

TEMA 8: OSCILADORES.

SUMARIO

1. INTRODUCCIÓN.....	2
2. OSCILADORES DE RELAXACIÓN.....	2
2.1. MULTIVIBRADORES.....	2
2.1.1. MULTIVIBRADOR MONOESTABLE A TRANSISTOR.....	3
2.1.2. MULTIVIBRADOR ASTABLE A TRANSISTOR.....	4
2.2. OSCILADORES DE RELAXACIÓN CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	4
2.2.1. ASTABLE CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	5
2.2.2. XERADOR DE ONDA TRIANGULAR CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	6
2.2.3. XERADOR DE DENTES DE SERRA CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	6
2.2.4. MONOESTABLE CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	7
3. OSCILADORES SINUSOIDAIS.....	8
3.1. PRINCIPIO XERAL DE OSCILACIÓN. CRITERIO DE BACKHAUSEN.....	8
3.2. CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA(CAG).....	9
3.3. OSCILADORES RC.....	10
3.3.1. DESPRAZAMENTO DE FASE.....	10
3.3.2. OSCILADOR EN PONTE DE WIEN.....	11
3.4. OSCILADORES LC.....	13
3.4.1. COLPITTS E CLAPP.....	14
3.4.2. HARTLEY.....	15
3.4.3. POLARIZACIÓN DE OSCILADORES LC. CHOKES.....	16
4. OSCILADORES A CRISTAL.....	17

1. INTRODUCCIÓN.

A función dun xerador de sinal é producir un sinal dependente do tempo cunhas características determinadas de frecuencia, amplitude e forma. Algunhas veces estas características son externamente controladas a través de sinais de control; o oscilador controlado por tensión (VCO) é un claro exemplo. Para executar a función dos xeradores de sinal emprégase algún tipo de realimentación conxuntamente con compoñentes que presenten unha tensión que varie co tempo, normalmente condensadores.

Hai dúas categorías de xeradores de sinal: osciladores de relaxación e osciladores sintonizados ou sinusoidais. Os primeiros dan lugar a ondas cadradas ou triangulares, mentres que os outros dan lugar a sinais sinusoidais.

2. OSCILADORES DE RELAXACIÓN

Os osciladores de relaxación empregan dispositivos biestables tales como conmutadores, básculas de Schmitt, portas lóxicas, comparadores e flip-flops que repetidamente cargan e descargan condensadores. Os sinais que se obteñen con estes circuítos son triangulares, rectangulares ou pulsos.

2.1. MULTIVIBRADORES

Os multivibradores son circuítos con dous estados ben diferenciados formados xeralmente por dous elementos activos (transistores, portas lóxicas,...) conectados entre si mediante redes de resistencias e condensadores de xeito que o estado de un de eles determina o do outro. Os multivibradores caracterízanse segundo a estabilidade dos seus estados do seguinte xeito:

Astables: Os dous estados son inestables e despois dun certo tempo disparan o estado contrario. Son osciladores de relaxación capaces de xerar ondas cadradas ou triangulares.

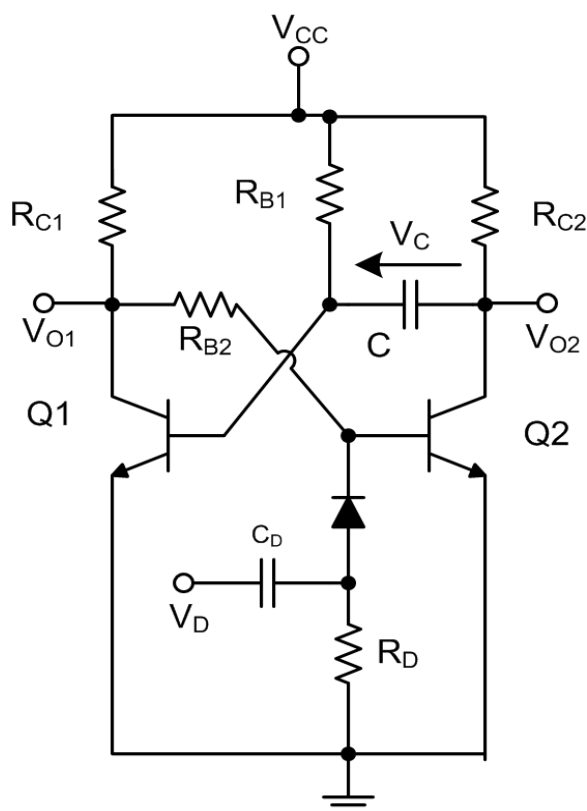
Monoestables: So un dos dous estados e inestables e despois dun certo tempo dispara o estado contrario. Son circuítos de temporización que se poden activar mediante un circuíto de disparo para lanzar un pulso.

Biestables: Os dous estados son estables e o circuíto permanece en un de eles indefinidamente ate que o outro estado se active mediante un circuíto de disparo. Son elementos básicos de memoria.

2.1.1. MULTIVIBRADOR MONOESTABLE A TRANSISTOR

O circuíto pode verse na figura da dereita. Os dous transistores traballan en conmutación, é dicir, cando un conduce (saturación) o outro non (corte) e viceversa.

Para analizar o comportamento do circuíto suporemos que ao conectar a alimentación Q1 satura e Q2 cortase. Poderiamos supor o caso contrario pero isto non modificar a o funcionamento do circuíto xa que tras un pequeno intervalo de tempo o circuíto caer a no estado suposto como veremos a continuación.



Inicialmente a saída $V_{O1} = V_{CE1} = V_{CE(sat)} \approx 0,2V$ pola súa parte C cargase ate $V_C = V_{BE1(ON)} - V_{CC}$. Pola súa banda Q2 permanece en corte xa que $V_{CE1} = V_{CE(sat)}$   menor que $V_{BE(ON)}$. Como Q2 esta en corte $V_{O2} = V_{CC}$.

Ao inserir un pulso de disparo en V_D aparecerán entre extremos de R_D dous pulsos moi estreitos, un positivo no flanco de subida e un negativo no flanco de baixada, debidos ao paso da corrente de carga de C_D a través de R_D . O pulso positivo chegar    base de Q2 a través do d odo facéndoo entrar en saturación. Instantaneamente a tensión no colector de Q2 pasa a ser $V_{O2} = V_{CE2} = V_{CE(sat)} \approx 0,2V$. V_{BE1} pasa a ser $V_{CE2} + V_C = V_{CE(sat)} + V_{BE1(ON)} - V_{CC}$ o que forza o corte de Q1 e que, por tanto, $V_{O1} = V_{CC}$.

Este estado permanecera durante un tempo T_{ON} ata que C se cargue a través de R_{B1} a $V_{BE(ON)} \approx 0,7 V$ devolvendo o circuíto ao estado inicial: $V_{O1} \approx 0,2V$ e $V_{O2} = V_{CC}$.

