

# PROJETO DE OSCILADORES A CRISTAL

Juarez do Nascimento \*  
Eduardo Magalhães Lima \*\*

## RESUMO

*A construção de osciladores estáveis nos obriga à adoção de cristais para o controle da frequência. Um resumo das características físicas e elétricas do cristal é apresentado bem como é feita uma discussão do seu comportamento como elemento de circuito. São estabelecidos critérios para oscilação e é desenvolvido o projeto de um oscilador de 453,5kHz controlado a cristal. Não se exige do leitor conhecimentos da Teoria de Controle, pois foi dado um enfoque convencional ao assunto, sendo desejável, porém, alguma familiaridade com circuitos de radiofrequência.*

A estabilidade de frequência de um oscilador realimentado está diretamente relacionada com o fator de qualidade do circuito tanque, com a constância dos valores do indutor e do capacitor ao longo do tempo e com as variações de temperatura. Um oscilador LC bem projetado pode oferecer uma estabilidade de frequência de médio termo de 50 a 200 ppm, para um período razoável de tempo. Contudo, tais osciladores necessitam uma compensação do coeficiente de temperatura de seus componentes (indutores e capacitores do circuito tanque). Esta operação é quase sempre demorada porque envolve uma série de experiências. Como o desvio absoluto de frequência é função da estabilidade do oscilador e de sua frequência de funcionamento, pode-se reduzir o desvio absoluto simplesmente diminuindo a frequência do oscilador e, em seguida, somá-la com a do sinal de um

oscilador de alta freqüência e de alta estabilidade, como na figura 1. Nesse exemplo é utilizado um oscilador LC de freqüência variável de 1 MHz (que pode ser sintonizado entre 750 e 1250 kHz) com estabilidade de 100 ppm.

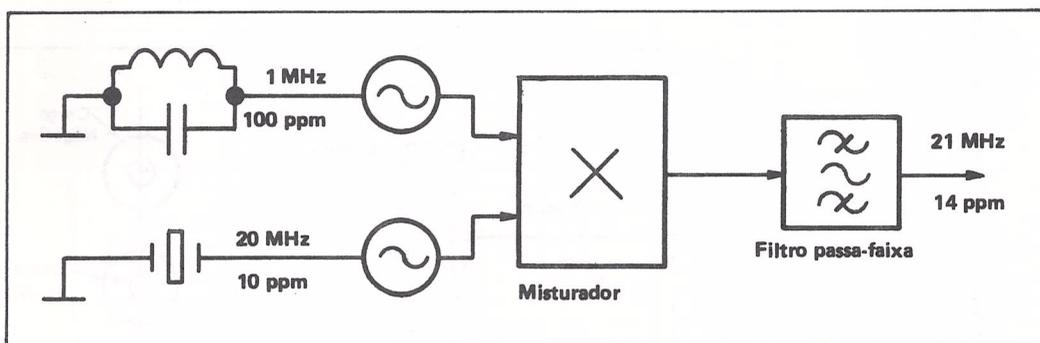


FIGURA 1. Obtenção de freqüência variável, com estabilidade, pelo processo de mistura.

O desvio de freqüência absoluto de um oscilador é dado por:

$$f_d = k \cdot f_0 \cdot 10^{-6} \quad (1)$$

sendo:

- $f_d$  = desvio de freqüência, em Hz.
- $k$  = estabilidade de freqüência, em ppm.
- $f_0$  = freqüência do oscilador, em Hz.

O valor de  $k$  pode ser obtido por

$$k = \frac{f_d}{f_0} \cdot 10^6 \quad (2)$$

Aplicando (1) no exemplo da figura 1, tem-se:

$$\begin{aligned} f_{d1} &= k_1 \cdot f_1 \cdot 10^{-6} \\ f_{d1} &= 100 \cdot 10^6 \cdot 10^{-6} \\ f_{d1} &= 100 \text{ Hz} \end{aligned}$$

e:

$$\begin{aligned} f_{d2} &= k_2 \cdot 10^{-6} \\ f_{d2} &= 10 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 10^{-6} \\ f_{d2} &= 200 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Admitindo-se, na pior das hipóteses, que os desvios de freqüência possuam o mesmo sinal, tem-se:

$$k_t = \frac{f_{d1} + f_{d2}}{f_0} \cdot 10^6$$

$$k_t = \frac{100 + 200}{21 \cdot 10^6} \cdot 10^6$$

$$k_t = 14 \text{ ppm}$$

Observa-se, portanto, que o uso da técnica do batimento de freqüências permite a obtenção de freqüência variável com boa estabilidade de freqüência, desde que se disponha de um oscilador de alta freqüência controlado a cristal.

Alguns cristais naturais, como o quartzo e a turmalina, e alguns tipos de cerâmica apresentam o fenômeno da piezoelectricidade; isto é, quando submetidos a uma certa força (pressão), exibem um potencial elétrico proporcional à deformação sofrida. O fenôme-

no é melhor observado quando o cristal é cortado na forma de lâmina, como mostra a figura 2.

O efeito piezoelétrico é reversível: aplicando-se um potencial elétrico entre as faces de uma lâmina de cristal de quartzo, provoca-se uma deformação na mesma.

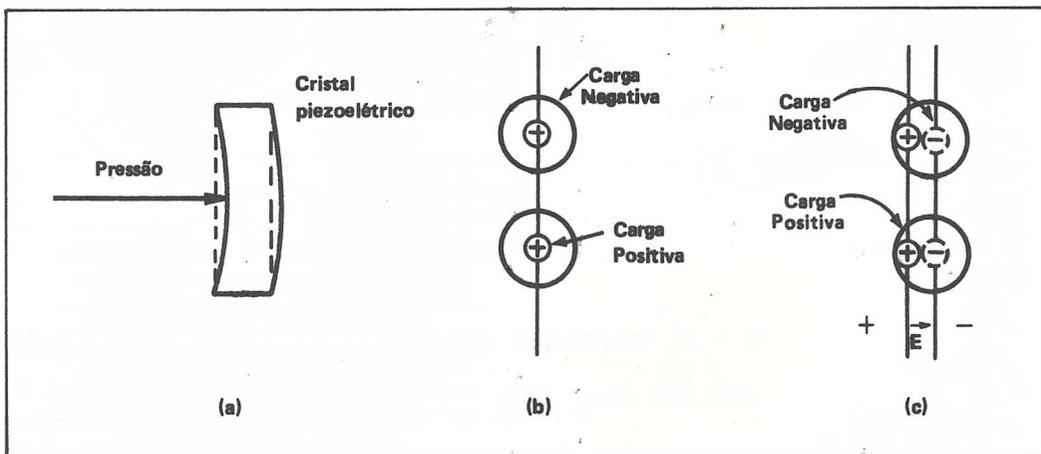


FIGURA 2. (a) Lâmina de cristal piezoelétrico submetida a uma deformação, exibe um potencial entre suas faces. (b) Cristal em repouso. O centro das cargas negativas coincide com o centro das cargas positivas, equilibrando-as. (c) Cristal submetido à pressão. O centro das cargas negativas não coincide com o centro das cargas positivas. Aparece um potencial entre as faces.

