

SEL-EESC-USP

Osciladores

P. R. Veronese
2013

1.) Osciladores de RF

Oscilador eletrônico é um circuito amplificador que gera uma determinada forma de onda de sinal na saída, mesmo sem nenhum sinal aplicado à sua entrada. Esse fato acontece se o amplificador estiver realimentado com realimentação positiva (regenerativa) e o ganho de tensão for infinito. Se isso acontecer em uma única frequência, então o oscilador é senoidal, isto é, gera em sua saída uma forma de onda composta por uma frequência fundamental única e com uma quantidade irrisória de frequências harmônicas.

Osciladores Senoidais de Altas Frequências

A Figura 1 mostra um circuito genérico de um amplificador realimentado.

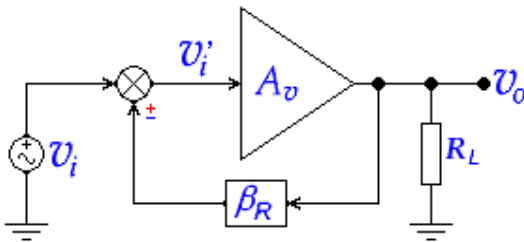


Figura 1 – Amplificador Realimentado.

Nesse circuito, A_v é o ganho de tensão em malha aberta do amplificador e β_R é a taxa de realimentação aplicada. Na entrada existe um circuito somador que adiciona o sinal realimentado em fase, se a realimentação for positiva, ou subtrai o sinal em fase se a realimentação for negativa. Nesse circuito, vale:

$$v_i' = v_i \pm \beta_R v_o$$

Como:

$$v_o = (v_i \pm \beta_R v_o) \times A_v$$

Então:

$$v_o = \frac{A_v}{1 \mp \beta_R A_v} \times v_i$$

Isto é:

$$G_v = \frac{A_v}{1 \mp \beta_R A_v}$$

A grandeza G_v é o ganho de tensão do circuito em malha fechada. Nessa análise, a resistência de entrada do amplificador A_v é considerada infinita e a resistência de saída do amplificador A_v é considerada nula. A resistência de carga do circuito, R_L , portanto, nesse caso, não tem influência sobre o comportamento do circuito. O produto $\beta_R A_v$, chamado de ganho de malha, é positivo, se a realimentação for negativa e é negativo, se a realimentação for positiva. Se o circuito estiver sujeito, portanto, a uma realimentação positiva, o seu ganho em malha fechada será:

$$G_v = \frac{A_v}{1 - \beta_R A_v} \quad (1)$$

Então, se o ganho de malha for unitário, isto é, se $\beta_R A_v = 1$, o ganho do amplificador, em malha fechada, será infinito e, nesse caso, poderá haver um sinal de saída mesmo se $v_i = 0$, configurando-se a condição de oscilação plena. E, ainda, se $\beta_R A_v = 1$ em apenas uma frequência, o sinal gerado na saída será senoidal. Essa exigência, para que haja oscilação plena, é chamada de critério de Barkhausen.

Em uma análise mais realística, deve-se considerar que o amplificador possui uma resistência de saída diferente de zero, isto é, $R_o \neq 0$, como mostra a Figura 2.

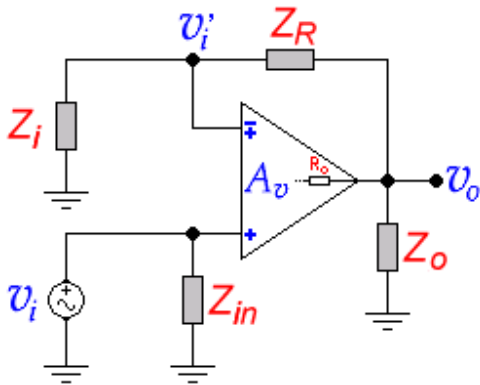


Figura 2 – Amplificador Realimentado com $R_o \neq 0$.

A resistência de entrada ainda pode ser considerada muito elevada ($R_i \gg Z_i$), na maioria dos casos práticos. No circuito da Figura 2, tem-se que:

$$\beta_R = \frac{Z_i}{Z_i + Z_R}$$

Onde Z_i e Z_R , assim como Z_o , são impedâncias genéricas. Para esse amplificador com realimentação positiva, o ganho em malha fechada vale, portanto:

$$G_v = \frac{(Z_i + Z_R)Z_o A_v}{(Z_i + Z_R + Z_o)R_o + (Z_i + Z_R)Z_o - A_v Z_i Z_o}$$

ou

$$G_v = \frac{A_v}{\frac{Z_i + Z_R + Z_o}{(Z_i + Z_R)Z_o} R_o + 1 - \beta_R A_v} \quad (2)$$

Percebe-se, então, que, se $R_o = 0$, a Equação 2 é idêntica à Equação 1 e que, ainda, se $Z_i + Z_R + Z_o = 0$, mesmo que $R_o \neq 0$, a Equação 2 também é idêntica à Equação 1. Nesses casos, se $\beta_R A_v = 1$ o critério de Barkhausen ($G_v \rightarrow \infty$) fica estabelecido e o oscilador é pleno. Então, para que esta última relação seja cumprida, deve-se ter:

$$A_v = \pm \frac{Z_i + Z_R}{Z_i} \quad (3)$$

O sinal da Equação 3 deve ser positivo para realimentações positivas e negativo para realimentações negativas. Se as impedâncias genéricas da Figura 2 forem substituídas por reatâncias puras, indutivas ou capacitivas, o circuito torna-se igual ao da Figura 3.