A ecuación de carga para este proceso será:

$$V_C(t) = V_{CC} + (V_{CE(sat)} + V_{BE(on)} - V_{CC} - V_{CC}) \cdot e^{\frac{-t}{R_{B1} \cdot C}}$$

A duración do metaestable T_{ON} será o que tarda C en cargarse até $V_{BE(on)}$:

$$V_{BE(on)} = V_{CC} + (V_{CE(sat)} + V_{BE(on)} - 2 \cdot V_{CC}) \cdot e^{\frac{-T_{ON}}{R_{B1} \cdot C}}$$

$$T_{ON} = R_{B1} \cdot C \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot V_{CC} - V_{BE(on)} - V_{CE(sat)}}{V_{CC} - V_{BE(on)}} \right) \approx R_{B1} \cdot C \cdot \ln(2)$$

2.1.2. MULTIVIBRADOR ASTABLE A TRANSISTOR

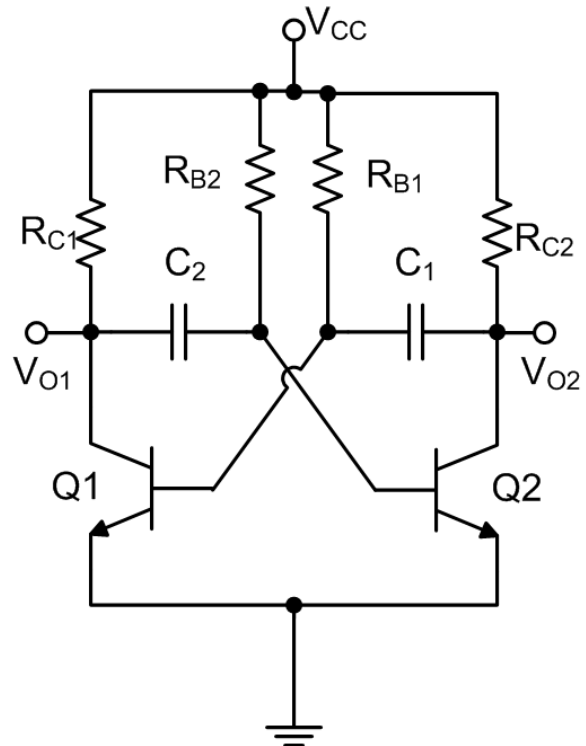
Trátase do circuíto da dereita. O funcionamento é moi similar ao do circuíto anterior coa diferenza de que neste caso ámbolos dous estados son inestables. A duración de cada un de eles poderá calcularse como:

$$T_1 \approx R_{B1} \cdot C_1 \cdot \ln(2)$$

$$T_2 \approx R_{B2} \cdot C_2 \cdot \ln(2)$$

$$T \approx T_1 + T_2$$

O criterio para deseñar estes circuitos é que as resistencias de base deben ser o suficientemente pequenas para manter ao “seu” transistor en saturación cando o “outro” esta en corte.



2.2. OSCILADORES DE RELAXACIÓN CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

A báscula de Schmitt é un excelente punto de partida para a construción de osciladores de relaxación xa que posúe dous estados estables ben diferenciados e dúas condicións de cambio de estado ben definidas.

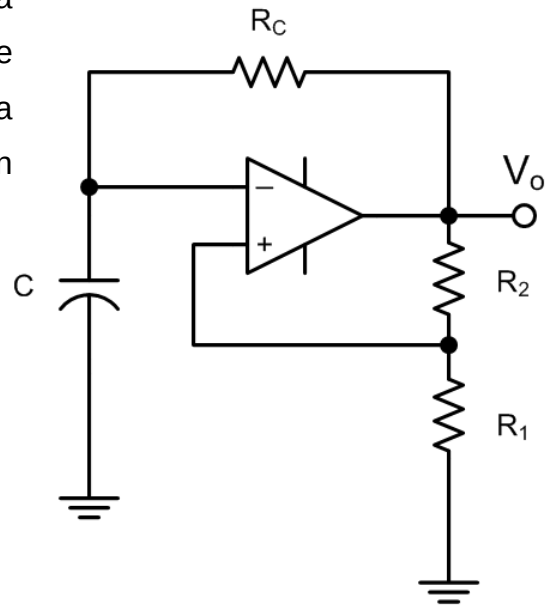
2.2.1. ASTABLE CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Situando un condensador entre a entrada inversora do AO e masa e cargándoo conta a saída do AO a través dunha resistencia teremos un xerador de onda cadrada.

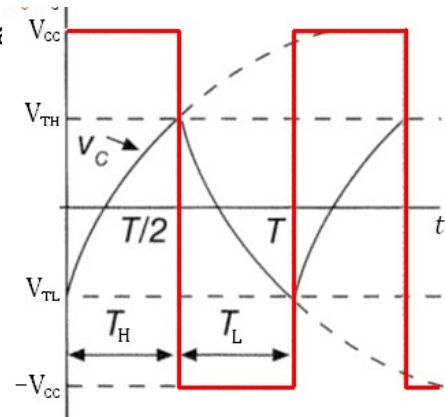
As tensións de conmutación son:

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \beta \cdot V_{CC}$$

$$V_{TL} = \frac{-V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = -\beta \cdot V_{CC}$$



Supoñamos que ao comezo a saída do AO é negativa cargarse cara a esa tensión de saída ate alcanzar a tensión a V_{TL} , en ese instante a tensión de saída pasa a ser positiva ($+V_{CC}$) e o condensador comeza a cargarse dende V_{TL} cara a V_{CC} ate chegar a V_{TH} . O tempo que dura ese proceso será a metade do período.



A ecuación de carga para este proceso será:

$$V_C(t) = V_{CC} + (V_{TL} - V_{CC}) \cdot e^{\frac{-t}{R_C \cdot C}}$$

O tempo de alta T_H será o que tarda o condensador en cargarse até V_{TH} :

$$V_{TH} = V_{CC} + (V_{TL} - V_{CC}) \cdot e^{\frac{-T_H}{R_C \cdot C}}$$

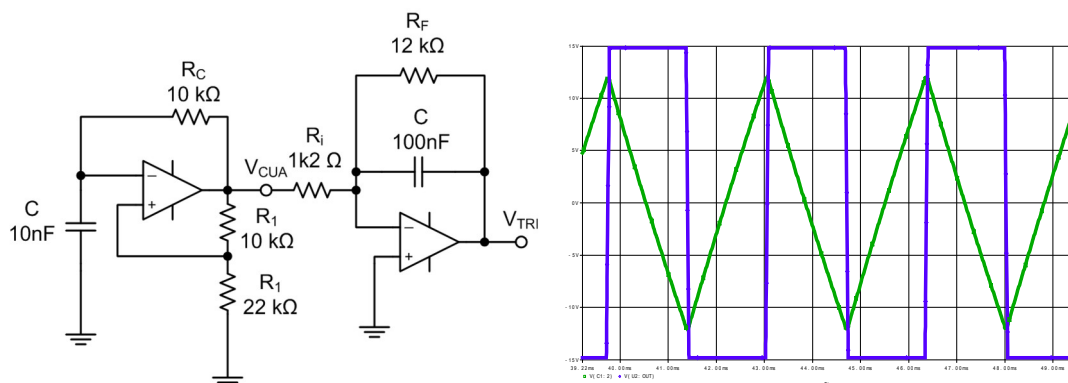
$$T_H = R_C \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{TL} - V_{CC}}{V_{TH} - V_{CC}}\right) = R_C \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$$

Por simetría o tempo de baixa será igual e o período será:

$$T = 2 \cdot R_C \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$$

2.2.2. XERADOR DE ONDA TRIANGULAR CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Engadindo un integrador á saída do xerador de onda cadrada do apartado anterior obtense un xerador de ondas triangulares. Na seguinte figura pode verse o circuíto completo e as formas de onda xeradas.

