

## Prefacio

Este documento está orientado en principio a estudiantes avanzados de la carrera técnica de electrónica del instituto universitario de tecnología informática IUTepi. Es fundamental para sacar partido de este ebook modalidad clase virtual, a partir de unas nociones básicas sobre las redes de circuitos, Álgebra y trigonometría. En este documento se incorpora una visión extendida de los circuitos realimentados y repuestas en frecuencias, así como amplificadores operacionales, y nuevas características en un diseño dinámico y manejable.

En resumen, se ha realizado una revisión muy extensa y actualizada. Además de atender al contenido, se ah trabajado para ofrecer explicaciones fáciles de entender, pero nunca excesivamente simples. Se han añadido preguntas y redactado un problemario para ofrecer al estudiante una idea de los conocimientos y habilidades requeridos por las personas que se dispongan a contratarles.

## Contenido del programa de estudios

- Introducción
- Circuitos realimentados
- Respuesta en Frecuencia
- El PLL: Phase Locked Loops.
- Conclusiones
- Recomendaciones
- Bibliografía

## Introducción

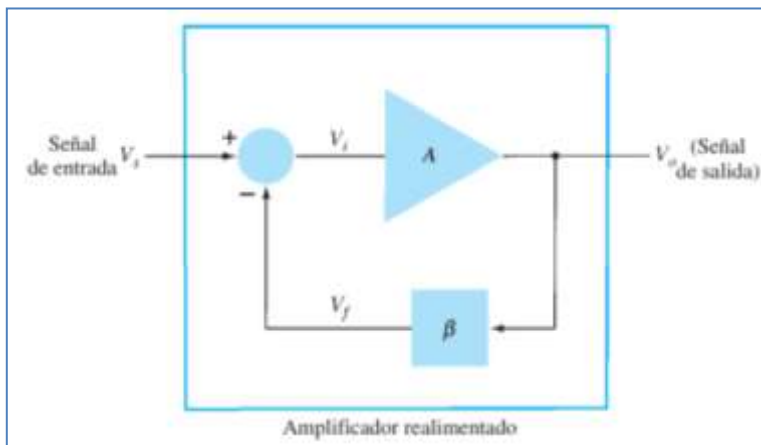
Se debe tener en cuenta algunos conceptos de realimentación, en particular respecto a los circuitos del amplificador operacional. Dependiendo de la polaridad relativa de la señal con que se realimenta al circuito, la realimentación puede ser negativa o positiva. La realimentación negativa reduce la ganancia de voltaje, lo que permite mejorar algunas características del circuito, como se resume a continuación. La realimentación positiva hace que un circuito oscile como en varios tipos de circuitos osciladores.

Una conexión de realimentación típica. La señal de entrada  $V_s$  se aplica a una red mezcladora, donde se combina con una señal de realimentación  $V_f$ . La diferencia de estas señales  $V_i$  es, por tanto, el voltaje de entrada al amplificador. Una parte de la salida del amplificador  $V_o$  se conecta a la red de realimentación (b), la cual proporciona una parte reducida de la salida como señal de realimentación a la red mezcladora de entrada.

Si la señal de realimentación es de polaridad opuesta a la señal de entrada, la realimentación es negativa. Aunque ésta reduce la ganancia de voltaje total, se obtienen varias mejoras, entre las cuales están:

1. Impedancia de entrada más alta.

2. Mejor ganancia de voltaje estabilizada.
3. Respuesta en frecuencia mejorada.
4. Impedancia de salida más baja.
5. Ruido reducido.
6. Operación más lineal.

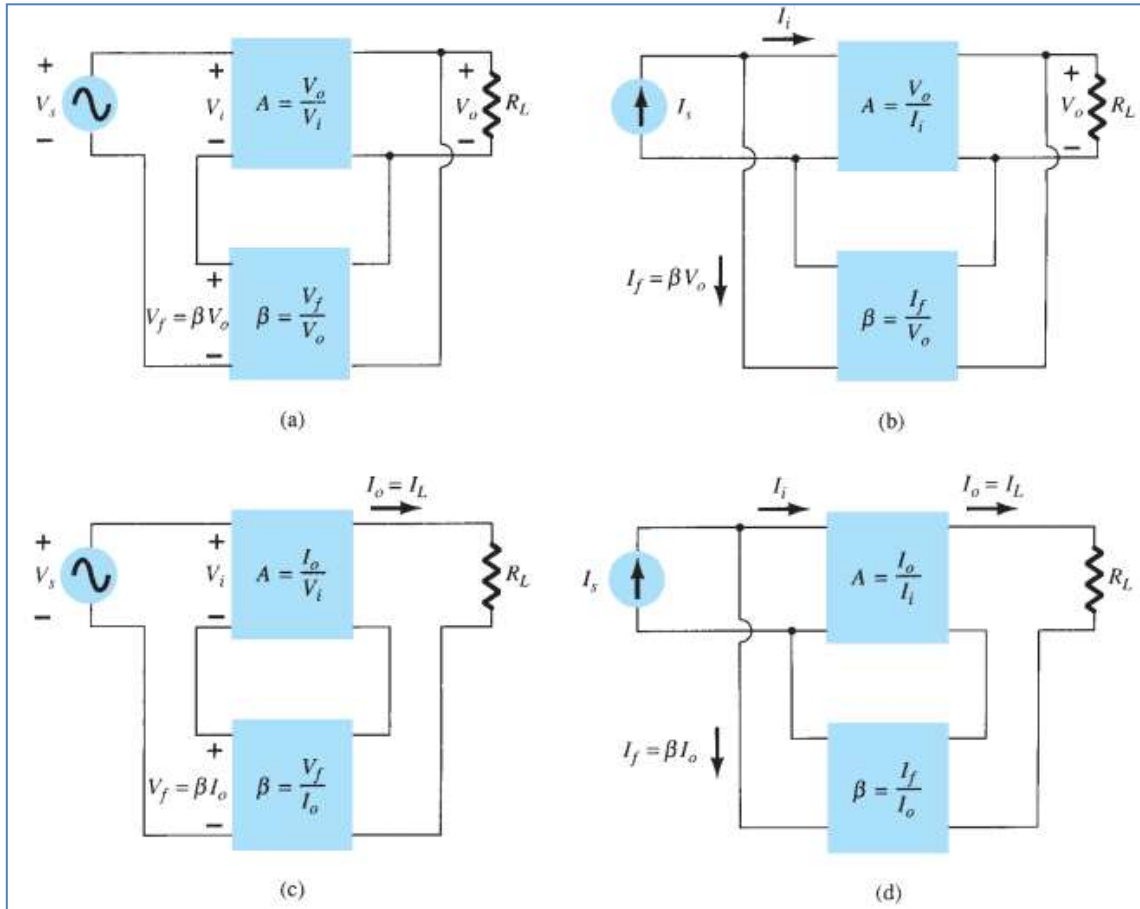


### Tipos de conexiones de realimentación

Existen cuatro formas básicas de conectar la señal de realimentación. Tanto el voltaje como la corriente pueden realimentar la entrada en serie o en paralelo. Específicamente estas cuatro formas son:

1. Realimentación de voltaje en serie (a)
2. Realimentación de voltaje en derivación (b)
3. Realimentación de corriente en serie (c)
4. Realimentación de corriente en derivación (d)

En la lista anterior, voltaje se refiere a conectar el voltaje de salida como entrada para la red de realimentación: corriente se refiere a derivar una parte de la corriente de salida a través de la red de realimentación. En serie se refiere a conectar la señal de realimentación en serie con el voltaje de la señal de entrada: en derivación se refiere a conectar la señal de realimentación en derivación (en paralelo) con una fuente de corriente de entrada



Las conexiones de realimentación en serie tienden a incrementar la impedancia de entrada, en tanto que las conexiones de realimentación en derivación tienden a reducir la impedancia de entrada. La realimentación de voltaje tiende a reducir la impedancia de salida, mientras que la realimentación de corriente tiende a incrementar la impedancia de salida. En general, se desean altas impedancias de entrada y bajas impedancias de salida en la mayoría de los amplificadores en cascada. Estas dos impedancias se obtienen con la conexión de realimentación de voltaje en serie. Por consiguiente, primero nos concentraremos en esta conexión de amplificador.

### Ganancia con realimentación

En esta sección examinamos la ganancia de cada una de las conexiones del circuito realimentado. La ganancia sin realimentación,  $H_a$ , es la de la etapa del amplificador. Con  $b$  de realimentación, la ganancia total del circuito se reduce por un factor  $(1 + bA)$ , como se detalla a continuación. Se proporcionan, como

referencia, un resumen de la ganancia, el factor de realimentación y la ganancia con realimentación

*Resumen de ganancia, realimentación y ganancia con realimentación con base en la figura 14.2*

		Voltaje en serie	Voltaje en derivación	Corriente en serie	Corriente en derivación
Ganancia sin realimentación	$A$	$\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_o}{I_i}$	$\frac{I_o}{V_i}$	$\frac{I_o}{I_i}$
Realimentación	$\beta$	$\frac{V_f}{V_o}$	$\frac{I_f}{V_o}$	$\frac{V_f}{I_o}$	$\frac{I_f}{I_o}$
Ganancia con realimentación	$A_f$	$\frac{V_o}{V_s}$	$\frac{V_o}{I_s}$	$\frac{I_o}{V_s}$	$\frac{I_o}{I_s}$

### Realimentación de voltaje en serie

La conexión de realimentación de voltaje en serie con una parte del voltaje realimentada en serie con la señal de entrada con el resultado de que la ganancia total se reduce. Si no hay realimentación ( $V_f = 0$ ), la ganancia de voltaje de la etapa del amplificador es

$$A_f = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Realimentación de voltaje en derivación

La ganancia con realimentación para la red es:

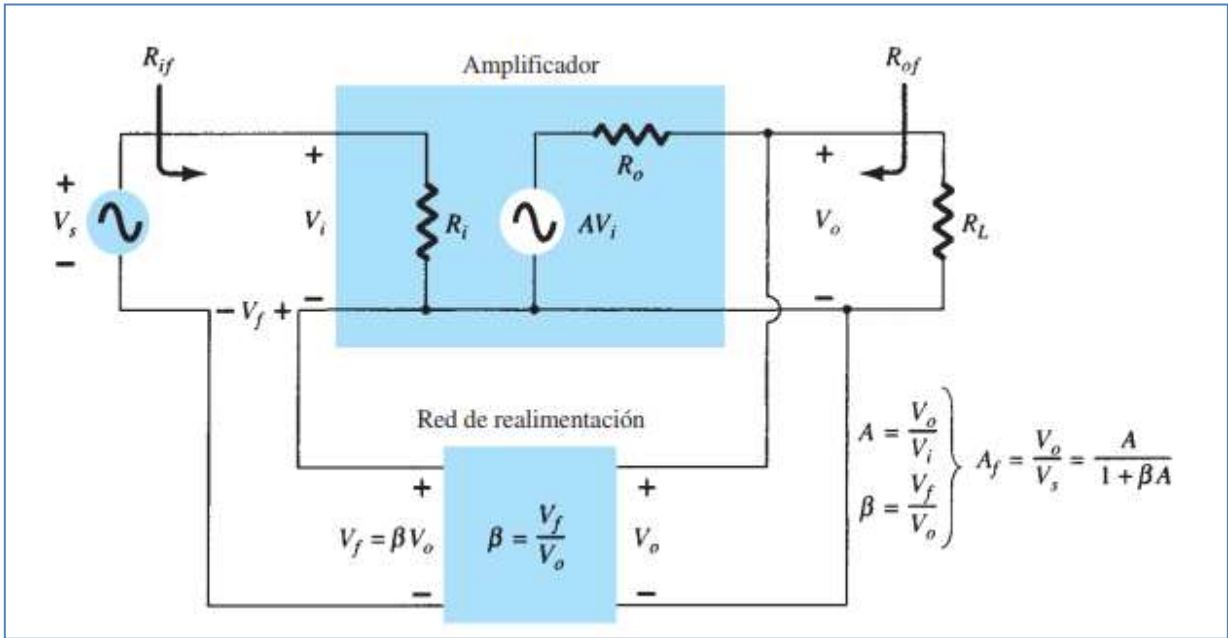
$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Impedancia de entrada con realimentación de voltaje en serie

Una conexión de realimentación de voltaje en serie más detallada. La impedancia de entrada se determina como sigue:

$$Z_{if} = \frac{V_s}{I_i} = Z_i + (\beta A)Z_i = Z_i(1 + \beta A)$$

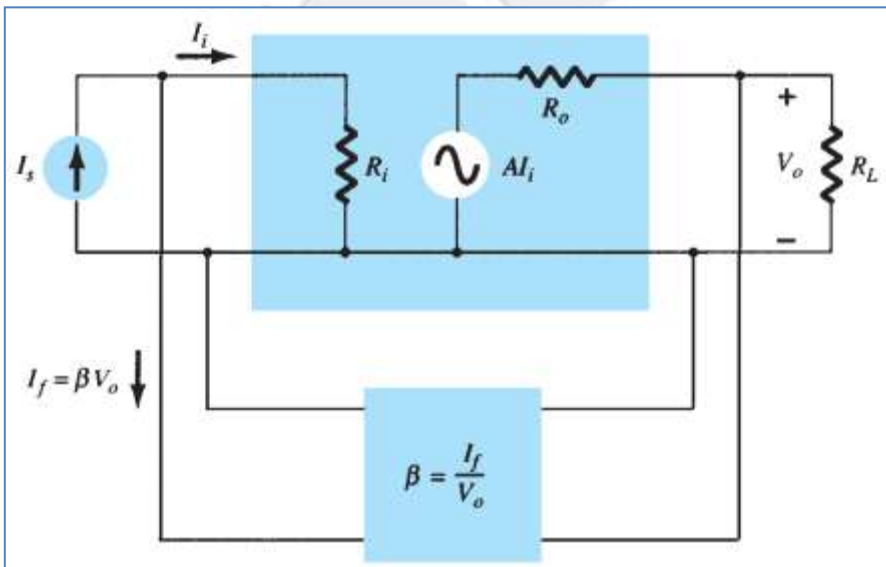
Se ve que la impedancia de entrada con realimentación en serie es el valor de la impedancia de entrada sin realimentación, multiplicada por el factor (1 + βA) y se aplica a ambas configuraciones de voltaje en



serie y de corriente en serie.