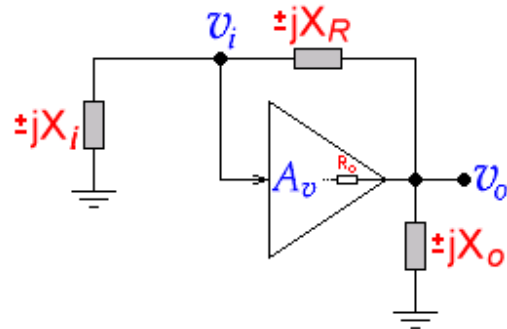


Figura 3 – Oscilador Genérico de Altas Frequências.

O critério de Barkhausen será cumprido para o circuito da Figura 3, se:

$$\pm jX_i \pm jX_R \pm jX_o = 0 \quad (4a)$$

$$A_v = \pm \frac{(\pm jX_i \pm jX_R)}{\pm jX_i} \quad (4b)$$

Conclui-se, portanto, que, na construção de osciladores senoidais de altas frequências, três reatâncias puras devem ser usadas, sendo duas capacitivas e uma indutiva ou duas indutivas e uma capacitiva, para que a Equação 4a seja satisfeita. Esses osciladores são conhecidos como Colpitts ou Hartley, respectivamente, em homenagem aos seus inventores. Os osciladores Colpitts e Hartley podem ser construídos com arquiteturas inversoras ou não inversoras. A seguir essas arquiteturas são mostradas com mais detalhes.

Osciladores Colpitts

- Não Inversor:

A Figura 4 mostra uma arquitetura Colpitts genérica não inversora.

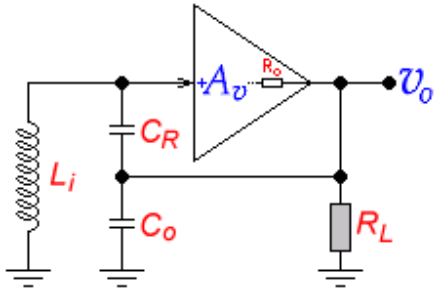


Figura 4 – Oscilador Colpitts Não Inversor Genérico com $A_v < 1$.

A Equação 4a exige que:

$$jX_i - jX_R - jX_o = 0$$

⇒

$$j2\pi f_o L_i - j \frac{1}{2\pi f_o C_R} - j \frac{1}{2\pi f_o C_o} = 0$$

Conclui-se, portanto, que:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{C_R + C_o}{L_i C_R C_o}} \quad [\text{Hz}] \quad (5a)$$

Onde f_o é a frequência de oscilação do oscilador.

A Equação 4b exige que:

$$A_v = \frac{(jX_i - jX_R)}{jX_i}$$

⇒

$$A_v = \frac{C_R}{C_R + C_o} \quad [\text{V/V}] \quad (5b)$$

Consequentemente, as Equações 5a e 5b determinam a frequência de oscilação e o ganho de tensão necessário teórico do amplificador, respectivamente. Como o ganho deve ser inferior a 1 V/V, os

amplificadores mais indicados são do tipo coletor-comum ou dreno-comum. Outra opção de montagem é mostrada na Figura 5.

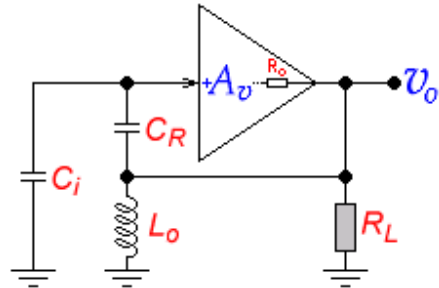


Figura 5 – Oscilador Colpitts Não Inversor Genérico $A_v \geq 1$.

Nesse caso, as Equações valem:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{C_R + C_i}{L_o C_R C_i}} \quad [\text{Hz}] \quad (6a)$$

Onde f_o é a frequência de oscilação do oscilador e o ganho do amplificador deve ser igual a:

$$A_v = \frac{C_i + C_R}{C_R} \quad [\text{V/V}] \quad (6b)$$

Como o ganho deve ser superior a 1 V/V, os amplificadores mais indicados são do tipo base-comum ou porta-comum.

As capacitâncias parasitas internas do amplificador e os efeitos de carga causados por R_L não estão incluídos nesses cálculos.

- Inversor:

Existe, também, a possibilidade de se construir um oscilador Colpitts usando-se um amplificador inversor, como mostra a Figura 6. Nesse caso, a frequência de oscilação vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{C_i + C_o}{L_R C_i C_o}} \quad [\text{Hz}] \quad (7a)$$

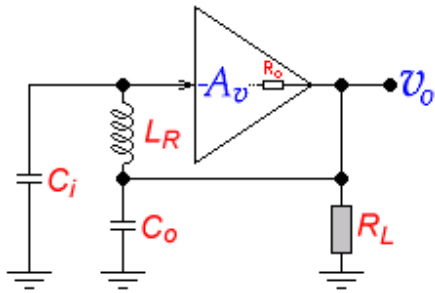


Figura 6 - Oscilador Colpitts Inversor.