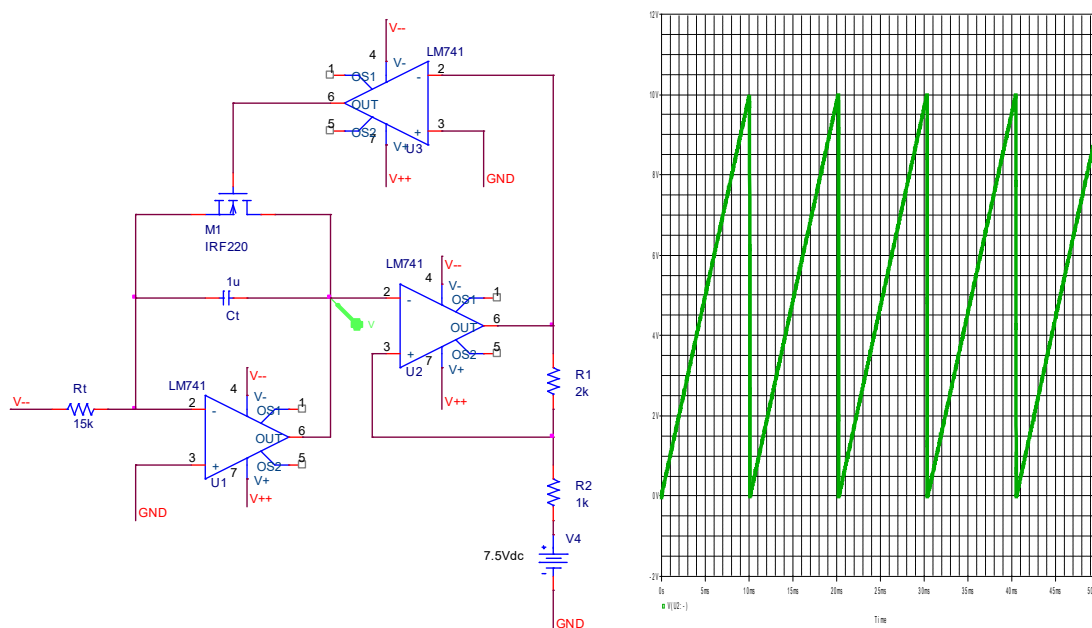


O integrador deberá deseñarse para que non chegue a saturar en un semiperíodo do astable e para que a amplitude da saída sexa a desexada.

2.2.3. XERADOR DE DENTES DE SERRA CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Cun integrador alimentado cun xerador de continua xunto con un comparador que dispare a descarga do condensador cando se alcance un determinado valor pode realizarse un xerador de dentes de serra.

Unha implementación pouco elegante pero sinxela de analizar este circuíto pode verse na seguinte figura xunto coas formas de onda resultantes.

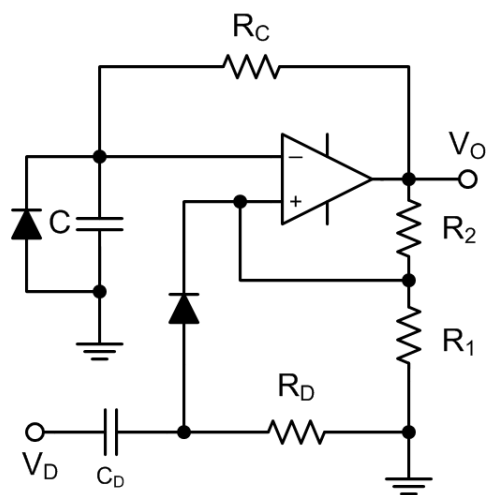


O sinal en dentes de serra tomase na saída do integrador. O integrador cargase a velocidade constante ate que a saída chega ao valor de V_{TH} da báscula, en ese momento a saída da báscula conmuta disparando a descarga do condensador a través do MOSFET de enriquecemento canle N. O operacional na entrada do MOSFET inverte o sinal á saída da báscula para obter o sinal axeitado para controlar o transistor. A frecuencia das oscilacións pode controlarse modificando a resistencia á entrada do integrador.

2.2.4. MONOESTABLE CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Modificando o circuítu astable engadíndolle un díodo en paralelo co condensador evitamos que a carga do mesmo se produza so en un sentido e que, polo tanto, o estado que corresponda ao díodo polarizado en directa sexa estable. Engadindo un circuítu de disparo axeitado capaz de facer conmutar a báscula de Schmitt xa temos un circuítu monoestable. O circuítu resultante pode verse na figura da dereita. o estado estable é cando a saída é $-V_{CC}$ como indica a posición do díodo. O disparo producirase no flanco positivo do pulso de disparo que introduce unha tensión positiva no terminal inversor disparando o valor positivo na saída.

A duración do pulso de saída virá dada pola carga do condensador dende $-V_Y$ cara a V_{CC} ate chegar a V_{TH} . A ecuación de carga para este proceso será:



$$V_C(t) = V_{CC} + (-V_Y - V_{CC}) \cdot e^{\frac{-t}{R_C \cdot C}}$$

O tempo de alta T_H será o que tarda o condensador en cargarse até V_{TH} :

$$V_{TH} = V_{CC} + (-V_Y - V_{CC}) \cdot e^{\frac{-T_H}{R_C \cdot C}} \quad T_H = R_C \cdot C \cdot \ln \left(\frac{-V_Y - V_{CC}}{V_{TH} - V_{CC}} \right)$$

$$T_H = R_C \cdot C \cdot \ln \left(\frac{1 + V_Y/V_{CC}}{1 - \beta} \right) \approx R_C \cdot C \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \beta} \right)$$

3. OSCILADORES SINUSOIDAIS

Un oscilador é un circuíto autónomo capaz de xerar un sinal periódico sinusoidal sen necesidade de aplicar ningunha entrada. Unha diferenza fundamental respecto dos osciladores de relaxación é que estes últimos son circuítos non lineais (baseados en comparadores, disparadores de Schmitt, ...) fronte aos circuítos case lineares dos osciladores sinusoidais.

Os osciladores sinusoidais xogan un papel importante en moitos sistemas electrónicos. A pesar de que en numerosas ocasións denomínaselles osciladores lineais, é preciso utilizar algunha característica non lineal para xerar unha onda de saída sinusoidal. O deseño de osciladores realízase en dúas fases: unha linear, baseada en métodos no dominio da frecuencia que utilizan análise de circuítos realimentados, e outra non linear, que utiliza mecanismos non lineares para o control da amplitude.

