

# Oscilador Controlado por Tensão - 900 a 1500 MHz

Este artigo apresenta o projeto com auxílio de computador de um oscilador controlado por tensão, banda larga, desenvolvido com a finalidade de ser utilizado como oscilador local de uma estação terrestre de recepção de sinais de satélite (projeto ERTV). Trata-se de um oscilador a transistor bipolar 10 dBm em  $50\Omega$ , relação de sintonia de freqüência de 1,7 centrada em 1200 MHz e ruído de  $-55$  dBc a 10 KHz de portadora para  $BW = 1$  KHz.

FÁTIMA SALETE CORRERA



— Engenheira Eletricista formada pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo em 1977.  
— Engenheira Pesquisadora na Divisão de Circuitos Integrados Híbridos do Laboratório de Microeletrônica da E.P.U.S.P.

## 1. INTRODUÇÃO

Uma fonte de sinal de microondas pode ser utilizada como oscilador local em sistemas de comunicação, desde que apresente alta estabilidade e baixo ruído FM. Estas características podem ser obtidas de osciladores a estado sólido através de técnicas especiais que reduzam a nível aceitável o ruído e a deriva térmica inerentes a dispositivos a semicondutor. Fontes de alta estabilidade em microondas utilizam osciladores controlados por tensão sincronizados a um sinal de referência obtido a partir de um oscilador a cristal. Esta técnica apresenta a vantagem adicional de permitir a sintonia eletrônica da freqüência dentro da faixa de funcionamento do oscilador.

Neste trabalho é apresentado o projeto de um oscilador controlado por tensão (VCO) a transistor, para ser utilizado como oscilador local de uma estação terrestre de recepção de sinais de satélite. O oscilador foi projetado para a banda de 900 a 1500 MHz a fim de se obter na faixa de utilização, 1200 a 1330 MHz, a mínima variação da sensibilidade de modulação e planicidade da potência de saída.

O projeto foi realizado a partir dos parâmetros S do dispositivo ativo e da teoria de osciladores a resistência negativa, utilizando-se programas de computação especialmente desenvolvidos.

Os circuitos foram confeccionados pela tecnologia de filme fino, obtendo-se alta reprodutibilidade e um bom nível de integração dos componentes.

EDMAR CAMARGO



— Engenheiro Eletrônico formado pela Faculdade de Engenharia Industrial — FEI em 1972. Mestre em Engenharia Elétrica pela

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo em 1977.

— Estagiário no Centro de Pesquisas do CNET — FRANÇA (1977-1978).  
— Professor Assistente do Departamento de Engenharia Elétrica da E.P.U.S.P.  
— Engenheiro Pesquisador da Divisão de Circuitos Integrados Híbridos do Laboratório de Microeletrônica da E.P.U.S.P.

## 2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A Figura 1 mostra o circuito equivalente de um oscilador a resistência negativa, composto basicamente de duas partes:

- a admitância linear do circuito tanque,  $Y_1(\omega) = G_1(\omega) + jB_1(\omega)$ .
- admitância não linear do elemento de resistência negativa,  $Y_2(i) = G_2(i) + jB_2(i)$ , dependente da amplitude ( $i$ ) da corrente de RF e, em primeira aproximação, independente da freqüência.

A condição para início de oscilação é:

$$G_2(0) + G_1(\omega_0) < 0 \quad (1)$$

onde  $\omega_0$ , a freqüência em que se inicia a oscilação é a freqüência de ressonância das susceptâncias  $B_1(\omega_0)$  e  $B_2(0)$ :

$$B_1(\omega_0) + B_2(0) = 0 \quad (2)$$

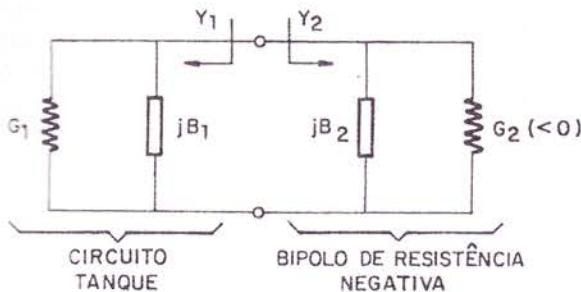


Figura 1 — Diagrama genérico de oscilador

Nestas condições, na presença de ruído térmico, surge o sinal de freqüência  $\omega_o$ , cuja amplitude  $i$ , amplificada pela resistência negativa, cresce rapidamente, tendendo ao valor  $i_1$ , tal que:

$$G_1(\omega_1) + G_2(i_1) = 0 \quad (3)$$

A freqüência de oscilação uma vez atingido o equilíbrio é  $\omega_1$ , tal que:

$$B_1(\omega_1) + B_2(i_1) = 0 \quad (4)$$

### 3. CONFIGURAÇÃO DO CIRCUITO

Em osciladores que utilizam bipolos ativos, como diodos GUNN ou IMPATT, a aplicação de polarização adequada é suficiente para gerar resistência negativa. No entanto no caso de quadripolos ativos, transistor bipolar ou MESFET, a resistência negativa deve ser induzida por meio de circuitos de realimentação e/ou terminações convenientes.

A escolha dos circuito a serem conectados ao dispositivo ativo para obtenção da resistência negativa e sua montagem dependem das características desejadas para o oscilador, tais como: largura de banda, nível de potência de saída, tipo de encapsulamento do dispositivo ativo e facilidade de realização dos circuitos por meio da tecnologia empregada.

O oscilador apresentado neste trabalho utiliza como quadripolo ativo um transistor bipolar em configuração base comum com realimentação série indutiva. Esta estrutura produz no acesso do emissor condutância negativa associada com susceptância também negativa sobre banda de frequência de até duas oitavas, sendo adequada para utilização em osciladores sintonizáveis a YIG ou a varactor [1].

A sintonia de freqüência é realizada conectando-se o circuito tanque ao acesso do emissor e a extração de sinal é realizada por meio do terminal de coletor, como no esquema da Figura 2.

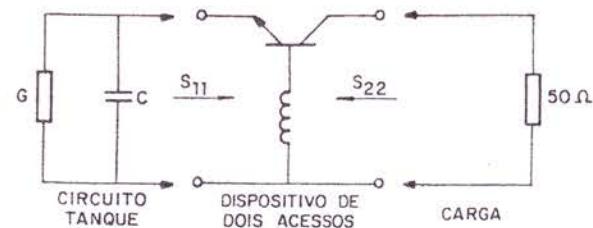


Figura 2 — Esquema simplificado do oscilador

O controle eletrônico da freqüência de oscilação é obtido incluindo-se um varactor no circuito tanque, o que resulta em alta velocidade de resposta do oscilador à tensão de controle, essencial para sua estabilização por meio de malha de sincronismo de fase (PLL).

#### 4. CARACTERIZAÇÃO DOS COMPONENTES

#### 4.1. CARACTERIZAÇÃO DO TRANSISTOR

Como elemento ativo utilizou-se o transistor bipolar EJ203X, em "chip", fabricado pela FUJITSU.

Para caracterização do transistor utilizou-se uma estrutura composta por microlinhas de transmissão sobre substrato de alumina na qual foi soldado um "chip".

Os parâmetros de espalhamento dessa estrutura foram medidos em nível de pequenos sinais, no analisador de circuitos, nas condições de polarização de interesse.

Utilizando-se um programa de computação os parâmetros de espalhamento medidos foram transladados para o plano do transistor, obtendo-se suas características nas condições de montagem em que é utilizado no oscilador.

O transistor foi caracterizado na faixa de frequência de 250 a 4200 MHz a fim de permitir detetar e suprimir modos indesejáveis de oscilação.

Os resultados obtidos estão representados na Figura 3.

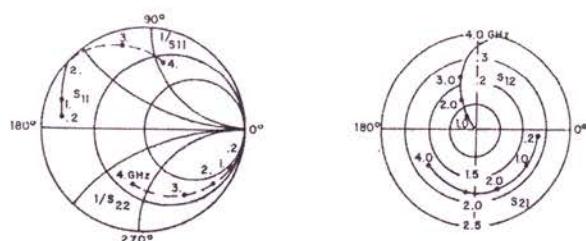


Figura 3 — Parâmetros S do transistor

#### 4.2 CARACTERIZAÇÃO DO VARACTOR

No presente projeto utilizou-se o varactor MA45000, em "chip", produzido pela Microwave Associates.

Este componente foi soldado sobre uma microlinha de transmissão de impedância característica 50 ohms, me-

dindo-se, através do analisador de circuitos, o coeficiente de reflexão apresentado pelo varactor na faixa de freqüência de projeto, para tensão reversa de alimentação de 0 a 45 V.

