

SEL-EESC-USP

Osciladores

Áudio e Rádio Frequências – Rev. 5

P. R. Veronese
2020

1. Circuitos Reativos

Indutores e capacitores são componentes elétricos que, idealmente, apenas armazenam energia e, por isso, não possuem parcelas resistivas que são apenas dissipadoras. Na realidade, porém, a história é outra. Capacitores, dependendo do tipo e do material com o qual são fabricados, também possuem perdas, embora se aproximem mais do ideal do que os indutores. Apresentam, todavia, resistências parasitas, tanto em série (R_S) como em paralelo (R_P), e, eventualmente, indutâncias série (L_S) criadas pelos terminais ou por montagem espiralada, como acontece com os capacitores eletrolíticos. Em baixas frequências, no entanto, como os dielétricos possuem fuga muito baixa e possuem terminais muito curtos, esses parasitas são, normalmente, desprezíveis e só devem ser considerados em aplicações de altas frequências, incluindo fontes chaveadas. Já com os indutores é um pouco diferente. Indutores são construídos com fios espiralados que possuem resistividade não nula e, por isso, sempre uma resistência em série (R_S) parasita estará presente. Em indutores com número de espiras muito elevado R_S é significativo e capacitâncias parasitas paralelas (C_P) também se manifestam. Em ambos os casos, capacitivos e indutivos, os parasitas são indesejáveis. Quando capacitores e indutores são associados em um circuito elétrico, eles criam circuitos ressonantes, essenciais na obtenção de filtros analógicos, passa ou rejeita faixa, ou circuitos osciladores de *RF*. Os elementos parasitas são, em ambos os casos, deteriorativos de desempenho. A eficiência de um componente reativo é, então, avaliada por um fator chamado fator de qualidade. Para um indutor real, com indutância L_S e resistência interna de perda R_S , como mostra a Figura 1.1a, o fator de qualidade, adimensional, vale:

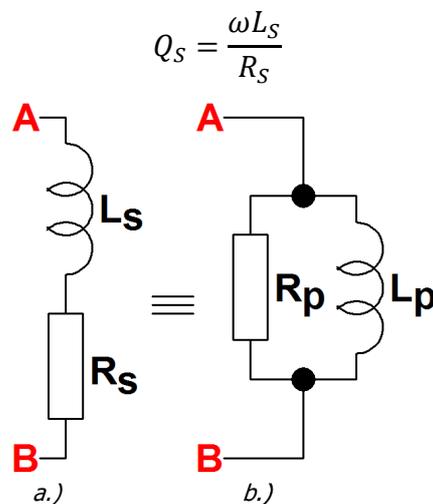


Figura 1.1 – Circuitos Indutivos com Perdas.

Ou seja, o fator de qualidade série de um indutor é definido pela razão do módulo de sua reatância pela resistência interna de seu enrolamento. Para um indutor ideal ($R_S \rightarrow 0$), portanto, o fator de qualidade é infinito. Muitas vezes, para facilitar cálculos envolvendo indutores reais, é necessário transformá-lo em uma estrutura paralela equivalente, como mostra a Figura 1.1b. Como os circuitos são equivalentes, eles devem preservar o mesmo fator de qualidade. Então se exige que $Q_P = Q_S$.

Mas, se o indutor série for ideal, $Q_S \rightarrow \infty$, isto é, $R_S \rightarrow 0$. Portanto para que $Q_P \rightarrow \infty$, obrigatoriamente deve-se ter $R_P \rightarrow \infty$. Conclui-se, portanto, que, para o fator de qualidade do indutor paralelo, a relação deve ser definida como:

$$Q_P = \frac{R_P}{\omega L_P}$$

Além disso, para que a equivalência seja verdadeira, equaciona-se:

$$R_S + SL_S = \frac{SL_P R_P}{SL_P + R_P} \quad (1.1)$$

Onde:

$$S = j\omega = j2\pi f$$

Após alguns algebrismos aplicados à Equação 1.1, tem-se que:

$$R_S + j\omega L_S = \frac{\omega^2 L_P^2 R_P}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2} + j\omega \frac{L_P R_P^2}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2}$$

Então, na equivalência:

$$R_S = \frac{\omega^2 L_P^2 R_P}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2} \quad \text{e} \quad L_S = \frac{L_P R_P^2}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2}$$

Assim, a partir de um indutor série conhecido, pode-se montar um indutor paralelo equivalente, resolvendo o sistema de duas equações e duas incógnitas (L_P e R_P) acima. Para facilitar, analisa-se a equação de L_S , reescrevendo:

$$L_S = \frac{L_P}{1 + \frac{\omega^2 L_P^2}{R_P^2}}$$

Conclui-se, portanto, que $L_S \cong L_P$ porque:

$$\frac{\omega^2 L_P^2}{R_P^2} = \frac{1}{Q_P^2} \ll 1$$

Igualmente, analisa-se a equação de R_S , reescrevendo:

$$R_S = \frac{\frac{\omega^2 L_P^2}{R_P}}{1 + \frac{\omega^2 L_P^2}{R_P^2}} \cong \frac{\omega^2 L_P^2}{R_P} = \frac{\omega^2 L_S^2}{R_P}$$

Então a resistência paralela equivalente vale:

$$R_P \cong \frac{\omega^2 L_S^2}{R_S} \quad (1.2)$$

2. Circuitos Sintonizados

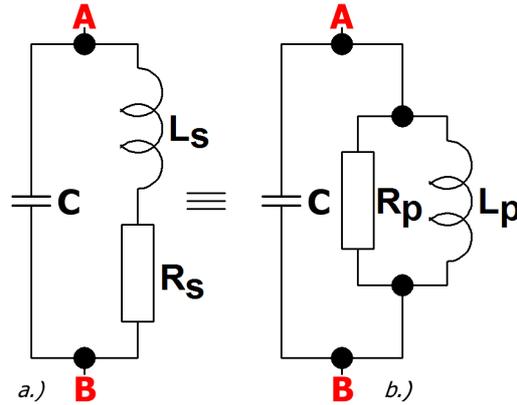


Figura 1.2 – Circuitos Sintonizados. a.) Com Indutor Real. b.) Com Indutor Equivalente.

Indutores, como o da Figura 1.1a, podem ser acoplados a capacitores formando circuitos sintonizados com alto fator de qualidade, usados em amplificadores de faixa estreita ou em osciladores de RF. A Figura 1.2 mostra esses circuitos. A associação em paralelo, vista na Figura 1.2b, é equivalente à associação série real, vista na Figura 1.2a. A associação da Figura 1.2b, também conhecida como tanque, é usada para cálculos teóricos do fenômeno de ressonância de circuitos sintonizados. O módulo da impedância total do circuito vale:

$$Z_T = ABS \left(\frac{S \frac{1}{C}}{S^2 + S \frac{1}{CR_p} + \frac{1}{CL_p}} \right)$$

E o ângulo de fase vale:

$$\varphi_T = ARG \left(\frac{S \frac{1}{C}}{S^2 + S \frac{1}{CR_p} + \frac{1}{CL_p}} \right)$$

A frequência de ressonância do circuito vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_p}}$$

O fator de qualidade global do circuito vale, em $f = f_o$:

$$Q_o = \frac{R_p}{2\pi f_o L_p} = 2\pi f_o C R_p = R_p \sqrt{\frac{C}{L_p}} \quad (1.3)$$

A largura de faixa passante (pontos de -3 dB) vale:

$$B = \frac{f_o}{Q_o}$$

As frequências delimitadoras da faixa passante são:

$$f_2 = \frac{\sqrt{B^2 + 4f_o^2} + B}{2} \quad \text{e} \quad f_1 = \frac{\sqrt{B^2 + 4f_o^2} - B}{2}$$

Onde:

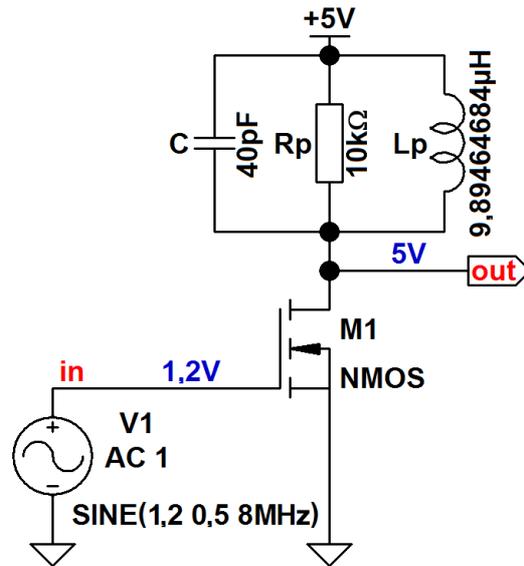


Figura 1.3 – Amplificador Sintonizado.

$$f_1 f_2 = f_o^2 \quad e \quad f_2 - f_1 = B \quad (\text{largura de faixa})$$

3. Amplificadores Sintonizados

Se o tanque da Figura 1.2b for acoplado como carga de um amplificador emissor-comum ou dreno-comum, o amplificador apresentará, na saída, alto ganho inversor de tensão em apenas uma faixa de frequências ($B = f_2 - f_1$) em torno de f_o , na qual o ganho é máximo. E se o tanque possuir alto fator de qualidade, a faixa passante em torno de f_o será muito estreita. A Figura 1.3 ilustra esse processo. Se o MOSFET da Figura 1.3 possuir parâmetros de Nível 1 ($K_p=1,19047619m$ $V_{TO}=1$ $\lambda=0,01$), com os valores de RLC apresentados, o circuito fornece as curvas de ganho de tensão e de fase apresentadas na Figura 2.3. A frequência de ressonância vale $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_P}} = 8\text{ MHz}$.

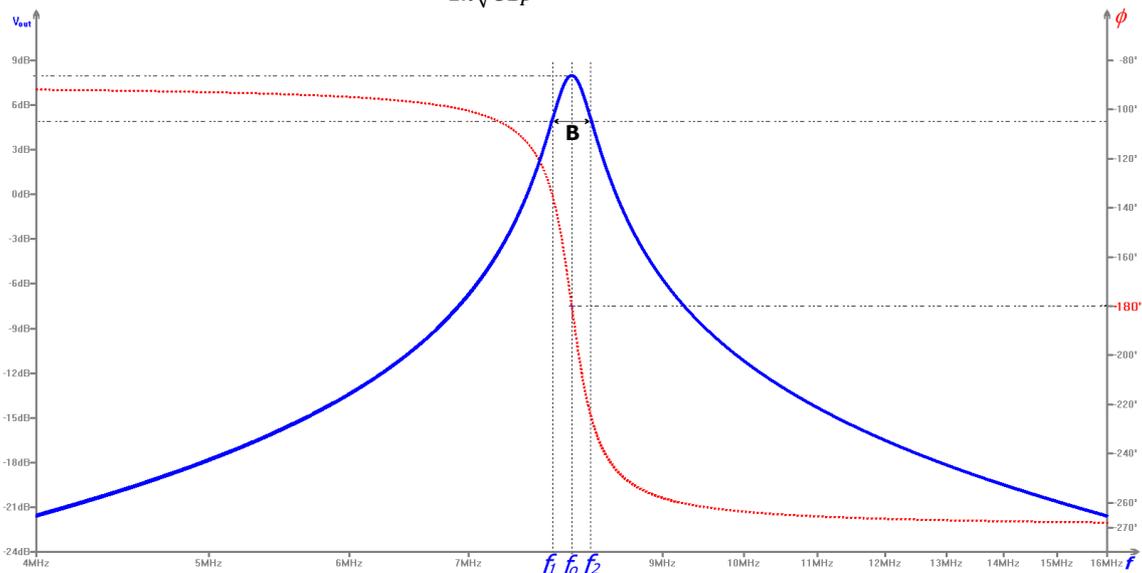


Figura 2.3 – Curvas de Ganho e de Fase Correspondentes ao Amplificador da Figura 1.3.

O fator de qualidade do tanque vale $Q_o = 2\pi f_o CR_p = 20,1062$ e a largura de faixa, portanto, vale $B = f_o/Q_o = 397,887\text{KHz}$. As frequências que delimitam a faixa passante B valem, consequentemente: $f_2 = 8,2014\text{MHz}$ e $f_1 = 7,8035\text{MHz}$, como mostra a Figura 2.3. O ganho do amplificador em $f = f_o$ corresponde a $|G_\vartheta| = g_m R_p = 250\mu \times 10k = 2,5 \text{ V/V}$ [7,959dB] e a fase em $f = f_o$ é $\Phi = -180^\circ$.

4. 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 de harmônico simples, composta por uma frequência fundamental única e com uma quantidade irrisória de frequências harmônicas.

Osciladores Senoidais de Altas Frequências

A Figura 1.4 mostra um circuito genérico de um amplificador realimentado.

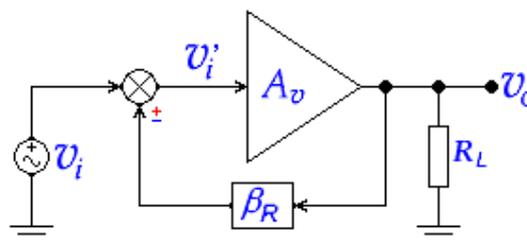


Figura 1.4 – Amplificador Realimentado.

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, ao sinal de entrada, o sinal realimentado, em fase se a realimentação for positiva, ou em contra-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:

$$\vartheta_o = \frac{A_\vartheta}{1 \mp \beta_R A_\vartheta} \times \vartheta_i$$

Isto é:

$$G_\vartheta = \frac{A_\vartheta}{1 \mp \beta_R A_\vartheta}$$

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:

$$G_v = \frac{A_v}{1 - \beta_R A_v} \quad (1.4)$$

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 2.4.

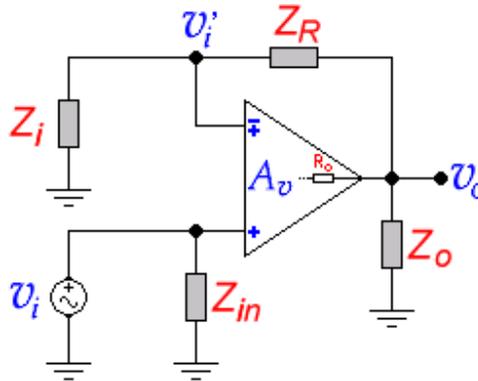


Figura 2.4 – Amplificador Realimentado com $R_o \neq 0$.

A resistência de entrada ainda pode ser considerada muito elevada ($R_i \gg Z_i$), na maioria dos casos práticos. No circuito da Figura 2.4, 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

$$G_v = \frac{A_v}{\frac{Z_i + Z_R + Z_o}{(Z_i + Z_R)Z_o} R_o + 1 - \beta_R A_v} \quad (2.4)$$

Percebe-se, então, que, se $R_o = 0$, a Equação 2.4 é idêntica à Equação 1.4 e que, ainda, se $Z_i + Z_R + Z_o = 0$, mesmo que $R_o \neq 0$, a Equação 2.4 também é idêntica à Equação 1.4. 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:

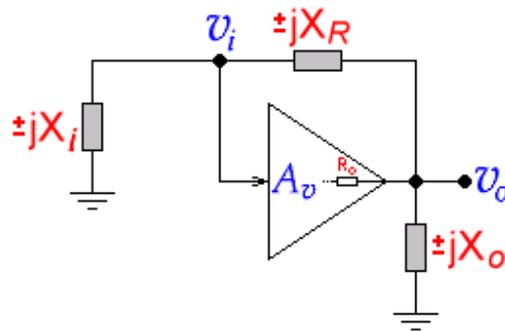


Figura 3.4 – Oscilador Genérico de Altas Frequências.

$$A_v = \pm \frac{Z_i + Z_R}{Z_i} \tag{3.4}$$

O sinal da Equação 3.4 deve ser positivo para realimentações positivas e negativo para realimentações negativas. Se as impedâncias genéricas da Figura 2.4 forem substituídas por reatâncias puras, indutivas ou capacitivas, o circuito torna-se igual ao da Figura 3.4. O critério de Barkhausen será cumprido para o circuito da Figura 3.4, se:

$$\pm jX_i \pm jX_R \pm jX_o = 0 \tag{3.4a}$$

$$A_v = \pm \frac{(\pm jX_i \pm jX_R)}{\pm jX_i} \tag{3.4b}$$

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 3.4a 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.