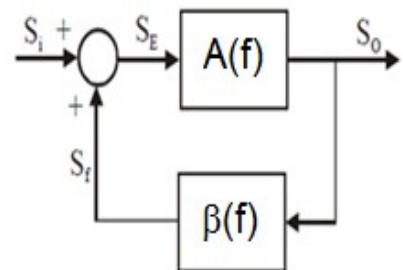
A calidade da onda sinusoidal exprésase a través do coeficiente de distorsión harmónica total (total harmonic distortiono THD), definido como:

$$THD = \sqrt{\sum_{k>1} \left(\frac{A_k}{A_0} \right)^2}$$

Onde A_k representa a amplitude do harmónico k e A_0 a amplitude do harmónico fundamental. Un oscilador sinusoidal ideal terá $THD=0$.

3.1. PRINCIPIO XERAL DE OSCILACIÓN. CRITERIO DE BACKHAUSEN

A estrutura básica dun oscilador sinusoidal consiste nun amplificador (A) e unha rede selectiva de frecuencia (β) conectada nun lazo de realimentación positiva tal é como se pode ver no diagrama de bloques á dereita. Aínda que nun oscilador non existe sinal de entrada, é posible obter a ganancia en lazo pechado do amplificador realimentado (G_{LP}) que, debido á realimentación, é:



$$G_{LP} = \frac{S_o}{S_i} = \frac{A}{1 - \beta(f) \cdot A(f)}$$

Se existe unha frecuencia f_0 tal que $\beta(f_0) \cdot A(f_0) = 1$, entón o valor da ganancia en lazo pechado é infinito. É dicir, a esta frecuencia o circuíto ten saída finita para un entrada cero, isto é un oscilador. Un circuíto que cumpra, para unha frecuencia f_0 , esta condición proporciona oscilacións sinusoidais sostidas de frecuencia f_0 .

O criterio de Barkhausen establece esta condicións de oscilación:

- ✖ Á frecuencia f_0 , a fase da ganancia de lazo debe ser $2 \cdot k \cdot \pi$ onde k pode tomar calquera valor enteiro, isto é, a realimentación debe ser positiva.
- ✖ Á frecuencia f_0 , a magnitude da ganancia de lazo debe ser 1, isto é, a realimentación debe ser unitaria.

3.2. CONTROL NON LINEAR DA AMPLITUDE. CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA(CAG).

En todo oscilador práctico, a ganancia de lazo á frecuencia de oscilación $\beta(f_0) \cdot A(f_0)$ ten que ser lixeiramente maior que a unidade para evitar que os parámetros de tolerancia dos compoñentes, avellentamento, efectos da temperatura, ..., faga que $\beta(f_0) \cdot A(f_0)$ sexa menor que un, o circuíto deixe de verificar unha das condicións de oscilación e, por tanto, de oscilar. Por outra banda, se $\beta(f_0) \cdot A(f_0)$ é maior que un as amplitudes de oscilación crecen en amplitude, os amplificadores saturan nos picos do sinal xerado e dan lugar a sinais sinusoidais de saída con forte distorsión harmónica (THD elevado). Por iso, é necesario un mecanismo que axuste o valor de $\beta(f_0) \cdot A(f_0)$ en función da amplitude da onda de saída mediante un control non linear da ganancia.

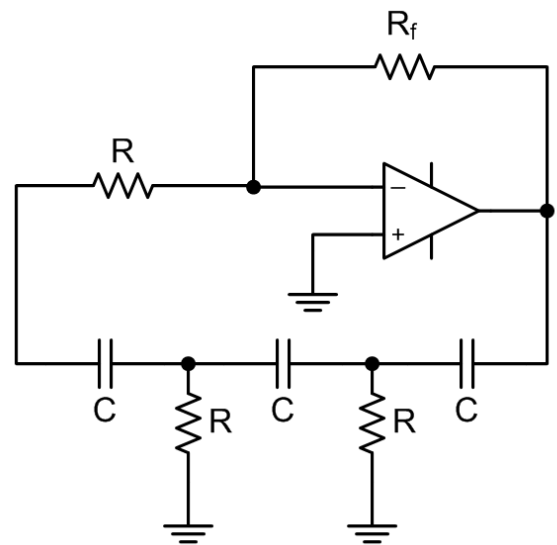
Este circuíto, chamado **circuíto de control automático de ganancia (CAG)**, debe facer que $\beta(f_0) \cdot A(f_0)$ sexa lixeiramente maior que 1 para amplitudes de saída baixas, o que garante o arranque do oscilador e o mantemento da oscilación. Con todo, cando a saída alcanza un valor determinado o circuíto de CAG debe reducir a ganancia de modo que $\beta(f_0) \cdot A(f_0)$ sexa 1 ou lixeiramente inferior mantendo a distorsión harmónica baixa. Trátase de circuítos que modifican a ganancia dependendo da amplitude, veremos algúns exemplos prácticos cando se analice o oscilador en ponte de Wien.

3.3. OSCILADORES RC

Os osciladores RC son os que empregan exclusivamente resistencias e condensadores xunto co amplificador para a montaxe do oscilador. Con este tipo de deseños pódense obter osciladores de até 1MHz. Nesta marxe de frecuencias pódese empregar amplificadores operacionais polo que os osciladores que analizaremos neste estarán todos elaborados con estes dispositivos activos.

3.3.1. DESPRAZAMENTO DE FASE

Este circuío emprega como rede selectiva en frecuencia tres redes RC conectadas en cascada. Unha rede RC proporciona un desfase máximo de 90° polo que serán precisas tres etapas RC para acadar este desfase de 180° á frecuencia de interese. Para esta frecuencia, se empregamos un AO en configuración de amplificador inversor, teremos realimentación positiva, o circuío presentará o aspecto da figura.



O desfase de 180° obtense para unha frecuencia:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}}$$

Para esa frecuencia a rede de realimentación presenta unha característica de transferencia:

$$\beta(f_0) = \frac{1}{29}$$

Polo tanto a resistencia R_f escollerase para que o lazo de realimentación compense exactamente esa atenuación para obter $\beta(f_0) \cdot A(f_0) = 1$, así:

$$A = \frac{R_f}{R} = 29 \Rightarrow R_f = 29 \cdot R$$

3.3.2. OSCILADOR EN PONTE DE WIEN

O circuío está baseado na ponte desenvolvida por Max Wien en 1891. O oscilador tal e como o coñecemos hoxe en día está baseado na versión realizada por William Hewlett, cofundador de HP, na súa tese doutoral. Precisamente o primeiro produto de HP, o *HP200A*, foi un oscilador de audiofrecuencia de moi baixa distorsión baseado nos traballos previos de Hewlett.