E, ainda:

$$A_v = -\frac{C_i}{C_o} \quad [V/V] \quad (7b)$$

Assim, devem-se usar os amplificadores inversores nas configurações emissor-comum ou fonte-comum. Como eles geralmente possuem ganhos de tensão mais elevados, deve-se fazer $|A_v| \gg 1$, ou seja, $C_i \gg C_o$. Se isso não for feito, deve-se diminuir a taxa de realimentação β_R .

- **Exemplo:**

O oscilador Colpitts apresentado na Figura 7 é do tipo não inversor com JFET canal n na configuração dreno-comum. Nesse caso, segundo a Equação 5a, a frequência de oscilação vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{500p + 500p}{100\mu \times (500p)^2}}$$

⇒

$$f_o = 1 \text{ MHz}$$

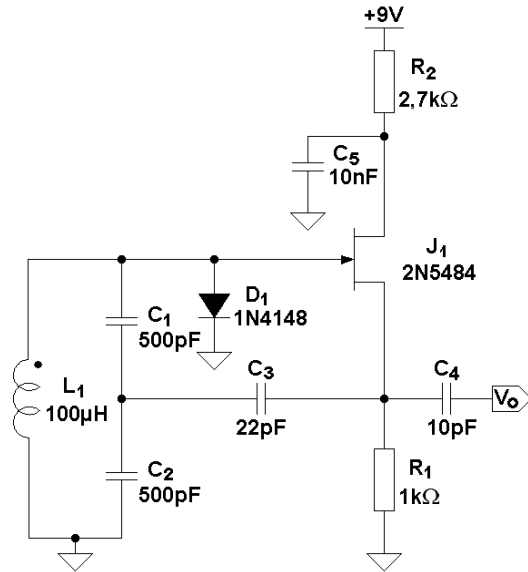


Figura 7 – Oscilador Colpitts Não Inversor.

Como $C_R = C_o$, pela Equação 5b o ganho teórico do amplificador deveria ser igual a 0,5 V/V. Como fica difícil estabelecer esse valor com exatidão, foi adicionado o capacitor C_3 para dosar a taxa de realimentação e, assim, cumprir com exatidão o critério de Barkhausen. Esse capacitor não influencia na frequência de ressonância e quanto menor for o seu valor, menor será a amplitude do sinal de saída e menor será a distorção da senóide gerada. O diodo D_1 funciona como um grampeador e evita que o gate do JFET receba polarização direta. O capacitor C_4 acopla o sinal à carga e seu valor diminuto evita excesso de carregamento na saída.

Osciladores Hartley

- **Não Inversor:**

A Figura 8 mostra uma arquitetura Hartley genérica não inversora.

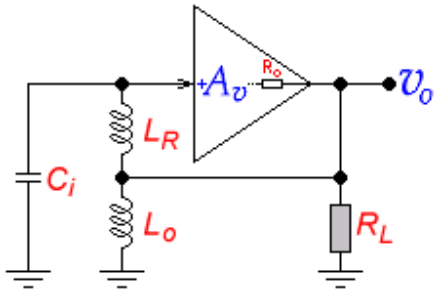


Figura 8 - Oscilador Hartley Não Inversor Genérico.

A Equação 4a exige que:

$$jX_i - jX_R - jX_o = 0$$

⇒

$$j2\pi f_o L_R + j2\pi f_o L_o - j \frac{1}{2\pi f_o C_i} = 0$$

Conclui-se, portanto, que:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_R + L_o)C_i}} \quad [\text{Hz}] \quad (8a)$$

Onde f_o é a frequência de oscilação do oscilador.

A Equação 4b exige que:

$$A_v = \frac{(jX_i - jX_R)}{jX_i}$$

⇒

$$A_v = \frac{L_o}{L_R + L_o} \quad [\text{V/V}] \quad (8b)$$

Consequentemente, as Equações 8a e 8b determinam a frequência de oscilação e o ganho de tensão teórico do amplificador, respectivamente. Os amplificadores usados são do tipo coletor-comum ou dreno-comum. O leitor deve investigar a possibilidade de se usarem, neste caso, amplificadores base-comum ou porta-comum. As capacitâncias parasitas internas do amplificador e os efeitos de carga causados por R_L não estão incluídos nesses cálculos.

- **Inversor:**

Existe, também, a possibilidade de se construir um oscilador Hartley usando-se um amplificador inversor, como mostra a Figura 9.

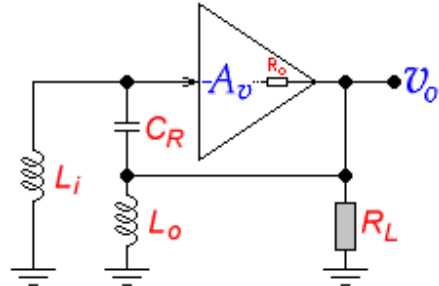


Figura 9 - Oscilador Hartley Inversor Genérico.

Nesse caso:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_i + L_o)C_R}} \quad [\text{Hz}] \quad (9a)$$

Onde f_o é a frequência de oscilação do oscilador. E, ainda:

$$A_v = -\frac{L_o}{L_i} \quad [\text{V/V}] \quad (9b)$$

Assim, devem-se usar os amplificadores inversores nas configurações emissor-comum ou fonte-comum. Como eles geralmente possuem ganhos de tensão mais elevados, deve-se fazer $|A_v| \gg 1$, ou seja, $L_o \gg L_i$. Se isso não for feito, deve-se diminuir a taxa de realimentação β_R . Na dedução das Equações 8a e 9a não foi levado em conta o acoplamento magnético entre as bobinas (k), que geralmente existe. Se $k \neq 0$, então as Equações 8a e 9a deverão ser reescritas, respectivamente, como:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_R + L_o + k\sqrt{L_R L_o})C_i}} \quad (10a)$$

e

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_i + L_o + k\sqrt{L_i L_o})C_R}} \quad (10b)$$

Sendo $0 \leq k \leq 1$ o coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas.