### Realimentación de voltaje en derivación

Una conexión de realimentación de voltaje en derivación. La impedancia de entrada se determina como



$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta A}$$

Esta impedancia de entrada reducida se aplica a la conexión de voltaje en serie y a la conexión de voltaje en derivación.

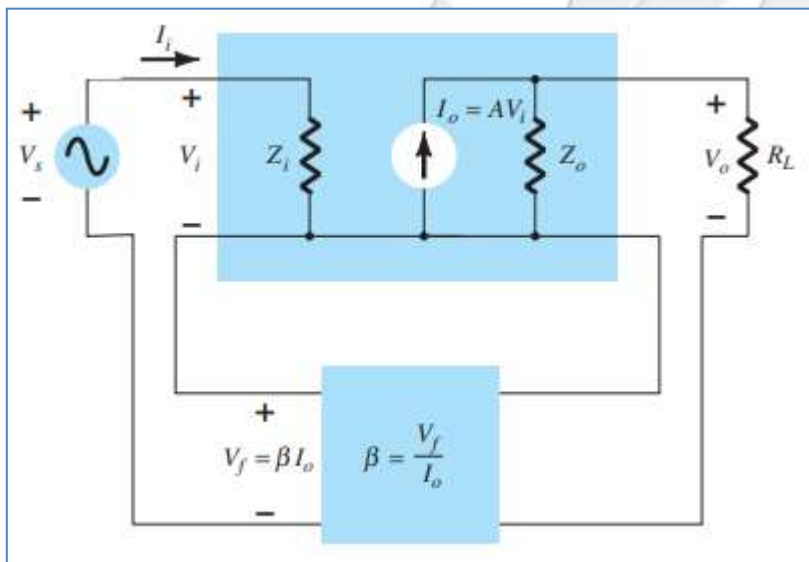
### Impedancia de salida con realimentación

La impedancia de salida para las conexiones depende de si se utiliza realimentación de voltaje o de corriente. Con realimentación de voltaje la impedancia de salida se reduce, en tanto que la realimentación de corriente incrementa la impedancia de salida.

### Realimentación de voltaje en serie

El circuito de realimentación de voltaje en serie proporciona suficientes detalles del circuito para determinar la impedancia de salida con realimentación. La impedancia de salida se determina aplicando un voltaje  $V$ , y el resultado es una corriente  $I$ , con  $V_s$  en cortocircuito ( $V_s = 0$ ). El voltaje  $V$  es, por tanto,

$$Z_{of} = \frac{V}{I} = \frac{Z_o}{1 + \beta A}$$



### Reducción en la distorsión debida a la frecuencia

Para un amplificador con realimentación negativa y la ganancia con realimentación es  $A_{f}$ . De esto se desprende que si la red de realimentación es puramente resistiva, la ganancia con realimentación no depende de la frecuencia aun cuando la ganancia del amplificador básico dependa de la frecuencia. Prácticamente, la distorsión que surge por la frecuencia debido a la ganancia del amplificador que varía con la frecuencia, se reduce considerablemente en un circuito de amplificador con realimentación negativa de voltaje.

## Reducción del ruido y distorsión no lineal

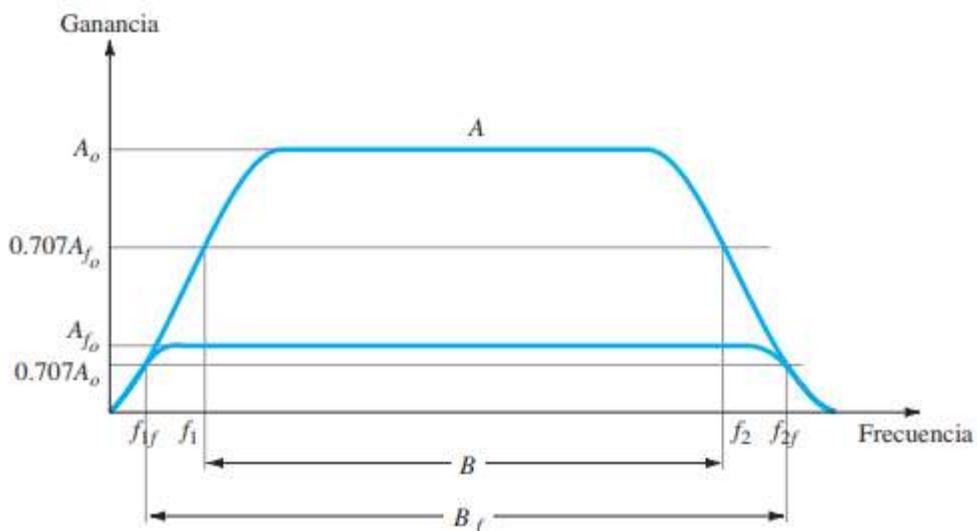
La realimentación de señal tiende a mantener a un nivel bajo la cantidad de la señal de ruido (como el zumbido de una fuente de alimentación) y la distorsión lineal. El factor  $(1/bA)$  reduce tanto el ruido de entrada como la distorsión no lineal resultante, lo que constituye una considerable mejora. Sin embargo, observemos que la ganancia total se reduce (el precio requerido por el desempeño mejorado del circuito). Si se utilizan etapas adicionales para elevar la ganancia total hasta el nivel sin realimentación, hay que tener en cuenta que la o las etapas adicionales podrían introducir tanto ruido de regreso al sistema a medida que éste es reducido por el amplificador realimentado. Este problema se puede subsanar en parte reajustando la ganancia del circuito amplificador realimentado para obtener una ganancia más alta, al mismo tiempo que se proporciona una señal de ruido reducida.

