

ELECTRONICA III

Tema 4

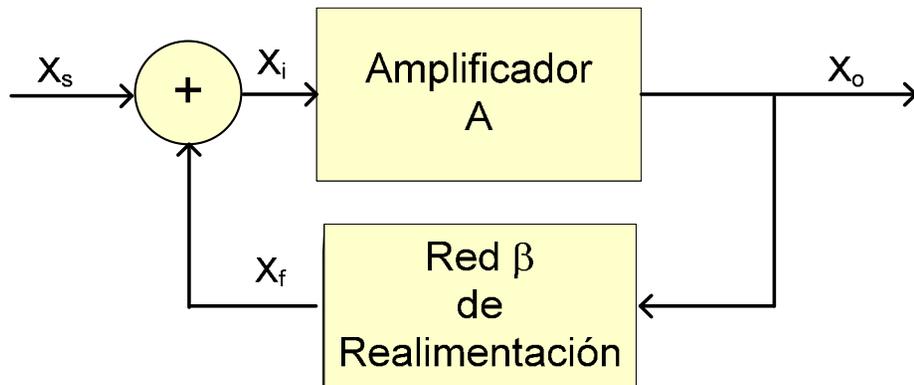
OSCILADORES

SENOIDALES

- Los sistemas de comunicaciones electrónicas requieren formas de onda estables y repetitivas, tanto senoidales como no senoidales.
- *Oscilar* es fluctuar entre dos estados o condiciones. Por consiguiente, oscilar es vibrar o cambiar. Una oscilación eléctrica es un cambio repetitivo de tensión o de corriente en una forma de onda.
- Un *oscilador* es un circuito electrónico que produce oscilaciones, es decir, genera una forma de onda repetitiva.
- Si un oscilador es *autosostenido*, no requiere de señal externa para generar una señal con forma de onda continuas y repetitivas; que suceden con rapidez periódica.
- Los osciladores no autosostenidos requieren una señal externa de entrada, o *disparador*, para producir un cambio en la forma de onda de salida
- Aplicaciones de los osciladores : generadores de portadora de alta frecuencia, fuentes piloto, relojes y circuitos de sincronización.

Principios básicos de oscilación

3



$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta(j\omega) A(j\omega)}$$

Si:

$$T_L(j\omega) = A(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = -1 \Rightarrow$$
$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta(j\omega) A(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 - 1} = \infty$$

$$T_L(j\omega) = A(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o) = -1 \Rightarrow$$

$$|A(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)| = 1 \quad \wedge \quad \angle [A(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)] = -180^\circ$$

Criterio de
Barkhausen

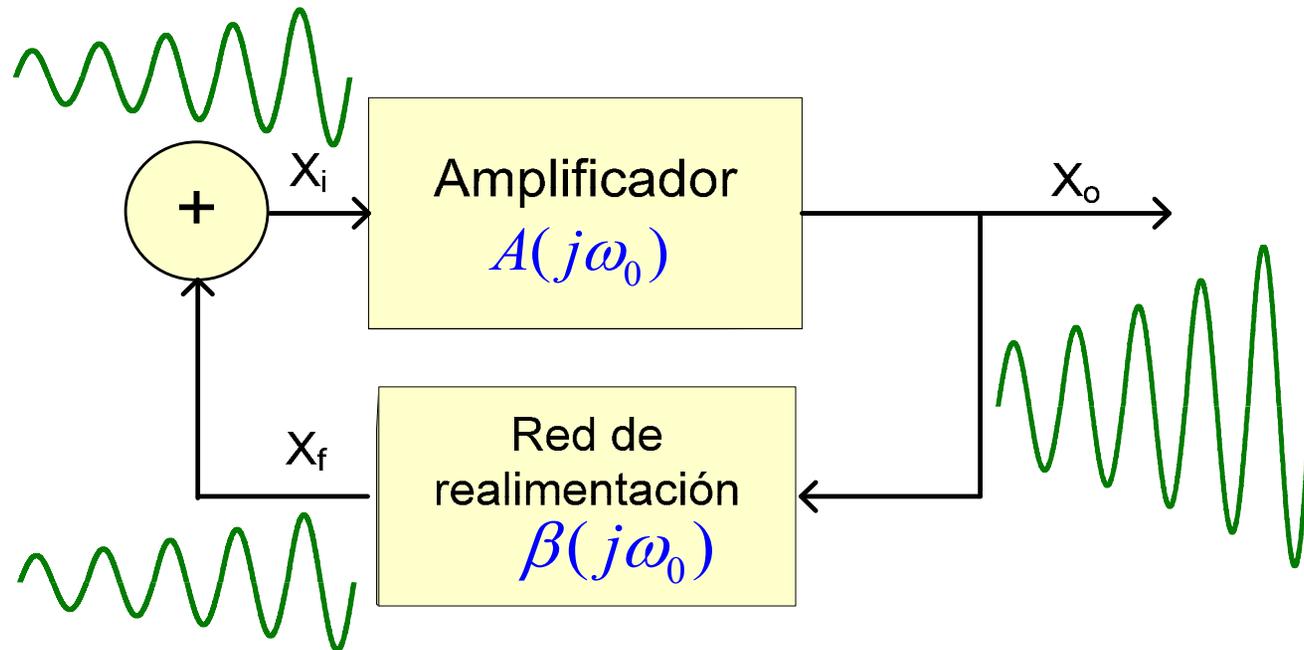
En realidad un oscilador **no tiene señal de entrada**, pero aquí se incluido para facilitar la comprensión del tema!!!!

Ojo!!!

Condición de oscilación

4

Si $|A(j\omega_0) \cdot \beta(j\omega_0)| = 1$ cuando el desfase es 180° , las magnitudes empezarán a crecer constantemente



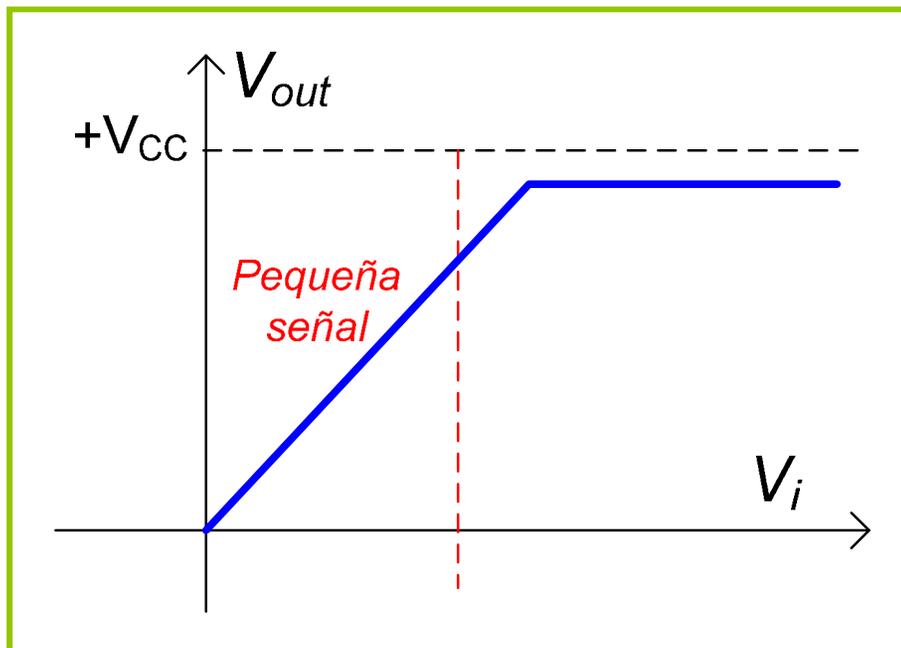
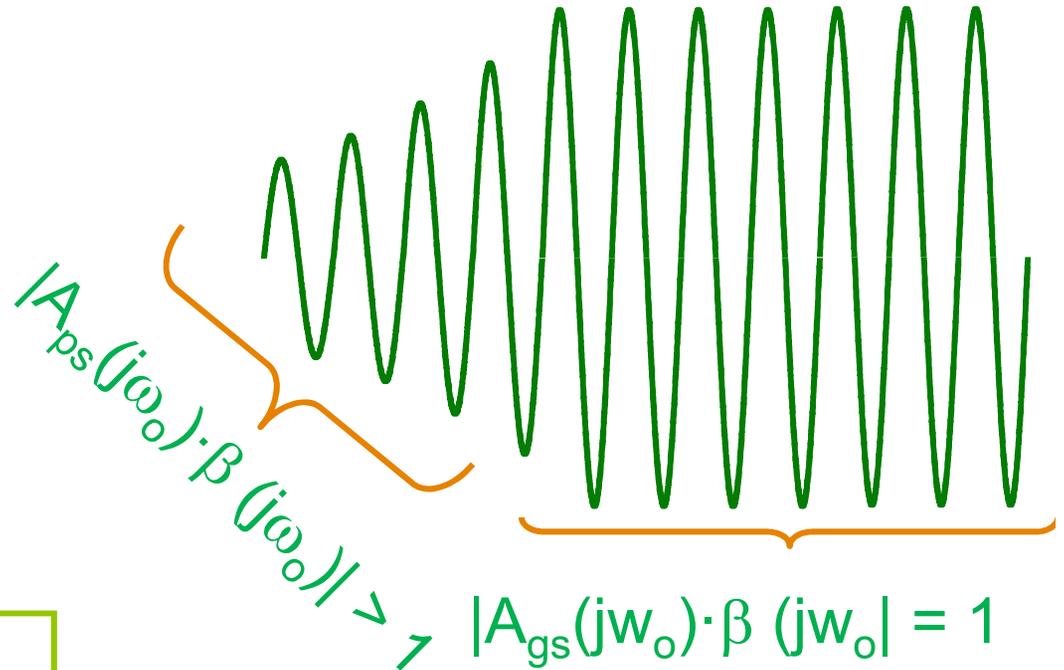
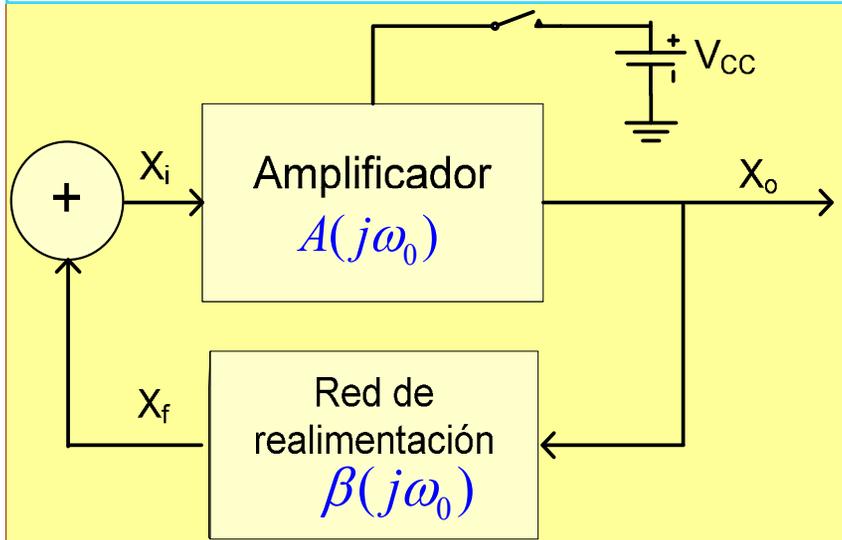
¿Por qué no crece infinitamente?

Por razones energéticas hay límites al crecimiento de la señal.