A rede selectiva en frecuencia está formada por un circuío RC serie conectado en serie con un circuío RC paralelo como mostra a figura da dereita. Este circuío constitúe, tomando a saída no punto central, un filtro pasa banda con unha resposta máxima e desfase nulo para unha frecuencia f_0 . Supoñendo que as resistencias e os condensadores teñen os mesmos valores a de ganancia máxima $\beta(f_0)$ é $1/3$ e f_0 vén dada pola expresión:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R \cdot C}}$$

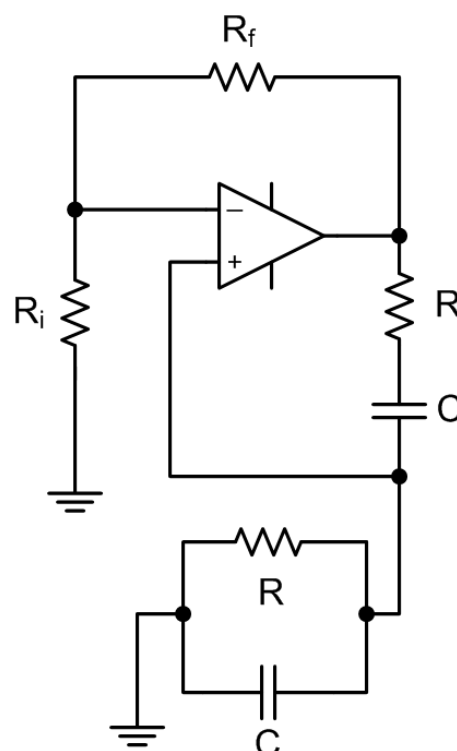
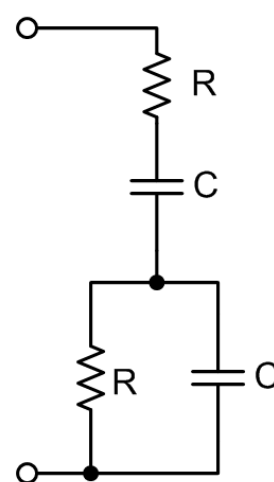
O circuío completo do oscilador pode verse na figura da dereita. A ganancia do lazo de realimentación negativa debe compensar a atenuación do circuío selectivo en frecuencia de xeito que globalmente $\beta(f_0) \cdot A(f_0) = 1$, logo:

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 3$$

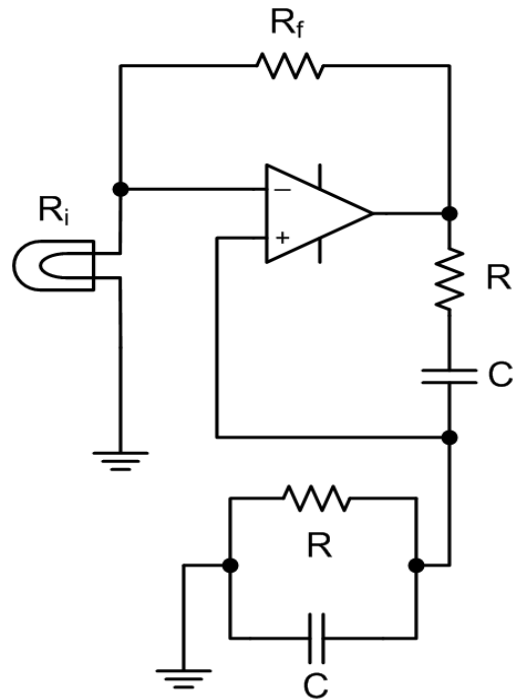
E polo tanto:

$$R_f = 2 \cdot R_i$$

O elemento orixinal do circuío de Hewlett era o sistema que empregaba para controlar a ganancia do lazo de realimentación negativa. O seu circuío empregaba unha pequena lámpada incandescente no canto da resistencia R_i como mostra a figura da páxina seguinte. A resistencia do filamento dunha

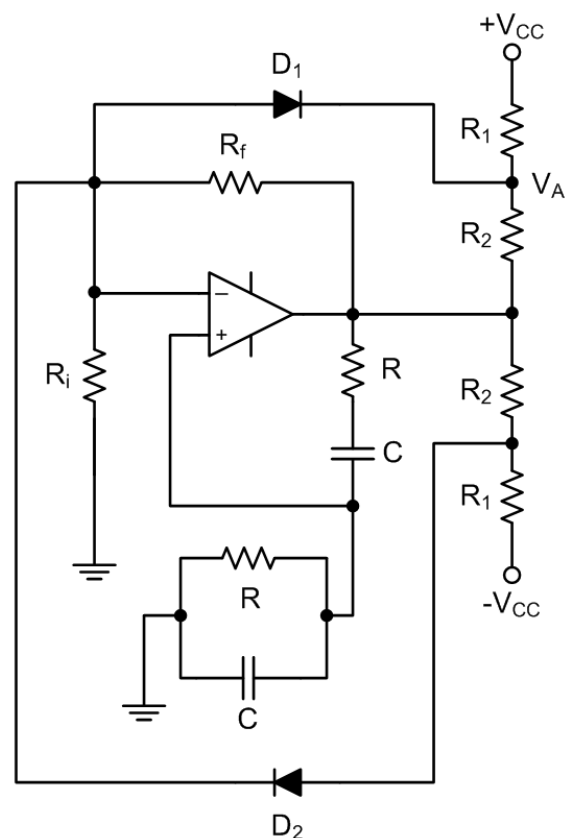


lámpada incandescente aumenta ao aumentar a súa temperatura polo que a ganancia do lazo de realimentación diminúe ao aumentar a amplitude da saída. Con todo, a temperatura do filamento permanece practicamente constante sobre un ciclo do oscilador polo que o efecto da lámpada non é o de variar a ganancia durante cada ciclo da oscilación senón o de manter a amplitude da oscilación en un valor estable dando lugar a unha distorsión harmónica moi pequena. Esta distorsión é moito menor que a que se consegue con sistemas que modifican a ganancia dentro de cada ciclo como os que están baseados en circuítos detectores de amplitude. Actualmente non se empregan lámpadas incandescentes para este propósito, con todo, a idea segue empregándose con outros dispositivos como termistores, transistores FET, fotocelulas ou díodos especiais.



O circuítu da figura á dereita fai un control automático da ganancia en cada ciclo mediante a redución da ganancia cada vez que a saída supera un determinado valor marcado polos valores das resistencias R_1 e R_2 . Emprega dous díodos D_1 e D_2 que en función do seu estado ou non de condución, modifican a ganancia do amplificador engadindo a resistencia R_2 en paralelo con R_f .

Para tensións de saída baixas, ambos os díodos están en corte e a ganancia do amplificador vale $A = -R_f/R_i$.



Neste caso a tensión V_A pódese calcular como:

$$V_A = V_O + \frac{V_{CC} - V_O}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

O díodo, en este caso D1, abrírase cando V_A estea V_Y por debaixo de $V_O/3$ que é a tensión que hai en todo momento na entrada inversora. Para o límite, V_{OL} teremos:

$$\frac{V_{OL}}{3} - V_A = V_Y$$

Despexando e substituíndo obtemos:

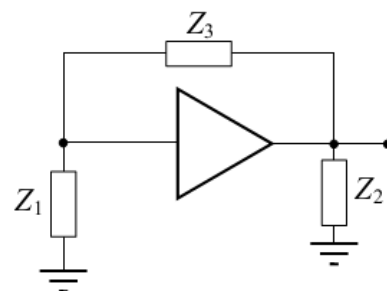
$$V_{OL} = \frac{V_Y \cdot (R_1 + R_2) + V_{CC} \cdot R_2}{\frac{R_2}{3} - \frac{2 \cdot R_1}{3}}$$

O límite para a apertura de D2 será o mesmo pero co signo contrario por simetría.