4a.) Osciladores Colpitts

- Não Inversor:

A Figura 4.4 mostra uma arquitetura Colpitts genérica não inversora.

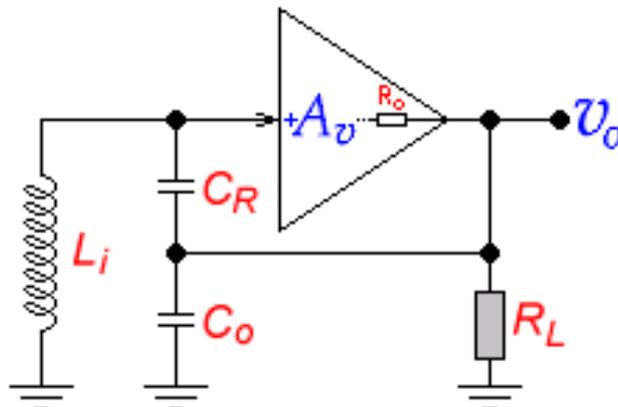


Figura 4.4 – Oscilador Colpitts Não Inversor Genérico com $A_v < 1$.

A Equação 3.4a 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:

$$\boxed{f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{C_R + C_o}{L_i C_R C_o}}} \quad [\text{Hz}] \quad (4.4a)$$

Onde f_o é a frequência de oscilação do oscilador. A Equação 3.4b exige que:

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

⇒

$$\boxed{A_v = \frac{C_R}{C_R + C_o}} \quad [\text{V/V}] \quad (4.4b)$$

Conseqüentemente, as Equações 4.4a e 4.4b 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 5.4.

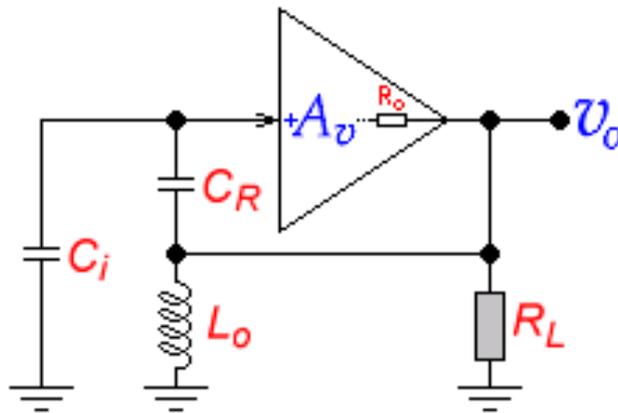


Figura 5.4 – Oscilador Colpitts Não Inversor Genérico $A_v \geq 1$.

Nesse caso, as Equações valem:

$$\boxed{f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{C_R + C_i}{L_o C_R C_i}}} \quad [\text{Hz}] \quad (5.4a)$$

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

$$A_v = \frac{C_i + C_R}{C_R} \quad [\text{V/V}] \quad (5.4b)$$

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 6.4. Nesse caso, a frequência de oscilação vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{C_i + C_o}{L_R C_i C_o}} \quad [\text{Hz}] \quad (6.4a)$$

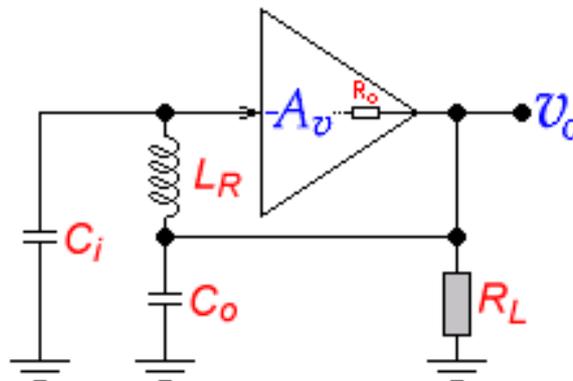


Figura 6.4 - Oscilador Colpitts Inversor.

E, ainda:

$$A_v = -\frac{C_i}{C_o} \quad [\text{V/V}] \quad (6.4b)$$

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 7.4 é do tipo não inversor com *JFET* canal **n** na configuração dreno-comum. Nesse caso, segundo a Equação 4.4a, a frequência de oscilação vale:

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

⇒

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

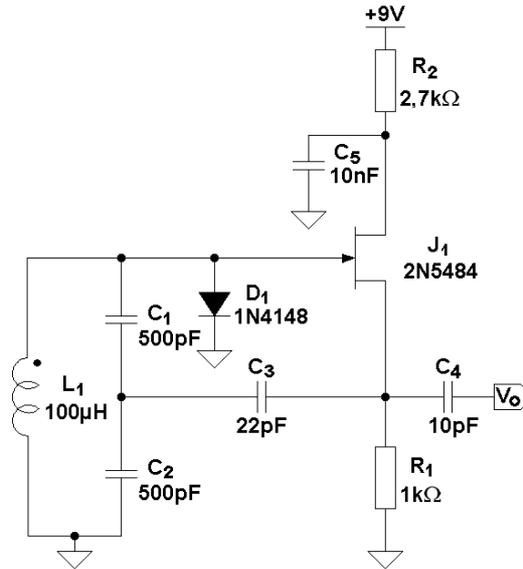


Figura 7.4 – Oscilador Colpitts Não Inversor.

Como $C_R = C_o$, pela Equação 4.4b 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.

4b.) Osciladores Hartley

- Não Inversor:

A Figura 8.4 mostra uma arquitetura Hartley genérica não inversora. A Equação 3.4a exige que:

$$jX_i - jX_R - jX_o = 0$$

⇒

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

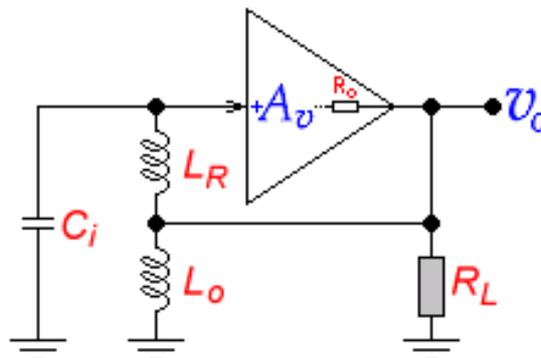


Figura 8.4 - Oscilador Hartley Não Inversor Genérico.

Conclui-se, portanto, que:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_R + L_o)C_i}} \quad [\text{Hz}] \quad (7.4a)$$

Onde f_o é a frequência de oscilação do oscilador. A Equação 3.4b exige que:

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

⇒

$$A_v = \frac{L_o}{L_R + L_o} \quad [\text{V/V}] \quad (7.4b)$$

Consequentemente, as Equações 7.4a e 7.4b 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, ainda, a possibilidade de se construir um oscilador Hartley usando-se um amplificador inversor, como mostra a Figura 9.4.

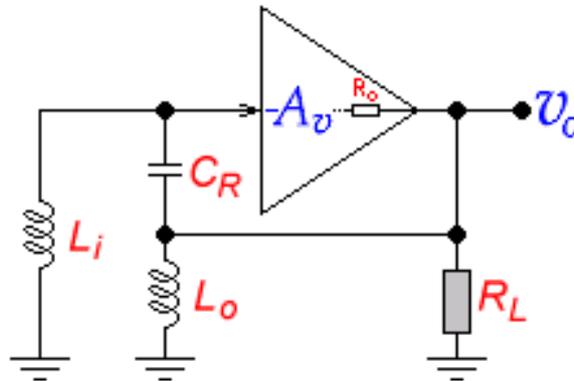


Figura 9.4 - Oscilador Hartley Inversor Genérico.