- **Exemplo:**

O oscilador Hartley apresentado na Figura 10 é do tipo inversor com *JFET*. Nesse caso, segundo a Equação 10b, a frequência de oscilação vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(30\mu + 30\mu + 0,1\sqrt{30\mu \times 30\mu}) \times 400p}}$$

⇒

$$f_o = 1 \text{ MHz}$$

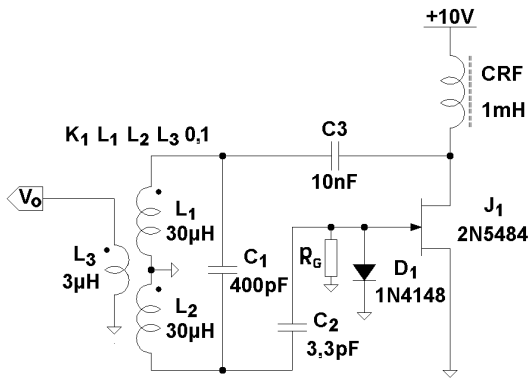


Figura 10 - Oscilador Hartley Inversor.

Como $L_i = L_o$, pela Equação 9b, o ganho teórico do amplificador deveria ser igual a $-1,0 \text{ V/V}$. Como esse amplificador é do tipo fonte-comum sem resistência de fonte e como a carga de dreno é um choque de *RF* que possui, no caso, uma reatância de $6,28 \text{ k}\Omega$ em 1 MHz , o ganho desse amplificador é elevado, em módulo. Para cumprir com exatidão o critério de Barkhausen, foi adicionado o capacitor C_2 para dosar a taxa de realimentação. Esse capacitor não influencia na frequência de ressonância e quanto menor for o seu valor, menor será a amplitude do sinal de saída e menor será a distorção da senóide

gerada. O diodo D_1 funciona como um grampeador e evita que o *gate* do *JFET* receba polarização direta. O capacitor C_3 isola a tensão *DC* entre dreno e terra e seu valor não influencia no comportamento *AC* do circuito. O resistor R_G polariza o *gate* em *DC* e deve ser maior ou igual a $1 \text{ M}\Omega$. A bobina L_3 acopla o sinal à carga e seu valor diminuto evita excesso de carregamento na saída. O *JFET* está polarizado com os seguintes valores quiescentes: $I_{DQ} = I_{DSS}$, $V_{DSQ} = V_{CC}$ e $V_{GSQ} = 0$.

Outros Tipos de Osciladores

Os osciladores Colpitts e Hartley são osciladores senoidais fundamentais, construídos com células ressonantes *LC* e designados para trabalhar em altas frequências. Todos os outros tipos de osciladores, exceto o Armstrong, são derivados dessas duas arquiteturas. Osciladores Colpitts, pela ausência de acoplamentos magnéticos entre bobinas, apresentam estabilidade superior aos Hartley, além de serem mais simples de serem projetados. Devido ao fato de possuir mais ramos capacitivos de baixa reatância em altas frequências e nenhum acoplamento magnético indutivo, o oscilador Colpitts apresenta, em geral, uma senóide de saída muito mais pura do que o oscilador Hartley e pode alcançar oscilações em frequências muito mais elevadas, como, por exemplo, na faixa de microondas. Se precisar ser sintonizado, no entanto, a sintonia deve ser feita através da variação da indutância da bobina, que nem sempre é viável ou simples. O oscilador Hartley, por ser baseado em indutores, é preferido para trabalhar em faixas de frequência mais baixas, como ondas médias e curtas de *RF*. Se precisar ser sintonizado, a sintonia é feita através de apenas um capacitor, o que facilita o projeto. Os componentes

eletrônicos ativos usados em projetos de osciladores Colpitts e Hartley, além dos *JFET* 's apresentados, podem ser *BJT* 's, *MOSFET* 's, válvulas tríodos ou, até, amplificadores operacionais. Outros tipos comuns de osciladores são:

- **Oscilador Armstrong**

O oscilador Armstrong usa como sintonia um circuito *LC* paralelo, conhecido como circuito tanque. A taxa de realimentação positiva é conseguida por acoplamento magnético. A Figura 11 mostra um exemplo desse tipo de oscilador.

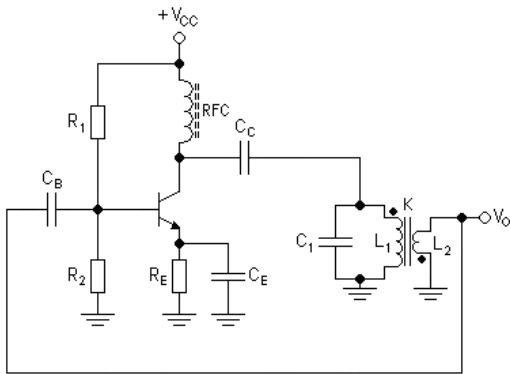


Figura 11 – Oscilador Armstrong Inversor.

