEG)))
      G(1)=COS(S11T)
      G(2)=ATAN2(ALMAG(S11T),REAL(S11T))*(180./PI)
      G(3)=COS(S12T)
      G(4)=ATAN2(ALMAG(S12T),REAL(S12T))*(180./PI)
      G(5)=COS(S21T)
      G(6)=ATAN2(ALMAG(S21T),REAL(S21T))*(180./PI)
      G(7)=COS(S22T)
      G(8)=ATAN2(ALMAG(S22T),REAL(S22T))*(180./PI)
      WRITE(3,12)
12  FORMAT(//33,57R PARAMETROS DE RESPONDA(LIN. RESONAN)
      (TACA))
      WRITE(5,200)(G(I),I=1,8)
200  FORMAT(00)
      IF (.NOT.EC(30,2)) GO TO 50
7    S11Z=S11
      S12Z=S12
      S21Z=S21
      S22Z=S22
8    CONTINUE
      PGAIN=15*(COS(S11T)*S22T-S12T*S21T)**2)
      REL=SEMI(S11T)
      AIG=AL AG(S21T)
      PHASE=ATAN2(AG,REL)*180./PI
      IF(PHASE.LT.0.)PHASE=PHASE+360.
      VS#P1=(1.+G(1))/(1.-G(1))
      VS#P2=(1.+G(7))/(1.-G(7))
      XK=(1.+(COS((S11T*S22T-S12T*S21T)**2))-(COS(S11T)**2))
      *(COS(S22T)**2))/(2.*COS(S12T)*COS(S21T))
      WRITE(3,V)FREQ,PGAIN,PHASE,VS#P1,VS#P2,XK
9  FORMAT(//10R FREQ(00)=,G,3X,11R PGAIN(00)=,G,3X,10R PHASE(0)=,G,
      5 3X,10R VS#P1(0)=,G,3X,11R VS#P2(0)=,G,3X,11R XK(0)=,G)
      IF(.NOT.EC(30,2)) GO TO 10
      GO TO 11
11  CONTINUE
      IF(.EP(24,8)) GO TO 35
      SEP=SEP+1.
      GO TO 20
100 CALL PAIT
      STOP

```

APÊNDICE C

CURVAS DE WHEELER E PROGRAMAS PARA A CARACTERIZAÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO EM MICROFITA