Cuando el amplificador entra en zona de saturación, la ganancia disminuye, entonces disminuye $|A(j\omega_0) \cdot \beta(j\omega_0)|$ logrando la estabilidad cuando $|A(j\omega_0) \cdot \beta(j\omega_0)| = 1$

Condición de oscilacion

5

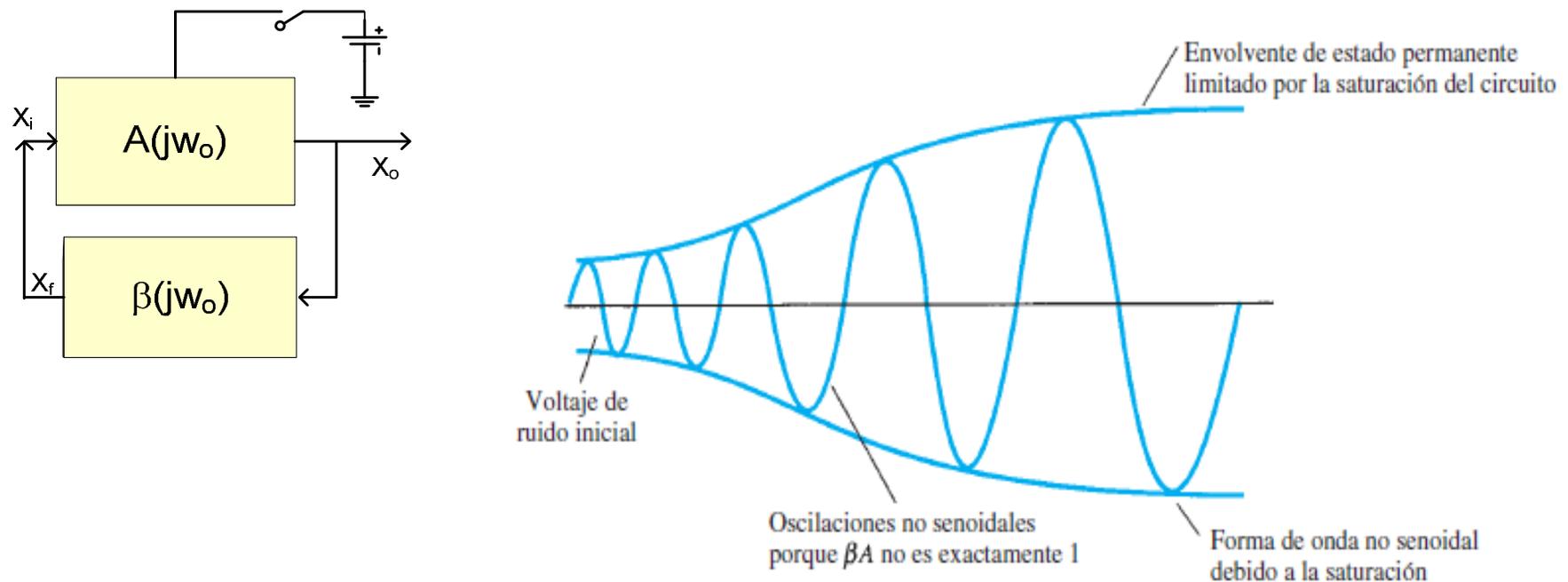


Observaciones:

$A_{ps}(j\omega_0)$: función de transferencia de pequeña magnitud

$A_{gs}(j\omega_0)$ función de transferencia de gran magnitud

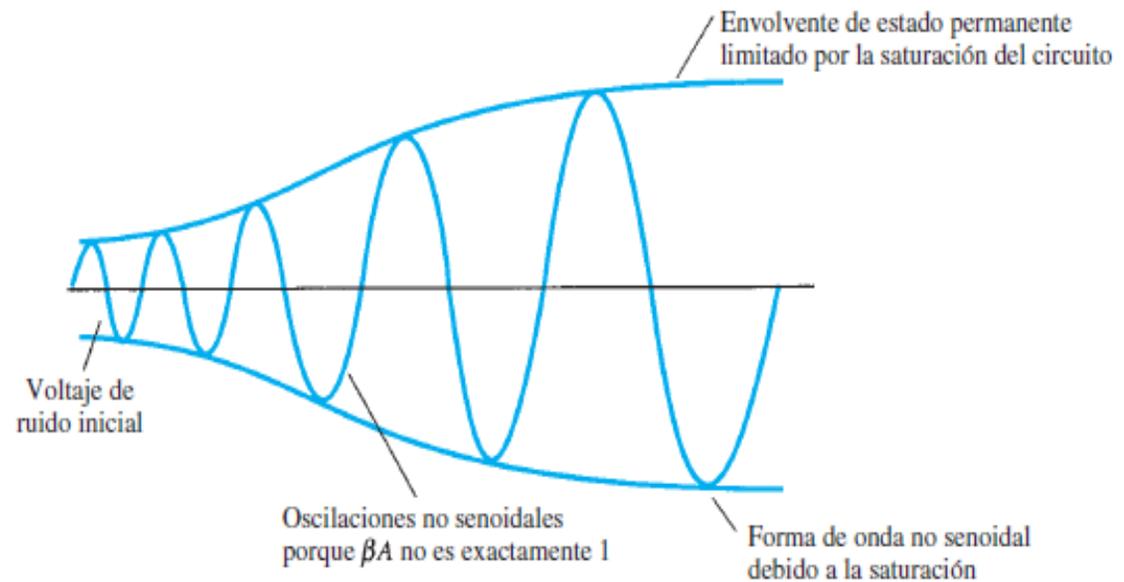
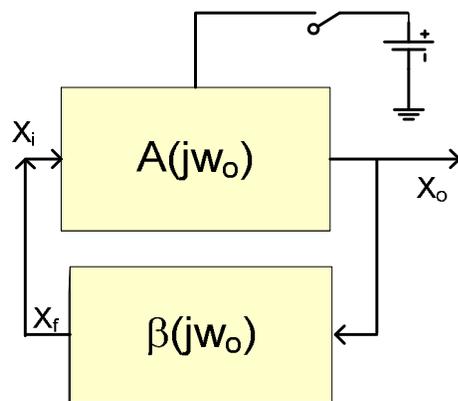
- Cuando el interruptor de fuente de alimentación del amplificador está abierto, no hay oscilación.
- Cuando pasa de OFF a ON se introduce un ruido en el amplificador.
- Éste ruido, produce una tensión de salida V_o , que se aplica a la red β después de pasar por la etapa de amplificador y una tensión $V_f = \beta \cdot (AV_i)$ después de la etapa de realimentación.
- Si los circuitos del amplificador y la red de realimentación proporcionan una βA de magnitud y fase correctas, V_f se puede igualar a V_i .
- Entonces, cuando el interruptor esté cerrado y la tensión de ruido V_i se elimine, el circuito continuará operando puesto que la tensión de realimentación es suficiente para controlar los circuitos del amplificador y de realimentación, y de esta manera se obtiene una tensión de entrada apropiada para mantener la operación del lazo.
- Si se satisface la condición, la forma de onda de salida seguirá existiendo después de que el interruptor se cierre.



➤ Para que comience la oscilación:

Tiene que existir una ω_o para la cual se cumple el criterio de Barkhausen: fase de $A(j\omega_o)\beta(j\omega_o)=180^\circ$. A esa ω_o tiene que cumplirse $|A(j\omega_o)\beta(j\omega_o)|=1$

En la práctica, βA se hace mayor que 1 (5 a 10%) y el sistema comienza a oscilar debido a la tensión de ruido que se multiplica:
Condición de Arranque.



➤ Cuando se estabiliza la oscilación:

- Debido a la saturación del amplificador, disminuye la $A(j\omega_o)$ hasta que $|A(j\omega_o)\beta(j\omega_o)| = 1$ cuando la fase de $A(j\omega_o)\beta(j\omega_o) = 180^\circ$

Los factores de saturación en el circuito práctico proporcionan un valor “promedio” de βA de 1.

Las formas de onda resultantes nunca son exactamente senoidales, pero cuanto más se acerca el valor de βA a 1, más senoidal será.

Para que el circuito funcione como oscilador y la tensión de salida v_o sea senoidal, *se debe cumplir* :

CRITERIO DE BARKHAUSEN

Condición de módulo:

El módulo de la función de ganancia de lazo, a la frecuencia de oscilación ω_0 , debe ser igual a la unidad.

$$|A\beta|_{(j\omega_0)} = 1$$

Condición de fase:

El ángulo de fase de la función de la ganancia de lazo debe ser igual nulo, o sea 0° o 360° .

$$\angle A.\beta(j\omega_0) = 0^\circ; -360^\circ$$

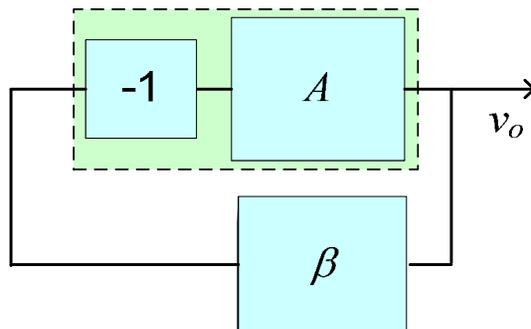
Condición de oscilación

10

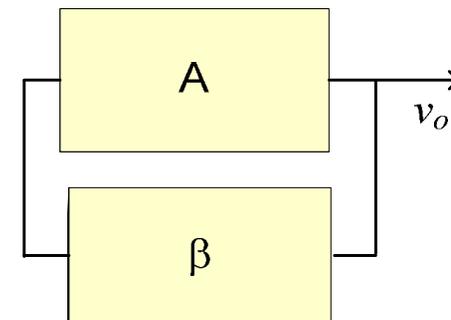
Matemáticamente, un ángulo de fase de 0° o 360° equivale a decir que la parte imaginaria de la función de ganancia de lazo vale cero

a) Si el amplificador básico es un amplificador inversor de tensión, la red selectiva de frecuencia debe producir un ángulo de fase de 180° .

b) Si el amplificador básico es un amplificador no inversor de tensión, la red selectiva de frecuencia debe producir un ángulo de fase de 0° o de 360° .



$$\begin{aligned} |A\beta|_{(j\omega_o)} &= 1 \\ \angle\beta(j\omega_o) &= \pm 180^\circ \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} |A\beta|_{(j\omega_o)} &= 1 \\ \angle\beta(j\omega_o) &= 0^\circ; 360^\circ \end{aligned}$$

- *Pueden depender de la frecuencia ω : A , β , o las dos .*
- *Tanto A como β son valores de ganancia con efectos de carga.*
- *El amplificador realimentado debe ser inestable a una sola frecuencia ω_0 . O sea que **hay una sola frecuencia para la cual la fase es la apropiada para producir oscilaciones**. A esa frecuencia el módulo del producto de $A.\beta$ es igual a 1.*
- *Para garantizar que la oscilación empiece, es preciso cumplir la condición de ganancia por exceso (algo mayor que 1): **condición de arranque**. Generalmente se incrementa entre el 5 y el 10%. O sea:*

$$|A\beta|_{(j\omega_0)} = 1,05 - 1,1$$

OSCILADORES No sintonizados - RC

- Oscilador por desplazamiento de Fase.
- Oscilador en puente de Wien.

OSCILADORES Sintonizados- LC

- Oscilador Colpitts.
- Oscilador Hartley.
- Oscilador Clapps.

OSCILADORES a CRISTAL

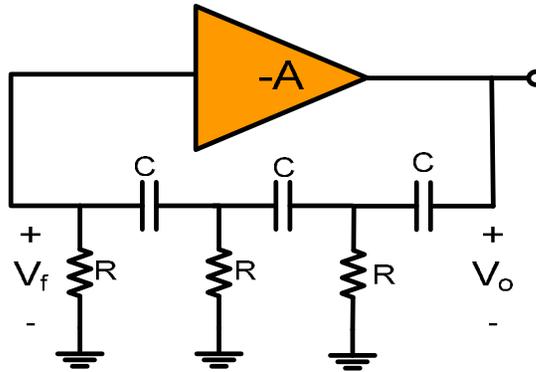
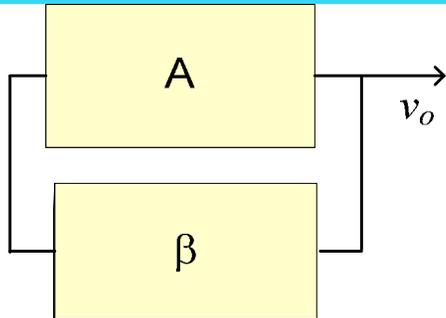
- Oscilador serie, paralelo
- Oscilador Colpitts, Clapps.

OSCILADOR DE FRECUENCIA VARIABLE

- Oscilador con control manual
- Oscilador controlado por tensión- VCO
- Oscilador con PLL- Sintetizador

Oscilador de desplazamiento de fase

13



$$\beta(j\omega) = \frac{V_f}{V_o} = \frac{V_i}{V_o}$$
$$\angle\beta(j\omega_o) = -180^\circ$$

- El amplificador desfasa 180°
- Tres células RC. Cada una debe desfasar 60°
- El circuito oscilará a la frecuencia a la cual el desplazamiento de fase de la red RC sea 180 grados a la frecuencia ω_o . Sólo a esta frecuencia, el desplazamiento total de fase será de 0 o 360 grados.
- Como la red β es dependiente de la frecuencia, fijará la frecuencia de oscilación:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$$

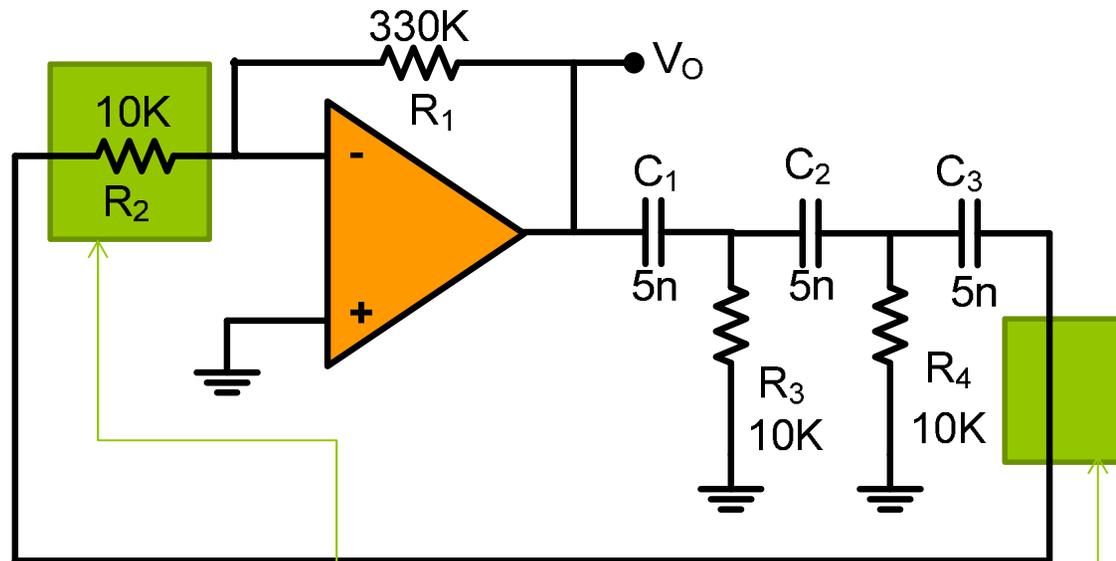
- $|A|$ debe ser igual la inversa de la amplitud de β a la frecuencia de oscilación

$$|A(j\omega_o)| > 29$$

CARACTERÍSTICAS

- Amplificadores y Redes externas, selectivas en frecuencia, mediante elementos RC.
- **Suelen usar amplificadores integrados (OPs)**
- **Requieren de limitador, que controla la amplitud de la oscilación**
- Banda de frecuencias de aplicación: Entre los cientos de Hz y el MHz.
 - **Estos valores se deben a: el límite inferior de frecuencia se debe a las dimensiones de los componentes**
 - **El límite superior de frecuencia resulta de la respuesta de frecuencia y velocidad de respuesta amplificadores operacionales.**
 - **Para frecuencias más altas se utilizan osciladores de cristal y circuitos formados por transistores y mallas LC sintonizado**
- No son muy estables. Su estabilidad depende en gran parte del tipo de componentes usados.