O uso de cristais de quartzo para o controle de freqüência de osciladores deve-se ao seu elevado fator de qualidade e à sua grande estabilidade estrutural. Ao contrário do circuito tanque LC, o cristal apresenta uma forma sólida, compacta e constante ao longo do tempo, sendo relativamente imune às variações de temperatura. A figura 3 apresenta o circuito equivalente mecânico e elétrico de um cristal oscilador.

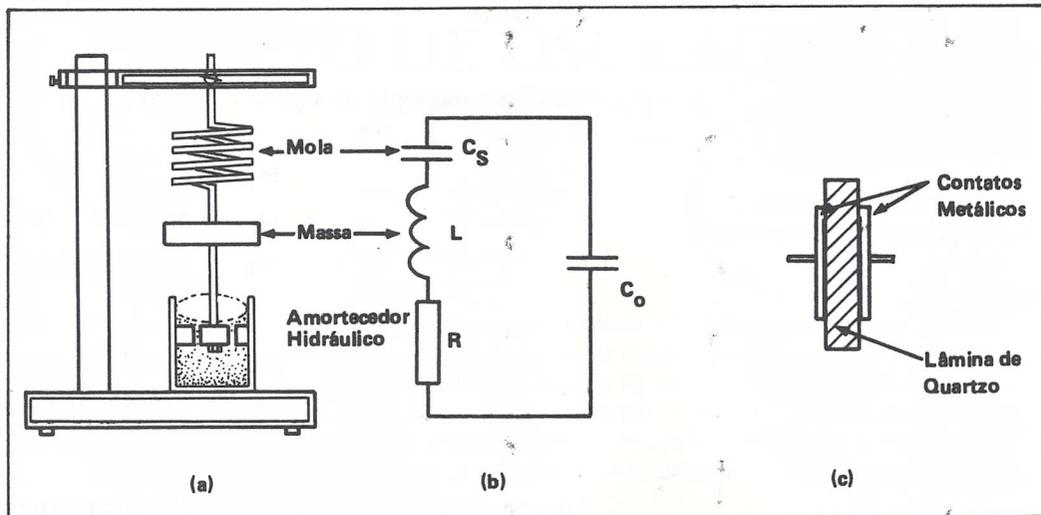


FIGURA 3. (a) Equivalente mecânico do cristal. (b) Equivalente elétrico do cristal. (c) Cristal oscilador.

A capacitância " $C_s$ ", é análoga a compliância da mola.

A indutância " $L$ " é análoga à massa suspensa. A resistência " $R$ " representa o atrito viscoso.

A capacitância " $C_o$ " representa a capacitância dos contatos metálicos ou das placas do cristal.

Na figura 4(a) é mostrada a curva de resposta em freqüência de um cristal oscilador, nas imediações de suas freqüências de ressonância série  $f_s$ , e paralela,  $f_p$ .

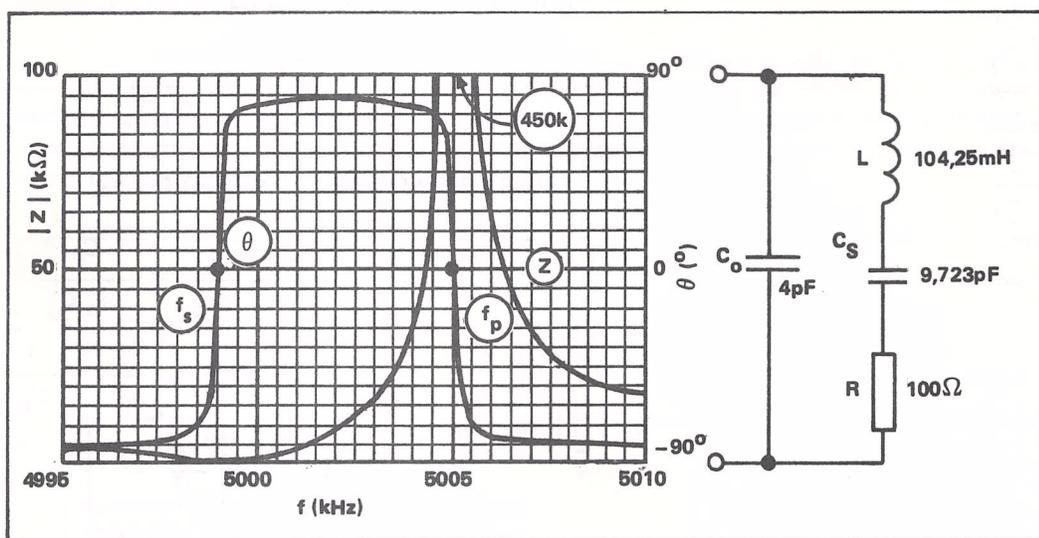


FIGURA 4. (a) Curva da impedância e do ângulo de fase em função da frequência. (b) Circuito equivalente de um cristal oscilador típico de 5 MHz.

A ressonância série ocorre quando  $X_L$  é igual  $X_{C_s}$ , isto é, em 5000 kHz, para o cristal da figura 4. Acima de  $f_s$ , o circuito torna-se indutivo, uma vez que  $X_L$  é maior que  $X_{C_s}$ . Essa reatância indutiva tem em paralelo a reatância capacitiva de  $C_o$ . Quando a reatância indutiva e capacitiva forem iguais, haverá a ressonância paralela. Isso ocorre na frequência  $f_p$ . Portanto, pode-se escrever:

$$f_s \cong \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \cdot C_s}} \quad (3)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \cdot \frac{C_s \cdot C_o}{C_s + C_o}}} \quad (4)$$

Conhecendo-se o valor de  $C_o$ , pode-se deduzir os valores de  $L$  e  $C_s$ . Na ressonância série tem-se:

$$\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C_s} = 0 \quad (5)$$

Na ressonância paralela, tem-se:

$$\omega_p L - \frac{1}{\omega_p C_s} = \frac{1}{\omega_p C_o} \quad (6)$$

De (5), pode-se escrever:

$$\omega_s L = \frac{1}{\omega_s C_s}$$

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 C_s} \quad (7)$$

Substituindo a equação (5) na (6):

$$\frac{\omega_p}{\omega_s^2 C_s} - \frac{1}{\omega_p C_s} = \frac{1}{\omega_p C_o}$$

multiplicando ambos os membros por  $C_s$ :

$$\frac{\omega_p}{\omega_s^2} - \frac{1}{\omega_p} = \frac{C_s}{\omega_p C_o}$$

$$C_s = \omega_p \cdot C_o \left[ \frac{\omega_p}{\omega_s^2} - \frac{1}{\omega_p} \right]$$

$$C_s = C_o \left[ \frac{\omega_p^2}{\omega_s^2} - 1 \right]$$

Como  $\omega_p = 2\pi f_p$  e  $\omega_s = 2\pi f_s$ , tem-se:

$$C_s = C_o \cdot \left[ \left( \frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right] \quad (8)$$

Para o cálculo de L, utiliza-se a equação (7).

De posse dos valores de L,  $C_s$ ,  $C_o$  e R do circuito equivalente do cristal, pode-se conhecer sua impedância. Pela inspeção do circuito conclui-se que a impedância entre os terminais do cristal é composta pela combinação em paralelo do  $C_o$  com o resultado da combinação série de L,  $C_s$  e R, o que permite escrever:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C_s})} + j\omega C_o} \quad (9)$$

A conexão de uma pequena capacitância externa,  $C_e$ , em paralelo com o cristal, resulta numa diminuição da frequência de ressonância paralela e redução da impedância máxima. Isso pode ser observado pela substituição de  $C_o$ , na equação (9), pela soma de  $C_o$  mais  $C_e$ .