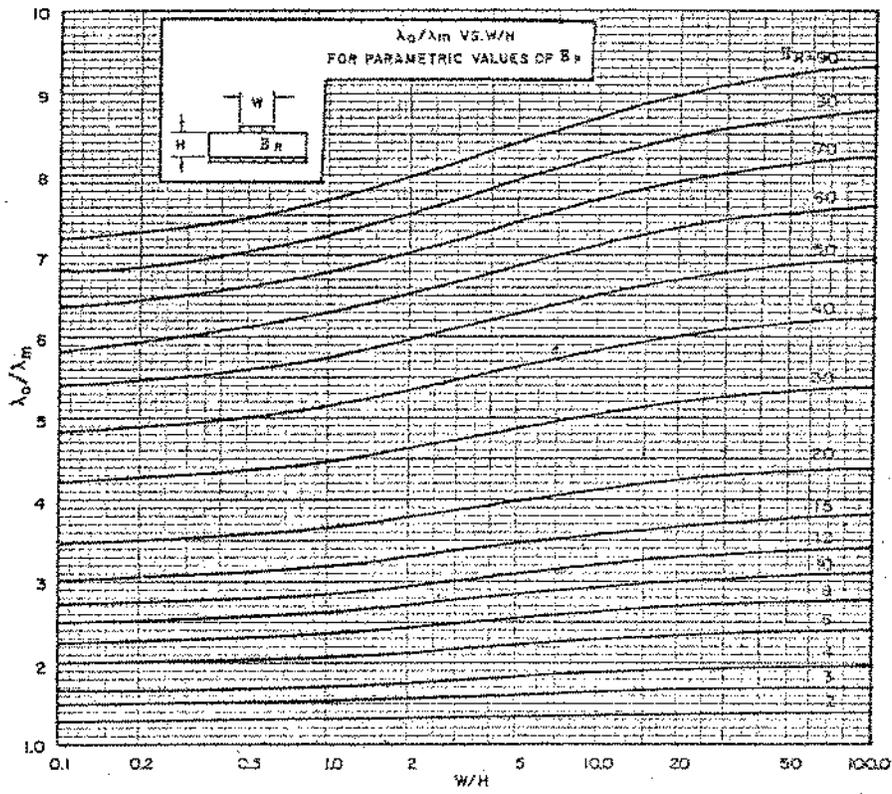
O objetivo deste apêndice é apresentar os meios utilizados na caracterização de linhas em microfita. No Capítulo 5, fizemos referências a três processos estabelecidos respectivamente a partir das curvas de Wheeler e de expressões fechadas obtidas por Giarola ou por Hammerstad.

As Figs. AC.1 a AC.2 mostram as curvas estabelecidas por Wheeler. Estas curvas foram obtidas pelo método de transformação conforme a partir do modelo quase-TEM. A espessura da fita condutora é desprezada.

Os programas estabelecidos a partir das expressões fechadas definidas por Giarola estão apresentados, através de