A característica capacitância versus tensão reversa, obtida através da caracterização do varactor está representada na Figura 4.

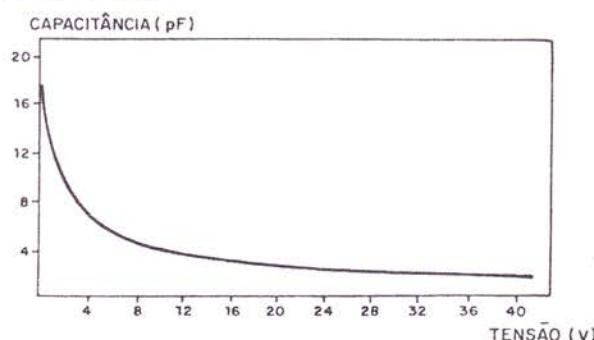


Figura 4 — Característica Capacitância versus Tensão

## 5. PROJETO

### 5.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No presente projeto objetivou-se a obtenção de máxima banda de freqüência de oscilação a partir do transistor e do varactor disponíveis.

A banda de funcionamento está diretamente ligada à configuração do circuito ressonante.

Adotando-se um circuito ressonante composto pelo varactor em paralelo com a indutância  $L(f)$  do acesso de resistência negativa vemos que a freqüência de oscilação  $f(V)$ , função da tensão  $V$ , vale:

$$f(V) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(f) \cdot C(V)}} \quad (5)$$

A relação de sintonia de freqüência, definida como a razão entre as freqüências máxima e mínima de oscilação, pode ser calculada a partir da equação 5 como:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \cdot \sqrt{\frac{L(f_{\min})}{L(f_{\max})}} \quad (6)$$

Assim a relação de sintonia de freqüência depende da razão entre os valores máximo e mínimo de capacitância que o varactor pode fornecer. O acréscimo de capacitores em série ou paralelo deve ser evitado, pois este procedimento diminui a razão  $C_{\max}/C_{\min}$ , restringindo a faixa de operação do oscilador.

O valor da indutância  $L(f)$  aumenta com a freqüência contribuindo para diminuir a relação de sintonia de fre-

quência. Esse efeito pode ser minimizado pelo acréscimo de uma pequena indutância  $L_1$  em paralelo com  $L(f)$  [2], mas face aos valores de capacitância do varactor utilizado, essa solução desloca a freqüência de oscilação para fora da faixa de interesse.

Dessa forma o esforço de projeto foi desenvolvido no sentido de procurar um circuito de realimentação que originasse no acesso do emissor resistência negativa associada a susceptância capaz de ressoar diretamente com o varactor.

Os parâmetros de espalhamento do transistor utilizados no projeto foram medidos em nível de pequenos sinal. No entanto, durante a operação como oscilador, essa condição não se verifica pois a excursão do sinal de RF, cuja amplitude é limitada pela não linearidade do transistor, ocasiona certa variação dos parâmetros  $S$ .

Como consequência pode-se esperar que a freqüência de oscilação irá desviar-se ligeiramente do valor previsto no projeto. Este efeito pode ser compensado por pequenos ajustes no circuito de realimentação.

### 5.2. PROJETO DOS CIRCUITOS RF

O transistor FJ203X, nas condições em que foi caracterizado, apresenta coeficiente de reflexão com módulo próximo à unidade em seus dois acessos, sendo propenso a utilização em osciladores.

Utilizando-se realimentação série, de fácil realização por meio da tecnologia de filme fino, pode-se obter o efeito desejado de resistência negativa.

O programa de computação [3], em FORTRAN, foi desenvolvido para fornecer os parâmetros de espalhamento de um quadripolo com realimentação série para diversos valores de reatância de realimentação.

Os dados de entrada do programa OSC1 são os parâmetros  $S$  do transistor na freqüência  $f_0$ .

As reatâncias de realimentação são geradas pela expressão de cálculo da impedância de uma linha de transmissão com  $Z_0 = 50$  ohms, terminada em curto-círcuito, cujo comprimento varia de 0 a 180 graus em 21 passos.

A saída do programa fornece, em forma de tabela, os parâmetros  $S$  realimentado e a correspondente reatância de realimentação.

Pela análise da tabela pode-se escolher a realimentação que gera os parâmetros  $S$  convenientes, levando em consideração a viabilidade de sua realização, seja por meio de elementos concentrados ou distribuídos.