Oscilador de desplazamiento de fase práctico

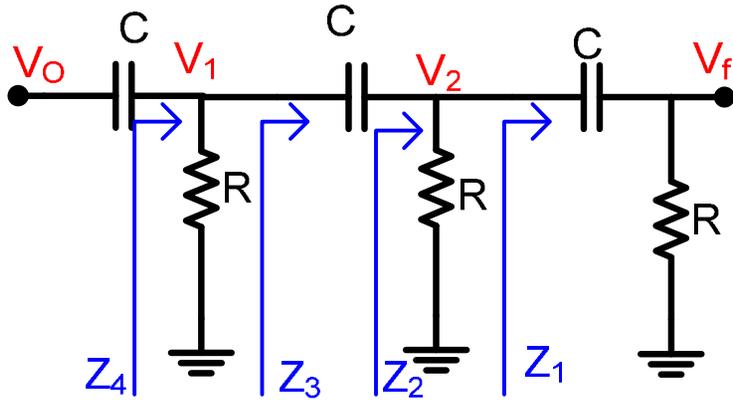


La R final de la red β es la carga presentada por la entrada al amplificador A :
 $Z_{in} = R_2$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = 1,3\text{KHz}$$

$$|A(j\omega_o)| = 33$$

Oscilador de desplazamiento de fase práctico



$$Z_2 = R \parallel Z_1 = \frac{R \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R^2 + \frac{R}{j\omega C}}{2R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R + j\omega CR^2}{1 + 2j\omega CR}$$

$$Z_3 = Z_2 + \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega CR - \omega^2 C^2 R^2 + 1 + 2j\omega C}{j\omega C - 2\omega^2 C^2 R}$$

$$Z_3 = \frac{\omega^2 C^2 R^2 - 1 - 3j\omega CR}{2\omega^2 C^2 R - j\omega C}$$

$$Z_4 = Z_3 \parallel R = \frac{\omega^2 C^2 R^3 - R - 3j\omega CR^2}{R + 2\omega^2 C^2 R - j\omega C}$$

$$V_f = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} V_2$$

$$V_2 = \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C}} V_1$$

$$V_1 = \frac{Z_4}{Z_4 + \frac{1}{j\omega C}} V_o$$

$$\beta = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{Z_4}{Z_4 + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\Re|\beta| = \frac{1}{A}$$

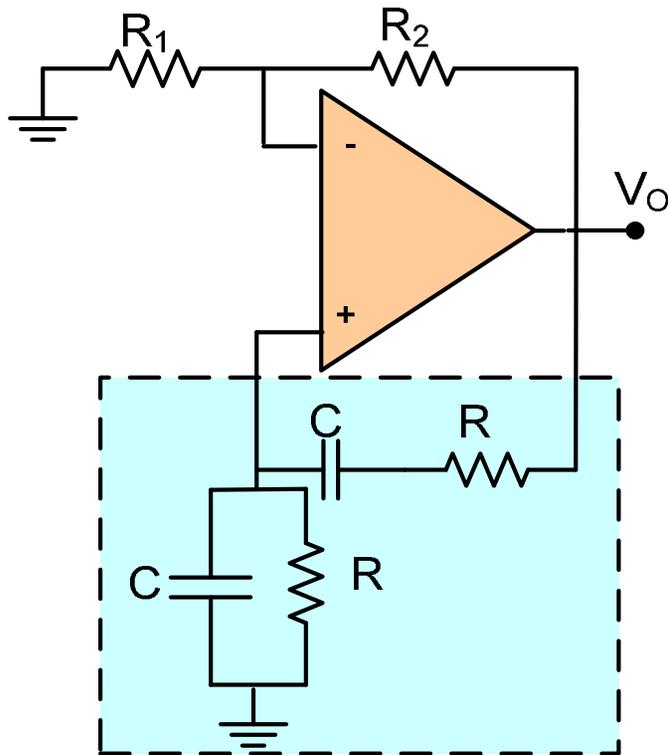
$$\Im|\beta| = 0$$

$$|A(j\omega_o)| = 33$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = 1,3\text{KHz}$$

Oscilador Puente de Wien

17



Para este tipo de circuito, la frecuencia de oscilación viene dada por:

$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

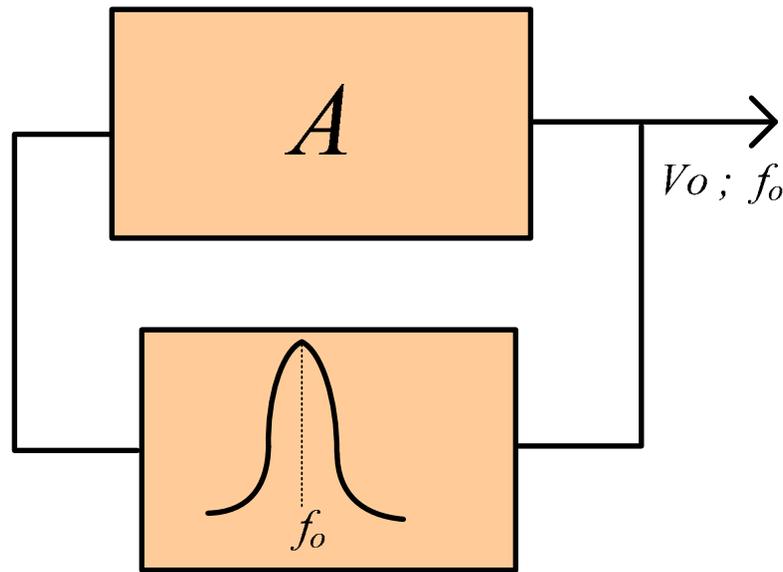
Mientras que la condición para que a estas frecuencias se mantengan las oscilaciones es:

$$A = \frac{1}{\beta(j\omega_o)} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$



$$\frac{R_2}{R_1} \geq 2$$

Osciladores LC

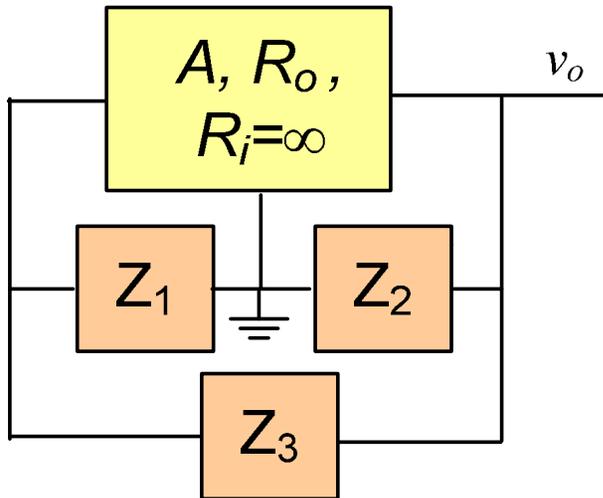


Los osciladores LC constan de un amplificador y un filtro resonante LC (pasa banda con alto factor de calidad) .

La salida será una senoide, cuya frecuencia es igual a la frecuencia central o frecuencia de resonancia del filtro f_0 .

La distorsión de la señal de salida dependerá de la selectividad de la banda de paso del filtro. Es por ello que se necesita que el filtro tenga alto factor de calidad.

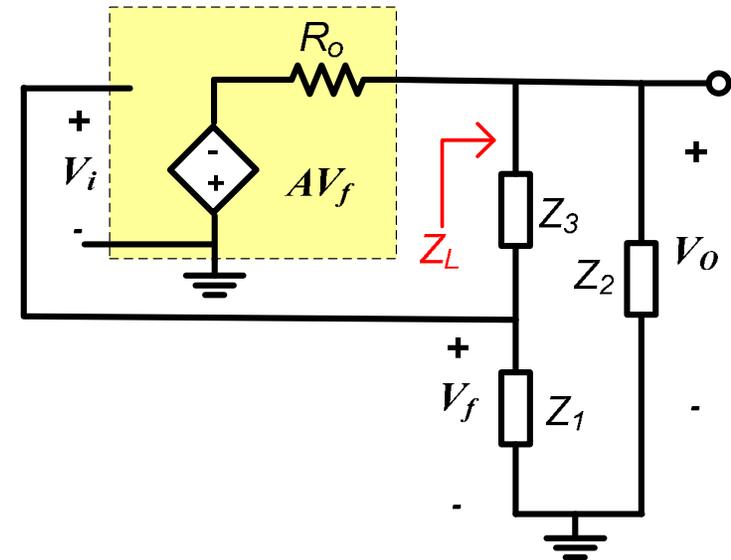
El diseño de osciladores no es un arte exacto, debiendo utilizarse combinaciones de conceptos teóricos y reglas experimentales



La red de realimentación β está formada por tres elementos reactivos en configuración π de tres elementos.

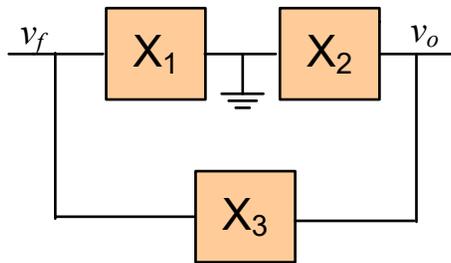
$$Z_L = \frac{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

$$A = A_V \cdot \frac{Z_L}{Z_L + R_o}$$



Como se toma muestra de tensión en serie, β será:

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}$$



Si las reactancias son puras, entonces:

$$Z_1 = jX_1; Z_2 = jX_2; Z_3 = jX_3$$

La ganancia de lazo será:

$$-A.\beta = \frac{A_V \cdot X_1 \cdot X_2}{jR_o(X_1 + X_2 + X_3) - X_2(X_1 + X_3)}$$

Como la red β debe resonar:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Entonces:

$$-A.\beta = \frac{A_V \cdot X_1 \cdot X_2}{-X_2(X_1 + X_3)} = -\frac{A_V \cdot X_1}{X_1 + X_3} \quad \longrightarrow \quad -A.\beta = \frac{A_V \cdot X_1}{X_2}$$

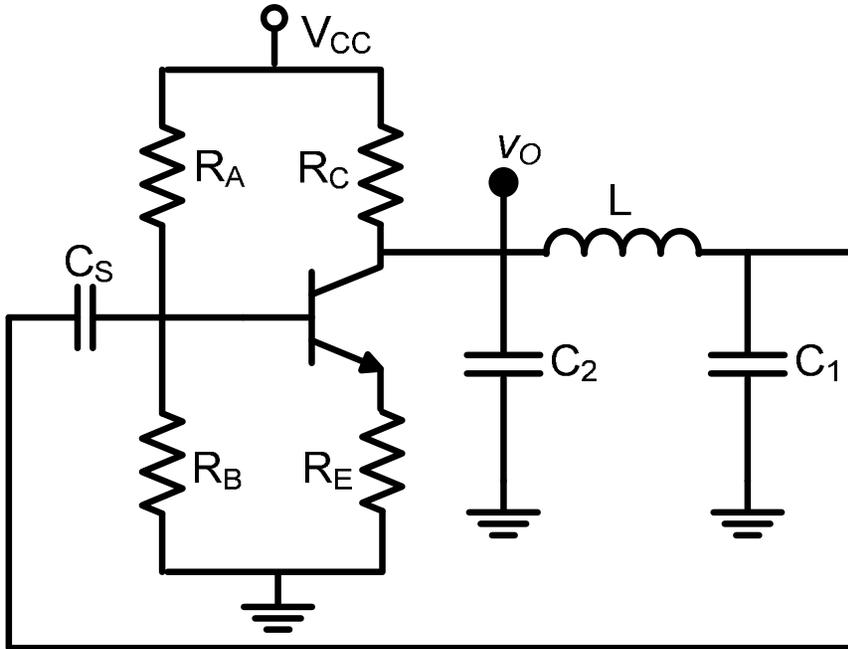
Como $-A.\beta$ debe ser positivo e igual a la unidad como mínimo, entonces A_V debe ser negativo y X_1 y X_2 deben tener el mismo signo, o sea ser de la misma clase de reactancia.