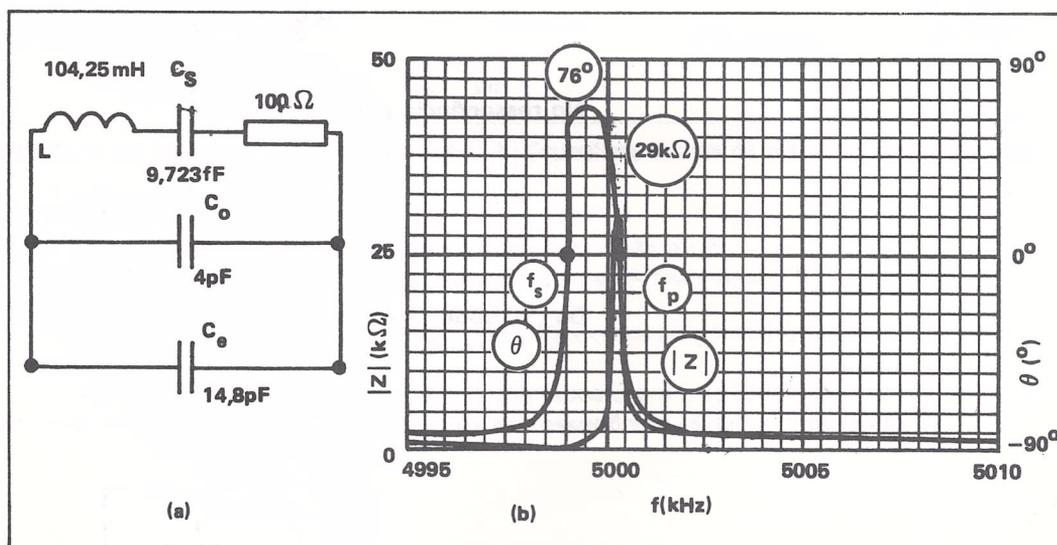


FIGURA 5. (a) Cristal com capacitância externa. (b) Impedância e ângulo de fase em função da frequência.  $|Z|$   $\theta$  x f

## MEDIÇÕES EM CRISTAIS

No projeto de osciladores a cristal necessita-se conhecer os valores de seu circuito equivalente. A resistência, a indutância e as capacitâncias de um cristal não podem ser medidas diretamente, mas podem ser calculadas por meio das medições de suas frequências de ressonância série e paralela, utilizando-se do circuito da figura 6. O circuito de medição contém dois atenuadores.

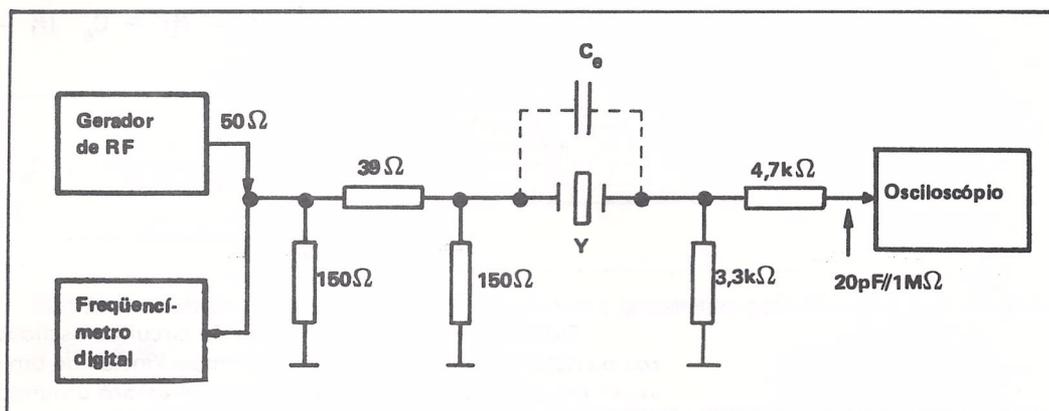


FIGURA 6. Circuito para medições das frequências de ressonância série e paralela.

O primeiro proporciona uma atenuação de 6 dB, a uma impedância de  $50\Omega$ , e o segundo  $2k\Omega$  em paralelo com  $2pF$  (a  $5MHz$ ), quando conectado a um osciloscópio de  $20pF$  de capacitância de entrada. Ambos os atenuadores servem para isolar o cristal da influência da carga oferecida pelos instrumentos.

Para efetuar-se a medição da frequência série,  $f_s$ , varia-se a frequência do gerador de RF nas proximidades da frequência nominal do cristal, até obter-se o máximo de amplitude no osciloscópio e anota-se o valor exato da frequência indicada pelo freqüencímetro digital. Em seguida, mede-se a frequência de ressonância paralela utilizando o procedimento anterior, só que agora deve-se procurar um mínimo de amplitude no osciloscópio. A frequência assim determinada, chamar-se-á " $f_2$ ". Repetindo o procedimento anterior, acrescenta-se um capacitor de valor conhecido (entre 10 e  $30pF$ ) em paralelo com o cristal e anota-se o novo valor da frequência de ressonância paralela " $f_1$ ".

O valor da resistência série "R" do cristal pode ser facilmente determinado, substituindo o cristal por um resistor que produza a mesma atenuação na frequência de ressonância série. A resistência "R" será igual a do resistor utilizado. Aliás, este valor varia de menos de  $100\Omega$  para cristais de cerca de  $10MHz$ , e mais de  $1k\Omega$ , para cristais de frequência inferior a  $1MHz$ .

De posse do resultado das medições e com o auxílio da equação (8), pode-se calcular  $C_o$ . Para a frequência  $f_2$ ,  $C_p$  será o próprio  $C_o$  e para a frequência  $f_1$ ,  $C_p$  será igual a  $C_o + C_e$ . Substituindo na equação (8), tem-se:

$$C_p = C_o + C_e \quad (10)$$

$$C_s = C_o \cdot [(f_2/f_s)^2 - 1] \quad (11)$$

$$C_s = (C_o + C_e) \cdot [(f_1/f_s)^2 - 1] \quad (12)$$

elevando-se ao quadrado a expressão entre parênteses e igualando-se (11) a (12):

$$C_o \cdot \left(\frac{f_2}{f_s}\right)^2 - 1 = (C_o + C_e) \cdot \left(\frac{f_1}{f_s}\right)^2 - 1$$

multiplicando-se ambos os membros por  $f_s^2$ :

$$C_o \cdot (f_2^2 - f_s^2) = (C_o + C_e) \cdot (f_1^2 - f_s^2)$$

$$C_o f_2^2 - C_o f_s^2 = C_o f_1^2 - C_o f_s^2 + C_e f_1^2 - C_e f_s^2$$

$$C_o \cdot (f_2^2 - f_1^2) = C_e \cdot (f_1^2 - f_s^2)$$

$$C_o = \frac{f_1^2 - f_s^2}{f_2^2 - f_1^2} \cdot C_e \quad (13)$$

Existe uma grande variedade de circuitos osciladores a cristal. Na maioria das vezes o cristal atua como uma das três impedâncias de um elo de realimentação. Nas outras vezes em que isso não acontece, o cristal estará atuando em sua frequência de ressonância série e o seu comportamento será o de um resistor de pequeno valor, para aquela frequência. Como parte do elo de realimentação, o cristal poderia, em princípio, atuar como capacitor ou como indutor. Como indutor, a frequência de operação deverá, obrigatoriamente, estar contida entre a frequência de ressonância série e a frequência de ressonância paralela, uma vez que nesse intervalo de frequência o cristal exibe uma reatância indutiva. Como capacitor, a frequência de operação poderia estar abaixo da frequência de ressonância série ou acima da frequência de ressonância paralela, figura 7. O fato de existirem dois pontos como por exemplo  $P_1$  e  $P_2$ , na figura 7(a), com a mesma reatância, mas separados por uma região de reatância indutiva, provoca séria instabilidade de funcionamento, com tendências a saltos entre as frequências  $f_1$  e  $f_2$ , toda vez que o oscilador for submetido a perturbações, tais como variação da carga externa ou da tensão de alimentação.