3.4. OSCILADORES LC

Os osciladores LC son nos se que empregan bobinas e condensadores (circuíto resoantes LC) xunto co amplificador para a selección da frecuencia de oscilación. Con este tipo de deseños pódense obter osciladores dende os MHz até uns poucos centenaes de GHz. A frecuencias tan elevadas é imposible empregar amplificadores operacionais polo que estes osciladores empregan como elementos activos transistores bipolares (até 20GHz), transistores MESFET (até 100GHz), transistores HEMT ou diodos GUNN (até 200GHz).

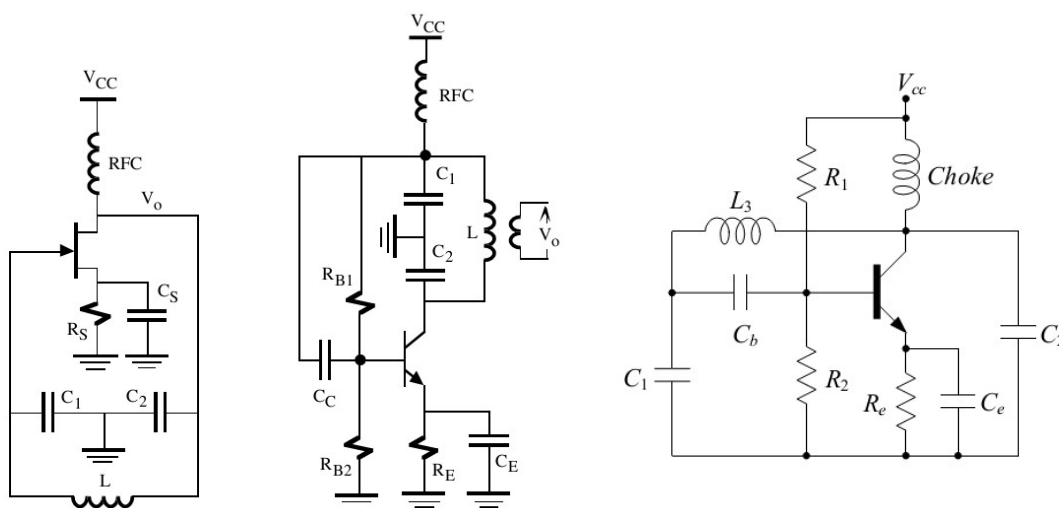
Moitos osciladores LC responden a un diagrama circuital como o indicado na figura da dereita. Trátase de dúas impedancias en paralelo coa entrada e saída dun amplificador (transistor FET, transistor bipolar, amplificador operacional, porta lóxica,...) e unha terceira impedancia no lazo de realimentación.



Os osciladores con dous capacitores e un indutor denomínanse osciladores Colpitts mentres que os que teñen dous indutores e un capacitor, osciladores Hartley.

3.4.1. COLPITTS E CLAPP

O oscilador Colpitts ten dous capacitores e un indutor. Algunhas posibles configuracións móstranse na seguinte figura. A segunda e a terceira versión son practicamente idénticas, so varia o xeito de debuxar o circuío, a terceira engadese para poñer de relevo que a estrutura é a indicada no apartado anterior.



A frecuencia do oscilador Colpitts pode calcularse como:

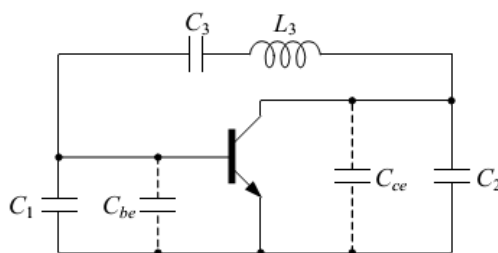
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}}$$

A condición de oscilación é que a ganancia do amplificador sexa:

$$A = \frac{C_1}{C_2}$$

Unha modificación usual do oscilador Colpitts é engadir un terceiro condensador, C_3 , en serie coa bobina reducindo efectivamente a súa indutancia. Isto permite aumentar os valores de C_1 e C_2 facéndooos o suficientemente grandes para que as capacidades parasitas do transistor sexan desprezables fronte a eles sen afectar á frecuencia de oscilación. Ao circuío

resultante denomináselle oscilador Clapp e o seu modelo de sinal xunto coas capacidades que se desexa desprezar poden verse na figura a continuación.

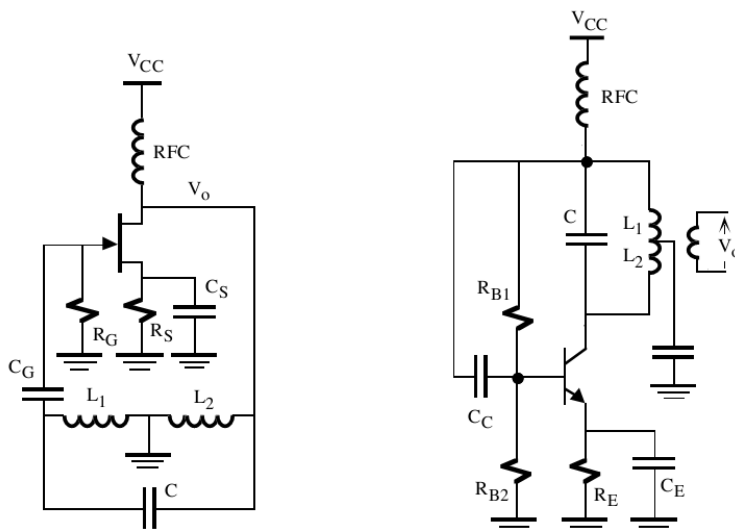


A súa frecuencia de resonancia é:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_1^{-1} + C_2^{-1} + C_3^{-1})^{-1}}}$$

3.4.2. HARTLEY

O oscilador Hartley ten dous inductores e un capacitor. Algunhas posibles configuracións móstranse na seguinte figura.



A frecuencia do oscilador Hartley pode calcularse como:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C \cdot (L_1 + L_2)}}$$

A condición de oscilación é que a ganancia do amplificador sexa:

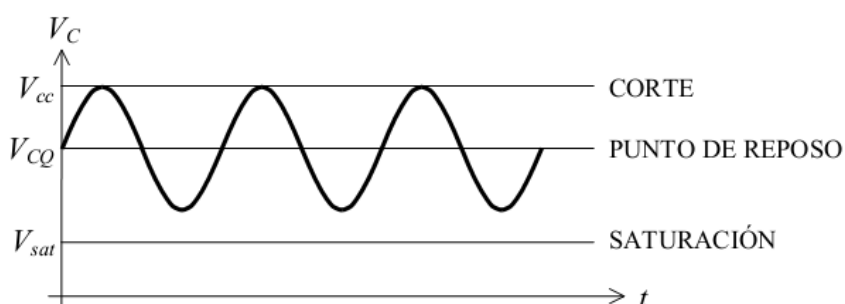
$$A = \frac{L_2}{L_1}$$

3.4.3. POLARIZACIÓN DE OSCILADORES LC. CHOKES.

Os circuítos reais requiren, ademais dos elementos estruturais, unha rede de polarización. Polo xeral se substitúe a resistencia de colector por un indutor denominado choke. A súa finalidade é desconectar en alterna o circuítto da fonte de continua grazas á alta impedancia da bobina en alta frecuencia. Isto ten varias vantaxes.