Ej: Si $X_3 = j\omega L$ entonces $X_1 = -j/\omega C_1$ y $X_2 = -j/\omega C_2$

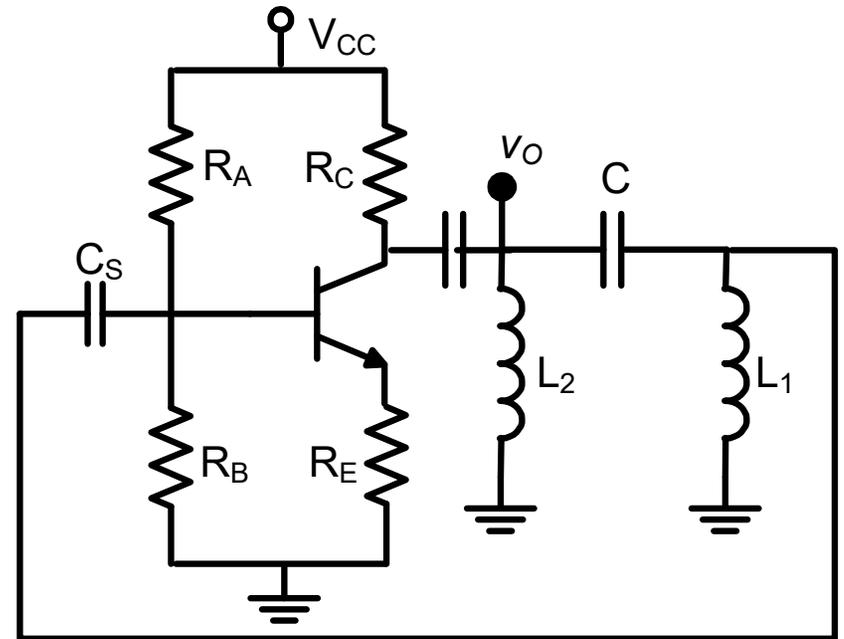
- Las impedancias X_1 y X_2 con la impedancia X_3 conforman un circuito resonante capaz de oscilar a la frecuencia deseada.
- La realimentación se produce debido a que el circuito resonante, a esta frecuencia produce un desfase de 180° entre la señal de entrada y la señal de salida.
- Este desfase de 180° solo se produce a la componente cuya frecuencia coincide con la de resonancia, siendo distinto de 180° para las otras componentes.
- Este oscilador presenta una gran estabilidad en frecuencia, comparado con un oscilador RC, pero con respecto a un oscilador controlado por cristal, es muy poco estable, es por ello que se dice que la estabilidad es relativa.

Osciladores LC de tres elementos reactivos 22

Se pueden construir varios circuitos a partir de las consideraciones anteriores:



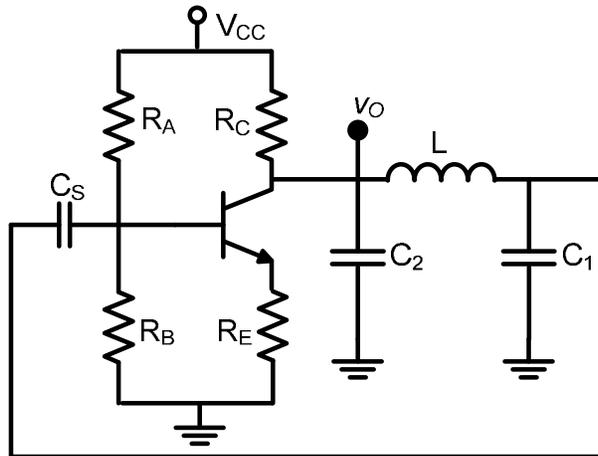
OSCILADOR COLPITTS



OSCILADOR HARTLEY

Análisis del Oscilador Colpitts

23



OSCILADOR COLPITTS

$$X_1 = X_{C_1} = \frac{1}{j\omega C_1} = -j/\omega C_1$$

$$X_2 = X_{C_2} = \frac{1}{j\omega C_2} = -j/\omega C_2$$

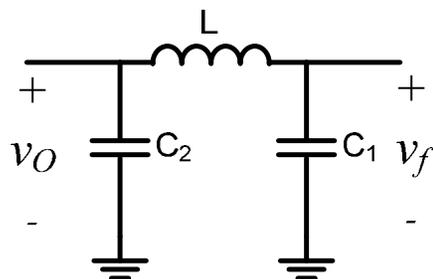
$$X_3 = X_L = j\omega L$$

1. Se debe cumplir criterio de Barkhausen:

- A la frecuencia de oscilación el módulo del producto de $A.\beta$ es igual a 1
- El desfase del módulo del producto de $A.\beta$ es igual a cero.

2.- la red β debe resonar $\longrightarrow \Sigma X=0$

Análisis del Oscilador Colpitts



▪ Cálculo de β : se trata de una realimentación de tensión en serie:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{X_1}{X_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

Para el circuito propuesto:

$$|A \cdot \beta| = \frac{A_V \cdot X_1}{X_2} = \frac{R_C}{R_E} \frac{C_2}{C_1} = 1,1$$

$$\frac{R_C}{R_E} = 1,1 \cdot \frac{C_1}{C_2}$$

2. La red β debe resonar:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

$$\frac{1}{j\omega_o C_1} + \frac{1}{j\omega_o C_2} + j\omega_o L = 0$$



$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L C_{eq}}}$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

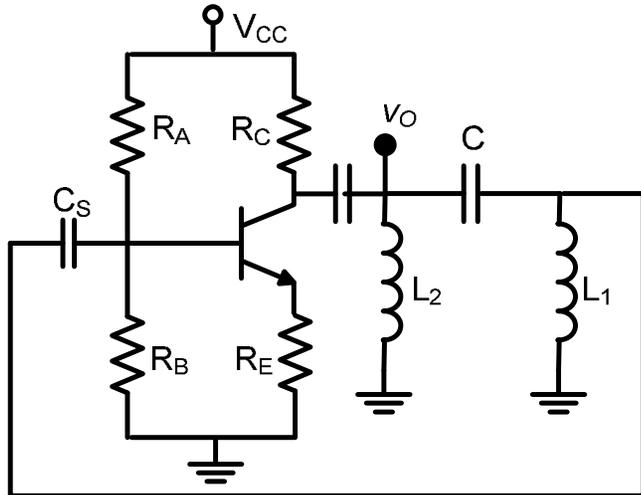
Consideraciones para el diseño de un Oscilador LC ²⁵

Para el desarrollo de la teoría precedente se realizaron una serie de suposiciones, las que deberán ser tenidas en cuenta al momento de diseñar el oscilador. A saber, se supuso que :

- El amplificador no carga a la red β , lo cual quiere decir que la impedancia de entrada del amplificador es infinita. En la práctica se deberán elegir configuraciones con impedancia de entrada grande.
- El ancho de banda del circuito resonante es chico. Para ello se deberá tener especial cuidado de usar bobinas con Q (factor de mérito) alto.
- La ganancia de tensión del amplificador debe ser mayor a 2.
- El elemento activo tiene frecuencia de corte al menos 5 veces superior a la frecuencia de salida del oscilador.

Para un oscilador Colpitts la frecuencia de oscilación depende de los valores de L, C1, C2, de la carga, de la red, temperatura, tolerancia, etc.

Oscilador Hartley



OSCILADOR HARTLEY

1. Cálculo de β : se trata de una realimentación de tensión en serie:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{X_1}{X_2} = \frac{L_1}{L_2}$$

Para el circuito propuesto:

$$|A \cdot \beta| = \frac{A_V \cdot X_1}{X_2} = \frac{R_C}{R_E} \frac{L_1}{L_2} = 1,1$$

$$\frac{R_C}{R_E} = 1,1 \cdot \frac{L_2}{L_1}$$

2. La red β debe resonar:

$$\frac{1}{j\omega_o C} + j\omega_o L_1 + j\omega_o L_2 = 0$$



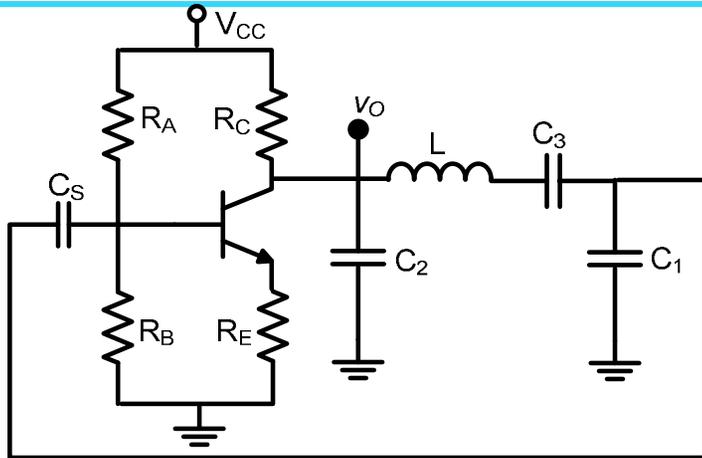
$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{eq} C}}$$

$$L_{eq} = L_1 + L_2$$

Si tuvieran inductancia mutua:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M$$

Oscilador Clapp



1. Cálculo de β : se trata de una realimentación de tensión en serie:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{X_1}{X_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

Para el circuito propuesto:

$$\frac{R_C}{R_E} = 1,1 \cdot \frac{C_1}{C_2}$$

$$|A \cdot \beta| = \frac{A_V \cdot X_1}{X_2} = \frac{R_C}{R_E} \frac{C_2}{C_1} = 1,05$$

• C_3 no influye en la condición $|A(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)| > 1$

2. La red β debe resonar: $X_1 + X_2 + X_3 = 0$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L C_{eq}}}$$

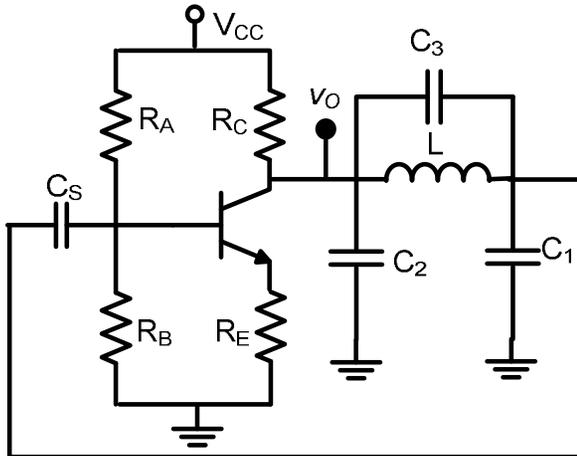


$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3}{C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_3 + C_2 \cdot C_3}$$

- C_3 influye en la frecuencia de oscilación, especialmente si $C_3 \ll C_1, C_2$
- Especialmente útil para osciladores de frecuencia variable.

Oscilador Clapp v2

28



1. Cálculo de β : se trata de una realimentación de tensión en serie:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{X_1}{X_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

Para el circuito propuesto:

$$|A \cdot \beta| = \frac{A_V \cdot X_1}{X_2} = \frac{R_C}{R_E} \frac{C_2}{C_1} = 1,1$$

$$\frac{R_C}{R_E} = 1,1 \cdot \frac{C_1}{C_2}$$

• C_3 no influye en la condición $|A(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)| > 1$

2. La red β debe resonar:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L C_{eq}}}$$



$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_3$$

■ C_3 influye en la frecuencia de oscilación, especialmente si $C_3 \gg C_1 // C_2$

• Especialmente útil para osciladores de frecuencia variable.

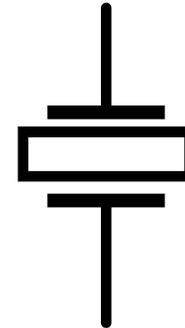
- La *estabilidad de frecuencia* es la capacidad de un oscilador para permanecer en una frecuencia fija
- Se caracteriza como un porcentaje de cambio en la frecuencia (tolerancia) respecto al valor deseado.
- De primordial importancia en los sistemas de comunicaciones.
- La *estabilidad a corto plazo* se afecta principalmente debido a fluctuaciones en los voltajes de operación de cd.
- La *estabilidad a largo plazo* es una función del envejecimiento de los componentes y de cambios en la temperatura y la humedad del ambiente.
- Tanto los osc. RC y los LC son susceptibles a variaciones a corto y a largo plazo. Además, los factores Q de los circuitos tanque LC son relativamente bajos y permiten que el circuito tanque resonante oscile dentro de un amplio rango de frecuencias.
- Influye: cambios en los valores de L y de los C y R causados por variaciones de temperatura y humedad, cambios en el punto de reposo de los transistores, fluctuaciones de las fuentes de cd
- En los osc RC o LC se puede mejorar mucho regulando la cd y minimizando las variaciones ambientales. También se pueden usar componentes especiales, independientes de la temperatura.