A frequência de oscilação desse oscilador é igual à frequência de ressonância do tanque e vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \text{ [Hz]} \quad (11)$$

A bobina L_2 , que funciona como secundário de um transformador de *RF*, acopla um sinal na entrada em contra-fase, pois o amplificador *EC* é inversor. A taxa de realimentação, para que o critério de Barkhausen seja cumprido, é ajustada pelo valor de L_2 e/ou pela taxa de acoplamento magnético k . O choque de *RF* e o circuito ressonante apresentam alta impedância em f_o e, por isso, o ganho A_v do amplificador é alto. A taxa de

realimentação β_R , conseqüentemente, deve ser baixa, exigindo que $L_2 \ll L_1$ e $k \ll 1$. O oscilador Armstrong, assim como o Hartley, é adequado para a geração de frequências mais baixas e o circuito tanque deve possuir um alto fator de qualidade.

- **Oscilador Clapp**

Como o oscilador Colpitts apresenta certa dificuldade de ajuste por capacitor variável, James K. Clapp desenvolveu uma variante para o circuito, mostrada na Figura 12. O circuito é idêntico ao Colpitts a não ser pelo fato de que a indutância L_1 do circuito da Figura 7 foi substituída por um circuito *LC* série. Se o conjunto *LC* apresentar uma reatância total igual à reatância de L_1 , o circuito oscilará na mesma frequência, isto é, a soma das reatâncias de L e de C em série é perfeitamente equivalente à reatância de L_1 em f_o . A frequência de oscilação do circuito da Figura 12 passa, então a ser calculada pela Equação 12:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \right)} \text{ [Hz]} \quad (12)$$

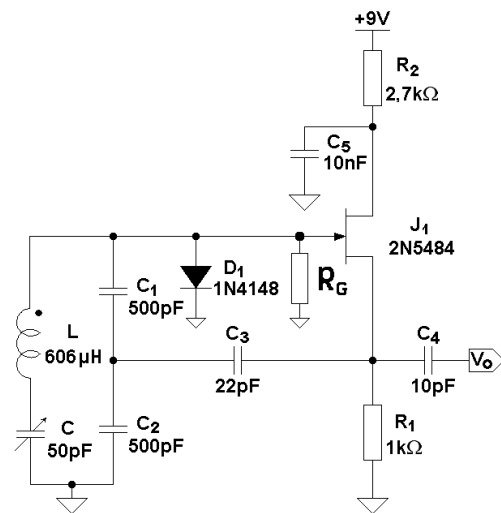


Figura 12 – Oscilador Clapp Não Inversor.

O oscilador do circuito da Figura 12 continua, portanto, oscilando em $f_o = 1\text{MHz}$ e essa frequência pode ser ajustada através do capacitor C sem afetar o critério de Barkhausen.

- Oscilador Pierce

Osciladores Pierce são, geralmente, osciladores Colpitts nos quais o indutor foi substituído por um cristal de quartzo.

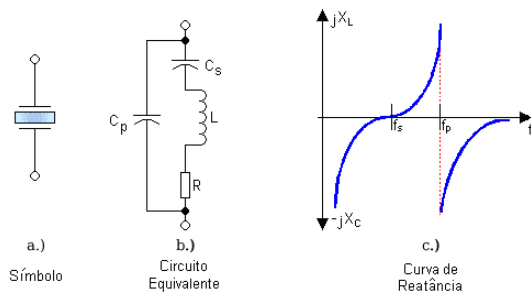


Figura 13 – Cristal de Quartzo.

Quartzo é um mineral muito abundante na natureza e é composto por sílica (SiO_2) no estado cristalino.

Uma propriedade muito importante do quartzo é a piezeletricidade, que é a capacidade que alguns cristais apresentam de gerarem uma diferença de potencial elétrico entre pares de faces opostas, em resposta a uma pressão mecânica. O efeito é bilateral, isto é, quando sujeitos a diferenças de potencial elétrico esses cristais se deformam proporcionalmente. Assim, devido a esse efeito, o cristal de quartzo é um isolante para todas as frequências de sinais elétricos exceto para uma determinada frequência fundamental à qual ele se apresenta essencialmente como um curto-circuito. A Figura 13a apresenta o símbolo elétrico de um cristal de quartzo e a Figura 13b o seu circuito equivalente. Esse dispositivo é um capacitor físico C_p , composto por duas placas condutoras isoladas entre si por uma fina lâmina de quartzo clivado. O circuito equivalente RLC_s aparece devido

ao efeito piezelétrico do cristal. A bobina L é originária da inércia da vibração das moléculas do cristal, a capacitância C_s tem origem na rigidez do cristal e a resistência R equivale ao atrito entre moléculas na vibração. Quando analisado eletricamente, o cristal de quartzo apresenta duas frequências de ressonância, uma série e uma paralela, dadas a seguir:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad [\text{Hz}] \quad (13a)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad [\text{Hz}] \quad (13b)$$

Como $C_p \gg C_s$, embora $f_p > f_s$, essas frequências são muito próximas, na prática. Continuando a análise do circuito equivalente, percebe-se que a parte reativa do circuito é capacitiva em praticamente todas as frequências, exceto para a faixa $f_s < f < f_p$, na qual a reatância do circuito é indutiva. A Figura 13c mostra essa propriedade. As frequências de ressonância dependem inversamente da espessura da lâmina e da orientação cristalina da clivagem do cristal e podem cair na faixa $4 \text{ KHz} \leq f_s \leq 20 \text{ MHz}$. Devido ao exposto, se o indutor do oscilador Colpitts for substituído por um cristal de quartzo, obrigatoriamente o oscilador deverá oscilar em uma frequência $f_s < f_o < f_p$, faixa na qual o circuito é indutivo. Como essas frequências são muito próximas, o oscilador oscilará com grande estabilidade. A Figura 14 apresenta um oscilador Pierce de 1 MHz . Um cristal de quartzo de 1 MHz típico apresenta as seguintes características: $L = 2,54648 \text{ H}$; $C_s = 9,95358 \text{ fF}$; $C_p = 2,4884 \text{ pF}$ e $R = 640 \Omega$.