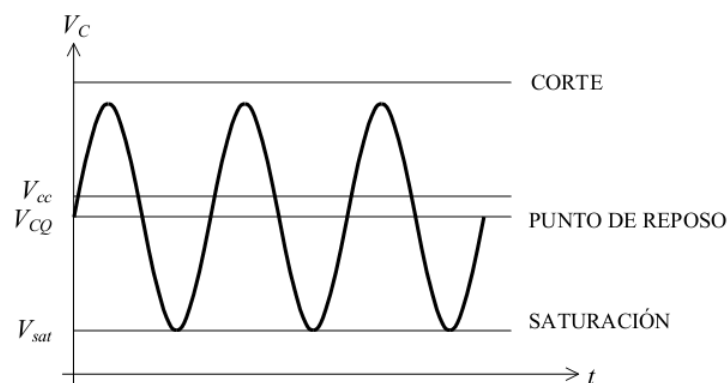
A primeira vantaxe é que se evita a circulación dunha corrente fortemente oscilante pola fonte. As impedancias das fontes de alimentación en alta frecuencia non son tan baixas como en continua, polo que esta corrente oscilante produciría caídas de tensión oscilantes na liña de alimentación. Isto ocasionaría radiación electromagnética (a liña de alimentación compórtase como antena) á vez que afectaría a todos os restantes circuítos e compoñentes conectados á mesma fonte.

Outra vantaxe é que o uso dun choke permite ampliar a excursión da tensión de saída, é dicir a súa amplitude. Para entendelo, supoñamos que a polarización fóra cunha resistencia de colector. Do mesmo xeito que sucedería cun amplificador a amplitude de oscilación queda limitada polas non linearidades do circuítto. Concretamente, a non linearidade máis próxima ao punto de traballo é a que determina a amplitude máxima sen distorsión. Entón, segundo o punto de traballo a amplitude quedará determinada polo CORTE ou a SATURACIÓN, como se aprecia na seguinte figura. Neste caso a non linearidade que limita a amplitude é o CORTE.



Se no canto da resistencia de colector hai un choke, debido a que unha indutancia pode perfectamente haber unha tensión oposta á corrente, é perfectamente posible que a tensión de colector estea por encima de V_{cc} e

que, con todo, a intensidade de corrente flúa cara o colector. A razón é que a tensión dunha indutancia é proporcional á derivada da corrente polo que se a corrente é positiva pero decrecente (é dicir, $di/dt < 0$), a tensión será negativa, e por tanto V_{CC} será menor que a tensión no colector do transistor. No caso dun choke elixido axeitadamente, o corte prodúcese para tensións de colector moi altas, polo cal a primeira non linearidade é a saturación. A amplitude da variación da tensión no colector pode ser entón moi grande. Este caso pode verse na seguinte figura. O punto de repouso é lixeiramente menor que V_{CC} debido á resistencia parasita do choke.

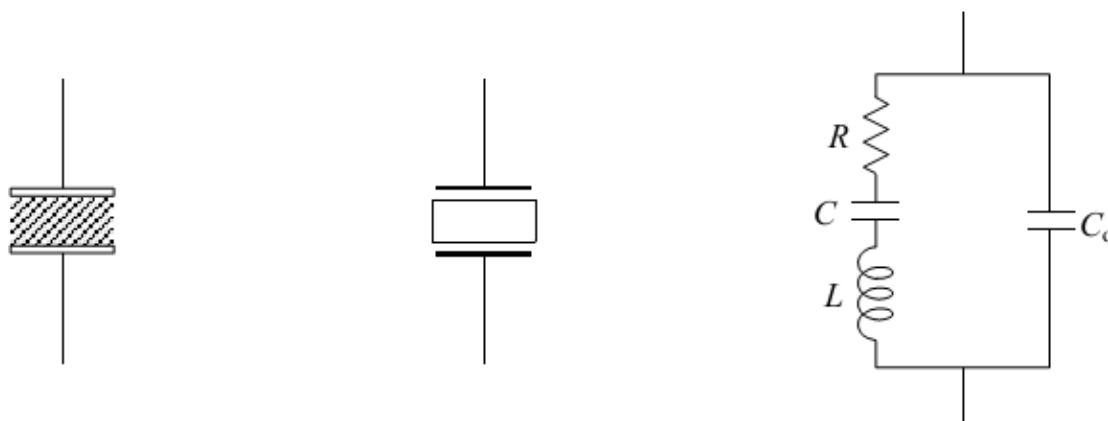


4. OSCILADORES A CRISTAL

Existen algúns cristais (o cuarzo, o sal de Rochelle, o fosfato dihidróxeno de amonio,...) que presentan efecto piezoeléctrico. É dicir que ao aplicárselles un campo eléctrico se deforman, e reversiblemente, ao deformalos aparece neles un campo eléctrico. Estes cristais posúen unha frecuencia de resonancia mecánica cun valor de Q moi alto debido a que as perdas por fricción interna son pequenas. Para osciladores empréganse so cristais de cuarzo por ter valores de Q moi elevado.

Ao acoplarlle uns contactos ou eléctrodos a un cristal piezoeléctrico establécese unha interacción entre o comportamento mecánico e o eléctrico, denominada axuste electromecánico. Pódese establecer un modelo eléctrico do cristal no que a resonancia estrutural modelase como un conxunto de elementos reactivos e as perdas mecánicas como elementos resistivos. Na

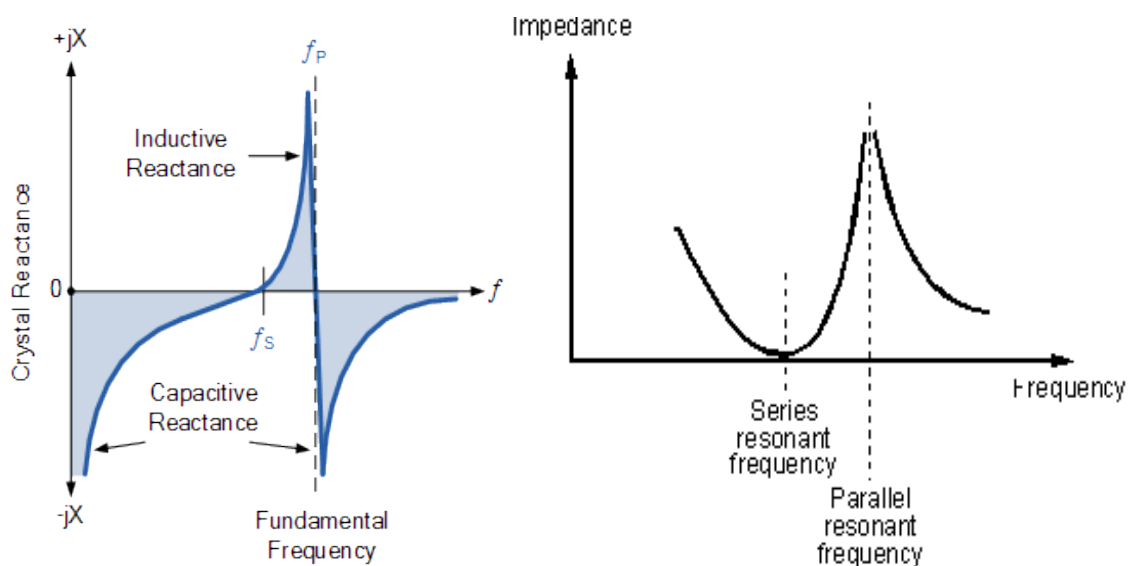
seguinte figura poden verse os símbolos do cristal e o seu modelo en forma de circuío electrónico.