Efecto de la realimentación negativa en la ganancia y el ancho de banda

La ganancia total con realimentación negativa es:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \cong \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \quad \text{para } \beta A \gg 1$$

Mientras que la ganancia total es alrededor de  $\frac{1}{\beta}$  para un amplificador práctico (con frecuencias de corte inferior y superior únicas) la ganancia en lazo abierto se reduce a altas frecuencias debido al dispositivo activo y a las capacitancias del circuito. La ganancia también puede reducirse a bajas frecuencias con etapas del amplificador acopladas capacitivamente. Una vez que la ganancia en lazo abierto  $A$  se reduce lo suficiente y el factor  $bA$  ya no es mucho más grande que 1.



Es interesante observar que el uso de la realimentación, aun cuando reduce la ganancia de voltaje, incrementa  $B$  y en particular la frecuencia de 3 dB superior. En realidad, el producto de la ganancia y la frecuencia no cambia, de modo que el producto de la ganancia por el ancho de banda del amplificador

básico es igual al del amplificador realimentado. Sin embargo, como el amplificador realimentado tiene una ganancia más baja, la operación neta fue intercambiar la ganancia por el ancho de banda (utilizamos el ancho de banda con la frecuencia de 3 dB superior puesto que en general).

### Circuitos realimentados prácticos

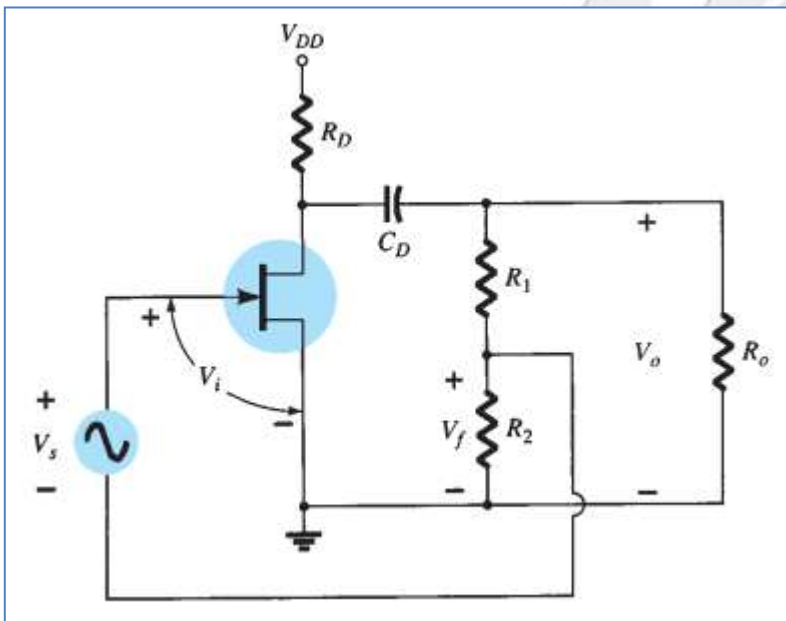
Algunos ejemplos de circuitos realimentados prácticos servirán para demostrar el efecto de la realimentación en los diversos tipos de conexión. Esta sección proporciona sólo una introducción básica a este tema.

### Realimentación de voltaje en serie

La figura 14.7 muestra una etapa de un amplificador con FET con realimentación de voltaje en serie. Una parte de la señal de salida ( $V_o$ ) se obtiene con una red de realimentación de resistores  $R_1$  y  $R_2$ . El voltaje de realimentación  $V_f$  se conecta en serie con la señal de la fuente  $V_s$ , y su diferencia es la señal de entrada  $V_i$ .

Sin realimentación, la ganancia del amplificador es

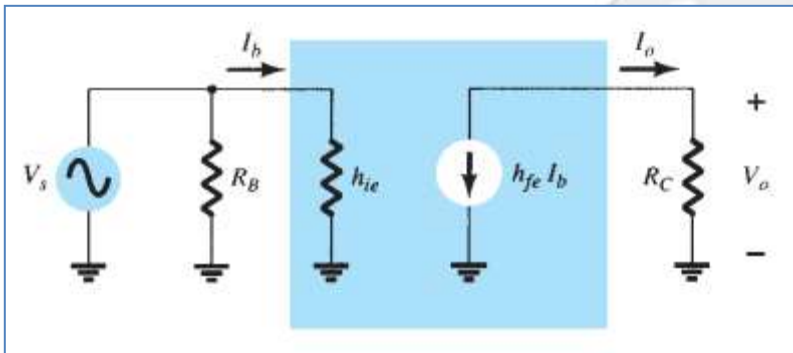
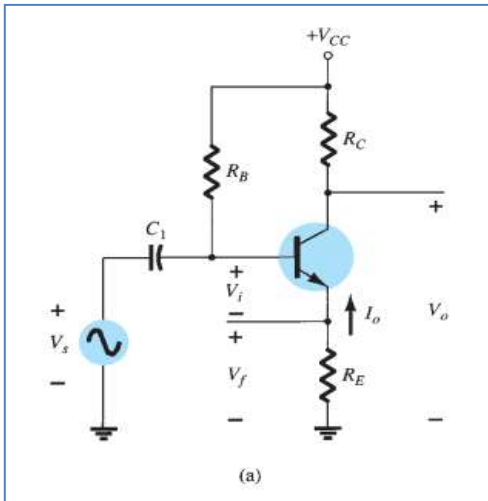
$$A = \frac{V_o}{V_i} = -g_m R_L$$



### Realimentación de corriente en serie

Otra técnica de realimentación es muestrear la corriente de salida  $I_o$  y regresar un voltaje proporcional en serie con la entrada. Aun cuando eso estabiliza la ganancia del amplificador, la conexión de realimentación de corriente en serie incrementa la resistencia de entrada

Una sola etapa del amplificador con transistor. Como el emisor de esta etapa no está puentado, tiene efectivamente realimentación de corriente en serie. La corriente a través del resistor RE produce un voltaje de realimentación opuesto a la señal de la fuente aplicada, de modo que el voltaje de salida Vo se reduce. Para eliminar la realimentación de corriente en serie, hay que eliminar o puentear el resistor del emisor con un capacitor (que es lo que normalmente se hace).