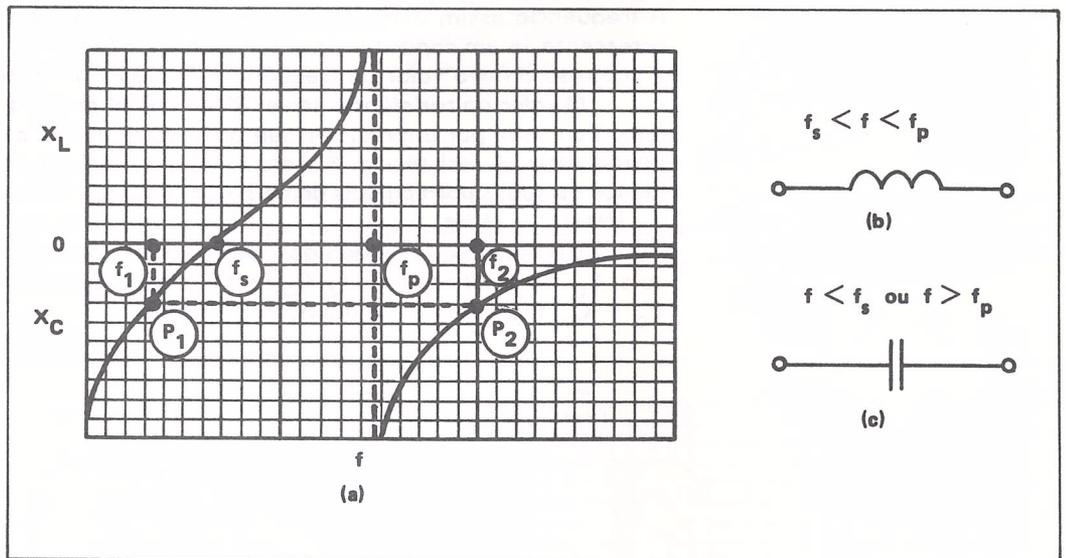


FIGURA 7. (a) Curva de resposta de um cristal de Q infinito. (b) e (c) Circuito equivalente em função da frequência.

Por esse motivo, o elo de realimentação contendo o cristal deverá ser projetado para que o mesmo atue como um indutor. Atuando dessa maneira dentro de um elo de realimentação, o cristal proporcionará uma elevada estabilidade de frequência.

A justificativa para essa maior estabilidade de frequência deve-se à elevada relação  $d\theta/df$  do cristal nas imediações das frequências de ressonância, como pode ser observado nas figuras 4(a) e 5(b), e ao baixo coeficiente de temperatura. Na figura 8, pode-se observar o comportamento dos diferentes cortes do cristal em função da temperatura. O corte AT é utilizado em cristais fabricados para frequências entre 500kHz e 10MHz, o BT para frequências de 500kHz e 18MHz (com menos atividade) e o CT para frequências entre 100 e 500Hz. O corte GT é utilizado em cristais muito estáveis na faixa de 100 a 500kHz.

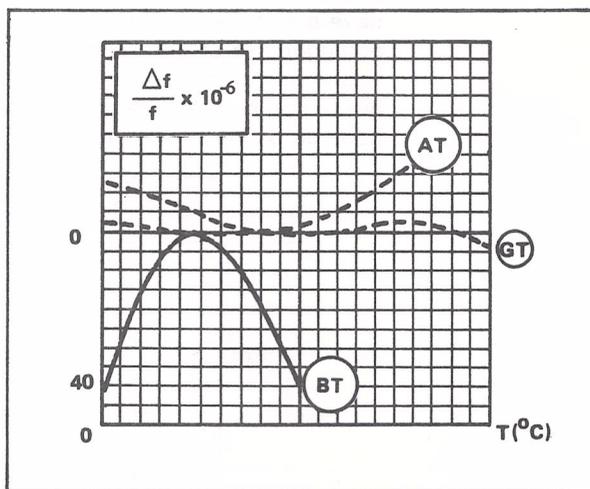


FIGURA 8. Variação da frequência de ressonância com a temperatura para diferentes tipos de cristais.

**ATIVIDADE**

Apesar do cristal apresentar um fator de qualidade intrínseco ( $Q_i = \omega L/R$ ) bastante elevado (acima de 5000), para o circuito externo o cristal se comporta como um elemento de perdas relativamente elevadas. O cristal da figura 4, por exemplo, apresenta a 5000kHz uma impedância de  $144 + j1590\Omega$ , o que implica num fator de qualidade utilizável de  $1590/144$ , ou seja, igual a 11. Por comparação um indutor de ferrite de  $50,6 \mu H$  apresenta, na mesma frequência, uma impedância de  $10,6 + j1590$  ohms e um fator de qualidade utilizável de  $1590/10,6$ , ou seja, igual a 150. Tanto o cristal quanto o indutor apresentam a mesma reatância indutiva,  $1590\Omega$ . Por esse motivo talvez se tente substituir o indutor de  $50,6 \mu H$  de um oscilador Colpitts, por um cristal de 5MHz, com a intenção de aumentar-lhe a estabilidade. Devido as maiores perdas introduzidas pelo cristal haverá a necessidade do aumento do ganho disponível, sob pena do circuito não oscilar. O fato do circuito oscilador LC continuar ativo (oscilando) com uma menor quantidade de ganho que o necessário para o oscilador cristal, leva a conclusão de que esse último é menos ativo que o primeiro. Assim quando se diz que determinado cristal é mais ativo ou menos ativo que outro, está se referindo a sua maior ou menor facilidade de oscilação. Um cristal ativo apresenta uma impedância com ângulo de fase próximo a  $90^\circ$ , isto é, comporta-se quase como uma indutância pura. Ao contrário, quando o ângulo de fase da impedância torna-se muito menor que os  $90^\circ$ , o cristal torna-se pouco ativo. O acréscimo de uma capacitância diretamente em paralelo com os terminais do cristal provoca uma redução do ângulo de fase  $\theta$ , e conseqüentemente queda na atividade do mesmo, como pode ser bem observado na figura 5(b).