Prodúcense cristais de cuarzo con frecuencias fundamentais de oscilación dende uns poucos kHz ate varias decenas de MHz. Os resoadores para frecuencias maiores empregan cristais oscilando en sobretonos. Isto é, elabóranse cristais deseñados para oscilar en múltiplos da frecuencia fundamental. Os osciladores a cristal empréganse moi usualmente como patróns obténdose despois frecuencias maiores ou menores mediante circuítos multiplicadores ou divisores de frecuencia.

As características máis salientables dos osciladores a cristal son a excelente estabilidade e un prezo moi razoable.

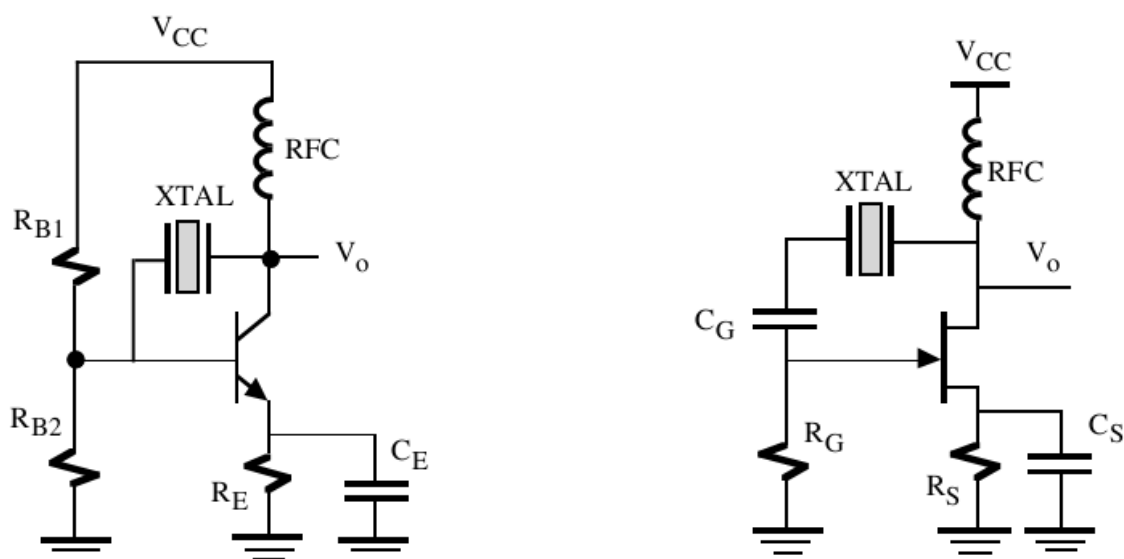
A impedancia e a reactancia do cristal poden verse nas seguintes figuras.



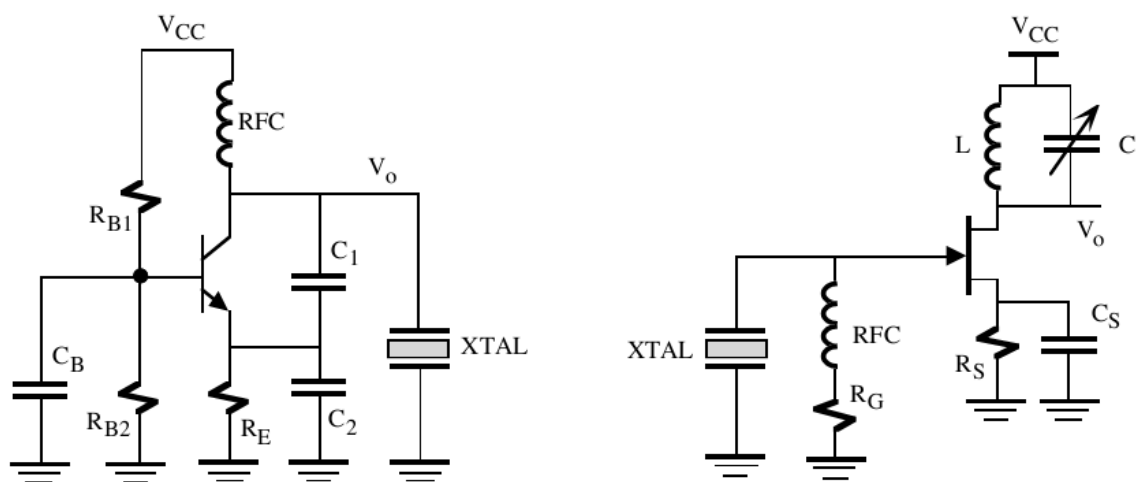
O circuíto presenta dúas frecuencias de resoancia ω_s e ω_p moi próximas entre si. Entre estas dúas frecuencias o cristal presenta un comportamento indutivo e no resto das frecuencias capacitivo.

Existen numerosas configuracións para osciladores a cristal, poden dividirse entre as que excitan o modo de resonancia serie e as que excitan o modo de resoancia en paralelo.

Un cristal excitado en modo resonancia en serie debe ser conectado á realimentación do circuíto en configuración serie. Nesta configuración a súa impedancia máis baixa prodúcese para ω_s e, desta maneira, o factor de realimentación é maior. Como resultado, esta é a frecuencia de oscilación do circuíto que resulta ser estable e pouco sensible á variacións dos parámetros do circuíto. As figuras a continuación presentan dúas osciladores con estrutura resoante en serie.



Un cristal excitado en modo resonancia en paralelo ten máxima impedancia á frecuencia ω_p . Na seguinte figura, no circuíto da esquerda, o cristal actúa como un elemento indutivo nun oscilador modificado Colpitts cuxa tensión de saída está acoplada ao emisor a través de do divisor capacitivo formado por C_1 e C_2 . Pola súa banda no oscilador controlado por cristal Miller, o circuíto da dereita, empregase un circuíto LC sintonizado de saída. O circuíto de porta deseñárase para que a tensión de porta axeitada no JFET prodúzase so á frecuencia ω_p do cristal.



Algunhas configuracións típicas e os seus nomes aparecen na seguinte figura.