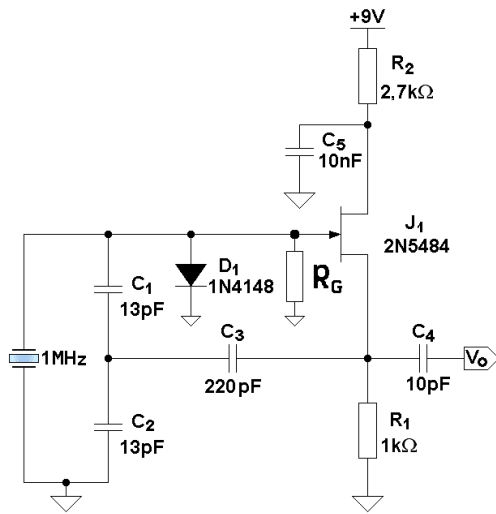


Figura 14 – Oscilador Pierce Não Inversor.

As frequências de ressonância valem, portanto: $f_s = 0,99968 \text{ MHz}$ e $f_p = 1,00168 \text{ MHz}$. O fator de qualidade é igual a 25000. Os capacitores C_1 e C_2 , que fazem parte do divisor capacitivo do oscilador, têm seus valores recomendados pelo fabricante do cristal. O capacitor C_3 dosa a taxa de realimentação negativa e deve ser determinado experimentalmente.

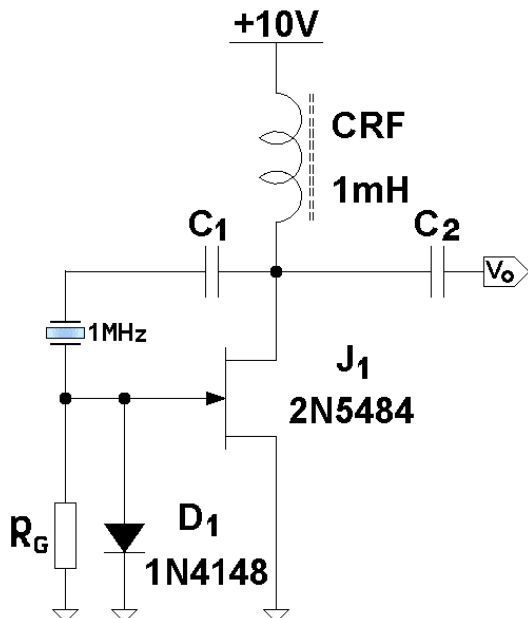


Figura 15 – Oscilador Pierce Inversor.

A Figura 15 mostra uma configuração de oscilador Pierce inversor. O cristal está trabalhando como o indutor L_R . Os capacitores C_i e C_o são os próprios capacitores internos do JFET, isto é, C_{gs} e C_{ds} , respectivamente. Se esses capacitores forem pequenos demais e não sustentarem a oscilação, capacitores externos devem ser colocados.

- Gerador de *clock*

Para gerar base de tempo (*clock*) de precisão para CPU's de computadores ou microcontroladores, um oscilador Pierce pode ser usado. A Figura 16 exemplifica essa aplicação.

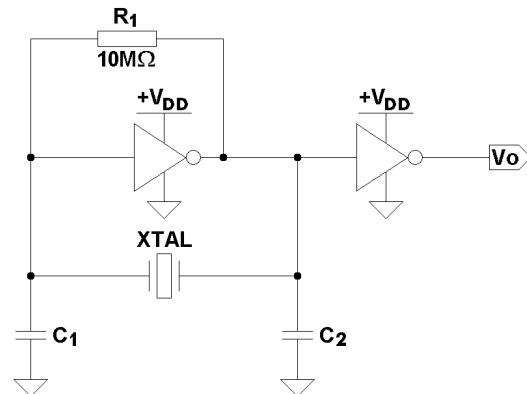


Figura 16 – Oscilador Pierce Gerador de Base de Tempo (*clock*).

O oscilador é composto por um inversor, normalmente HCMOS, e um cristal de quartzo de frequência adequada. Os capacitores C_1 e C_2 são, respectivamente, C_i e C_o do oscilador Pierce e o cristal trabalha como indutor. Os valores desses capacitores, estipulados pelo fabricante do cristal, devem ser determinados para que o ganho de malha seja excessivo, isto é, $\beta_R A_v \gg 1$, e gere ondas ceifadas na saída do primeiro inversor. O segundo inversor quadra as ondas e apresenta, em V_o , ondas perfeitamente quadradas. O resistor R_1 estabelece o ponto que repouso do primeiro inversor em $V_{DD}/2$.