suas listagens, em duas versões. As expressões fechadas foram estabelecidas a partir dos resultados obtidos pelo método da função de Green aplicado ao modelo quase-TEM. A espessura da fita condutora é considerada desprezível.

As expressões obtidas por Hammerstad foram estabelecidas pelo método de transformação conforme a partir do modelo quase-TEM. O uso destas expressões nos permitiu estabelecer programa para caracterização de linhas em microfita levando em conta a espessura da fita condutora. O diagrama de blocos do programa estabelecido está na Fig. AC.3. Apresentamos também uma listagem deste programa.

Aproximação para Fitas Largas ($W/H > 1,0$)



Aproximação para Fitas Estreitas ($W/H < 1,0$)

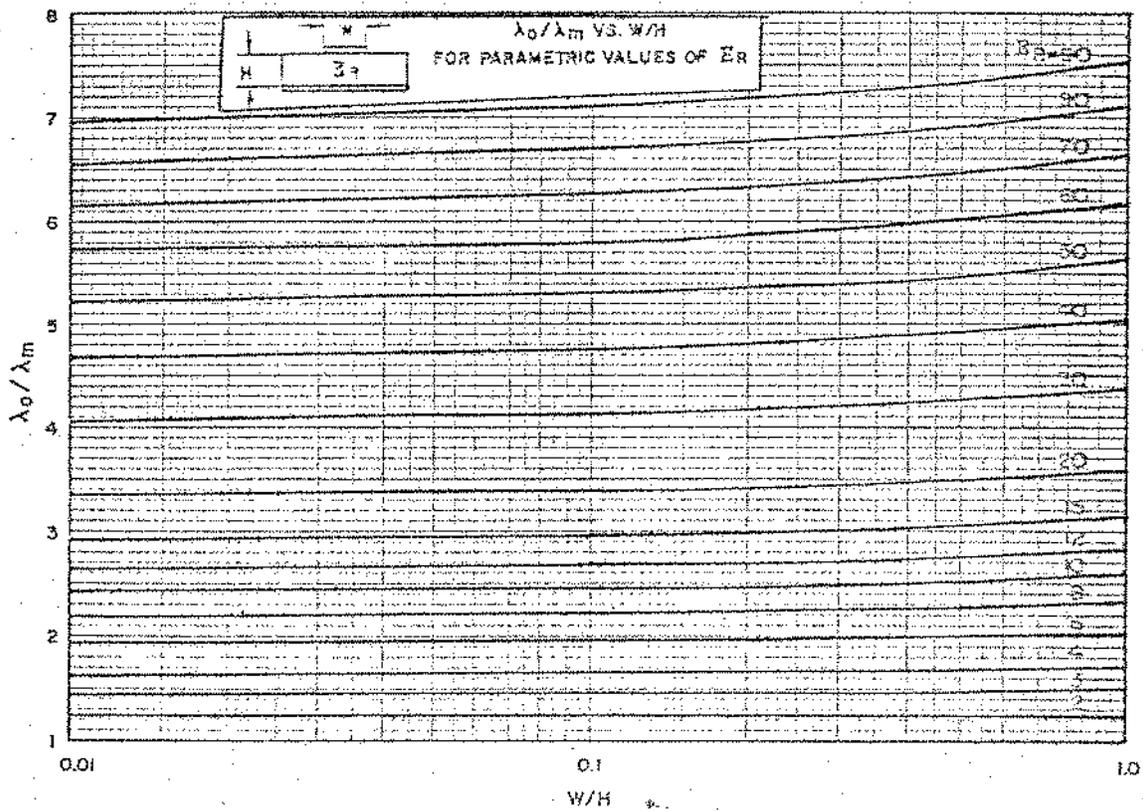
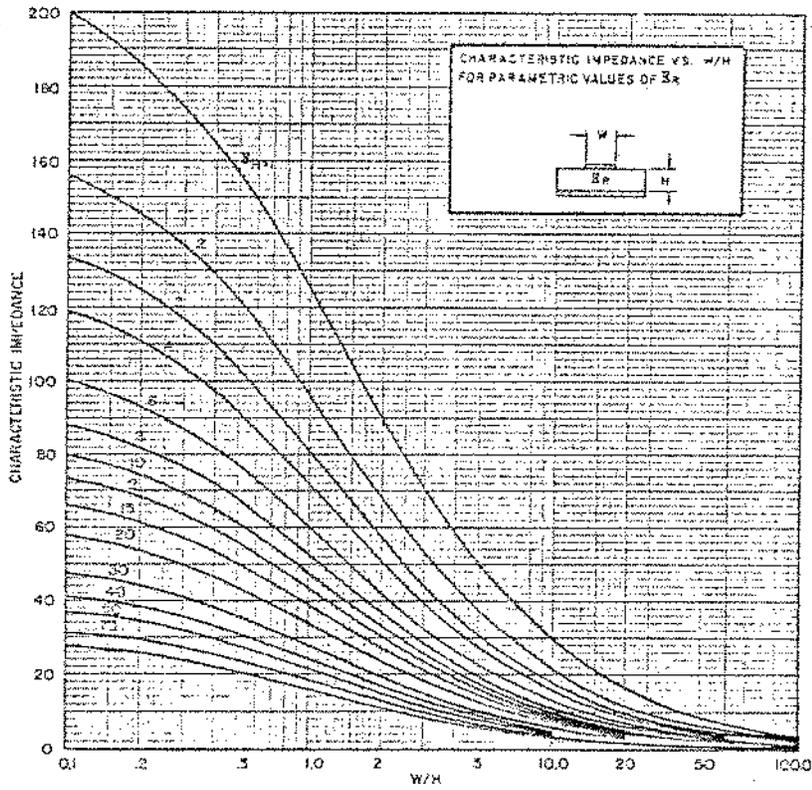


Fig. AC.1 - Relação entre o comprimento de onda no espaço livre (λ_0) e o comprimento de onda na microfita (λ_m)

Aproximação para Fitas Largas ($W/H > 1,0$)



Aproximação para Fitas Estreitas ($W/H < 1,0$)

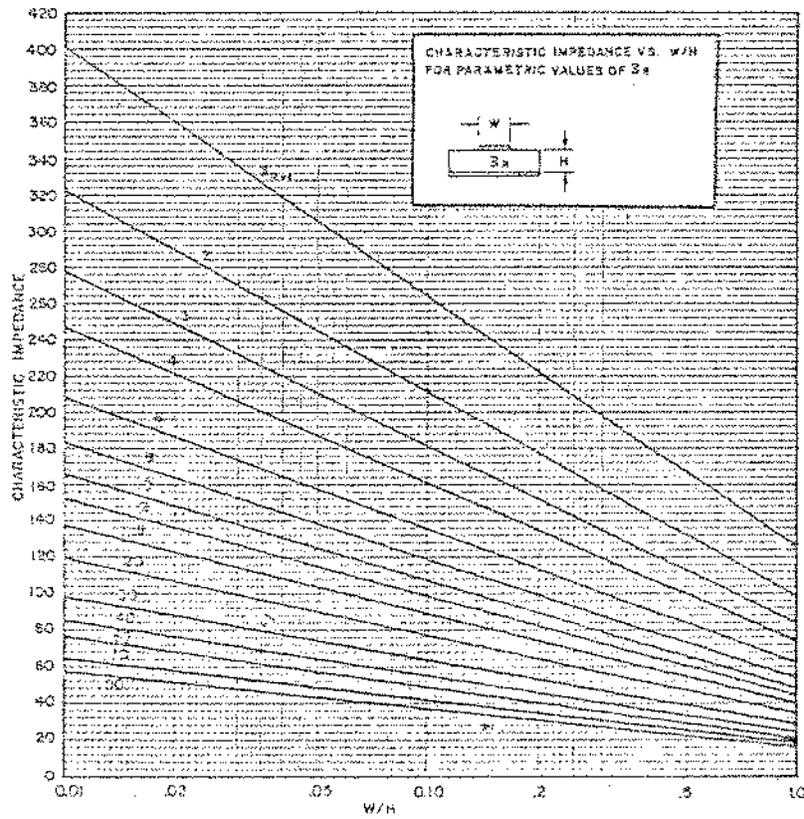
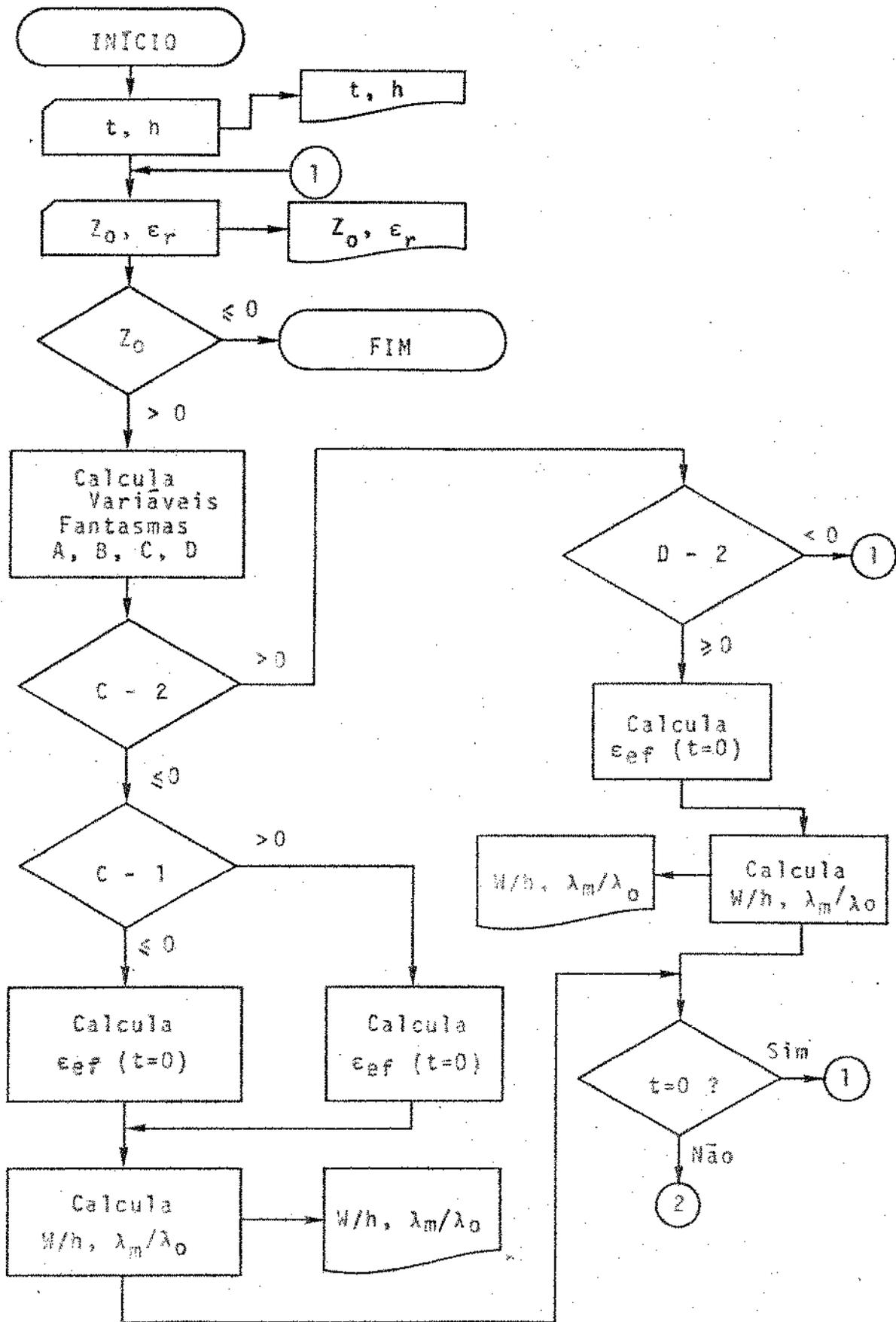


Fig. AC.2 - Impedância característica da microfita



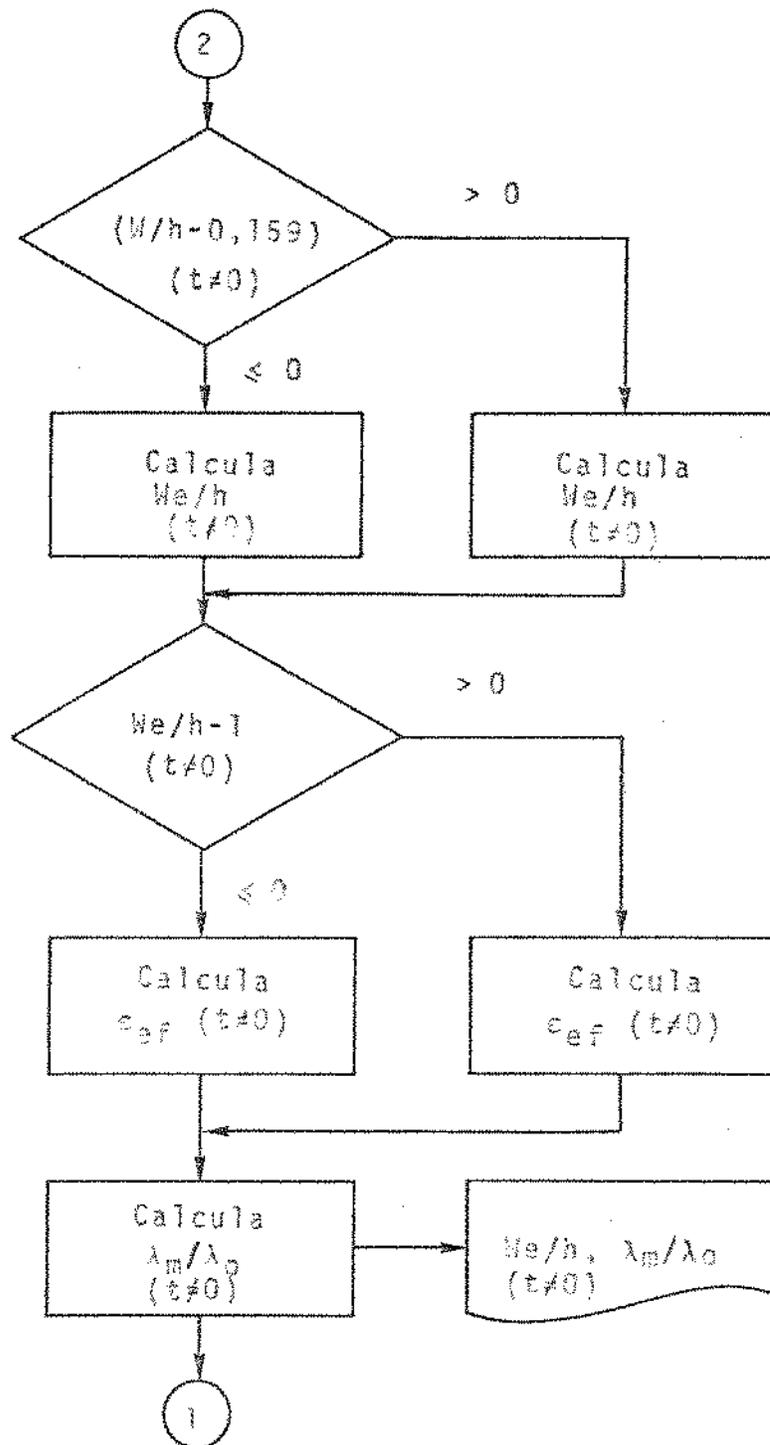


Fig. AC.3 - Diagrama de blocos do programa para caracterização de linhas em microfiche a partir das expressões de Hammerstad.