Osciladores de frecuencia muy estable

30

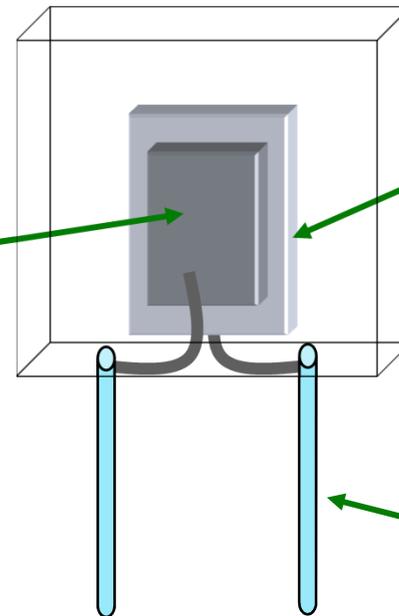
- Se basan en el uso de cristales de cuarzo (u otro material piezoeléctrico)

• Símbolo:



• Interior del dispositivo:

Contacto metálico

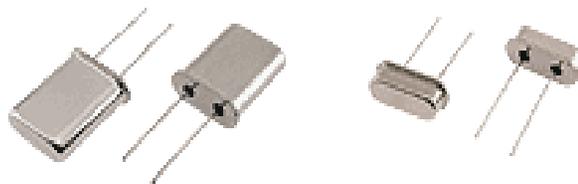


Cristal

Cápsula

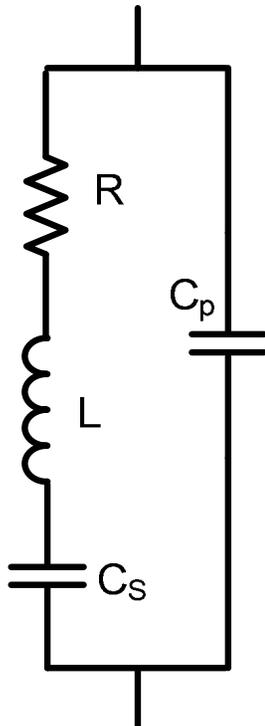
Terminales

• Aspecto:



- Algunas estructuras cristalinas exhiben lo que se llama efecto piezoeléctrico, el cual consiste en que si se deforma físicamente un eje del cristal por un esfuerzo mecánico aparece una tensión eléctrica a lo largo del otro eje.
- El efecto es reversible, ya que si se aplica una tensión senoidal, el cristal oscilará mecánicamente comportándose como un circuito LC con un Q alto.

Modelo equivalente del cristal de cuarzo



El capacitor C_p o *capacidad en paralelo*, representa la capacidad total entre los electrodos del cristal más la capacidad de la carcasa y sus terminales.

R , C_s y L conforman la rama principal del cristal y se conocen como componentes o parámetros *motional* donde:

L representa la masa vibrante del cristal,

C_s representa la elasticidad del cuarzo y

R representa las pérdidas que ocurren dentro del cristal.

- Los cristales tienen características de resonancia electromecánica muy estables (con el tiempo y la temperatura) y que son muy selectivas (**Q muy elevado**).
- Las propiedades de resonancia son caracterizadas por una **inductancia L muy elevada**, un condensador serie **Cs muy pequeño** (0,0005pF), una resistencia **R muy pequeña**, dando un factor de calidad $Q = \omega_0 L / R$ (mayor que 100.000) y una capacidad en paralelo C_p (algunos pF $C_p \gg \gg C_s$). Despreciando R la impedancia Z del cristal está dada por

$$Z(j\omega) = 1 / \left[j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L + 1/j\omega C_s} \right]$$

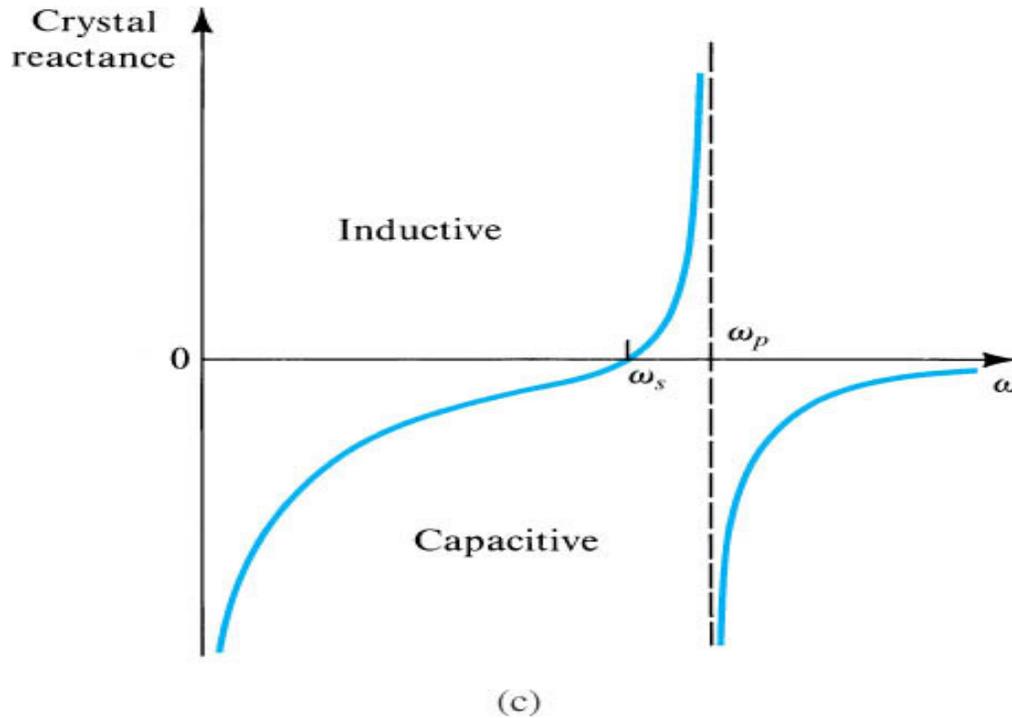
- Los cristales tienen dos frecuencias de resonancia: la serie ω_s y la paralelo ω_p . **Como $C_p \gg C_s$** las dos frecuencias de resonancias están muy próximas.

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \right)}}$$

Oscilador de cristal de cuarzo

Reactancia del cristal en función de la frecuencia



La reactancia del cristal tiene características inductivas en una banda de frecuencias muy estrecha entre ω_s y ω_p .

$$Z(j\omega) = -j \frac{1}{\omega C_p} \left(\frac{\omega^2 + \omega_s^2}{\omega^2 + \omega_p^2} \right)$$

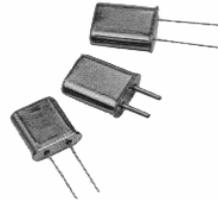
$$\omega_p > \omega_s$$

Se puede reemplazar la bobina por un cristal en un oscilador Colpitts, Clapp. Para frecuencias

$$\omega_s > \omega > \omega_p$$

Hoja de Datos de Cristal de Cuarzo

HC-49/U HC-50/U Crystal



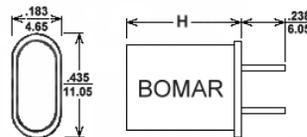
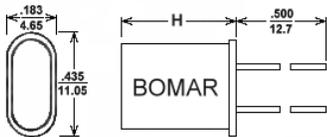
Specifications:

Frequency Range	2.000 - 150.000 MHz
Frequency Tol. at 25°C.	30PPM - Standard 10PPM to 100PPM
Temperature Range (Operating)	-20 to + 70 C.-Standard
Frequency Stability	10PPM to 100PPM
Load Capacitance	10pF to 100pF or Series Resonant
Shunt Capacitance	7pF Max.
Resistance	See Below
Aging	+5PPM/year Max.
Drive Level	1.0mW Max.

HC-49/U

inches
mm

HC-50/U



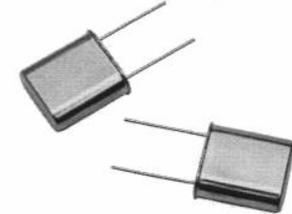
Holder	H
HC-49/U1	.530/13.5
HC-49/U2	.452/11.5

Equivalent Series Resistance (ESR)

Frequency	Mode	HC-49/U1 HC-50/U1	HC-49/U2 HC-50/U2
2.000 - 2.999	Fundamental	500 ohms	
3.000 - 3.199	Fundamental	300	
3.200 - 3.999	Fundamental	200	
4.000 - 4.499	Fundamental	100	
4.500 - 4.999	Fundamental	75	
5.000 - 6.999	Fundamental	70	
7.000 - 9.999	Fundamental	50	
10.000 - 25.000	Fundamental	30	40 ohms
20.000 - 29.999	Third Overtone	50	60
30.000 - 75.000	Third Overtone	40	60
60.000 - 125.000	Fifth Overtone	70	80
110.000 - 150.000	Seventh Overtone	120	120

Holder	H
HC-50/U1	.530/13.5
HC-50/U2	.452/11.5

HC-51/U Crystal

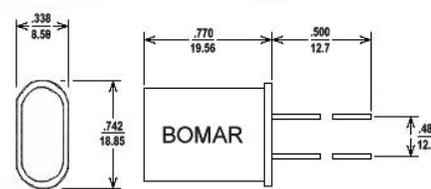


Specifications:

Frequency Range	1.000 - 10.000 MHz
Freq. Tolerance @ 25 C.	30PPM - Standard 10PPM to 100PPM
Temperature Range (Operating)	-20 to +70 C. - Standard
Frequency Stability	10PPM to 100PPM
Load Capacitance	10pF to 100pF or Series Resonant
Shunt Capacitance	7pF Max.
Resistance	See Below
Aging	+5PPM/year Max.
Drive Level	1.0mW Max.

HC-51/U

inches
mm



Equivalent Series Resistance(ESR)

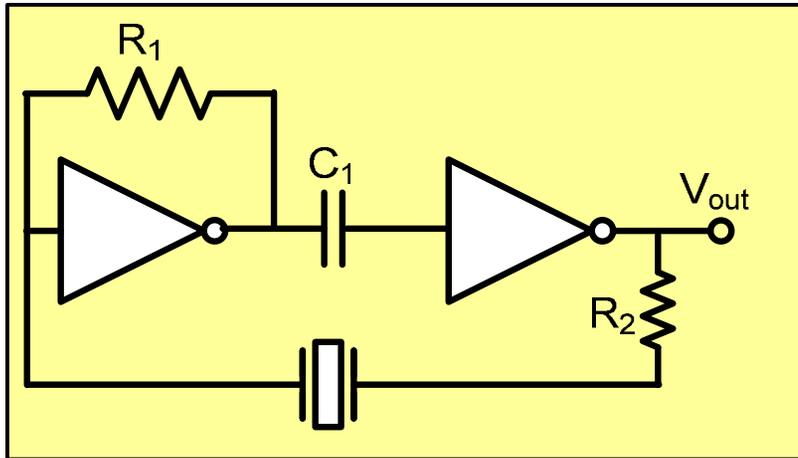
Frequency	Mode	HC-51/U
1.000 - 1.499	Fundamental	500 ohms
1.500 - 1.999	Fundamental	400
2.000 - 2.999	Fundamental	300
3.000 - 3.999	Fundamental	150
4.000 - 6.999	Fundamental	75
6.000 - 10.000	Fundamental	60

To Order ~ Phone: 1-800-526-3935 ~ Fax: 1-800-777-2197
www.bomarcystal.com ~ e-mail: sales@bomarcystal.com

To Order ~ Phone: 1-800-526-3935 ~ Fax: 1-800-777-2197
www.bomarcystal.com ~ e-mail: sales@bomarcystal.com

Circuito Oscilador Serie

35



Un circuito básico oscilador resonante serie, utiliza un cristal que está diseñado para oscilar en su frecuencia resonante serie natural. En éste circuito no hay capacitores en la realimentación.

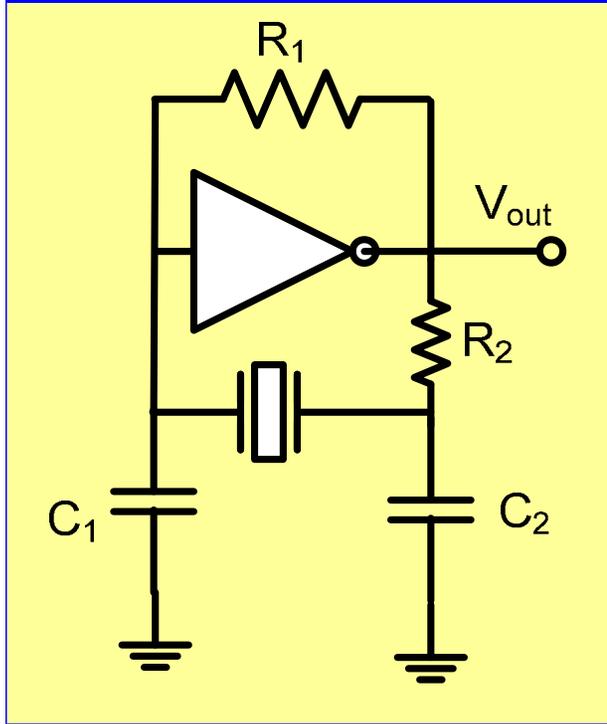
Ventaja: baja cantidad de componentes que utilizan.

Desventaja: estos circuitos pueden tener componentes parásitos que intervienen en la realimentación, en el caso que el cristal deje de funcionar oscilarán a una frecuencia impredecible.