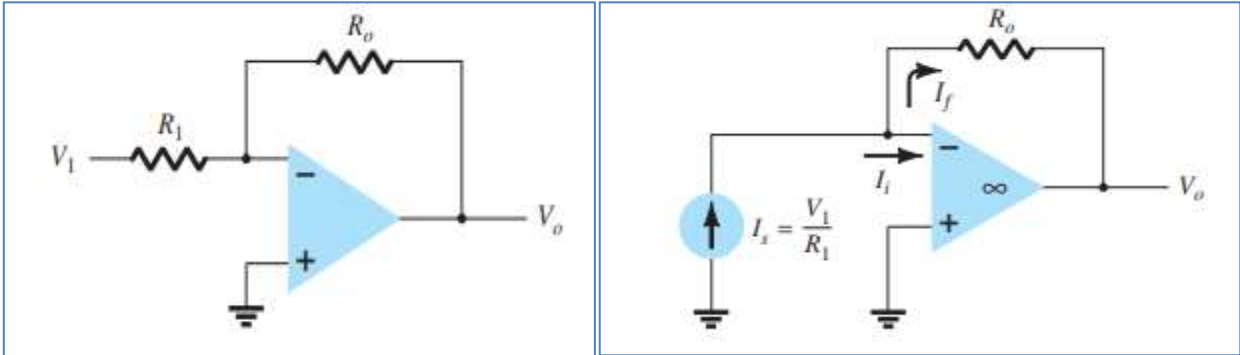


### Realimentación de voltaje en derivación

El circuito con amplificador operacional de ganancia constante proporciona realimentación de voltaje en derivación. Recurriendo las características del amplificador operacional  $I_i = 0$ ,  $V_i = 0$  y a la ganancia de voltaje infinita, tenemos

$$A = \frac{V_o}{I_i} = \infty$$

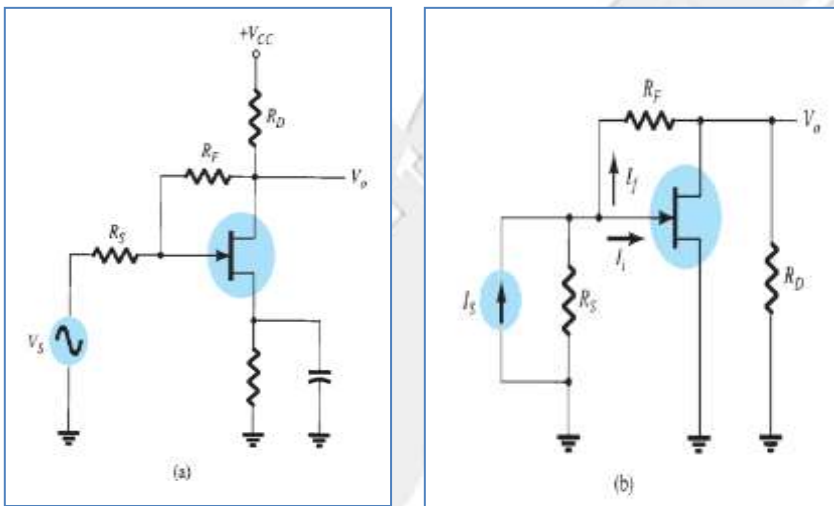
$$\beta = \frac{I_f}{V_o} = \frac{-1}{R_o}$$



La ganancia con realimentación es entonces

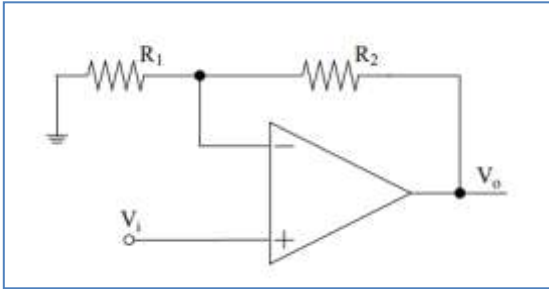
$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} = -R_o$$

Un amplificador de voltaje en derivación que utiliza un FET sin realimentación,  $V_f = 0$ .



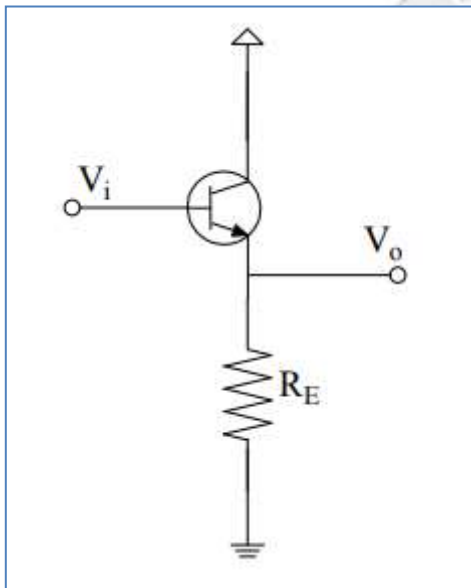
## Problemas

1. El siguiente circuito representa un amplificador no inversor con amplificador operacional.



- a) Deducir qué topología de realimentación se trata, si es realimentación positiva o negativa y diferenciar la red A de la red  $\beta$
- b) Representar el equivalente en AC en cuadripolos
- c) Calcular los parámetros de la red  $\beta$
- d) Calcular los parámetros de la red A
- e) Separar A y  $\beta$
- f) Calcular la impedancia de entrada,  $Z_i$ , impedancia de salida,  $Z_o$ , y ganancia sin realimentar, A
- g) Calcular la ganancia,  $A_F$ , impedancia de entrada,  $Z_{iF}$ , e impedancia de salida,  $Z_{oF}$ , del circuito realimentado

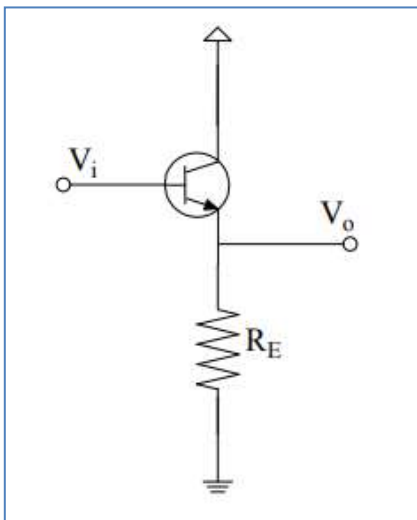
**2. Para el siguiente seguidor de emisor:**



- a) Deducir qué topología de realimentación se trata, si es realimentación positiva o negativa y diferenciar la red A de la red  $\beta$

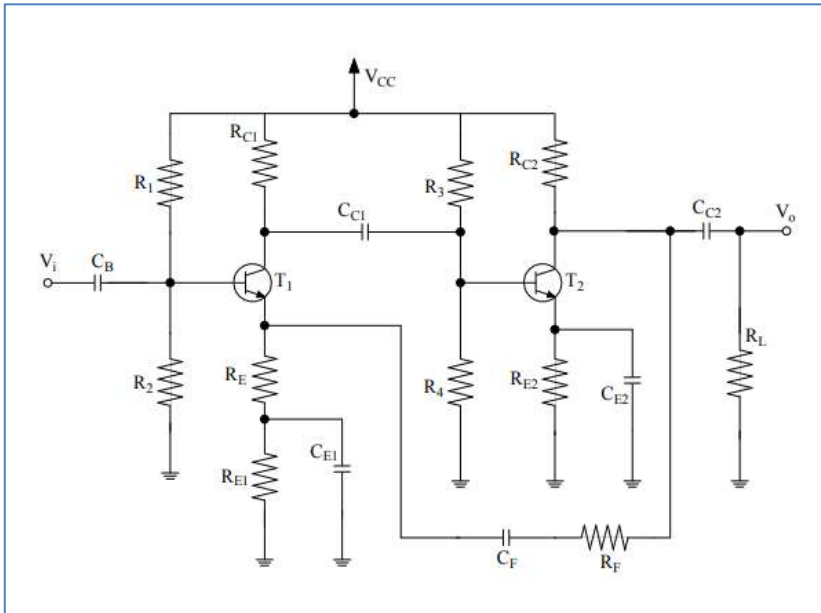
- b) Representar el equivalente en AC en cuadripolos
- c) Calcular los parámetros de la red  $\beta$
- d) Calcular los parámetros de la red A
- e) Separar A y  $\beta$
- f) Calcular la impedancia de entrada,  $Z_i$ , impedancia de salida,  $Z_o$ , y ganancia sin realimentar, A
- g) Calcular la ganancia, AF, impedancia de entrada,  $Z_{iF}$ , e impedancia de salida,  $Z_{oF}$ , del circuito realimentado