```
C      PROGRAMA PARA SINTAXE DE MICROTELA A PARTIR DAS EXPRESSOES
C      * REGRAS PARA Z0 E ER REPRESENTADAS POR E.C. NA LINGUAGEM
C
      *READ(2,305) T,H
003  FORMAT(25)
      WRITE(3,404) T,H
004  FORMAT(7/38 I=,G,0A,38 =,G)
1011 CONTINUE
      12 READ(2,101) Z0,ER
      11 FORMAT(25)
      IF(Z0) 25,25,23
      23 WRITE(3,11) Z0,ER
      11 FORMAT(7/38 Z0=,G,0A,38 ER=,G)
      A=Z0*(SQRT((ER+1.)/2.))/50.+(ER-1.)*(0.23+0.11/ER)/(65+11.)
      PI=3.1415927
      S=377.*PI/(2.*SQRT(ER))
      C=(E.*EXP(A))/((EXP(2.*A)-2.))
      D=2.*(S-1.-ALOG(2.*S-1.))/PI+(65-1.)*(ALOG(1.1+0.1/ER)-0.51/ER)
      */(PI*30)
      IF(C-2.) 103,100,604
      100 IF(C-1.)500,500,200
      500 GPPF=(ER+1.)/2.+(ER-1.)/(2.*SQRT(1.+12./C))+(ER-1.)*0.02*(1.-C)
      **2)
      GO TO 23
      200 GPPF=(ER+1.)/2.+(ER-1.)/(2.*SQRT(1.+12./C))
      24 R=1./SQRT(GPPF)
      *D=C
      WRITE(3,31) ER,R
      31 FORMAT(7/38 ER=,G,0A,38 R=,G)
      GO TO 1010
      600 IF(D-2.) 12,40,80
      80 GPPF1=(ER+1.)/2.+(ER-1.)/(2.*SQRT(1.+12./D))
      *D=D
      R=1./SQRT(GPPF1)
      WRITE(3,32) ER,R
      32 FORMAT(7/38 ER=,G,0A,38 R=,G)
1010 CONTINUE
      IF(T,04,D) GO TO 1011
      *W=04*D
      IF(W-0.1502) 101,101,1-2
      101 *W=C+(T/PI*4)*C1.+ALOG(1.*PI*4/T)
      *PI T=1000
      104 *W=C+(T/PI*4)*C1.+ALOG(2.*T/C)
1000 CONTINUE
      IF(ER-1.) 103,103,104
      103 GPPF=(ER+1.)/2.+(ER-1.)/(2.*SQRT(1.+12./ER))+(ER-1.)*0.02*(1.-ER)
      **2)
      GO TO 77
      77 GPPF=(ER+1.)/2.+(ER-1.)/(2.*SQRT(1.+12./ER))
      77 CONTINUE
      RE=1./SQRT(GPPF)
      CALL(1,105) *RE,ER
      105 FORMAT(7/38 ER=,G,3A,38 RE=,G)
      GO TO 12
      25 CALL G210
      END
```



DIRETORIA GERAL DA ADMINISTRACAO
DATACENTRO

PRECISAO SIMPLES MAX

REAL K,KEFF

C
C
C
5
1

DECISAO DO TIPO DO PROGRAMA

TYPE 1
FORMAT(//,5X,'ENTRE COM O VALOR DE L',/,5X,
1'L=0 FINAL DO PROGRAMA',/,5X,
2'L=1 ANALISE DA MICROFITA',/,5X,
3'L=2 SINTESE DA MICROFITA',/,5X,
4'*',3X,S)

2
22

ACCEPT 22,L
FORMAT(G)
FORMAT(A1)
IF(L.NE.1H0.AND.L.NE.1H1.AND.L.NE.1H2)TYPE 3,L
GO TO 4
FORMAT(//,5X,'L=',A1,' ??? TESTE DE NOVO')
IF(L.EQ.1H1)GO TO 40
IF(L.EQ.1H2)GO TO 30
IF(L.NE.1H0)GO TO 5

C
C
C

CASO L=0

6

TYPE 6
FORMAT(//,5X,'FINAL DO PROGRAMA')
STOP

C
C
C

CASO L=1

40
7
1

TYPE 7
FORMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,5X,
1'K=CONSTANTE DIELETRICA',3X,S)
ACCEPT 2,K
TYPE 8

8

FORMAT(/,5X,'H/H=RAZAO LARGURA-ALTURA ',3X,S)
ACCEPT 2,WH
A1=3.60297E0
A2=11.0478E0
A3=1.37951E0
A4=9.8799E0
A5=2.71278559E0
A6=.422943E0
A7=14.65077E0
A8=11.25049E0
A=A1+A2*K
B=A3+A4*K
A9=A5*(A6+A7*A8**8.E0)
TT=EXP(-A9)
T=EXP(A9)
T=(T-TT)/(T+TT)
IF(WH=.7E0)9,9,10
T=1.E0
CP=(A+B*WH)*T
CB=(A7+A8*WH)*T
Z=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*CP)
RK=CP/(SQRT(K)*CB)
KEFF=RK**K
V=3.58/RK

10
9



DIRETORIA GERAL DA ADMINISTRAÇÃO
DATACENTRO