R_1 es utilizado para polarizar el inversor en su región lineal de operación y provee realimentación negativa al inversor. C_1 es un capacitor de desacople de continua. R_2 controla la potencia que se entrega al cristal, limitando la corriente a través de él.

Observar: no existen componentes para ajustar la frecuencia de oscilación.

Circuito Oscilador Pierce o paralelo



Opera a una frecuencia entre la frecuencia resonante serie y la paralelo.

R_1 polariza al inv en zona lineal y R_2 protege al Xtal de la corriente.

El amplificador tiene $A_V = -1$.

El cristal actúa como inductor operando en modo paralelo, y, junto a C_1 y C_2 , forma una red "Pi", que provee una desfasaje adicional de 180 grados más desde la salida hacia la entrada.

En este circuito, C_1 y C_2 tienen el mismo valor, y el valor total de ambos capacitores en serie es la carga capacitiva del cristal, el cual es generalmente elegido alrededor de 32pF, dando un valor para cada capacitor de 64pF.

El ajustes de los capacitores, darán lugar a una variación pequeña en la frecuencia de oscilación, permitiendo un ajuste fino de la misma.

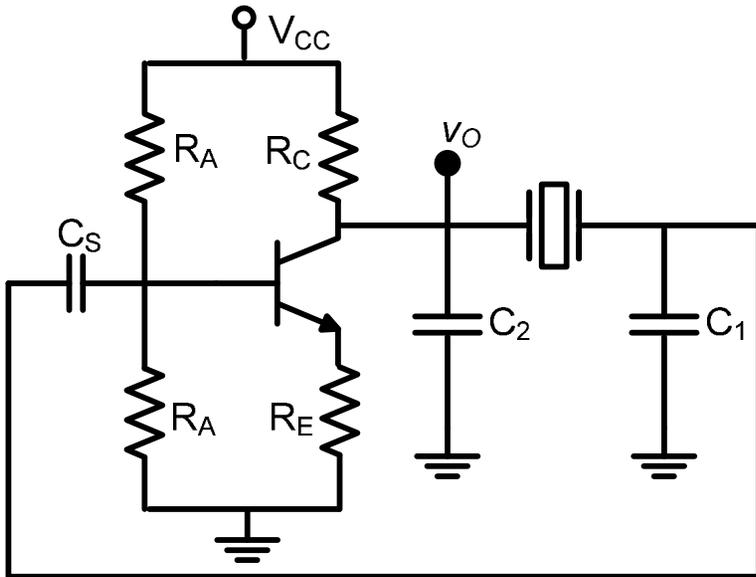
El cristal es resonante paralelo, especificado para trabajar con una determinada capacidad de carga a la frecuencia deseada y con la tolerancia y estabilidad deseadas.

La capacidad de carga para el cristal en este circuito puede ser calculada con la siguiente fórmula:

$$C_L = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_S$$

- C_S es la capacidad parásita del circuito y normalmente se estima entre 3pf a 10pf.
- R_1 es del orden de 8.2 MOhm a 10 MOhm
- R_2 es del orden de 470 Ohm a 2200 Ohm

Oscilador Colpitts con Cristal



$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}}$$

$$C_{eq} = \frac{\left(C_p + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot C_s}{C_p + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_s}$$

$$C_s \ll C_p, \quad C_s \ll C_1, \quad C_s \ll C_2$$

$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$$

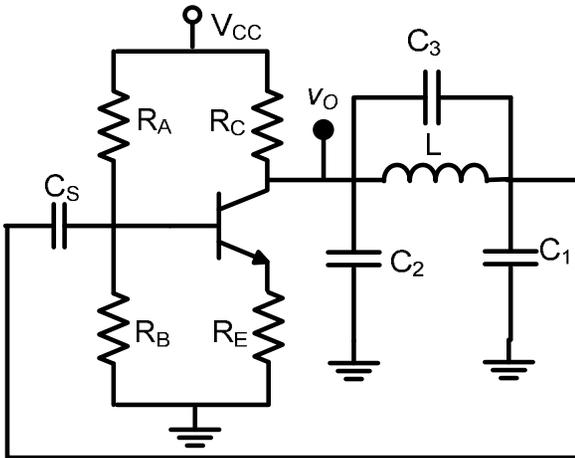
$$|A \cdot \beta| = \frac{A_V \cdot X_1}{X_2} = \frac{R_C}{R_E} \frac{C_2}{C_1} = 1,1$$



$$\frac{R_C}{R_E} = 1,1 \cdot \frac{C_1}{C_2}$$

Oscilador de Frecuencia Variable

39



$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC_{eq}}}$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_3$$

Para variar la frecuencia se puede:

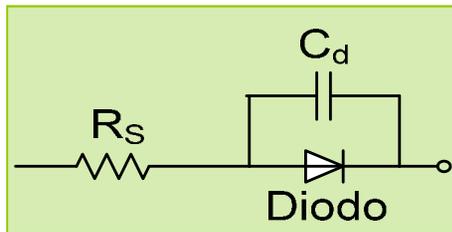
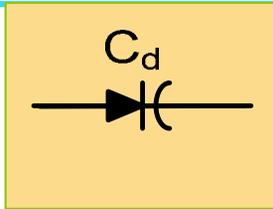
- Utilizar bobina con núcleo de ferrite. Al deslizar el mismo varia la frecuencia. En frecuencias Altas se usa núcleo de aluminio.
- Utilizar un capacitor C_3 variable

Desventaja:

- La sintonización mecánica es difícil
- Los componentes son voluminosos y caros
- Desintonización accidental por vibraciones
- Imposibilidad de modificar la frecuencia en forma remota

Diodo Varactor o Varicap

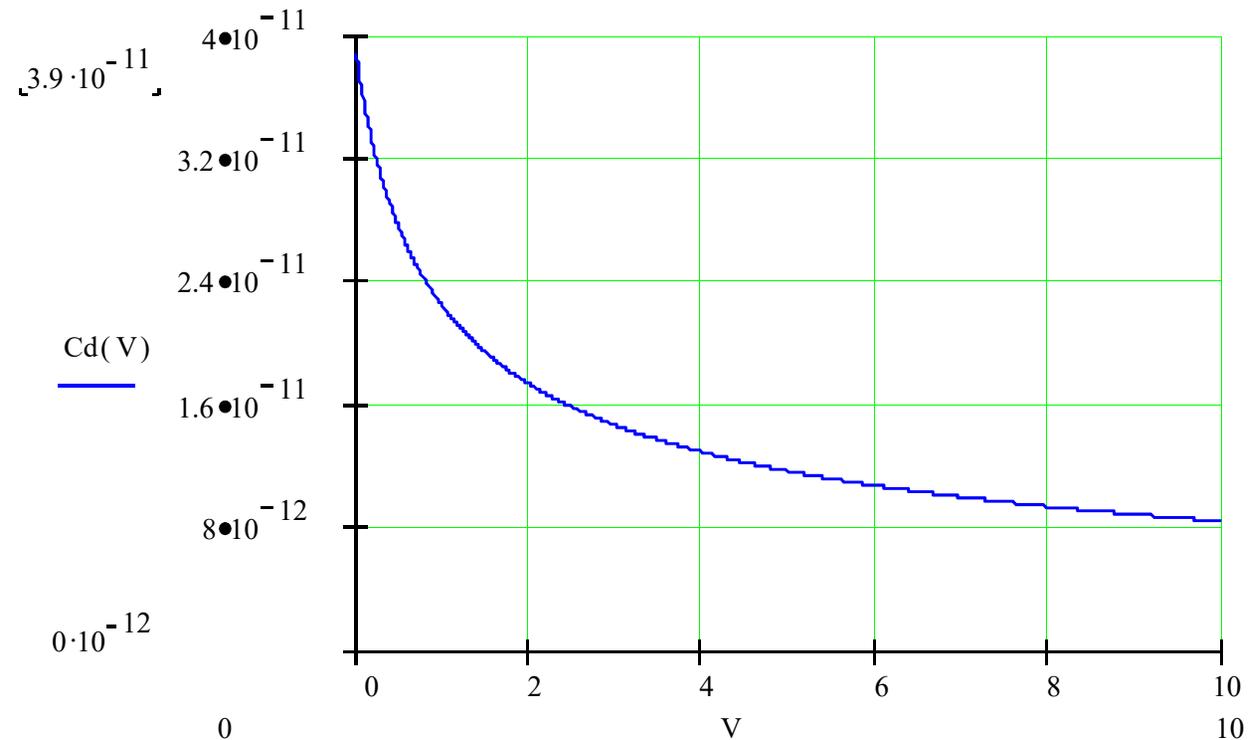
40



- Diodo de silicio polarizado inversamente.
- Con el aumento de la tensión inversa de polarización disminuye la capacidad de juntura C_d .

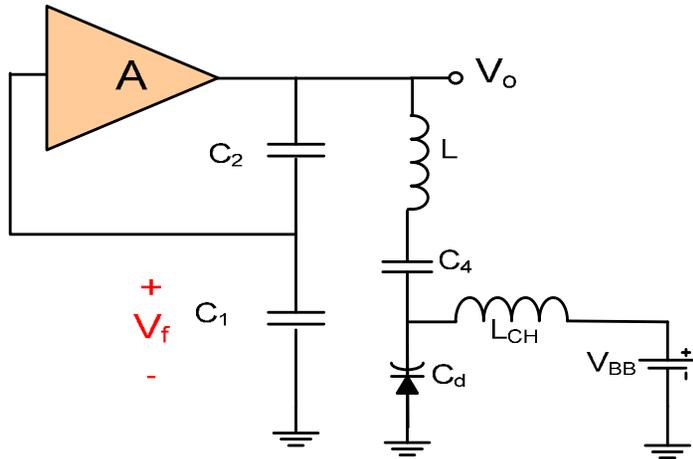
$$C_d = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V}{V_j}\right)^M}$$

$$C_d \approx \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2V_d}}$$



Capacidad de un diodo varactor en función de V

Oscilador de frecuencia controlada por tensión - VCO 41



$$C_d \cong \frac{C_0}{\sqrt{1+2V_d}}$$

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{X_1}{X_1 + X_2} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \sqrt{\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_d}} \rightarrow C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\frac{f_{o \max}}{f_{o \min}} = \sqrt{\frac{C_{d \max} (C_s + C_{d \min})}{C_{d \min} (C_s + C_{d \max})}}$$

$$\text{Si } C_s \rightarrow \infty \therefore \frac{f_{o \max}}{f_{o \min}} = \sqrt{\frac{C_{d \max}}{C_{d \min}}}$$

Condiciones de diseño:

L_{CH} : impide el paso de la frecuencia de oscilación ω_o hacia masa a través de la fuente.

C_4 : impide que la tensión de control V_d ingrese al circuito.

$C_4 \gg C_d$ para que C_d sea quien tiene el control de la frecuencia de operación

Lazo de fase sincronizada o de enganche de fase PLL

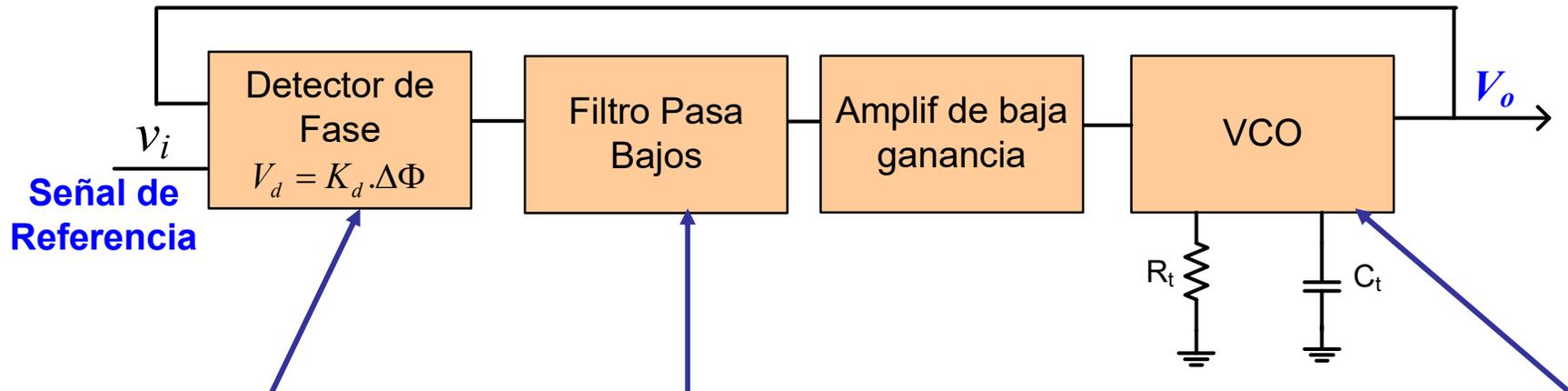
Estructura básica de un PLL- Phase Locked Loop

42

Un PLL es un sistema realimentado de lazo cerrado con $\beta=1$. La señal que se realimenta es una frecuencia. El PLL proporciona sintonía y filtrado selectivo de frecuencias sin el uso de bobinas y capacitores

$$v_i = V_i \text{sen}(2\pi f_i + \phi_i)$$

$$v_o = V_o \text{sen}(\Phi_o)$$



Detector de fases:
entrega una tensión proporcional a la diferencia de fases entre la tensión de entrada y la de salida