**3. Para el siguiente emisor común con resistencia emisor-base.**



- a) Deducir qué topología de realimentación se trata, si es realimentación positiva o negativa y diferenciar la red A de la red  $\beta$
- b) Representar el equivalente en AC en cuadripolos
- c) Calcular los parámetros de la red  $\beta$
- d) Calcular los parámetros de la red A
- e) Separar A y  $\beta$
- f) Calcular la impedancia de entrada,  $Z_i$ , impedancia de salida,  $Z_o$ , y ganancia sin realimentar, A
- g) Calcular la ganancia, AF, impedancia de entrada,  $Z_{iF}$ , e impedancia de salida,  $Z_{oF}$ , del circuito realimentado

**4. Para el siguiente amplificador de dos etapas**

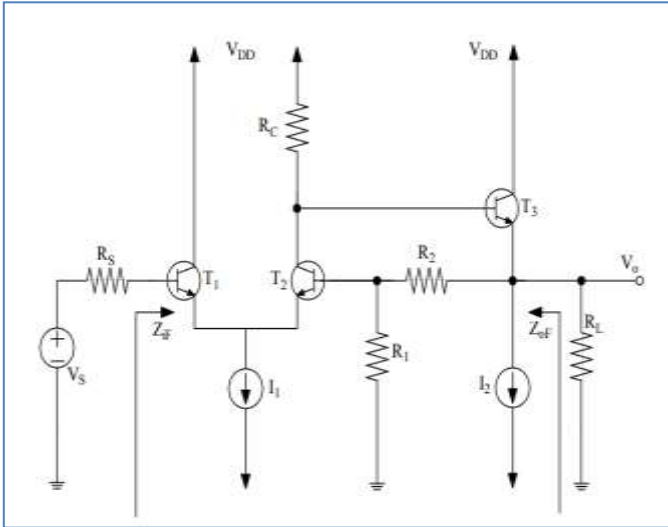


- Deducir qué topología de realimentación se trata, si es realimentación positiva o negativa y diferenciar la red A de la red  $\beta$
- Representar el equivalente en AC en cuadripolos
- Calcular los parámetros de la red  $\beta$
- Calcular los parámetros de la red A
- Separar A y  $\beta$
- Calcular la impedancia de entrada,  $Z_i$ , impedancia de salida,  $Z_o$ , y ganancia sin realimentar, A
- Calcular la ganancia,  $A_F$ , impedancia de entrada,  $Z_{iF}$ , e impedancia de salida,  $Z_{oF}$ , del circuito realimentado

**5. El siguiente circuito es una etapa diferencial seguida de un amplificador en colector común. Suponiendo que la componente DC de  $V_s$  es cero, encontrar:**

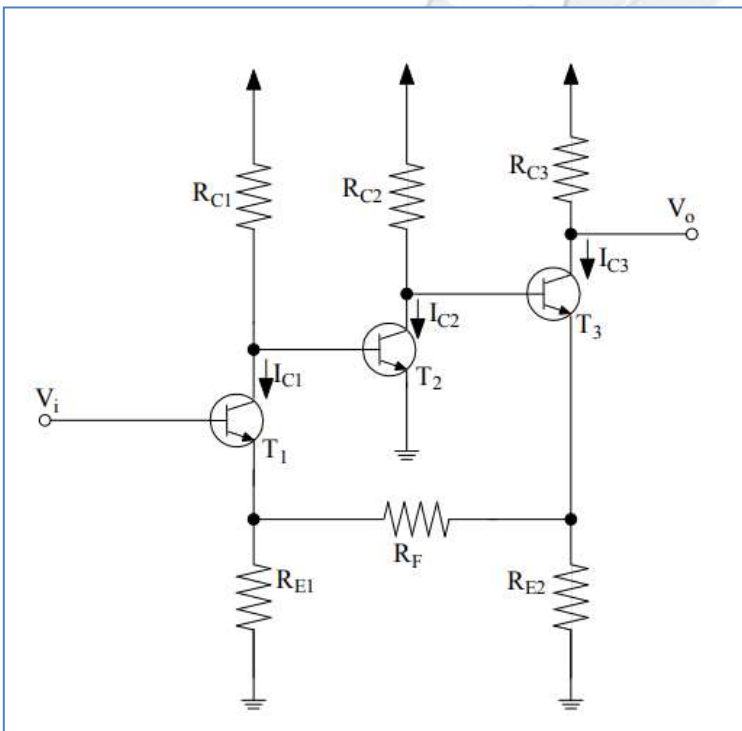
- Corrientes de operación de cada uno de los 3 transistores
- Mostrar que la tensión DC en  $V_o$  es prácticamente 0
- Tipo de realimentación
- Calcular  $A_F$ ,  $Z_{iF}$  y  $Z_{oF}$

DATOS:  $V_{DD}=10.7V$ ,  $R_S=10K\Omega$ ,  $I_1=1ma$ ,  $I_2=5mA$ ,  $R_C=20K\Omega$ ,  $R_1=1K\Omega$ ,  $R_2=9K\Omega$ ,  $R_L=2K\Omega$



6. Para el siguiente circuito, determinar qué tipo de realimentación es, determinar la red A y  $\beta$ , determinar la ganancia  $A_f=I_o/V_i$  y  $A_f=V_o/V_i$ , y la impedancia de entrada de la red A,  $Z_i$ , y del circuito realimentado,  $Z_iF$