```
TYPE 11,Z,KEFF,V
FORMAT(//,5X,'VALOR DE Z',G,/,5X,
1'VALOR DE KEFF',G,/,5X,
2'VALOR DE V',G,/,5X,
GO TO 5

C
C CASO L=2
C
30 TYPE 12
12 FORMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,5X,
1'K=CONSTANTE DIELETRICA',3X,8)
ACCEPT 2,K
TYPE 13
13 FORMAT(/,5X,'Z=IMPEDANCIA CARACTERISTICA',3X,8)
ACCEPT 2,Z
A1=3.60297E0
A2=11.0478E0
A3=1.37051E0
A4=9.87998E0
A5=14.65077E0
A6=12.25049E0
A7=2.71278559E0
A8=.422943E0
A10=11.25049E0
IT=0
A=A1+A2*K
B=A3+A4*K
CP=1.E4*SQRT(K)/(3.E0*Z)
WH=(CP*A)/B
IF(WH-.9E0)14,14,15
14 IT=1
19 A9=A7*(WH*A8+WH*.8.E0)
TT=EXP(-A9)
T=EXP(A9)
T=(T-TT)/(T+TT)
CPI=CP/T
WHI=(CPI-A)/B
IF(ABS(WH-WHI)-.05E0)16,16,17
16 WH=WHI
CB=(A5+A10*WH)*T
GO TO 18
17 WH=WHI
IT=IT+1
IF(IT.LE.10)GO TO 19
TYPE 20
20 FORMAT(//,5X,'MAIS DE 10 ITERACOES')
GO TO 16
15 CB=A5+A10*WH
18 RK=CP/(SQRT(K)*CB)
KEFF=RK*RK
V=3.E8/RK
TYPE 21,WH,KEFF,V,IT
21 FORMAT(//,5X,'VALOR DE W/H',G,/,5X,
1'VALOR DE KEFF',G,/,5X,
2'VALOR DE V',G,/,5X,
3'QUANTIDADE DE ITERACOES',I4)
GO TO 5
END
```



DIRETORIA GERAL DA ADMINISTRAÇÃO
DATACENTRO

```
*****  
PRECISAO DUPLA          MAX  
*****  
DOUBLE PRECISION K,KEFF,7,2,WH,A1,A2,A3,A4,A5,A6,A7,A8,A9,A10  
DOUBLE PRECISION A,B,CP,RK,TT,T,SHI,CPI
```

C
C
C
5
1

```
DECISAO DO TIPO DO PROGRAMA  
  
TYPE 1  
FORMAT(/,5X,'ENTRE COM O VALOR DE L',/,5X,  
1'L=0          FINAL DE PROGRAMA',/,5X,  
2'L=1          ANALISE DA MICROFITA',/,5X,  
3'L=2          SINTESE DA MICROFITA',/,5X,  
4'*',3X,S)  
ACCEPT 22,1
```

2
22