Filtro pasa-bajos:
Filtra la salida del detector de fases. Entrega una tensión de continua proporcional a la diferencia de fase

Oscilador controlado por tensión (VCO):
la frecuencia de la señal de salida depende de una tensión de control

Lazo de fase sincronizada o de enganche de fase PLL

Estructura básica de un PLL- Phase Locked Loop

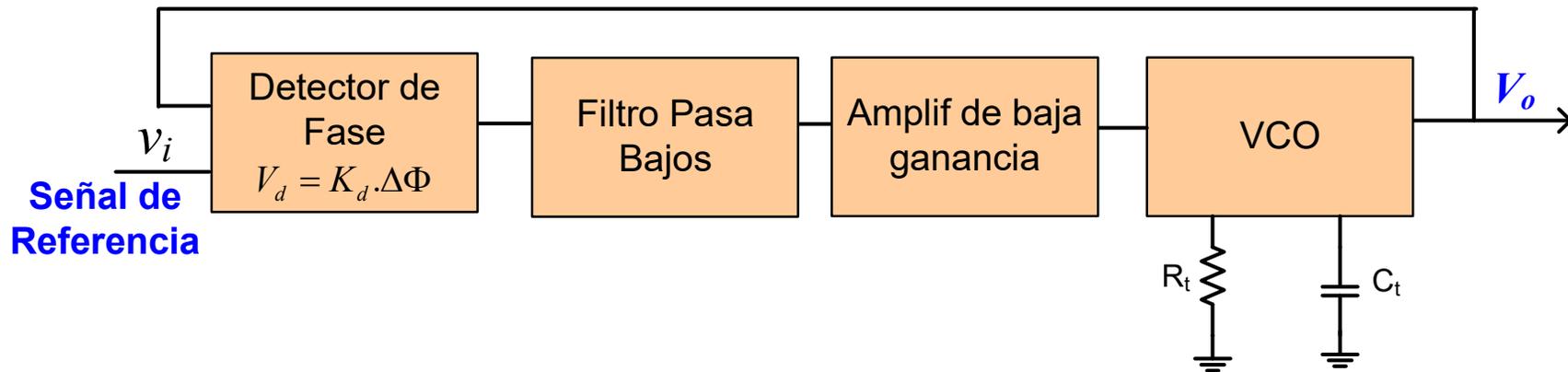
43

El objetivo del PLL es enganchar o amarrar el VCO a la señal de referencia. Es decir las dos señales tendrán la misma frecuencia.

Si las frecuencias de entrada y salida son idénticas el ángulo de fase entre ellas será constante

$$v_i = V_i \text{ sen}(2\pi f_i + \phi_i)$$

$$v_o = V_o \text{ sen}(\Phi_o)$$



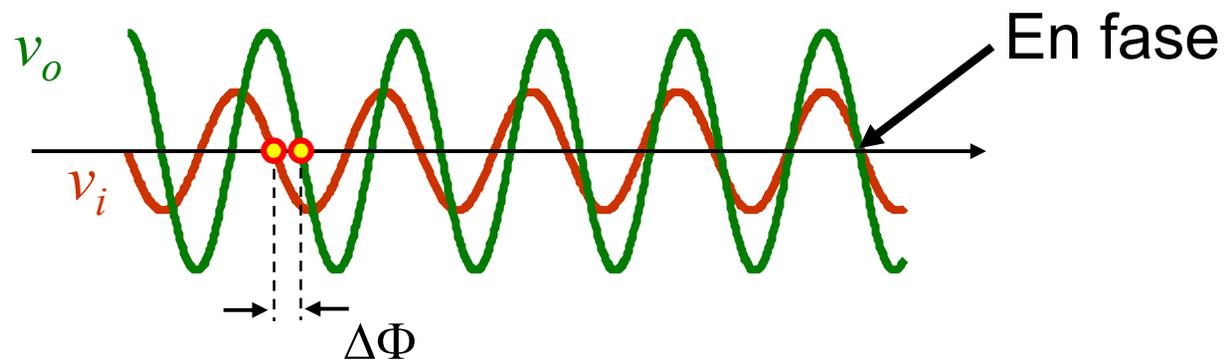
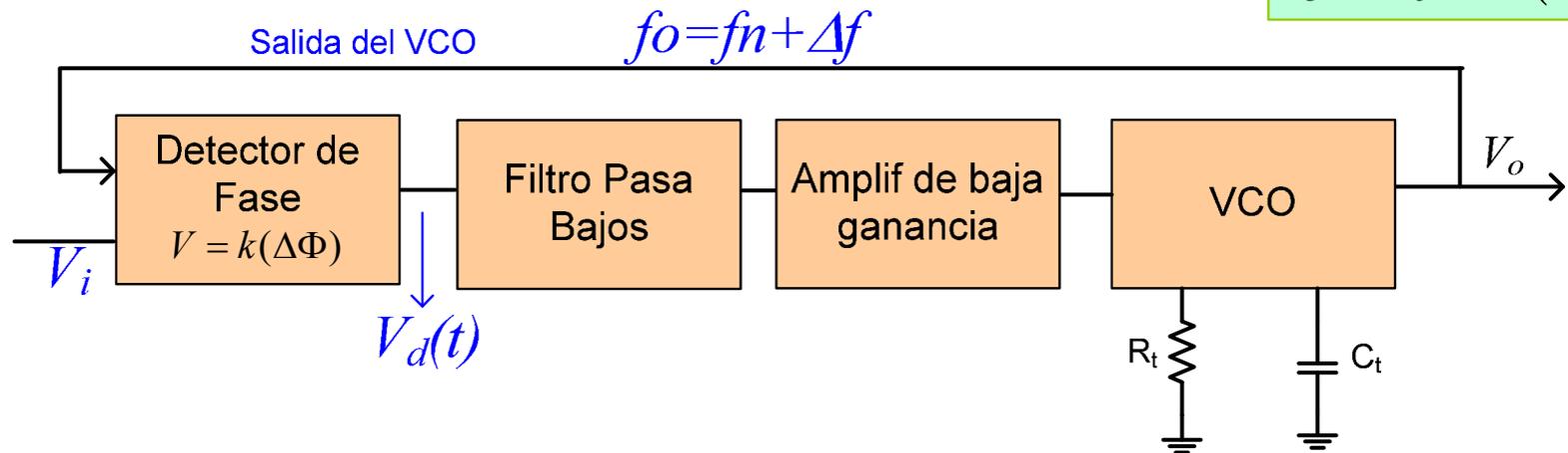
Estructura básica de un PLL

Phase Locked Loop

44

$$v_i = V_i \text{sen}(2\pi f_i + \phi_i)$$

$$v_o = V_o \text{sen}(\Phi_o)$$



Observación: El sistema tenderá a anular la diferencia de fases entre las señales de entrada y salida. Se debe tener en cuenta que los niveles de tensión de ambas no serán similares. Sin señal de entrada externa la salida es cero

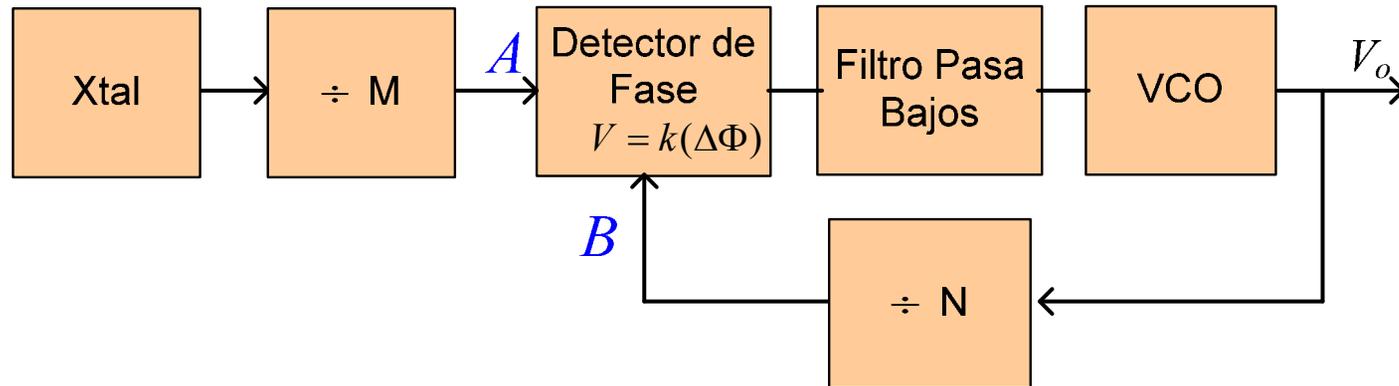
- Cuando no hay señal aplicada en la entrada del circuito realimentado, la tensión $V_d(t)$ que controla el VCO tiene un valor cero.
- El VCO oscila a una frecuencia, f_o (o lo que es equivalente en radianes ω_o) llamada frecuencia libre de oscilación.
- Cuando se aplica una señal a la entrada del sistema, el detector de fase compara la fase y la frecuencia de esa señal con la frecuencia del VCO y genera un voltaje de error $V_e(t)$ que es proporcional a la diferencia de fase y frecuencia entre las dos de señales. el cual entrega la mezcla de ambas $f_s - f_o$ o $f_o - f_s$ dependiendo cual es mayor. Los productos de alta frecuencia tal como $f_s + f_o$, $2f_s$, $2f_o$, etc. son eliminados por el filtro pasabajos
- Este voltaje de error es entonces filtrado, ampliado, y aplicado a la entrada de control del VCO

- Si la frecuencia de la señal V_e ($f_s - f_o$ o $f_o - f_s$) es lo suficientemente baja para que el filtro pasabajos no la atenúe ni la desfase en exceso, V_d controlará el VCO, tendiendo a reducir la diferencia de frecuencias hasta que se igualen.
- Una vez que se sincronizan V_o y V_s , (enganche) esto es $f_o = f_s$, el detector de fase entrega una tensión V_e , con una componente continua estable necesaria para que el VCO iguale la frecuencia de la señal de referencia.
- En este caso se establece una diferencia de fase finita θ_d para producir la tensión V_e mencionada.
- Esta capacidad de corrección del sistema permite al PLL seguir los cambios de frecuencia con la señal de entrada una vez que se ha enganchado.

Aplicaciones del PLL

Los PLL se usan básicamente para:

- Generadores de señal muy estables a partir de osciladores (Sintetizadores de frecuencia)
- Moduladores de FM
- Demoduladores de señales moduladas en ángulo.
- Filtros de banda angosta
- etc.



Divisor N: Divide la frecuencia de entrada en N (preescaler)

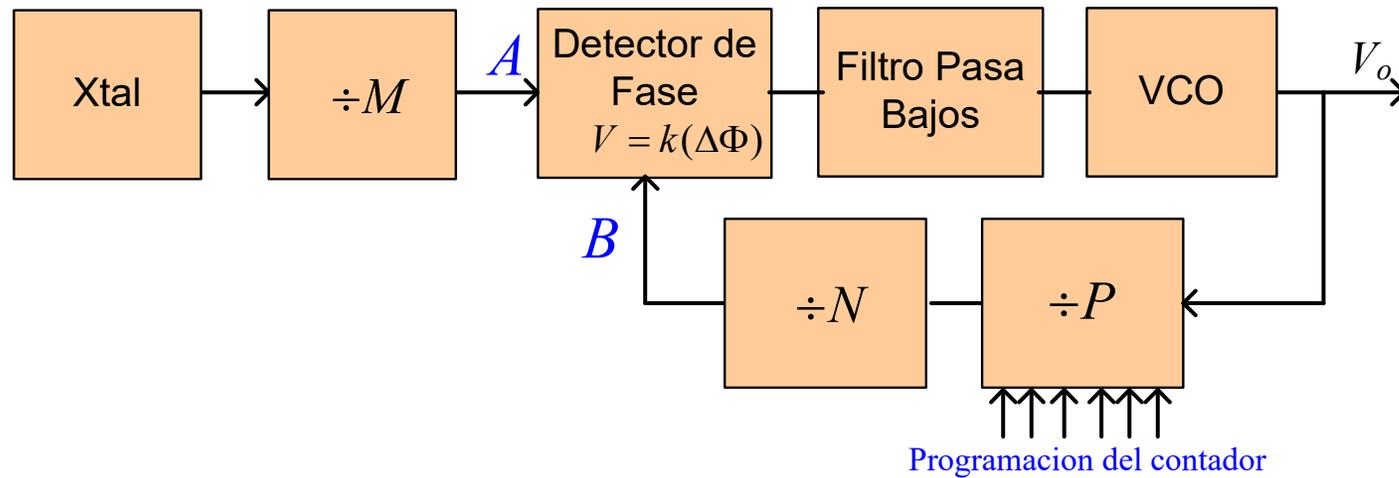
Divisor M: Divide la frecuencia del oscilador a cristal en M.

N y M son números enteros.

- Cuando el PLL está enganchado: $f_A = f_B$ \Rightarrow $\frac{f_{Xtal}}{M} = \frac{f_O}{N}$

$$f_O = \frac{N}{M} f_{Xtal}$$

- Se puede cambiar la frecuencia cambiando N.
- Se obtiene a la salida una señal muy pura y de frecuencia muy estable.