Os parâmetros de espalhamento do quadripolo realimentado devem ser tais que o acesso a ser conectado ao ressoador apresente resistência negativa e reatância preferivelmente indutiva para facilitar a sintonia por varactor. É desejável ainda alguma isolação do acesso no qual será conectada a carga em relação ao acesso de conexão do ressoador.

A Tabela 1 reproduz algumas linhas se saída do programa OSC1 aplicado ao transistor FJ203X, na freqüência de 1200 MHz, ou seja, no centro da faixa de freqüência para o qual foi projetado o oscilador. Nessa tabela,  $\ell$  é o

comprimento de uma microlinha de transmissão sobre alumina,  $Z_0 = 50$  ohms, terminada em curto-círcuito capaz de gerar a reatância de realimentação ( $X$ ), enquanto  $L$  é o valor de indutância que satisfaz a mesma função.

Tabela 1 - Parâmetros S do quadripolo realimentado para  $f = 1200$  MHz.

X	$\ell$	L	Parâmetros de Espalhamento			
			$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
15,4	4,6	2,0	1,2/156,9°	0,17/153,8°	2,1/-41,6°	1,1/-28,1°
24,1	6,9	3,1	1,4/153,0°	0,28/151,7°	2,3/-46,0°	1,2/-31,7°
34,1	9,2	4,5	1,7/147,1°	0,45/146,9°	2,6/-52,6°	1,4/-37,3°

Verifica-se a partir da tabela que reatâncias da ordem de 25 ohms satisfazem aos critérios preestabelecidos, podendo ser realizados sobre alumina por meio de uma microlinha de transmissão em curto de alguns milímetros de comprimento.

Uma vez determinada a ordem de grandeza da reatância de realimentação necessita-se calcular os parâmetros de espalhamento do quadripolo realimentado para uma larga faixa de frequência a fim de verificar:

- a existência de resistência negativa e o comportamento da susceptância no acesso que será conectado ao ressoador, na faixa de frequência de projeto.
- o comportamento do quadripolo fora da faixa de frequência de projeto para deteção de possíveis oscilações em frequências espúrias.

O programa THALOS [4], em FORTRAN, foi desenvolvido para suprir essa etapa de projeto.

Tendo como entrada os parâmetros S do transistor nas frequências  $f_1, f_2, \dots, f_n$ , as frequências  $f_1, f_2, \dots, f_n$  e a realimentação escolhida o programa fornece os parâmetros S e as admitâncias dos acessos do quadripolo resultante da associação série.

Utilizou-se o programa THALOS para simular o comportamento do quadripolo realimentado na faixa de 250 a 4200 MHz com circuito de realimentação composto por um trecho de linha de transmissão capacitivamente terminada.

Pela análise dos resultados dessa simulação verificou-se que a susceptância do acesso de resistência negativa pode ser ajustada, por meio do circuito de realimentação, para ressoar diretamente com o varactor na faixa de frequência desejada.

O efeito do circuito de realimentação sobre o valor da susceptância B do acesso de resistência negativa do quadripolo realimentado pode ser visualizado na Tabela 2. O circuito de realimentação simulado é uma microlinha de transmissão, sobre alumina, de impedância característica 70 ohms, e comprimento  $\ell_1$  variável, terminada por um capacitor de 47 pF. Os valores de capacitância C necessários para ressoar com B e cada frequência estão indicados nessa tabela.

Tabela 2 — Elementos do circuito ressonante obtidos através de simulação.

frequência (MHz)	$\ell_1 = 6\text{mm}$		$\ell_1 = 8\text{mm}$		$\ell_1 = 10\text{mm}$	
	B(mmho)	C(pF)	B(mmho)	C(pF)	B(mmho)	C(pF)
900	-162	28,6	-102	18,0	-64	11,3
1000	-101	16,1	-64	10,2	-40	6,3
1100	-75	10,8	-45	6,5	-28	4,0
1200	-49	6,5	-30	3,9	-19	2,5
1300	-44	5,3	-27	3,3	-17	2,2
1400	-30	3,4	-19	2,1	-12	1,5
1500	-28	2,9	-18	1,9	-11	1,5

Optou-se pela utilização desse circuito de realimentação com  $\ell_1$  da ordem de 8mm e de ressoador composto simplesmente pelo varactor conectado ao acesso do emissor. Com essa opção a faixa de oscilação esperada é de 900 a 1500 MHz.