**PROJETO DE UM OSCILADOR A CRISTAL**

O projeto de um oscilador a cristal começa sempre pela escolha do circuito. O cristal, geralmente, atua como um indutor e, portanto, o circuito deverá proporcionar a capa-

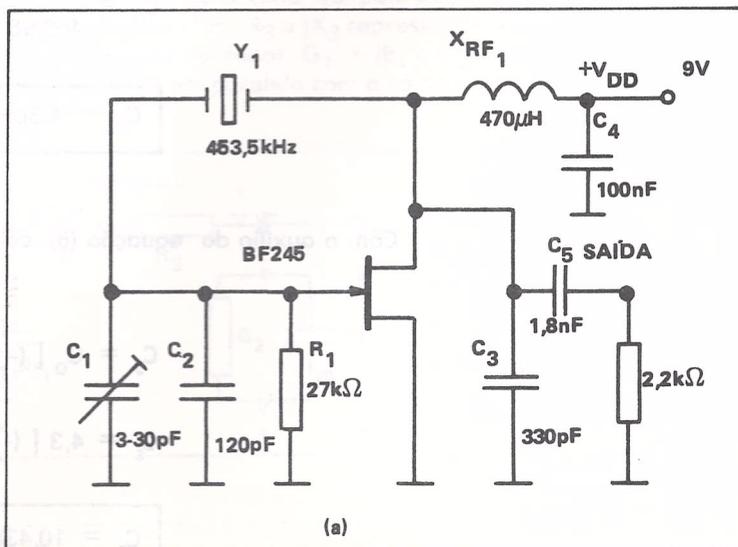


FIGURA 9. (a) Oscilador Pierce em supridouro-comum.

capacitância externa para sintonizá-lo na frequência nominal de operação. Essa capacitância deverá estar entre 10 e 30pF. Um circuito baseado no Colpitts é a escolha apropriada para osciladores a cristal, uma vez que o mesmo necessita de apenas um indutor (que será substituído pelo cristal). Circuitos baseados no Hartley, também, poderão ser utilizados desde que se substitua um dos indutores pelo cristal. Na figura 9 vê-se exemplos dos dois tipos de osciladores. Ambos os circuitos são típicos para as frequências mostradas.

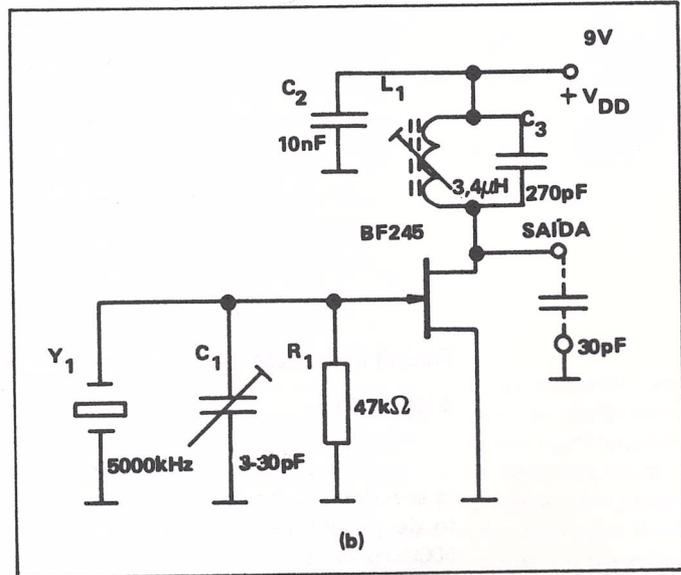


FIGURA 9. (b) Oscilador gate-dreno sintonizados.

Analisando-se o circuito equivalente do oscilador Pierce da figura 9(a), o cristal  $Y_1$  apresentou os seguintes resultados, medidos por meio do circuito da figura 6:

$$\begin{aligned}
 f_s &= 453,41\text{kHz} \\
 f_1 &= 453,50\text{kHz com } C_e = 22\text{pF} \\
 f_2 &= 453,96\text{kHz} \\
 R_s &= 1\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

Com auxílio da equação (13), determina-se a capacitância equivalente do cristal:

$$C_o = \frac{f_1^2 - f_s^2}{f_2^2 - f_1^2} \cdot C_e$$

$$C_o = \frac{453,50^2 - 453,41^2}{453,96^2 - 453,50^2} \cdot 22\text{pF} = 4,3\text{pF}$$

$$\boxed{C_o = 4,3\text{pF}}$$

Com o auxílio da equação (8), calcula-se  $C_s$ :

$$C_s = C_o \left[ \left( \frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right]$$

$$C_s = 4,3 \left[ \left( \frac{453,96}{453,41} \right)^2 - 1 \right] \cdot 10^{-12}$$

$$\boxed{C_s = 10,438\text{fF}}$$

Calcula-se finalmente L, por meio da equação (7):

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 \cdot C_s}$$

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 (453,41 \cdot 10^3)^2 \cdot 10,438 \cdot 10^{-15}}$$

$$L = 11,804 \text{ H}$$

Utilizando a equação (9), é determinada a impedância do cristal para a frequência de 453,50kHz.

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{1000 + j(2,8494 \cdot 10^6 \cdot 11,804 - \frac{1}{2,8494 \cdot 10^6 \cdot 10,438 \cdot 10^{-15}})} + j 2,8494 \cdot 10^6 \cdot 4,3 \cdot 10^{-12}}$$

$$Z = 1429 + j15938\Omega \text{ ou } Z = 16 \angle 84,9^\circ \text{ k}\Omega$$

A figura 10(a) mostra o circuito equivalente do cristal oscilador de 453,50kHz. A figura 10(b) mostra o circuito equivalente para a frequência de 453,50kHz.

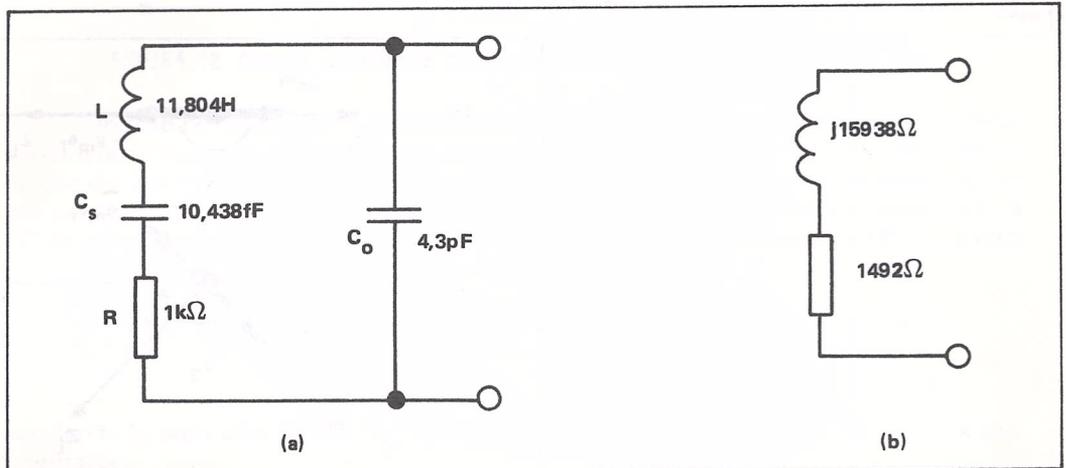


FIGURA 10. (a) Circuito equivalente do cristal de 453,50kHz. (b) Circuito equivalente para  $f = 453,50\text{kHz}$ .