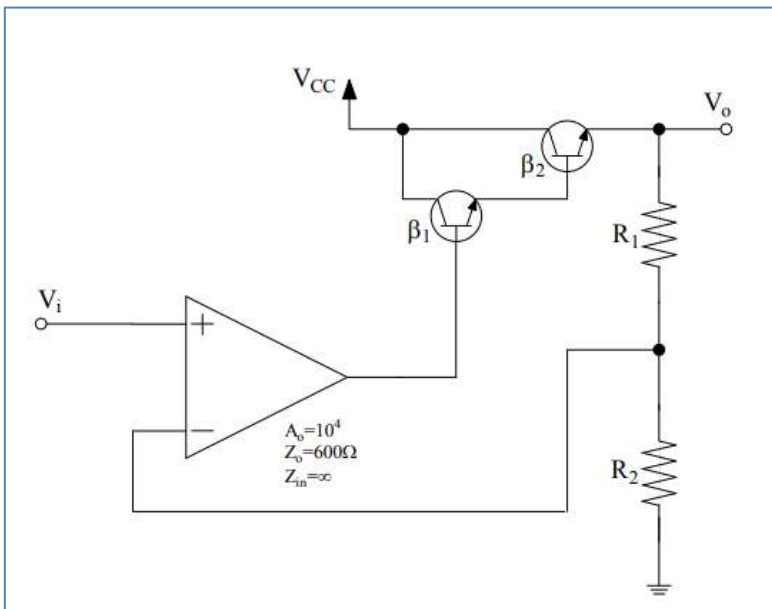
DATOS:  $R_{C1}=9K\Omega$ ,  $R_{C2}=5K\Omega$ ,  $R_{C3}=600\Omega$ ,  $R_F=640\Omega$ ,  $R_{E1}=100\Omega$ ,  $R_{E2}=100\Omega$ ,  $I_{C1}=0.6mA$ ,  $I_{C2}=1mA$ ,  $I_{C3}=4mA$ ,  $\beta=100$



7. Para el siguiente circuito:

- a) Deducir qué topología de realimentación se trata, si es realimentación positiva o negativa y diferenciar la red A de la red  $\beta$
- b) Representar el equivalente en AC en cuadripolos
- c) Calcular los parámetros de la red  $\beta$
- d) Calcular la ganancia AV de la red A cargada con la red  $\beta$
- e) Calcular la ganancia AF del circuito realimentado f) Calcular la impedancias de salida Zo y ZoF

DATOS:  $\beta_1=200$ ,  $\beta_2=40$ ,  $R_1=8K\Omega$ ,  $R_2=4K\Omega$



### Respuesta de fase y frecuencia

Hasta ahora hemos considerado la operación de un amplificador realimentado en la cual la señal realimentada se opone a la señal de entrada (realimentación negativa). En cualquier circuito práctico esta condición ocurre sólo en una parte del intervalo de operación a frecuencia media.

Sabemos que la ganancia de un amplificador cambiará con la frecuencia, y que se reduce a altas frecuencias a partir del valor de frecuencia media. Además, el desfase de un amplificador también cambiará con la frecuencia.

Si, a medida que se incrementa la frecuencia, el desfase cambia, entonces una parte de la señal de realimentación se agregará a la señal de entrada. De este modo es posible que el amplificador comience a oscilar debido a la realimentación positiva. Si el amplificador oscila a baja o a alta frecuencia, ya no es útil como amplificador. Un diseño apropiado de amplificador realimentado requiere que el circuito sea estable a todas las frecuencias, no solamente a las del intervalo de interés. De lo contrario, una

perturbación transitoria podría hacer que un amplificador aparentemente estable empezara de repente a oscilar

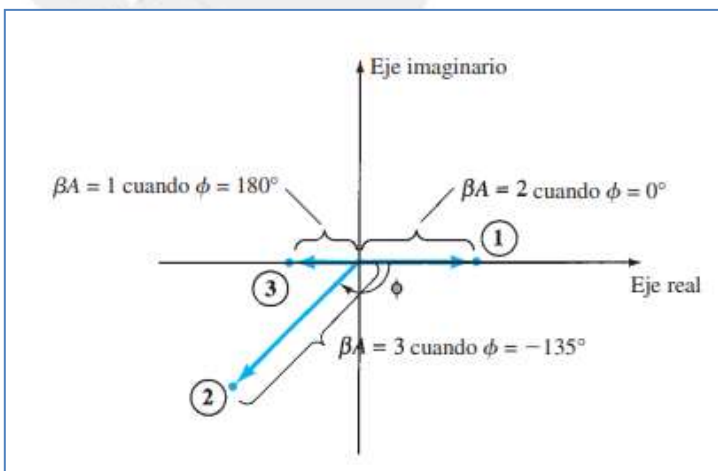
### Criterio de Nyquist

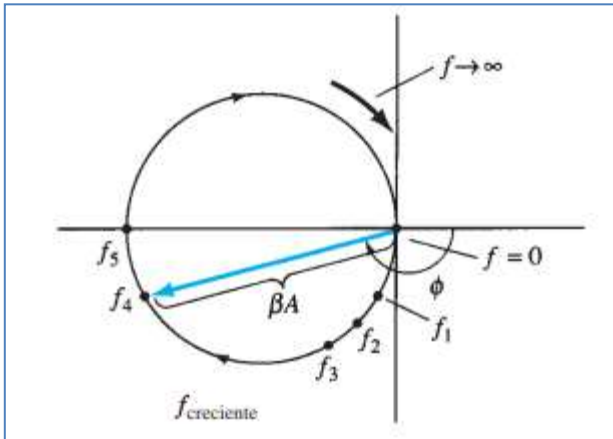
Al juzgar la estabilidad de un amplificador realimentado como una función de la frecuencia, el producto  $\beta A$  y el desfase entre la entrada y la salida son los factores determinantes. Una de las técnicas más populares de investigar la estabilidad es el método de Nyquist. Se utiliza un diagrama de Nyquist para trazar la gráfica de la ganancia y el desfase en función de la frecuencia en un plano complejo. En realidad, la gráfica de Nyquist combina en una sola gráfica las dos gráficas de Bode de ganancia contra frecuencia y de desfase contra frecuencia. Se utiliza una gráfica de Nyquist para demostrar rápidamente si un amplificador es estable a todas las frecuencias y qué tan estable con respecto a ciertos criterios de ganancia y de desfase

Como inicio, considere el plano complejo varios puntos de diversos valores de ganancia ( $\beta A$ ) en algunos ángulos de desfase diferentes. Al utilizar el eje real positivo como referencia ( $0^\circ$ ), vemos una magnitud de  $\beta A = 2$  en un desfase de  $0^\circ$  en el punto 1. Además, en el punto 2 se muestra una magnitud de  $\beta A = 3$  con un desfase de  $135^\circ$ , y en el punto 3 una fase de magnitud de  $\beta A = 1$  con un desfase de  $180^\circ$ . Así pues, los puntos en esta gráfica pueden representar tanto magnitud de ganancia  $\beta A$  como desfase. Si los puntos que representan ganancia y desfase para un circuito amplificador se trazan a una frecuencia creciente, entonces se obtiene una gráfica de Nyquist. En el origen, la ganancia es 0 a una frecuencia de 0 (para un acoplamiento tipo RC). A una frecuencia creciente, los puntos  $f_1$ ,  $f_2$  y  $f_3$  y el desfase se incrementan a medida que lo hace la magnitud de  $\beta A$ . En una frecuencia representativa  $f_4$ , el valor de  $A$  es la longitud del vector desde el origen hasta el punto  $f_4$  y el desfase es el ángulo. A una frecuencia  $f_5$ , el desfase es de  $180^\circ$ . A frecuencias más altas, se ve que la ganancia regresa a 0.