Nesse caso:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_i + L_o)C_R}} \quad [\text{Hz}] \quad (8.4a)$$

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

$$A_v = -\frac{L_o}{L_i} \quad [\text{V/V}] \quad (8.4b)$$

Assim, devem-se usar 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 7.4a e 8.4a não foi levado em conta o acoplamento magnético entre as bobinas (k), que geralmente existe. Se $k \neq 0$, então as Equações 7.4a e 8.4a deverão ser reescritas, respectivamente, como:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_R + L_o + k\sqrt{L_R L_o})C_i}} \tag{9.4a}$$

e

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_i + L_o + k\sqrt{L_i L_o})C_R}} \tag{9.4b}$$

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

- **Exemplo:**

O oscilador Hartley apresentado na Figura 10.4 é do tipo inversor com *JFET*. Nesse caso, segundo a Equação 9.4b, a frequência de oscilação vale:

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

⇒

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

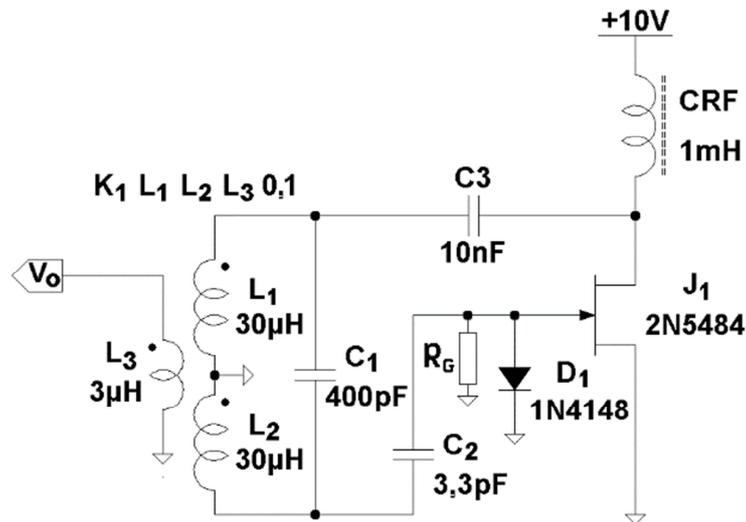


Figura 10.4 - Oscilador Hartley Inversor.

Como $L_i = L_o$, pela Equação 8.4b, o ganho teórico do amplificador deveria ser igual a $-1,0$ 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. Quanto menor for o valor de C_2 , 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 o tanque. 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 $V_{GSQ} = 0$.

4c.) 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 e o de acoplamento cruzado, 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 mais pura do que o oscilador Hartley e pode alcançar oscilações em frequências muito mais elevadas, como, por exemplo, na faixa de micro-ondas. 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 de rádio médias e curtas. 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*, *MOSFET*, válvula tríodo 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 11.4 mostra um exemplo desse tipo de oscilador.

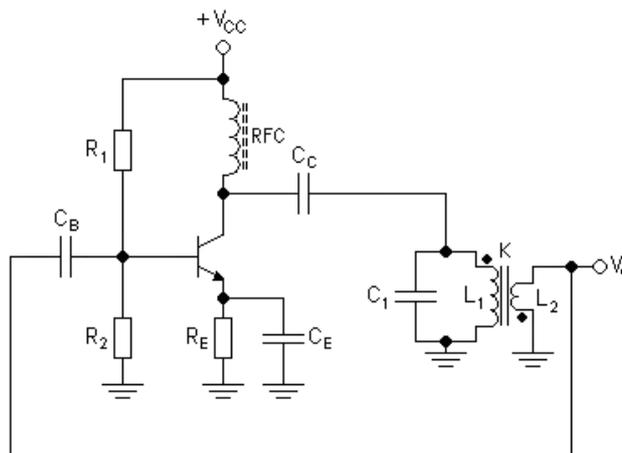


Figura 11.4 – Oscilador Armstrong Inversor.

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

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad [\text{Hz}] \quad (10.4)$$

A bobina L_2 , que funciona como secundário de um transformador de RF , acopla o 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 12.4. O circuito é idêntico ao Colpitts a não ser pelo fato de que a indutância L_1 do circuito da Figura 7.4 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 $f = f_o$. A frequência de oscilação do circuito da Figura 12.4 passa, então a ser calculada pela Equação 11.4:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \right)}} \quad [\text{Hz}] \quad (11.4)$$

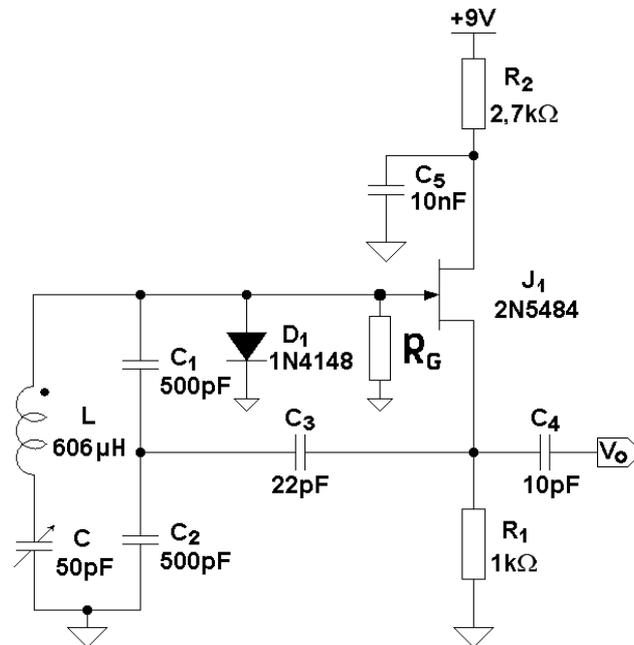


Figura 12.4 – Oscilador Clapp Não Inversor.

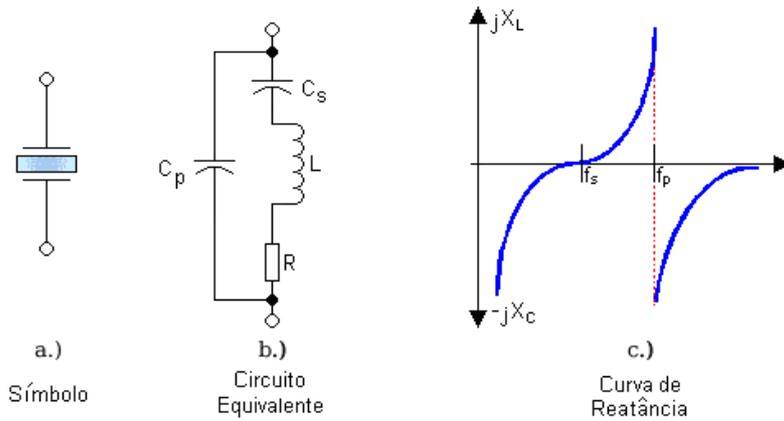


Figura 13.4 – Cristal de Quartzo.

O oscilador do circuito da Figura 12.4 continua, portanto, oscilando em $f_o = 1MHz$ e essa frequência pode ser ajustada através do capacitor C sem afetar o critério de Barkhausen.

- **Oscilador Pierce**

Osciladores Pierce são osciladores Colpitts nos quais o indutor foi substituído por um 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 13.4a apresenta o símbolo elétrico de um cristal de quartzo e a Figura 13.4b 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:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_S}} \quad [Hz] \tag{12.4a}$$

e

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_S C_P}{C_S + C_P}}} \quad [Hz] \tag{12.4b}$$

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.

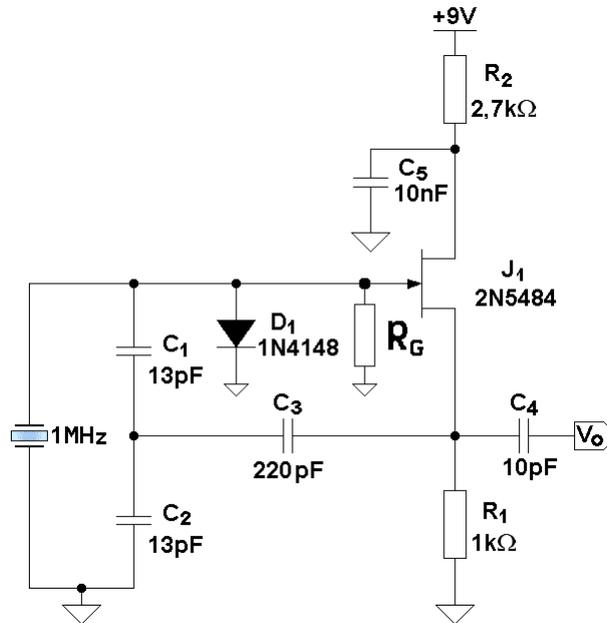


Figura 14.4 – Oscilador Pierce Não Inversor.