Substituindo o cristal do circuito 9(a) pelo equivalente, figura 10(b), obtém-se o elo de realimentação da figura 11(a).  $R_3$  e  $jX_3$  representam respectivamente a resistência e a reatância indutiva do cristal oscilador.  $G_1 + jB_1$  e  $G_2 + jB_2$  representam a condutância e a susceptância conectadas em paralelo com a saída e com a entrada do amplificador, respectivamente.

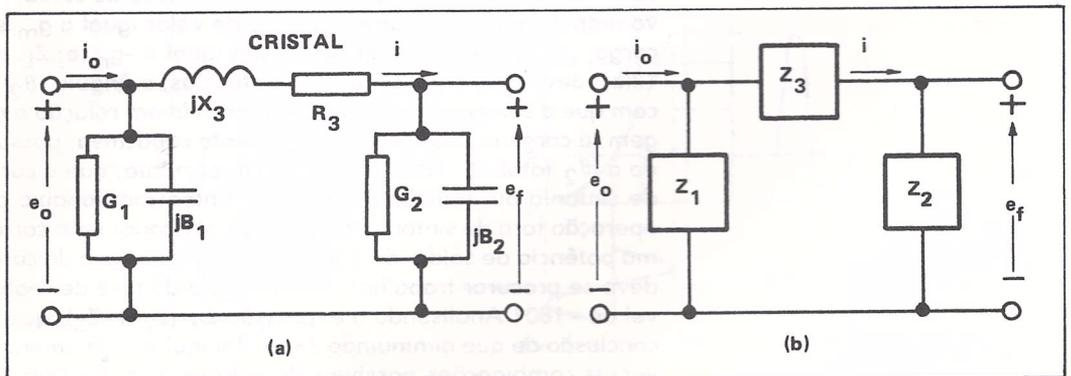


FIGURA 11. (a) Circuito equivalente do elo de realimentação, incluindo o cristal. (b) Circuito equivalente a 3 impedâncias.

O circuito equivalente a 3 impedâncias pode ser determinado a partir das seguintes transformações:

$$Z_1 = \frac{1}{G_1 + jB_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{G_2 + jB_2}$$

$$Z_3 = R_3 + jX_3$$

As variáveis usadas representam os seguintes elementos do circuito:

**G<sub>1</sub>**: condutância total em paralelo com a entrada do elo de realimentação, inclusive a condutância da carga e a de saída do FET.

**jB<sub>1</sub>**: susceptância total em paralelo com a entrada do elo de realimentação, incluindo a carga e o FET.

**G<sub>2</sub>**: condutância total em paralelo com a saída do elo de realimentação, inclusive a condutância de entrada do amplificador.

**jB<sub>2</sub>**: susceptância total em paralelo com a saída do elo de realimentação, inclusive a susceptância de entrada do amplificador.

**R<sub>3</sub>**: resistência equivalente do cristal.

**jX<sub>3</sub>**: reatância equivalente do cristal.

Sabe-se que  $\beta = e_f/e_o$ . Como  $e_f = i \cdot Z_2$  e  $i = e_o/(Z_2 + Z_3)$ , tem-se  $\beta = Z_2/(Z_2 + Z_3)$ . Se  $Z_2$  for uma capacitância pura e  $Z_3$  uma indutância pura e, ainda, se  $Z_3$  for maior que  $Z_2$ , haverá uma defasagem de 180° (em atraso) entre  $e_f$  e  $e_o$ . Como acréscimo de resistências, essa defasagem diminui, embora o ângulo de fase continue negativo e no 3º quadrante (figura 12 (a e b)).

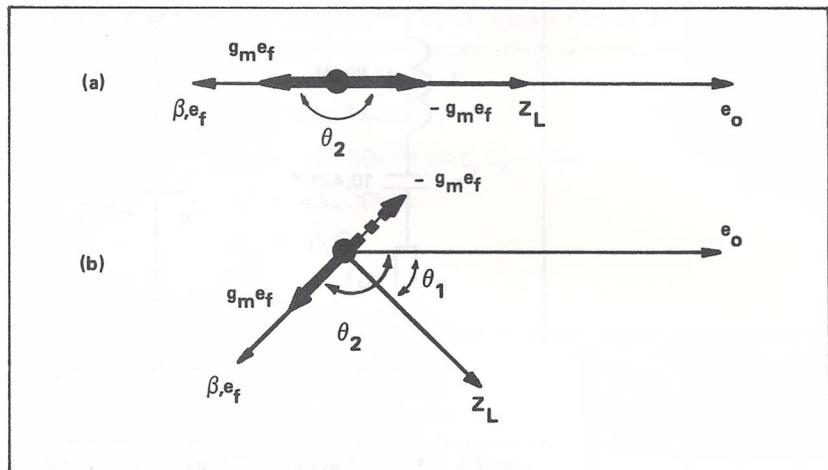


FIGURA 12. (a) Diagrama de fase do oscilador com reatâncias puras no elo de realimentação. (b) Diagrama de fase do oscilador com impedâncias complexas no elo de realimentação.

Na figura 12 (a), o ângulo  $\theta_2$  representa a defasagem introduzida por um elo de realimentação, contendo apenas reatâncias puras. A tensão de realimentação está atrasada de exatamente 180° em relação à tensão de saída. A tensão  $e_f$  aplicada ao dispositivo amplificador, gera uma corrente de valor igual a  $g_m \cdot e_f$ . Essa corrente, ao circular pela carga, produz uma queda de tensão igual a  $-g_m \cdot e_f \cdot Z_L$ , ou seja, o próprio  $e_o$ . Na figura 12(b), devido ao acréscimo de resistências, o ângulo  $\theta_2$  torna-se inferior a 180°, fazendo com que a corrente  $-g_m \cdot e_f$  fique adiantada em relação a  $e_o$ . Para compensar essa defasagem, a carga precisará ser ligeiramente capacitiva, possuindo um ângulo ( $\theta_1$ ) que somado a  $\theta_2$  totalize - 180°. Isso significa, portanto, que a carga do amplificador trabalha fora de sintonia ou, mais precisamente, sintonizada abaixo da frequência de oscilação. Essa operação fora de sintonia exige do amplificador uma corrente maior, para produzir a mesma potência de saída, do que a necessária no caso da carga puramente resistiva. Por isso, deve-se procurar trabalhar com o ângulo de fase de realimentação o mais próximo possível de - 180°. Analisando a expressão  $Z_2/(Z_2 + Z_3)$ , que nos dá o valor  $\beta$ , chega-se à conclusão de que diminuindo  $Z_2$ ,  $\beta$  diminui e  $\theta_2$  aumenta (em módulo). Como existem diversas combinações possíveis de valores  $\beta$  e  $\theta_2$  que proporcionam um funcionamento seguro, muitas vezes o valor de  $\beta$  é escolhido levando-se em consideração outros fatores: a existência de componentes à disposição, facilidade do ajuste da frequência exata de os-

cilação, a tensão de saída desejada e a resistência de carga. No circuito da figura 9(a), o trimmer  $C_1$  de 3 a 30pF, o choque de  $470\mu\text{H}$  e o próprio FET foram escolhidos em virtude da facilidade de obtenção e de suas pequenas dimensões, uma vez que, obedecendo apenas a critérios de ordem teórica, tanto o trimmer quanto o choque deveriam possuir maior valor.