- Transmissor Elementar de FM

Para se transmitir sinais modulados em frequência na faixa comercial de VHF, pode-se usar o modulador-transmissor elementar mostrado na Figura 17.

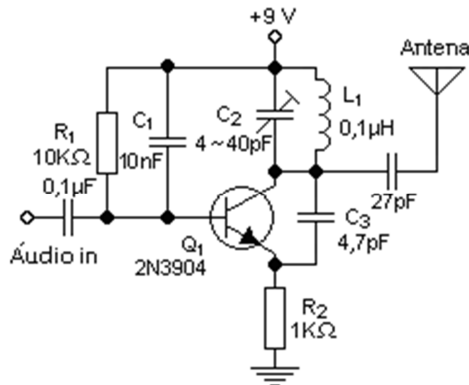


Figura 17 – Modulador-Transmissor de FM.

O circuito é equivalente ao oscilador Colpitts apresentado na Figura 5, na qual $C_R = C_3 = 4,7 \text{ pF}$, $C_i = C_\pi = C_{BE}$ do transistor Q_1 e o indutor L_o é formado pela associação em paralelo das reatâncias de L_1 , de C_2 e de $C_\mu = C_{BC}$ do transistor Q_1 , em $f = f_o$. O amplificador é do tipo base-comum porque a base está aterrada pelo capacitor C_1 em altas frequências. O capacitor C_2 , que é um *trimmer*, deve ser ajustado para que o oscilador oscile na faixa $88 \text{ MHz} \leq f \leq 108 \text{ MHz}$. O capacitor de 27 pF acopla a antena, minimizando o efeito de carga causado por ela no circuito. A antena deve ser construída com fio rígido de cobre com comprimento entre 20 e 25 cm. A bobina de $0,1 \mu\text{H}$ pode ser construída com fio esmaltado 22 #AWG, formada por 8 ~ 10 espiras e com $0,64 \text{ cm}$ de diâmetro, com núcleo de ar. O capacitor de $0,1 \mu\text{F}$ acopla, ao circuito, o sinal de áudio a ser transmitido. O sinal de áudio, que tem uma variação lenta comparada à frequência f_o , faz variar a capacitância C_μ que é igual à capacitância C_{BC} do transistor Q_1 , variando, assim, o valor da

indutância equivalente, L_o , e, conseqüentemente, segundo a Equação 6a, variando a frequência de oscilação. É constituído, assim, o FM, que nada mais é do que a variação da frequência da portadora em função do sinal modulante. A onda de saída poderá se apresentar distorcida e, também, com modulação em amplitude. Isso não afeta a fidelidade do sinal, mas gera harmônicos que podem interferir em faixas de VHF superiores. O áudio aplicado na entrada geralmente advém de um microfone de eletreto, que possui boa sensibilidade e boa resposta em frequências. Para o sinal de áudio o amplificador é do tipo emissor-comum, pois C_1 possui alta reatância nessa faixa. O alcance desse transmissor pode alcançar 50 m sem obstáculos. O transistor não é crítico, podendo ser usado o 2N2222, o 2N2218 ou até mesmo transistores de áudio como o BC548. A tensão de alimentação pode variar de 3 a 9 V e deve ser obtida de pilhas ou baterias.

2.) Osciladores de Áudio

Osciladores de áudio são circuitos que geram formas de onda tensão na faixa de frequências de áudio, isto é, de 20 Hz a 20 KHz, no mínimo. As ondas podem possuir várias formas (triangular, quadrada, retangular, dente de serra), mas os geradores de ondas senoidais, com baixa distorção harmônica, são os mais usados.

- Oscilador Ponte de Wien

O oscilador ponte de Wien é um oscilador de onda senoidal de baixa distorção, que pode gerar senóides com frequências que alcançam valores superiores a 1 MHz, dependendo do circuito amplificador usado na sua arquitetura. A Figura 18 mostra uma topologia viável para ele.

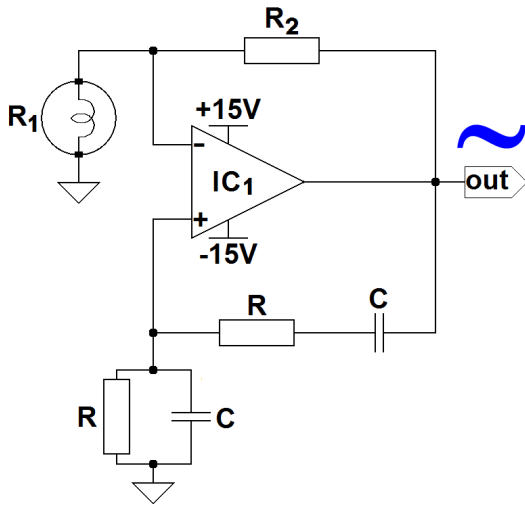


Figura 18 – Oscilador Ponte de Wien.