O sinal gerado é extraído do coletor através de um trecho de linha de transmissão de impedância característica 50 ohms em cascata com atenuador resistivo em T. Esse circuito de saída provê isolação em banda larga entre o oscilador e a carga.

Além da saída em alto nível do sinal gerado é interessante que o oscilador forneça uma saída de baixo nível para monitoração ou sincronismo por meio de malha de sincronismo de fase.

No oscilador apresentado neste projeto uma saída de sinal em baixo nível é obtida através de um "loop" convenientemente orientado com o campo eletromagnético irradiado pelo circuito ressonante, sendo seu nível ajustado experimentalmente para -20 dBm.

### 5.3. PROJETO DE CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO

O projeto de circuitos de polarização de osciladores merece especial atenção pois suas características refletem-se diretamente na qualidade do espectro gerado.

Um circuito de polarização adequado deve manter as condições de polarização independente de variações da temperatura ambiente, de flutuações da fonte de alimentação e da variação dos parâmetros do transistor devido à presença de um sinal de RF de nível elevado.

Por esta razão utilizou-se um circuito duplamente realimentado (em série e em paralelo) da forma indicado na Figura 5a.

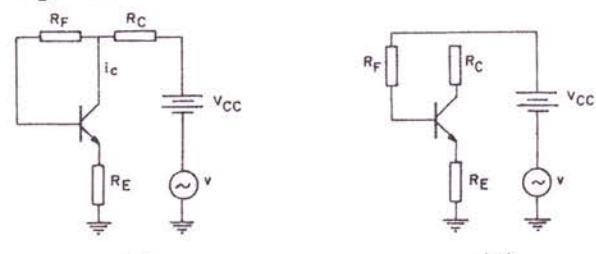


Figura 5 — (a) Circuito de polarização com dupla realimentação  
(b) Circuito de polarização com realimentação série

A corrente de coletor em função das resistências e características do transistor é obtida de:

$$(7) \quad I_C = \frac{\beta(V_{CC} - V_{BE}) + (\beta + 1) I_{CO}(R_F + R_E + R_C)}{(\beta + 1)(R_E + R_C) + R_F}$$

Este circuito com dupla realimentação apresenta os coeficientes de estabilidade  $\delta I_C/I_{CO}$ ,  $\delta I_C/\delta V_{CC}$  e  $\delta I_C/\delta V_{BE}$  bem melhores que os do circuito com apenas realimentação série representado na Figura 5b.

Analizando o comportamento dos dois circuitos com o auxílio de modelo simplificado para transistores verifica-se que enquanto um sinal de ruído é somado à tensão  $V_{CC}$  provoca uma variação  $i$  na corrente de coletor do circuito com realimentação série a mesma tensão de ruído gera uma variação de  $i/2$  para a corrente de coletor do circuito com dupla realimentação.

Dessa forma o circuito com dupla realimentação reduz o ruído introduzido no oscilador proveniente da fonte de alimentação.

Para filtragem do ruído de baixa freqüência utilizou-se o regulador de tensão do tipo 723 para alimentar o oscilador, já que este, de acordo com as especificações, é um excelente filtro até a freqüência de 10 KHz.

O comportamento térmico do circuito de realimentação foi simulado em computador [5] para temperaturas de 0 a 60°C, verificando-se uma variação da ordem de 0,85% da corrente de coletor e de 0,12% da tensão coletor-emissor.

#### 5.4. FILTROS DE POLARIZAÇÃO

A conexão dos circuitos de baixa freqüência utilizados para polarização com o transistor é feita por meio de filtros de polarização que minimizam a interferência entre o circuito DC e o circuito RF.

O comportamento desses filtros nas freqüências intermediárias entre DC e a faixa de freqüência de projeto pode ser utilizado para evitar modos espúrios de oscilação.

Pode-se dizer que o oscilador é constituído de um dispositivo ativo operando em regime de instabilidade controlada pelo circuito externo. No caso de osciladores de microondas essa instabilidade pode existir simultaneamente em freqüências baixas da ordem de dezenas de megahertz. O projeto dos filtros de polarização visou a realização de um circuito tal que o transistor apresenta montagem diferente conforme a freqüência de operação. Em microondas o transistor está montado em base comum com realimentação indutiva e em freqüências baixas está em montagem emissor comum com realimentação resistiva, portanto altamente estável.