Divisor P: es un divisor programable. P es un número entero

- Cuando el PLL está enganchado, $f_A = f_B$ \longrightarrow $\frac{f_{Xtal}}{M} = \frac{f_o}{N \times P}$

$$f_o = \frac{N \times P}{M} f_{Xtal}$$

- Se puede cambiar la frecuencia cambiando el valor de P .
- P (Programable) puede cambiar de a saltos.
- Se usa para generar frecuencias con la estabilidad de un cristal

Aplicaciones PLL: Sintetizador

- Normalmente, es conveniente que la frecuencia de referencia f_A , sea lo más alta posible, para que sea removida fácilmente por el FPB, y no sea la frecuencia de referencia f_A , la que obligue a fijar la frecuencia de corte del FPB.
- La energía en frecuencia de referencia que alcanza al VCO, lo modula, y se traduce en bandas laterales espurias llamadas bandas laterales de referencia.
- Otra causa que justifica la conveniencia de seleccionar una frecuencia de referencia lo más alta posible, es que la corrección de la tensión de control solo puede realizarse una vez cada ciclo de la señal de entrada. Por ejemplo si la frecuencia de referencia es de 1kHz la corrección es cada 1ms.
- Cuando la f_o es elevada, no siempre es simple y económico la realización del divisor programable.

Sintetizador de frecuencia programable

Ejemplo: Diseñe un sintetizador que genere frecuencias desde 26,965 MHz hasta 27,405 MHz en saltos de 10 kHz. Dispone de un cristal de 100 KHz.

- Las frecuencias de salida son: 26965 KHz, 26975KHz, ...27405KHz.

- El n° de frecuencias a generar son:
$$NroPasos = \frac{f_{on} - f_{o1}}{10KHz} = \frac{27405 - 26965}{10} = 44$$

- Adopto: $f_A = 5KHz$. Como:
$$f_A = \frac{f_{Xtal}}{M} \Rightarrow M = 20 \quad \frac{f_{Xtal}}{M} = \frac{f_o}{N \times P}$$

- Luego:

$$f_{o1} = f_A \times N \times P_1 = 26965KHz \Rightarrow$$

$$N \times P_1 = \frac{f_{o1}}{f_A} = 5393$$

$$N \times P_2 = \frac{f_{o2}}{f_A} = 5395$$

$$N \times P_3 = \frac{f_{o3}}{f_A} = 5397$$

$$N \times P_{44} = \frac{f_{o44}}{f_A} = 5481$$



Adopto N=1 y P desde 5393 a 5481 en pasos de a 2.

Adopto M=100, N=5 y P desde 5393 a 5481 en pasos de a 2.

$$N \times P = \frac{f_o}{f_{Xtal}} \times M$$

$$N \times P_1 = \frac{f_{o1}}{f_{Xtal}} \times M = 269,65 \times M$$

$$N \times P_2 = \frac{f_{o2}}{f_{Xtal}} \times M = 269,75 \times 100$$

$$N \times P_3 = \frac{f_{o3}}{f_{Xtal}} \times M = 26985$$

$$N \times P_{44} = \frac{f_{o44}}{f_{Xtal}} \times M = 27405$$

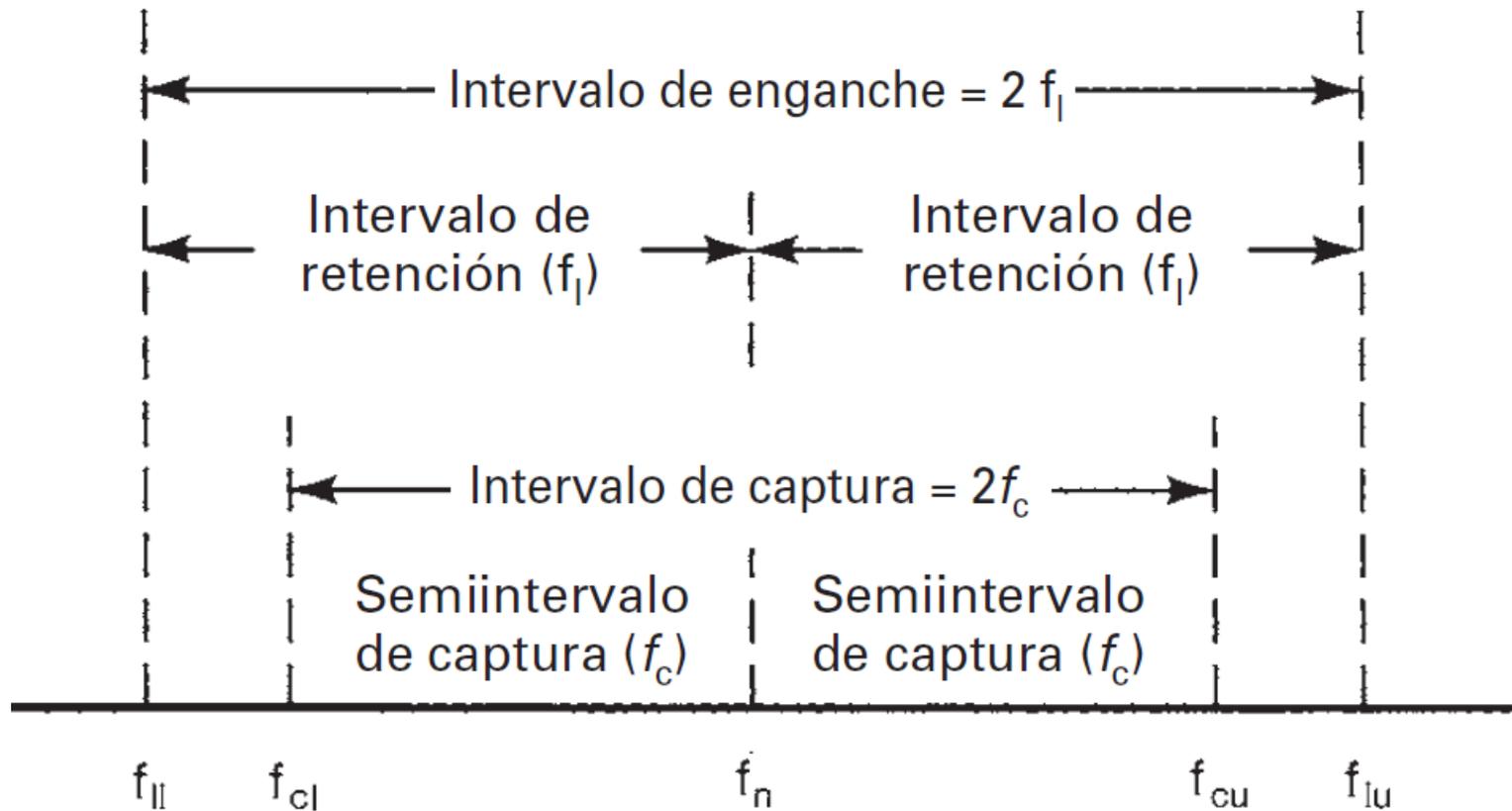
Los parámetros claves de los PLL que indican su rango útil de frecuencias son:

Intervalo de enganche: Es el margen de frecuencias cercanas a la frecuencia natural del VCO, f_n , dentro del cual el PLL puede mantener la sincronización con una señal de entrada.

La frecuencia mínima de enganche del PLL se llama *límite inferior de enganche* (f_{ll}), y la frecuencia máxima de rastreo se llama *límite superior de enganche* (f_{lu}). El intervalo de enganche depende de las funciones de transferencia (ganancias) del comparador de fase, del amplificador de baja ganancia y del VCO.

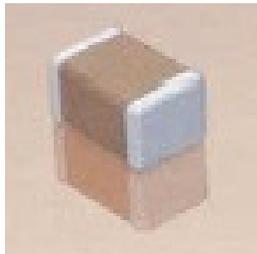
Intervalo de captura: El *intervalo de captura* se define como la banda de frecuencias cercanas a f_n donde el PLL puede establecer o adquirir enganche con una señal de entrada. El intervalo de captura está, en general, entre 1.1 y 1.7 por la frecuencia natural del VCO.

La frecuencia mínima en la que el PLL se puede sincronizar se llama *límite inferior de captura* (f_{cl}) y la frecuencia máxima a la que se puede enganchar el PLL se llama *límite superior de captura* (f_{cu}).

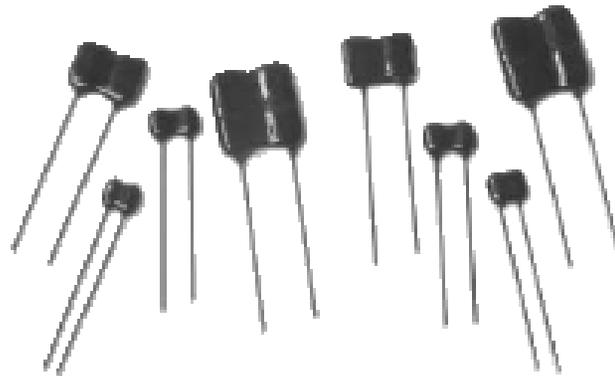


Deben ser condensadores cuya capacidad varíe muy poco con la frecuencia. Ejemplos:

- Condensadores cerámicos NP0.
- Condensadores de aire (los variables)
- Condensadores de mica.
- Condensadores de plásticos de tipo Styroflex.



Cerámicos NP0



Mica



Styroflex.

- Margen de frecuencia.
- Estabilidad \Rightarrow Mayor cuanto mayor es el factor de calidad “Q” de la red de realimentación.
- Potencias (absoluta de salida sobre 50Ω) y rendimientos (Potencia de señal / potencia de alimentación).
- Nivel de armónicos y espurias \Rightarrow potencias relativas de uno o varios armónicos con relación al fundamental.
- “Pulling” o estabilidad frente a la carga \Rightarrow uso de separadores.
- “Pushing” o estabilidad frente a la alimentación \Rightarrow uso de estabilizadores de tensión (zeners, 78LXX, etc.).
- Deriva con la temperatura \Rightarrow Condensadores NP0, de mica, etc.
- Espectro de ruido \Rightarrow Se debe fundamentalmente a ruido de fase.

1. Realimentación significa introducir parte o toda la señal de salida del circuito de amplificación por el terminal de entrada del circuito, para ser usada luego como señal de control de salida.
2. La ganancia de un amplificador realimentado es $A_f = A / (1 + \beta A)$, A es la ganancia del amplificador sin realimentar, y β es la realimentación.
3. La realimentación es negativa, cuando $A_f < A$, esto se cumple si βA es negativo.
4. En un circuito realimentado, cuando βA es positivo, se le llama realimentación positiva. Si $1 - \beta A$ es menor que 1, entonces la ganancia del circuito amplificador aumenta y $A_f > A$.
5. Cuando $\beta A = 1$, la ganancia del amplificador se hace infinita. Por lo tanto, cualquier ruido se amplifica y se induce la oscilación.
6. Para inducir la oscilación, βA debe ser igual a 1, y a esto se le llama criterio de Barkhausen.
7. Hay dos criterios para el diseño de osciladores: (1) realimentación positiva, (2) satisfacer el criterio de Barkhausen, de $\beta A = 1$.

8. El oscilador de cambio de fase usa una red capacitor – resistencia para producir la variación de fase y lograr realimentación positiva.
9. Un oscilador senoidal no sintonizado generalmente se usa para inducir oscilación de frecuencia menores a 1MHz. El oscilador senoidal sintonizado se usa para inducir oscilaciones a frecuencias entre 1MHz y 100MHz.
10. El oscilador Colpitts usa un oscilador LC, y el capacitor divisor de tensión funciona como circuito de realimentación, donde $\beta = C_1/C_2$.
11. La frecuencia de oscilación de Colpitts es $f_0 = 1/ (2\pi\sqrt{RC})$.
12. La ganancia mínima de tensión A_V del circuito de amplificación con oscilador Colpitts debe ser mayor o igual a C_2 / C_1 .
13. El oscilador Hartley es un oscilador LC de alta frecuencia, y el inductor del divisor de tensión es el circuito de realimentación, donde $\beta = L_2 / L_1$.
14. La frecuencia de oscilación del oscilador Hartley es $f_0 = 1/ (2\pi\sqrt{LC})$.
15. La ganancia mínima de tensión A_V del circuito de amplificación con oscilador Hartley debe ser mayor o igual a L_1 / L_2 .

Resumen

16. Un oscilador Clapp se mejora con un oscilador Hartley. Para evitar el efecto dispersivo del capacitor, en el capacitor de resonancia, hay un pequeño capacitor (C_S) conectado en serie con el inductor.
17. La frecuencia de oscilación de un oscilador Clapp es $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{LC_S})$.
18. El oscilador de cristal tiene una frecuencia de operación de alta estabilidad, la variación de frecuencia es menor a 10^{-6} cada día. Es muy adecuado como referencia de tiempo.
19. Para diferentes ángulos de corte y diferentes métodos, se obtienen diferentes características piezoeléctricas. El espesor del cristal determina la frecuencia fundamental de oscilación.
20. Para un cristal se tienen dos frecuencias de resonancia: frecuencia resonante serie, y frecuencia resonante paralela.