O circuito da Figura 18 possui dois braços de realimentação: uma realimentação positiva, determinada por um arranjo série/paralelo de R e C , e uma realimentação negativa estabelecida por R_1 e por R_2 . A realimentação positiva estabelece a oscilação na frequência f_o e a realimentação negativa estabelece o ganho do amplificador de modo que o critério de Barkhausen seja cumprido, como determina a Equação 1. O ganho do amplificador vale, portanto:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (14)$$

A realimentação positiva é estabelecida pelas malhas RC , que determinam a seguinte taxa de realimentação:

$$\beta_R = \frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{R}{sC}}{\frac{R}{sC} + R + \frac{1}{sC}} \Rightarrow \beta_R = \frac{\frac{s}{CR}}{s^2 + s\frac{3}{CR} + \frac{1}{C^2R^2}} \quad (15)$$

ou, em regime senoidal:

$$\beta_R = \frac{\frac{j\omega}{CR}}{(\omega_o^2 - \omega^2) + j\omega\frac{3}{CR}}$$

Quando $\omega = \omega_o = 1/RC$, então a fase de β_R será nula e a realimentação será totalmente positiva e a oscilação será plena. Nesse caso, tem-se que:

$$\beta_R = \frac{1}{3}$$

Para que o critério de Barkhausen seja cumprido, isto é, para que $|A_v\beta_R| = 1$, então $A_v = 3$. Portanto o circuito da Figura 18 será um oscilador senoidal pleno se $R_2 = 2R_1$ e ele oscilará com a frequência:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \text{ [Hz]} \quad (16)$$

A resistência R_1 , usada no circuito, é, na realidade, o filamento de uma pequena lâmpada incandescente que possui duas funções. Quando o circuito é energizado, a resistência do filamento frio é muito pequena e, por isso, determina um ganho A_v muito alto, promovendo, assim, o início da oscilação. Quando o circuito entra em regime permanente, o filamento da lâmpada, aquecido, promove, graças ao seu coeficiente térmico positivo, a estabilidade do critério de Barkhausen, garantindo, assim, que o circuito oscile sempre e gere senóides com baixa distorção harmônica. O resistor R_2 pode ser ajustável para garantir que $R_2 = 2R_1$ e que o circuito funcione adequadamente em regime permanente. O valor da frequência do sinal gerado pode, também, ser ajustada continuamente através de um potenciômetro duplo, substituindo os resistores R , ou através de um capacitor variável de duas seções, substituindo os capacitores C .

Se o amplificador usado for de alta velocidade de resposta, esse circuito pode gerar senóides com baixa distorção harmônica e com frequências de até 10 MHz.

- Oscilador por Rotação de Fase

Outro tipo de oscilador senoidal é o do tipo rotação de fase. Nesse caso a realimentação é negativa, o que exige que a fase do sinal rode 180°, entre a saída e a entrada, para estabelecer a oscilação plena. O circuito para esse fim é mostrado na Figura 19.

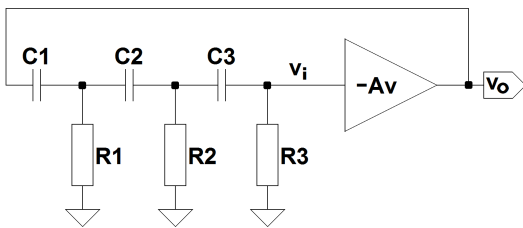


Figura 19 – Oscilador por Rotação de Fase

Como células RC rodam a fase do sinal, em função da frequência, de 0° a 90°, então três células em cascata promoverão uma rotação de fase entre 0° e 270°, passando, assim, em 180° em uma determinada frequência fo, na qual o circuito oscilará plenamente. O equacionamento do circuito é feito como a seguir:

$$\Delta_Y = \begin{vmatrix} \frac{1}{R} + 2SC & -SC & 0 \\ -SC & \frac{1}{R} + 2SC & -SC \\ 0 & -SC & \frac{1}{R} + SC \end{vmatrix}$$

$$\Rightarrow \Delta_Y = S^3 C^3 + \frac{6S^2 C^2}{R} + \frac{5SC}{R^2} + \frac{1}{R^3}$$

e

$$\Delta_{I3} = \begin{vmatrix} \frac{1}{R} + 2SC & -SC & \vartheta_o SC \\ -SC & \frac{1}{R} + 2SC & 0 \\ 0 & -SC & 0 \end{vmatrix}$$

⇒

$$\Delta_{I3} = \vartheta_o S^3 C^3$$

Então:

$$\frac{\vartheta_i}{\vartheta_o} = \beta_R = \frac{\Delta_{I3}}{\Delta_Y}$$

⇒

$$\beta_R = \frac{S^3 C^3}{S^3 C^3 + \frac{6S^2 C^2}{R} + \frac{5SC}{R^2} + \frac{1}{R^3}}$$

ou, em regime senoidal:

$$\beta_R = \frac{-j\omega_o^3 C^3}{\frac{1}{R^3} - \frac{6\omega_o^2 C^2}{R} + j\left[\frac{5\omega_o C}{R^2} - \omega_o^3 C^3\right]}$$

Se o termo real do denominador for nulo, então:

$$\omega_o = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \quad [\text{rd/s}]$$

e

$$\beta_R = -\frac{1}{29}$$

Portanto, se o ganho do amplificador for Av = -29 V/V, o critério de Barkhausen fica estabelecido e o circuito oscilará e irá gerar uma senóide com frequência igual a:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad [\text{Hz}]$$

No caso, não há um modo seguro de manter a estabilidade do critério de Barkhausen e, portanto, o módulo do ganho Av é, normalmente ajustado para um valor levemente superior a 29 V/V, para que a oscilação se perenize. Para que a entrada do amplificador não carregue a malha de realimentação, deve-se usar como amplificador, JFET ou MOSFET, na configuração fonte-comum, ou um amplificador operacional BiFET, todos com |Av| ≈ 29 V/V.