Os filtros de polarização estão representados na Figura 6, no circuito elétrico equivalente do oscilador.

O filtro de coletor é constituído por uma microlinha de transmissão de alta impedância de 1/4 de comprimento de onda na freqüência de operação representada na Figura 6 pela indutância  $L_3$ .

Este filtro está terminado pelo circuito formado por  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$ ,  $C_4$  e  $C_5$  tais que na faixa de operação o filtro apresenta impedância muito alta junto ao coletor e fora dessa faixa da freqüências carrega resistivamente o transistor contribuindo para sua estabilização.

No emissor utiliza-se um filtro com as mesmas características terminado pelo resistor  $R_E$  de pequeno valor. Na freqüência central o filtro apresenta alta impedância, sem interferir no circuito do emissor, mas em freqüências mais baixas a resistência  $R_E$  atua inibindo o surgimento de modo indesejáveis de oscilação na faixa de centenas de megahertz.

O filtro de polarização de base utiliza o trecho de microlinha de transmissão que constitui o circuito de realimentação do transistor em RF (representada por  $L_B$  na Figura 6).

Na faixa de freqüência de projeto o capacitor  $C_3$  tem reatância nula garantindo na base do transistor a reatância de realimentação adequada. Em baixa freqüência a base é conectada à terra via a resistência  $R_F$  dividida pelo ganho de tensão (teorema de Miller).

O filtro de polarização do varactor é similar ao emissor com um capacitor  $C_1$  no lugar de  $R_E$ . Esse capacitor tem reatância nula nas freqüências de operação do oscilador mas apresenta alta reatância abaixo de 50 MHz a fim de permitir resposta rápida do oscilador às variações da tensão de sintonia.

Observe-se que, como o filtro de polarização do varactor permite a passagem de sinais de baixa freqüência, cuidado especial deve ser tomado no projeto do circuito de controle pois seu ruído inerente irá modular o oscilador degradando a pureza do sinal gerado.

#### 6. REALIZAÇÃO

O oscilador foi realizado através da tecnologia de filme fino, utilizando substrato de alumina metalizado com camadas de Nitreto de Tântalo, Níquel-Cromo e Ouro.

O circuito elétrico equivalente do oscilador está representado na Figura 6.

Nessa figura as indutâncias representam microlinhas de transmissão gravadas sobre o substrato por processo fotolitográfico. Os resistores  $R_E$  e  $R_C$  bem como o atenuador foram obtidos pelo mesmo processo a partir da camada de Nitreto de Tântalo (resistência específica: 50 ohms por quadrado) operando em alta freqüência e apresentando elevada estabilidade com o tempo e temperatura. Os capacitores são do tipo multicamadas, especiais para utilização em alta freqüência. A variação da indutância de base é obtida deslocando-se a posição do capacitor  $C_3$  que aterra a microlinha de transmissão que produz essa indutância. O atenuador de saída vale 3 ou 6 dB conforme se curto-circuite convenientemente os resistores que o compõem.

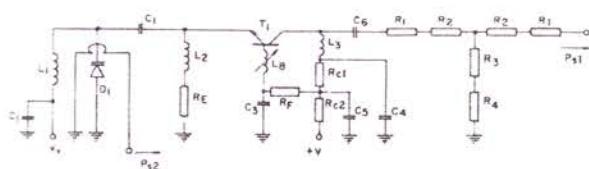


Figura 6 — Circuito elétrico equivalente do oscilador

O circuito do oscilador foi confeccionado sobre uma lâmina de área igual a  $20 \times 25,4 \text{ mm}^2$  sendo acondicionado numa caixa de latão dourada de  $37,4 \times 26,0 \times 7,5 \text{ mm}^3$ , na qual foi soldada com epoxi condutor.

A conexão com os circuitos externos de polarização é realizada por meio de um capacitor tipo "feed-through" da ordem de  $0,1 \mu\text{F}$ .

Cada terminal de saída é constituído por um pino dourado, que permite a montagem do oscilador sobre uma mircolinha de transmissão.

## 7. RESULTADOS OBTIDOS

Para caracterização do oscilador foi desenvolvido um programa em HPL para calculadora HP9825A que permite a medida automática das características: freqüência, sensibilidade de freqüência e potência versus tensão de controle.