A Figura 13.4c evidencia essa propriedade. As frequências de ressonância dependem inversamente da espessura da lâmina e da orientação cristalina da clivagem do cristal e podem estar 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 14.4 apresenta um oscilador Pierce de $1,0\text{ MHz}$ não-inversor. Ele possui a mesma topologia do oscilador Colpitts da Figura 7.4. Um cristal de quartzo de $1,0\text{ MHz}$ típico apresenta as seguintes características: $L = 2,54648\text{ H}$; $C_S = 9,95358\text{ fF}$; $C_P = 2,4884\text{ pF}$ e $R = 640\ \Omega$. 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, determinado, portanto, faixa de sintonia muito estreita. 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. A Figura 15.4 mostra uma configuração de oscilador Pierce inversor. O cristal está fazendo o papel do indutor L_R ; $C_i = C_{gs}$ e $C_o = C_{ds}$ são os próprios capacitores internos do JFET. Se os capacitores internos possuírem valores de capacitâncias pequenas demais e não sustentarem a oscilação, capacitores externos adequados devem ser colocados.

- Gerador de clock

Para gerar base de tempo (*clock*) de precisão para CPU's de computadores ou de microcontroladores, um oscilador Pierce pode ser usado. A Figura 16.4 exemplifica essa aplicação. 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, $\beta_{RA_v} \gg 1$, e gere ondas ceifadas na saída do primeiro inversor.

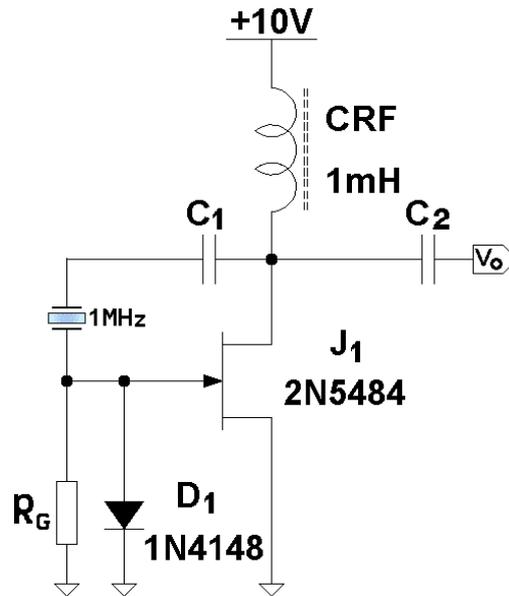


Figura 15.4 – Oscilador Pierce Inversor.

O segundo inversor ceifa as ondas e apresenta, em V_o , ondas perfeitamente quadradas. O resistor R_1 estabelece o ponto de repouso do primeiro inversor em $V_{DD}/2$.

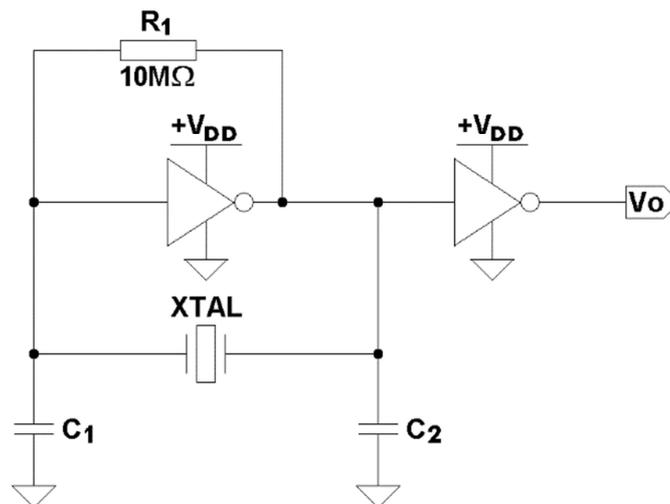


Figura 16.4 – Oscilador Pierce Gerador de Base de Tempo (Clock).

- 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 17.4. O circuito é equivalente ao oscilador Colpitts apresentado na Figura 5.4, na qual o capacitor de realimentação C_R é igual a $C_3 = 4,7 \text{ pF}$, o capacitor de entrada C_i é igual a $C_\pi = C_{BE}$ 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 $88 \text{ MHz} \leq f_o \leq 108 \text{ MHz}$. O capacitor de 27 pF acopla a antena, minimizando o efeito de carga causado por ela no circuito.

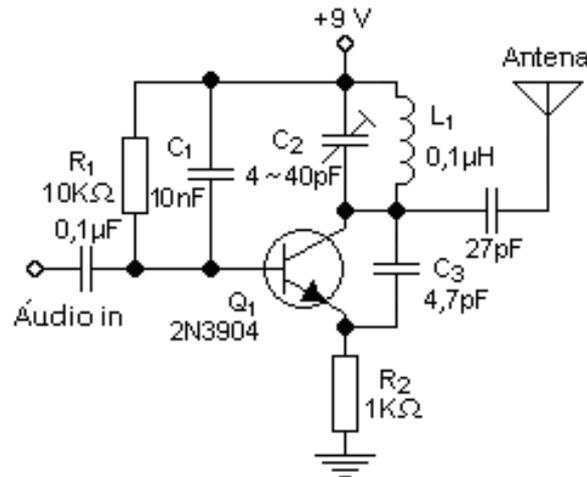


Figura 17.4 – Modulador-Transmissor de FM.

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 6.4a, 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 modulador. 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.

- Oscilador Vackar

Durante a década de 1940, o cientista da República Checa chamado Jiří Vackář desenvolveu um oscilador de RF que até hoje é tido como um dos mais estáveis já construídos para altas frequências. Sua topologia é bem próxima à do oscilador Colpitts inversor apresentado na Figura 6.4. A diferença fundamental entre os dois é a maneira como o critério de Barkhausen é estabelecido. No oscilador Colpitts a estabilidade é diretamente dependente do ganho interno do amplificador. No oscilador da Figura 18.4, Vackar acrescentou um divisor capacitivo entre o circuito ressonante e a entrada do amplificador (C_1, C_2), com o qual o ganho do amplificador é controlado e fixado em $-1 V/V$. Assim o ganho de malha do amplificador (β_{RA_v}), analisado através do circuito da Figura 1.4, fica sempre igual à unidade e o critério de Barkhausen, assim, fica sempre cumprido, independentemente da frequência de oscilação.

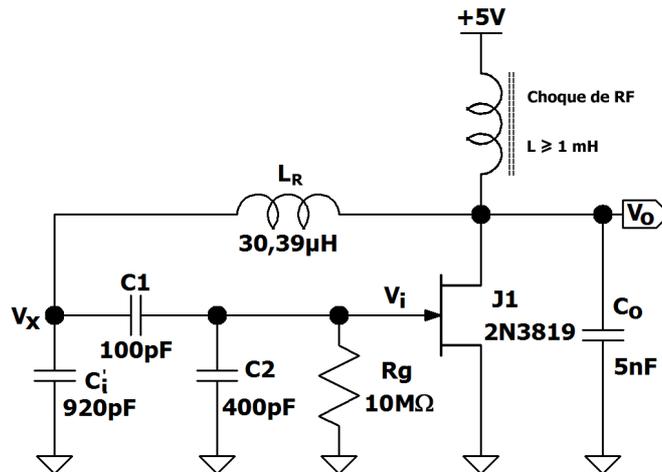


Figura 18.4 - Oscilador Vackar de 1,0 MHz.

A Figura 18.4 mostra um exemplo clássico do oscilador. Tal qual no oscilador da Figura 6.4, a frequência de oscilação do circuito da Figura 18.4 vale:

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

Onde:

$$C_i = C_i' + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Para cumprir o critério de Barkhausen, o oscilador da Figura 6.4 exige que o ganho interno do amplificador, difícil de ser previsto, seja:

$$A_{\theta} = -\frac{C_i}{C_o}$$

Então, para contornar o problema, no oscilador Vackar foi adicionado um divisor capacitivo (C_1 e C_2), cujo valor, em módulo, deve ser igual a A_v , de modo que o produto $\beta_R A_v$ fique igual a um. Assim o critério de Barkhausen fica satisfeito. Algumas diretrizes de projeto, porém, devem ser seguidas com rigor. É aconselhável que $C_o \gg C_i$, $C_i \gg C_1$ e que $C_2 > C_1$. Para o oscilador de 1,0 MHz, mostrado na Figura 18.4, foram usadas as relações:

$$\frac{C_o}{C_i} = 5 \quad e \quad \frac{C_2 + C_1}{C_1} = 5$$

O valor da indutância L_R é então calculada em função de f_o desejada.