```
FORMAT(G)  
FORMAT(A1)  
IF(L.NE.1H0.AND.L.NE.1H1.AND.L.NE.1H2)TYPE 3,G  
GO TO 4  
FORMAT(/,5X,'L=',A1,' ???  TESTE DE NOVO')  
IF(L.EQ.1H1)GO TO 40  
IF(L.EQ.1H2)GO TO 30  
IF(L.EQ.1H0)GO TO 5
```

C
C
C

```
CASO L=0  
  
TYPE 5  
FORMAT(/,5X,'FINAL DO PROGRAMA')  
STOP
```

C
C
C

```
CASO L=1  
  
TYPE 7  
FORMAT(/,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE :',/,5X,  
1'K=CONSTANTE DIELETRICA',3X,S)  
ACCEPT 2,K  
TYPE 8
```

8

```
FORMAT(/,5X,'W/H=RAZAO LARGURA-ALTURA',3X,S)  
ACCEPT 2,WH  
A1=3.6029700  
A2=11.047800  
A3=1.3705100  
A4=9.8799800  
A5=2.7127855900  
A6=.42294300  
A7=14.6507700  
A8=11.2504900  
A=A1+A2*K  
B=A3+A4*K  
A9=A5*(WH*A6+WH*.00)  
TT=DEXP(-A9)  
T=DEXP(A9)  
T=(T-TT)/(T+TT)  
IF(WH-.900)9,9,10  
T=1.00
```

10
9

```
CP=(A+B*WH)*T  
CB=(A7+A8*WH)*T  
Z=1.00*DSORT(K)/(3.00*CP)  
RK=CP/(DSORT(K)*CB)  
KEFF=RK*PK
```



DIRETORIA GERAL DA ADMINISTRACAO
DATACENTRO

11

```
V=3.D8/RK
TYPE 11,Z,KEFF,V
FORMAT(//,5X,'VALOR DE Z',G,/,5X,
1'VALOR DE KEFF',G,/,5X,
2'VALOR DE V',G)
GO TO 5
```

C
C
C

CASO L=2

30
12

```
TYPE 12
FORMAT(//,5X,'ENTRE COM OS VALORES DE:',/,5X,
1'K=CONSTANTE DIELETRICA',3X,9)
ACCEPT 2,K
```

13

```
TYPE 13
FORMAT(/,5X,'Z=IMPEDANCIA CARACTERISTICA',3X,9)
ACCEPT 2,Z
```

```
A1=3.6029700
A2=11.047800
A3=1.3705100
A4=9.8799800
A5=14.6507700
A6=12.2504900
A7=2.7127855900
A8=.42294300
A10=11.2504900
IT=0
A=A1+A2*K
B=A3+A4*K
CP=1.D4*DSQRT(K)/(3.D0*Z)
WH=(CP-A)/B
IF(WH-.900)14,14,15
```

14
19

```
IT=1
A9=A7*(WH*A8+WH*.8.D0)
TT=DEXP(-A9)
T=DEXP(A9)
T=(T-TT)/(T+TT)
CPI=CP/T
WHI=(CPI-A)/B
IF(DABS(WH-WHI)-.0500)16,16,17
```

16

```
WH=WHI
CB=(A5+A10*WH)*T
GO TO 18
```

17

```
WH=WHI
IT=IT+1
IF(IT.LE.10)GO TO 19
```

20

```
TYPE 20
FORMAT(//,5X,'MAIS DE 10 ITERACOES')
GO TO 16
```

15
18

```
CB=A5+A10*WH
RK=CP/(DSQRT(K)*CB)
KEFF=RK*RK
V=3.D8/RK
```

21

```
TYPE 21,WH,KEFF,V,IT
FORMAT(//,5X,'VALOR DE W/H',G,/,5X,
1'VALOR DE KEFF',G,/,5X,
2'VALOR DE V',G,/,5X,
3'QUANTIDADE DE ITERACOES',I4)
GO TO 5
END
```