A Figura 7 apresenta a característica freqüência versus tensão, à temperatura ambiente de  $25^\circ\text{C}$ .

Como se pode observar, a faixa de 900 a 1500 MHz é obtida para tensões de controle de 0 a 28 V, podendo ser um pouco ampliada já que o varactor admite tensão reversa até 45V.

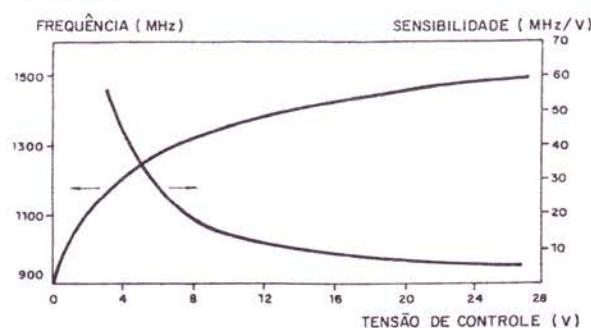


Figura 7 — Freqüência e sensibilidade versus tensão e controle

A sensibilidade de freqüência com tensão (Figura 7) é uma função monotônica da tensão de controle, apresentando variação máxima de 2:1 na faixa de 1200 a 1330 MHz em que o oscilador é utilizado no conversor de freqüências da estação terrestre de recepção de sinais de satélite.

O oscilador fornece potência de saída ajustável entre 0 e 10 dBm por meio da corrente de polarização, com variação máxima de 1 dB na faixa de operação.

Integrando-se o oscilador com um amplificador balizado a transistor bipolar obteve-se potência de saída  $+10$  a  $+20$  dBm, aumentando-se simultaneamente isolação em relação à carga.

A deriva térmica na faixa de  $5$  a  $55^\circ\text{C}$  é da ordem 250 ppm/ $^\circ\text{C}$ .

As características de ruído FM conforme medidas e tuadas no analisador de espectro estão indicadas na Fig. 8.

Como o oscilador livre é suscetível a ruídos induzidos no varactor o terminal de controle do mesmo foi aterrado para que fosse possível a realização desta medida.

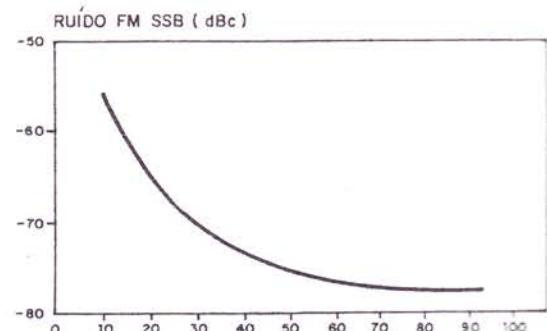


Figura 8 — Potência de ruído à distância  $f_{\text{m}}$  da portadora para  $\text{BW} = 1 \text{ kHz}$

## 8. CONCLUSÕES

Na prática, o método de projeto apresentado resulta funcional, resultando num oscilador facilmente produtível com espectro limpo sem modos indesejáveis de oscilação em qualquer ponto dentro da banda. As didas de parâmetros S do transistor em condições de quenos sinais permitiram prever com razoável precisão a faixa de oscilação. Os programas de computação desenvolvidos apresentaram-se como ferramentas indispensáveis ao projeto. O estudo do circuito de polarização apresentado neste trabalho permitiu-nos obter um nível de isolamento bastante reduzido para a estrutura empregada.

## REFERÊNCIAS

- OLLIVIER, P.M. — "Microwave YIG — Tuned Transistor oscillator Amplifier Design; Application to C Band"; IEEE Journal of Solid-State Circuits vol. SC 7, N.º 1, fevereiro, 1972.
- MARECHAL, P.G. e OBREGON, J., "1.5 to 4.5 GHz Varactor Tuned Transistor Oscillator", Proceedings of the 9th Micro-wave Conference, 1979.
- CORRERA, F.S. — "Manual de Utilização do Programa OSCI", publicação interna do Laboratório de Microeletrônica E.P.U.S.P., 1981.
- NISENBAUM, J. — "Manual de Utilização do programa TLOS", publicação interna do Laboratório de Microeletrônica E.P.U.S.P., 1981.
- RÜBNER — PETERSON, T., "NAP2, a Nonlinear Analysis Program for electronic circuits", Users Manual 16/5-73, Technical University of Denmark.