- Oscilador de Acoplamento Cruzado

Na era da micro-onda, dos circuitos integrados CMOS de alta velocidade, de baixo consumo e dos equipamentos portáteis ligados a redes de RF, os osciladores até agora apresentados não são próprios para esse fim. Topologias mais adequadas e simples foram, então, desenvolvidas. Uma delas é a do oscilador de acoplamento cruzado (*cross-coupled pair* ou XCP) [1].

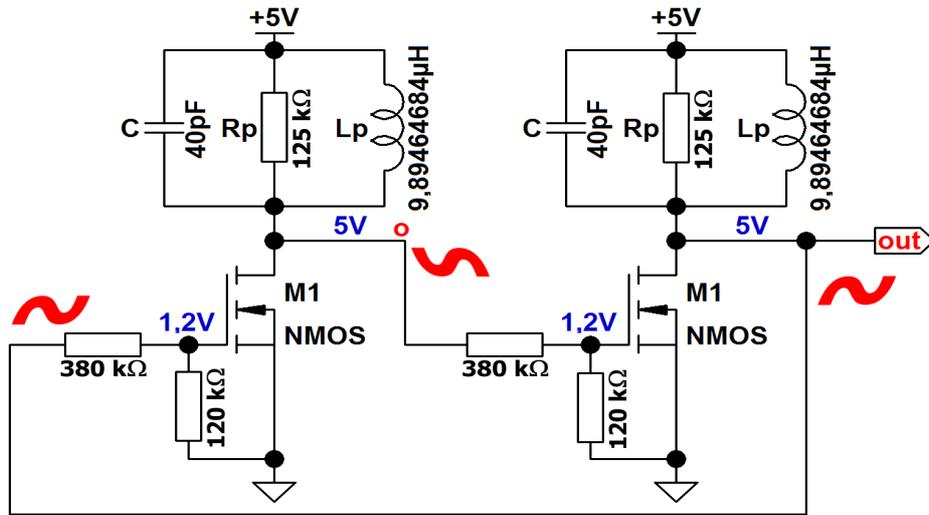


Figura 19.4 – Amplificadores Sintonizados Acoplados.

A ideia de ligar dois amplificadores na topologia de acoplamento cruzado não é nova. Já em 1918, esse circuito, construído com válvulas triódo, foi implementado como multivibrador astável e, até hoje ainda é usado para esse fim, usando *BJT* ou *FET*. A montagem de um oscilador a partir de um *XCP* surgiu a partir da ideia de se acoplarem dois amplificadores inversores sintonizados, como o da Figura 1.3, e realimentá-los totalmente. A Figura 18.4 mostra essa topologia. Como os dois amplificadores são do tipo fonte-comum e são idênticos, o elo é de realimentação positiva e, se o ganho de cada amplificador for $|G_g| = g_m(R_p/r_{ds}) \geq 1$, o critério de Barkhausen fica satisfeito e a oscilação senoidal será espontânea e mantida no seguinte valor:

$$\omega_o = 1/\sqrt{CL_p}$$

O circuito da Figura 19.4 possui, no entanto, o inconveniente da necessidade do ajuste da polarização *DC*, promovido pelos resistores de *gate* de M_1 e de M_2 . Esse inconveniente é resolvido, polarizando-se os *MOSFET* 's com uma fonte de corrente de lastro, como mostra a Figura 20.4. A frequência de ressonância do tanque vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_p}} \cong 8\text{MHz}$$

O resistor R_p é um resistor equivalente e corresponde ao resistor série real $R_s = 1,979 \Omega$, calculado pela Equação 1.2. A fonte de corrente, para esse circuito, deve fornecer $I_{SS} = 50 \mu\text{A}$. A frequência de ressonância do tanque vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_p}} \cong 8\text{MHz}$$

Para simulação no *SPICE*, os *MOSFET* 's devem possuir os seguintes parâmetros de modelagem em nível 1:

$$K_p=1,19047619\text{m} ; V_{T0}=1 ; \lambda=0,0417$$

A fonte de corrente, para esse circuito, deve fornecer $I_{SS} = 50 \mu\text{A}$. A frequência de ressonância do tanque vale:

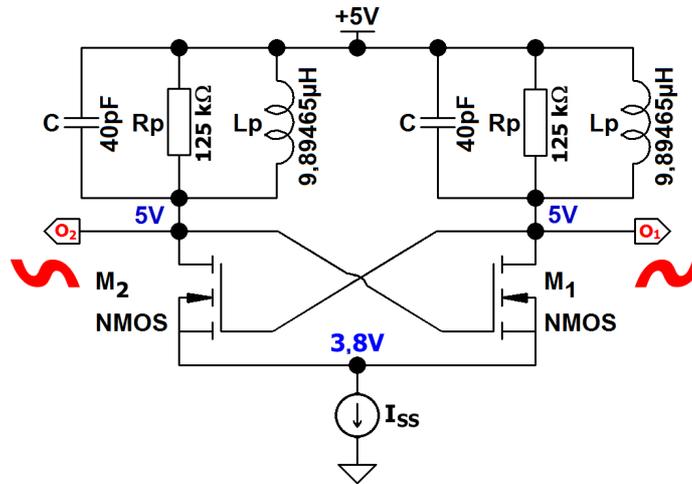


Figura 20.4 – Oscilador XCP.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_P}} \cong 8 \text{ MHz}$$

Para simulação no *SPICE*, os *MOSFET* 's devem possuir os seguintes parâmetros de modelagem em nível 1:

$$K_P=1,19047619m ; V_{T0}=1 ; \lambda=0,0417$$

No oscilador de acoplamento cruzado está presente o interessante fenômeno da resistência negativa [2]. Analisando-se o circuito da Figura 20.4, observa-se que, quando a tensão de saída $V_{(o1)}$ está crescendo, V_{GS2} também está crescendo, fazendo aumentar o valor de I_{D2} . Mas, concomitantemente, a tensão $V_{(o2)}$ está decrescendo. O mesmo acontece com I_{D1} , que está diminuindo, enquanto $V_{(o1)}$ está crescendo. Esse fato denota que as resistências vistas nos drenos dos *MOSFET* 's são negativas. Sendo g_m a transcondutância de cada *MOSFET*, a resistência total de dreno a dreno vale, portanto:

$$R_{(o1,o2)} = -\frac{2}{g_m}$$

Essa resistência está em paralelo com a resistência R_P do tanque e, por ser negativa, aumenta o valor da resistência paralela total. Assim diminui as perdas resistivas, aumentando o fator de qualidade do tanque e promovendo a estabilidade da oscilação. Para que o critério de Barkhausen seja cumprido, no entanto, deve-se ter $g_{m1} = g_{m2} \geq (1/R_P)$ [3]. Isso significa que, no circuito da Figura 20.4, para que a oscilação seja mantida, deve-se ter $R_P \geq 4 \text{ k}\Omega$. O oscilador de acoplamento cruzado da Figura 21.4, atualmente, é o mais popular e robusto oscilador *LC* usado em circuitos integrados. Aparelhos como telefones celulares, roteadores de *internet* e *GPS* usam essa topologia. Na faixa de micro-ondas, onde $f > 1 \text{ GHz}$, as bobinas, planas e com *layouts* bidimensionais, também são construídas de forma integrada [1]. A Figura 21.4 mostra um oscilador com acoplamento cruzado oscilando em $2,4 \text{ GHz}$. Ele foi implementado na tecnologia de $0,35 \mu\text{m}$. Os resistores R_1 e R_2 são os equivalentes paralelos dessas bobinas. Os capacitores que formam, juntamente com as bobinas L_1 e L_2 , o tanque sintonizado, são os internos dos *MOSFET* 's. Portanto a frequência de oscilação para esse circuito vale:

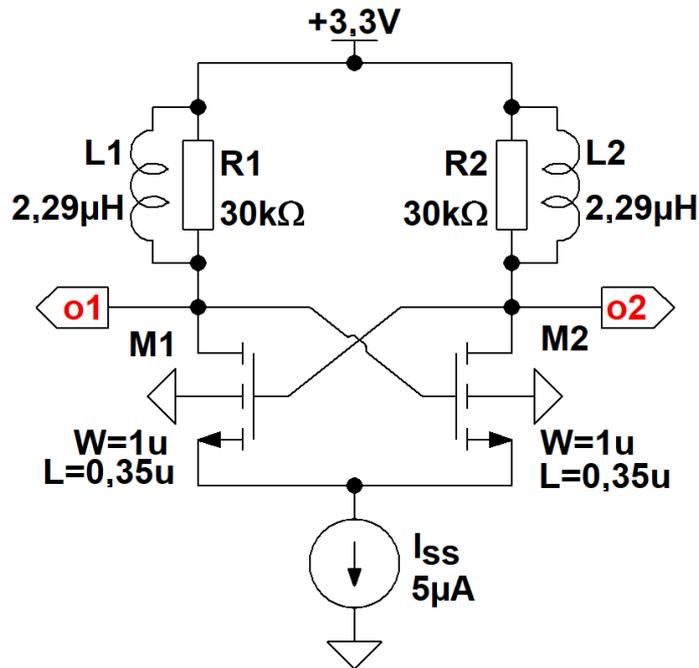


Figura 21.4 – Oscilador com Acoplamento Cruzado.

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{GS}L_P}} \cong 2,4 \text{ GHz}$$

Osciladores com a topologia da Figura 21.4, com bobinas integradas e com todos os procedimentos tomados para se evitarem os parasitas, podem atingir frequências de oscilação (f_o) superiores a 100 GHz em tecnologias CMOS de 90 nm ou menores [4].

- Osciladores Controlados por Tensão

Osciladores como o da Figura 21.4 possuem frequência de oscilação fixa (f_o). Essa frequência, no entanto, é muito dependente de parâmetros de componentes integrados, como bobinas (L_1 e L_2), resistências equivalentes paralelas (R_P), capacitâncias internas dos MOSFET 's e capacitâncias externas aos MOSFET 's, integradas ou parasitas. Como esses componentes estão sujeitos a espalhamento inerente a processos de fabricação, o valor de f_o não será necessariamente o previsto. Assim, dispositivos de ajuste de f_o devem ser providenciados. Para isso foi desenvolvido o circuito de oscilador controlado por tensão (VCO \equiv Voltage Controlled Oscillator), como mostra a Figura 22.4a. Esse é um tipo de oscilador que tem sua frequência alterada dependendo de uma tensão aplicada à sua entrada de controle (V_{cont}). Esse controle é feito pela variação da capacitância de elementos semicondutores, como junções PN (varicaps) ou varactores MOS, que são FET 's com o dreno, a fonte e o substrato curto-circuitados, formando capacitores C_{VAR} com capacitâncias variáveis controladas por tensão, como mostra o gráfico da Figura 22.4b [1]. Esse circuito é tecnicamente o mesmo da Figura 21.4 ao qual foram acrescentados os capacitores externos M_{V1} e M_{V2} , que são os varactores MOS cujas capacitâncias C_{GS} são controladas pela tensão V_{cont} . A fonte de corrente (I_{DD}) teve sua posição alterada para que $V_X = V_Y$ seja igual a $V_{DD}/2$ e crie uma capacitância total nesses pontos igual a C_o , capaz de gerar a frequência de oscilação f_o .

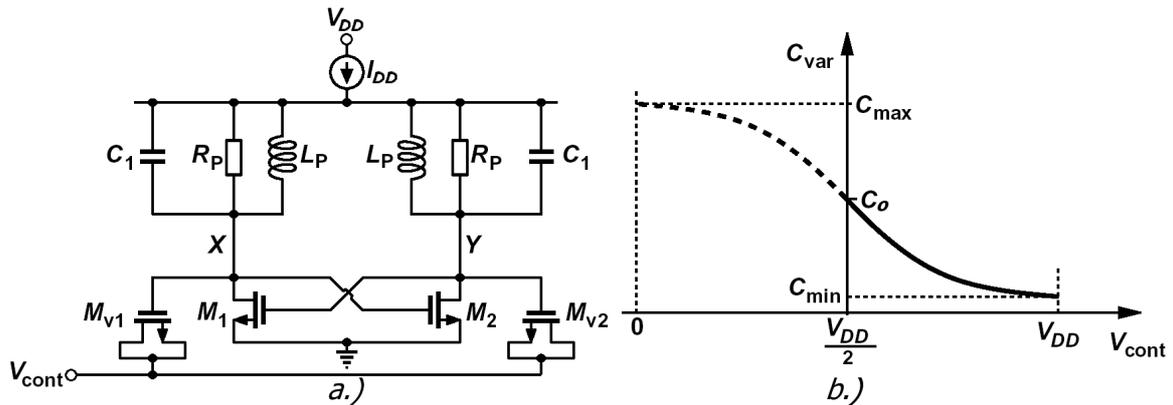


Figura 22.4 – a.) VCO com Acoplamento Cruzado. b.) Variação das Capacitâncias C_{VAR} x V_{cont} .

Como essas capacitâncias estão em paralelo com o tanque, a frequência f_o pode ser ajustada com precisão através da tensão V_{cont} . Se um sinal de baixa frequência (f_m) for adicionado à tensão V_{cont} , o oscilador passa a fornecer em sua saída um sinal com frequência $f_o \pm \Delta f_m$, gerando, assim, um sinal modulado em frequência (FM). O circuito da Figura 22.4 também pode ser agregado a complexos blocos analógicos realimentados que permitem uma estabilização automática da frequência de oscilação através da comparação de f_o com uma frequência de referência fixa (f_{ref}), gerada por cristal de quartzo. Esses blocos são conhecidos como circuitos com elo de fase amarrada (PLL \equiv Phase-Locked Loop) e são usados em todos os transmissores e receptores de RF existentes atualmente [5]. A Figura 23.4 mostra um diagrama em blocos de um sistema de PLL básico [6]. Como osciladores de frequências muito elevadas possuem problemas de espalhamento e, portanto, por si não conseguem gerar oscilações estáveis, a comparação com uma referência precisa deve ser estabelecida e os erros devem ser corrigidos.

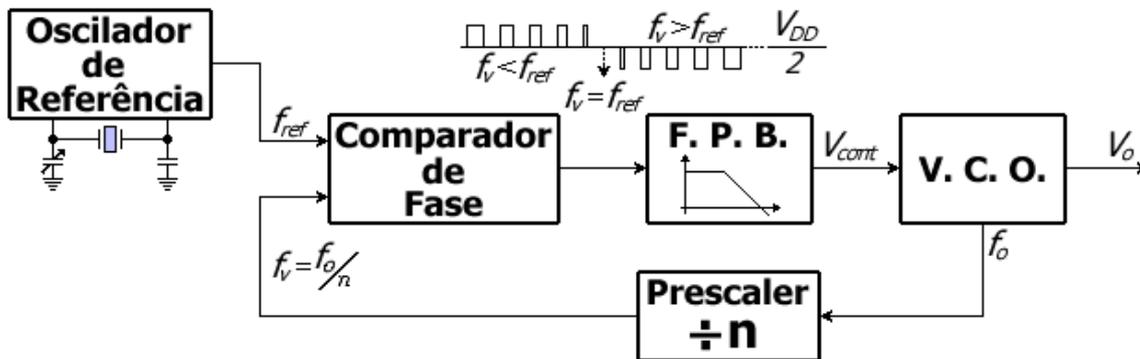


Figura 23.4 – Diagrama em Blocos da Topologia Básica de PLL.