Uma vez estabelecidos os critérios para o projeto e funcionamento do oscilador Pierce da figura 9(a), pode-se calcular o circuito completo.

Inicialmente desenha-se o circuito equivalente completo de todo o oscilador. O FET substituído por um quadripolo de parâmetros Y (admitância) simplificado. Cada componente associado em paralelo é representado por sua admitância, assim como os associados em série são representados por sua impedância. O cristal e o FET são considerados como constantes e, portanto, nada é feito no sentido de alterá-lhes as características.

A figura 13 mostra o circuito equivalente do oscilador. Os parâmetros do FET são obtidos da folha de especificações fornecida pelo fabricante. O valor de  $R_1$  é escolhido de maneira a manter baixas as perdas associadas à impedância  $Z_2$  do elo de realimentação. Para tal é escolhida uma combinação entre a condutância de  $R_1$  e a susceptância de  $C_1 + C_2$  (mais a capacitância de entrada do FET e a da fiação) que resulte num ângulo de fase superior a  $84^\circ$ .

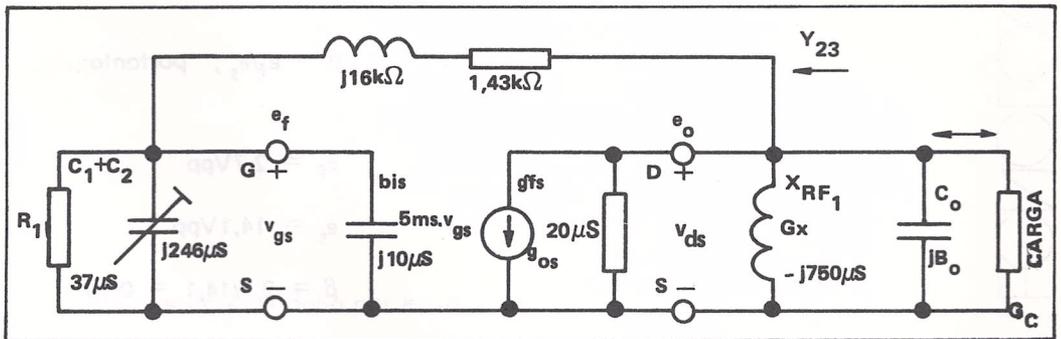


FIGURA 13. Circuito equivalente para radiofrequência do oscilador da figura 9(a).

No caso do cálculo da realimentação ( $\beta$ ) existem diversas maneiras para se determinar a quantidade de realimentação num oscilador. Neste, o valor de  $\beta$  foi calculado em função do máximo sinal permitido na entrada do FET antes de ocorrer a condução da junção gate-supridor. Na figura 14(a) é mostrada a curva característica de transferência do FET BF245A. Do gráfico obtemos  $V_p = -2\text{V}$  e  $I_{DSS} = 4\text{mA}$ . Sabe-se que no FET,  $I_D$  é dado por:

$$I_D = \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2 \cdot I_{DSS}$$

calculando  $I_D$  para uma tensão  $V_{gs} = 0,7\text{V}$ , o que ocorre no pico positivo do sinal de realimentação:

$$I_D = \left(1 - \frac{0,7}{-2}\right)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}$$

$$I_D = 7,29\text{mA}$$

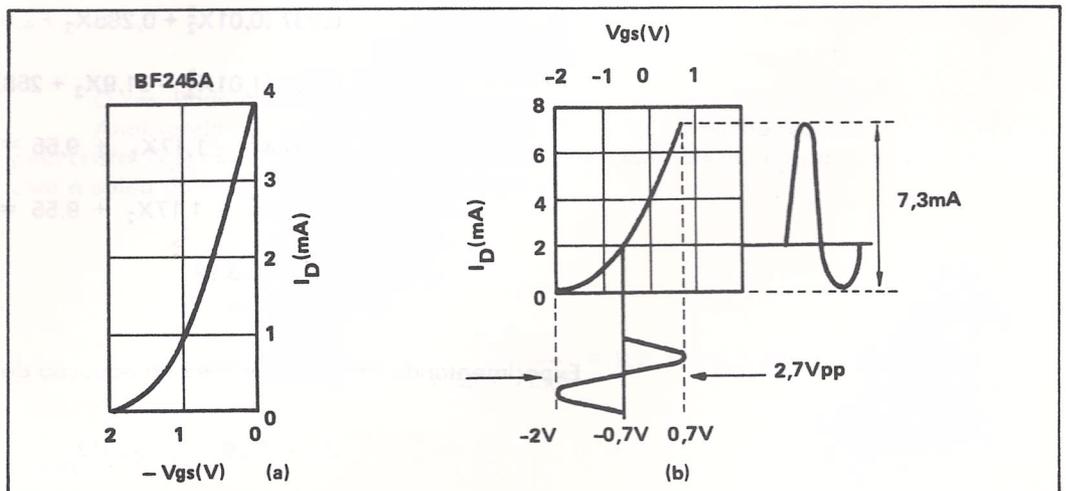


FIGURA 14.

Tem-se portanto, na saída do FET, uma corrente pico a pico de

$$I_{D_{pp}} = I_D | V_{gs} = 0,7 - I_D | V_{gs} = -2$$

$$I_{D_{pp}} = (7,3 - 0) \cdot 10^{-3} = 7,3 \text{mA.}$$

Para uma saída de  $5 V_{ef}$ , a impedância de carga  $Z_L$  deverá ser:

$$e_s = I_D \cdot Z_L$$

$$Z_L = e_s / I_D$$

$$Z_L = \frac{5 \times 2 \sqrt{2}}{7,3 \cdot 10^{-3}} = \frac{14,1}{7,3 \cdot 10^{-3}} = 1,94 \text{k}\Omega$$

Cálculo de  $Z_2$

$$\beta = e_f / e_s, \text{ portanto:}$$

$$e_f = 2,7 \text{Vpp}$$

$$e_s = 14,1 \text{Vpp}$$

$$\beta = 2,7 / 14,1 = 0,19$$

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} = \frac{R_2 + jX_2}{(R_2 + R_3) + j(X_2 + X_3)}$$

Como se está interessado primeiramente no módulo de  $\beta = 0,19$ .

$$\beta^2 = \frac{R^2 + X^2}{(R_2 + R_3)^2 + (X_3 - X_2)^2}$$

Como a intenção é obter o valor de  $Z_2$ , faz-se  $R_2$  igual a  $0,1X_2$  com o objetivo de eliminar-se uma incógnita, restando apenas  $X_2$  a ser calculada. Substituindo na equação anterior os valores de  $R_3$ ,  $X_3$  e mais a igualdade  $R_2 = 0,1X_2$ , tem-se:

$$0,19^2 = \frac{(0,1X_2)^2 + X_2^2}{(0,1X_2 + 1,43)^2 + (16 - X_2)^2}$$

$$0,037 (0,01X_2^2 + 0,286X_2 + 2,04 + 256 - 32X_2^2 + X_2^2) = 1,01X_2^2$$

$$0,037 (1,01X_2^2 - 31,9X_2 + 258) = 1,01X_2^2$$

$$0,037X_2^2 - 1,17X_2 + 9,55 = 1,01X_2^2$$

$$0,973X_2^2 - 1,17X_2 + 9,55 = 0$$

$$X_2' = -3,78$$

$$X_2'' = 2,58$$

Experimentando as duas soluções na equação de  $\beta$ , verifica-se que a correta é:

$$Z_2 = 0,26 - j2,58 \text{ k}\Omega$$

$$Z_2 = 2,59 \angle -84^\circ \text{ k}\Omega$$

Calculando:

$$G_2 = \frac{1}{2,59 \sqrt{-84^\circ} \cdot 10^3} = 386 \sqrt{84,2^\circ} \mu S$$

$$G_2 = 39 + j384 \mu S$$

Para o cálculo de  $C_1$  e  $C_2$  (figura 11) usa a seguinte equação:

$$B_{C_1} + B_{C_2} + b_{is} = B_2$$

$$\omega C_1 + \omega C_2 + 10 \cdot 10^{-6} = 384 \cdot 10^{-6}$$

$$\omega = 2\pi \cdot 453,5 \cdot 10^3 = 2,85 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$C_1 = \sqrt{3 \times 30 \text{ pF}} = 9,5 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{384 - 10 - 2,85 \cdot 9,5}{2,85 \cdot 10^6} \cdot 10^{-6} = 122 \text{ pF}$$

O valor de  $R_1$  é dado por  $R_1 = 1/G_2$

$$R_1 = 1/39 \cdot 10^{-6} = 25,6 \text{ k}\Omega$$

Pode-se utilizar para  $C_2$  um capacitor de 120pF de poliestireno (Styroflex) ou disco NPO.  $R_1$  pode ter seu valor aumentado para 27k $\Omega$  ou mais, o que diminuiria as perdas. Calcula-se agora o módulo de  $\beta$  e seu ângulo de fase, para os valores comerciais. Note que a parte reativa de  $Z_2$  deve permanecer a mesma que a calculada, devido à presença do trimmer que compensa a variação de valor de  $C_2$ .

$$G_2 = 1/27 \cdot 10^3 = 37 \mu S$$

$$Z_2 = \frac{1}{0,037 + j0,384} = 0,25 - j2,58 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = \frac{0,25 - j2,58}{(0,25 + 1,43) + j(16 - 2,58)} = \frac{0,25 - j2,48}{1,68 + j13,4}$$

$$\beta = \frac{2,59 \sqrt{-84,5}}{13,5 \sqrt{82,9}} = 0,192 \sqrt{-167^\circ}$$

O resultado confere com o valor calculado e fornece  $\theta_2 = -167^\circ$

Analisando o circuito da figura 13, percebe-se que o elo de realimentação, formado pelo cristal ( $Z_3$ ) mais a impedância  $Z_2$ , possui uma admitância,  $Y_{23}$ , que fica em paralelo com a saída do amplificador. Pode-se escrever:

$$Y_{23} = \frac{1}{Z_2 + Z_3}$$

$$Y_{23} = \frac{10^{-3}}{1,68 + j13,4} = 9,2 - j73,5 \mu S$$

### CÁLCULO DE $Z_1$

Anteriormente foi calculado  $Z_1 = 1,94 \text{ k}\Omega$ . Calcula-se agora o ângulo de fase,  $\theta_1$ ,

da carga. Observe que a soma de  $\theta_1 + \theta_2$  deve totalizar - 180°, ou seja:

$$\begin{aligned} \theta_1 + \theta_2 &= -180^\circ \\ \theta_1 &= -180^\circ - \theta_2 \\ \theta_1 &= -180^\circ - (-167^\circ) = -13^\circ \end{aligned}$$

Portanto a carga deverá apresentar uma impedância  $Z_L = 1,94 \angle -13^\circ \text{ k}\Omega$ . Transformando para admitância, tem-se:

$$\begin{aligned} Y_L &= \frac{1}{Z_L} \\ Y_L &= \frac{10^{-3}}{1,94 \angle -13^\circ} = 0,52 \angle 13^\circ \text{ mS} \\ Y_L &= 0,51 + j0,12 \text{ mS} \end{aligned}$$

Tranforma-se, a seguir, a impedância (série),  $Z_L$ , encontrada em sua admitância (paralela),  $G_L$ , equivalente, para que se possa encontrar a admitância  $Y_1$ . Analisando o circuito equivalente da carga do amplificador, figura 15, tem-se:

$$\begin{aligned} Y_1 &= g_{os} + G_c + jB_o + jB_x \\ Y_L &= Y_{23} + Y_1 \\ Y_L &= Y_{23} + g_{os} + G_c + jB_o + jB_x \\ G_c + jB_o &= Y_L - Y_{23} - g_{os} - jB_x \\ G_c + jB_o &= 0,51 + j0,12 - (0,009 - j0,074) - 0,02 + j0,75 \\ G_c + jB_o &= 0,48 + j0,94 \text{ mS} \\ Y_1 &= 0,02 + 0,48 + j(0,94 - 0,75) = 0,50 + j0,19 \text{ mS} \end{aligned}$$

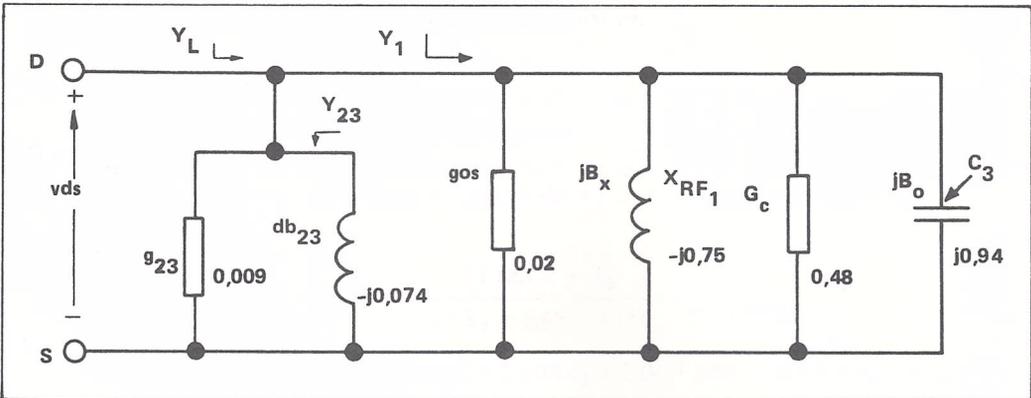


FIGURA 13. Carga vista pelo FET. Está incluída a admitância de saída do FET como parte da carga. Os valores dados são em mS.

A carga externa  $R_c = 1/G_c$  será, portanto aproximadamente igual a 2,2kΩ e o capacitor  $C_o$ , que no circuito da figura 9(a) corresponde a  $C_3$ , terá seu valor calculado por:

$$\begin{aligned} C_o &= \frac{B_o}{\omega} = \frac{940 \cdot 10^{-6}}{2,85 \cdot 10^6} \\ C_o &= 330 \text{ pF} \end{aligned}$$

O circuito oscilador montado, segundo os valores calculados neste artigo, apresentou um desempenho bastante próximo ao previsto, provando assim que a abordagem adotada pode produzir osciladores com desempenho previsível. As discrepâncias (pequenas) entre os valores previstos e os obtidos foram objeto de análise e concluiu-se que eram devidas a duas causas: erros introduzidos durante as medições de  $f_s$ ,  $f_1$  e  $f_2$  e a dispersão dos parâmetros do FET.