Para isso, um sistema eletrônico, conhecido como PLL, foi desenvolvido para cumprir essa finalidade. O VCO da Figura 23.4 pode ser, por exemplo, um oscilador de acoplamento cruzado como o da Figura 22.4. Esse oscilador deve ser projetado para que $f_{osc} = f_o$, que é a frequência desejada, quando $V_{cont} = V_{DD}/2$. O oscilador de referência é do tipo Pierce, como o da Figura 16.4, que gera uma oscilação de onda quadrada (f_{ref}) com a estabilidade e a precisão de um cristal de quartzo, embora de baixa frequência. A frequência f_{osc} é, então, dividida por n por um divisor chamado *prescaler* e comparada com a frequência de referência, gerando uma tensão de erro (V_{cont}) que corrige o VCO, fazendo com que $V_{cont} = V_{DD}/2$ e, conseqüentemente, que $f_{osc} = f_o$.

O *prescaler* pode ser um divisor digital, um divisor analógico do tipo Miller [7] ou uma mistura em cascata dos dois formatos. O comparador de fase é um circuito, do tipo ou-exclusivo, que ao comparar os dois sinais de entrada, gera, em sua saída, uma tensão com valor médio maior do que $V_{DD}/2$, se $f_v = f_o/n < f_{ref}$ e uma tensão com valor médio menor do que $V_{DD}/2$, se $f_v = f_o/n > f_{ref}$. Se $f_v = f_{ref}$ a tensão de saída do comparador de fase será igual a $V_{DD}/2$. Após a passagem por um filtro passa baixos, que integra o sinal, essa tensão é aplicada ao *VCO* que passa a oscilar com $f_{osc} = f_o$ se $V_{cont} = V_{DD}/2$ e se $f_{ref} = f_o/n$. Assim, o elo de realimentação trava a fase do sinal de oscilação do *VCO* com a fase do sinal do oscilador de referência, gerando um sinal da alta frequência com a mesma estabilidade e precisão do cristal de quartzo. Por exemplo, se o *VCO* foi projetado para oscilar com $f_o = 2,4 \text{ GHz}$, o *PLL* deve ser projetado de modo que o *prescaler* possua $n = 400$ e o oscilador de referência use um cristal de quartzo de 6 MHz . O conceito de *PLL* também é usado na obtenção de base de tempo (*clock*) de computadores e em receptores de rádio, de *TV* e de telefones celulares, nos quais o divisor por n é digitalmente programável.

5. Osciladores de Áudio

Osciladores de áudio são circuitos que geram formas de onda de 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.

5.a) Oscilador Ponte de Wien

O oscilador com ponte de Wien é um oscilador de onda senoidal de baixa distorção, que pode gerar senóides com frequências que alcançam valores superiores a $1,0 \text{ MHz}$, dependendo do circuito amplificador usado na sua arquitetura. A Figura 1.5 mostra uma topologia viável para ele. Esse circuito 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 1.4. Usando-se um amplificador do tipo operacional com alta taxa de *slew-rate* e produto ganho-largura de faixa elevado, o ganho em malha fechada vale:

$$A_{\theta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.5)$$

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

$$\beta_R = \frac{\frac{R}{\overline{SC}}}{R + \frac{1}{\overline{SC}}} \cdot \frac{R}{\frac{R}{\overline{SC}} + R + \frac{1}{\overline{SC}}}$$

⇒

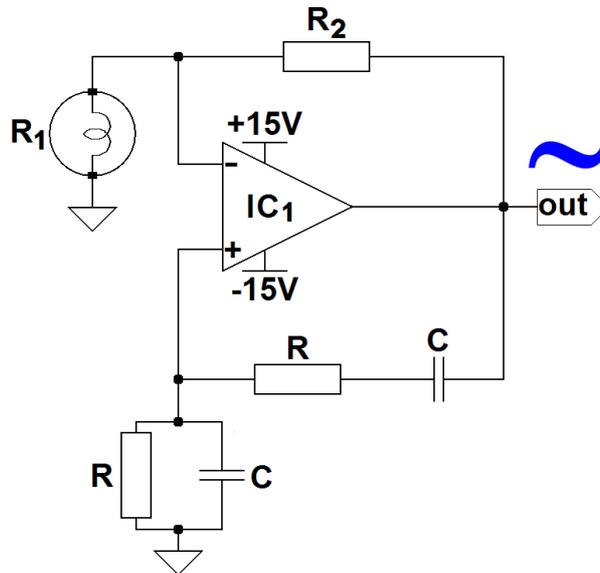


Figura 1.5 – Oscilador com Ponte de Wien.

$$\beta_R = \frac{\frac{S}{CR}}{S^2 + S\frac{3}{CR} + \frac{1}{C^2R^2}} \quad (2.5)$$

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 1.5 será um oscilador senoidal pleno se $R_2 = 2R_1$ e ele oscilará com a frequência:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \text{ [Hz]} \quad (3.5)$$

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 $R_2 = 2R_1$, para que o circuito funcione adequadamente em regime permanente.

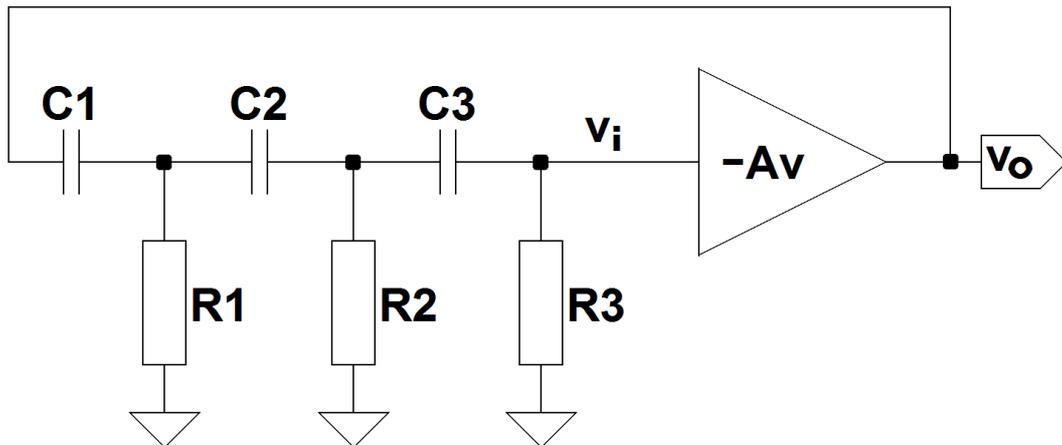


Figura 2.5 – Oscilador por Rotação de Fase.

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 sinais senoidais com baixa distorção harmônica e com frequências até da de 10 MHz . Em osciladores desse tipo mais modernos, a lâmpada incandescente pode ser substituída por semicondutores, como diodos ou $JFET$'s.

2b.) 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 2.5. 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 f_o , 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

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

\Rightarrow

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

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:

$$\omega_o = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \quad [\text{rd/s}] \quad \text{e} \quad \beta_R = -\frac{1}{29}$$

Portanto, se o ganho do amplificador for $A_v = -29 \text{ V/V}$, 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 A_v 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 $|A_v| \approx 29 \text{ V/V}$.

6. Referências

1. B. Razavi, "**Design of Analog CMOS Integrated Circuits**", ISBN 0-07-118815-0, Chap. 14, *McGraw-Hill*, USA, 2001.
2. A. M. Niknejad, "**Negative Resistance Osc, Differential Osc, and VCOs**", *EECS 142 Lecture 23*, University of California, Berkeley, USA, 2005.
3. Jri Lee, "**mm-Wave Silicon Technology: 60GHz and Beyond (Chapter 5: Voltage-Controlled Oscillators and Frequency Dividers)**", ISBN-10: 0387765581, *Springer*, USA, Feb. 2008.
4. C. Cao *et al.*, "**A 140-GHz Fundamental Mode Voltage-Controlled Oscillator in 90-nm CMOS Technology**", *Microwave and Wireless Components. Lett.*, vol. 16, pp.555-557, Oct. 2006.
5. Jri Lee, M. Liu, and H. Wang, "**A 75-GHz Phase-Locked Loop in 90-nm CMOS Technique**", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, pp. 1414-1426-, Jun. 2008.
6. W. M. Austin, "**CMOS Phase-Locked-Loop Applications Using the CD54/74HC/HCT4046A and CD54/74HC/HCT7046A**", Application Report *SCHA003B*, Texas Instruments, 2002.
7. R. L. Miller, "**Fractional Frequency Generators Utilizing Regenerative Modulation**". *Proceedings of the IRE*. 27 (7): 446–457, 1939.