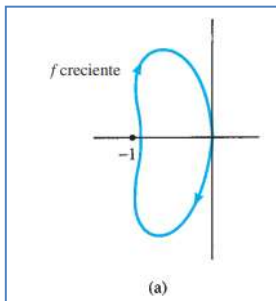
El criterio de Nyquist en cuanto a estabilidad se puede expresar como sigue:

**El amplificador es inestable si la curva de Nyquist encierra (circunscribe) el punto  $-1$ ; de lo contrario, es estable**





Las curvas de la figura anterior ilustran un ejemplo del criterio de Nyquist. La gráfica de Nyquist es estable puesto que no encierra el punto 1. Tenga en cuenta que encerrar el punto 1 significa que con un desfase de  $180^\circ$  la ganancia de lazo ( $bA$ ) es mayor que 1; por consiguiente, la señal de realimentación está en fase con la entrada y es lo bastante grande para producir una señal de entrada más grande que la aplicada, de lo que resulta la oscilación.



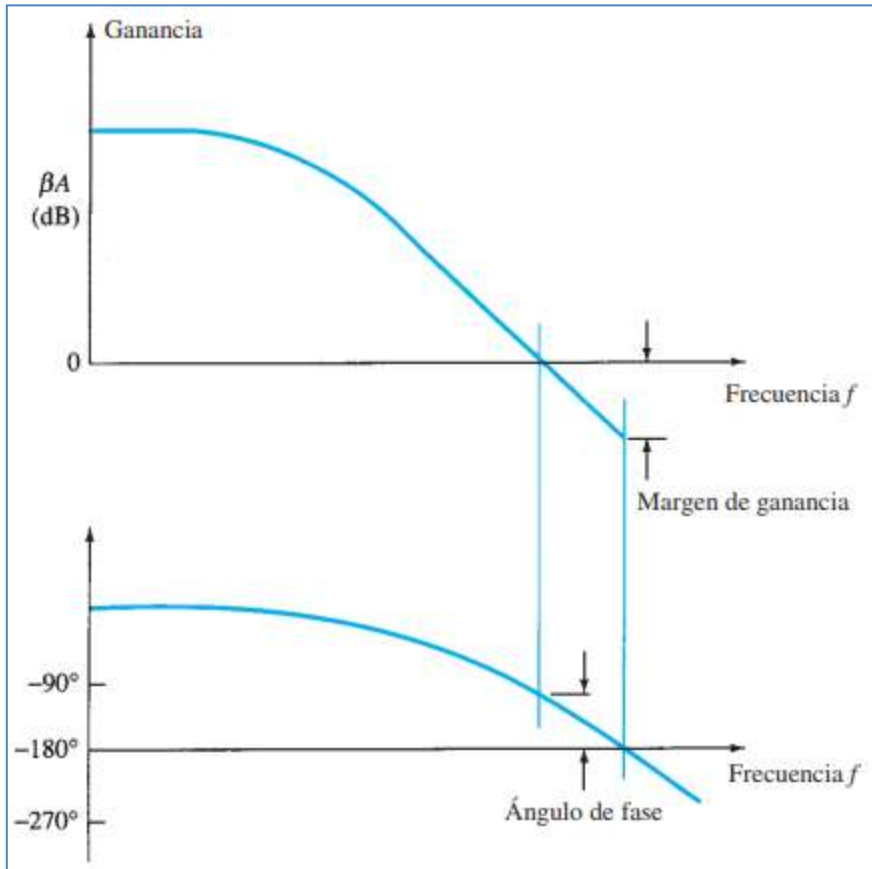
## Márgenes de ganancia y fase

Por el criterio de Nyquist sabemos que el amplificador realimentado es estable si la ganancia de lazo ( $bA$ ) es menor que la unidad (0 dB) cuando su ángulo de fase es de  $180^\circ$ . Además, podemos determinar algunos márgenes de estabilidad para indicar qué tan cerca está el amplificador de la inestabilidad. Es decir, si la ganancia ( $bA$ ) es menor que la unidad en, digamos 0.95 del valor, este amplificador no sería tan estable como otro con, por ejemplo,  $bA$  0.7 (ambos medidos a  $180^\circ$ ). Desde luego, los amplificadores con ganancias de 0.95 y 0.7 son estables, pero uno se acerca más a la inestabilidad si la ganancia de lazo se incrementa, que el otro. Podemos definir los siguientes términos:

Margen de ganancia (GM) se define como el negativo del valor de  $bA$  en decibeles a la frecuencia en que el ángulo de fase es de  $180^\circ$ . Por lo tanto, 0 dB, igual a un valor de  $bA$  1, está al borde de la estabilidad y

cualquier valor en decibeles negativo es estable. El GM se puede evaluar en decibeles por medio de la curva.

Margen de fase (PM) se define como el ángulo de  $180^\circ$  menos la magnitud del ángulo al cual el valor  $\beta A$  es unitario (0 dB). El PM también se puede evaluar directamente a partir de la curva.



### Operación de un oscilador

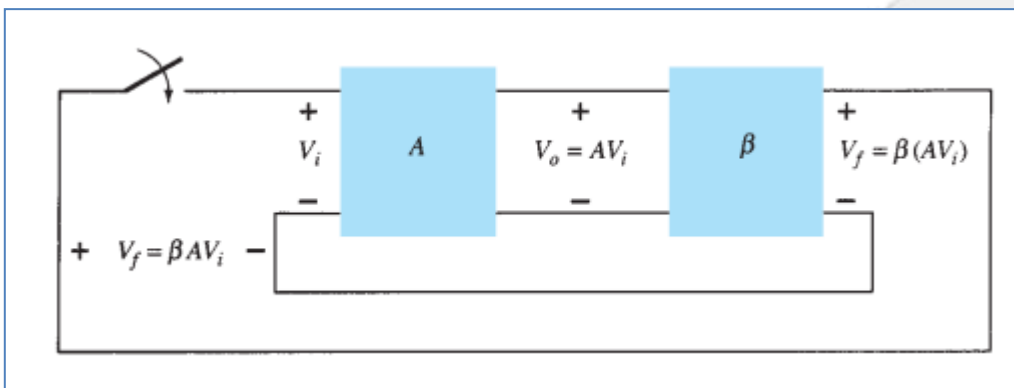
El uso de realimentación positiva que dé por resultado un amplificador con ganancia en lazo cerrado mayor que 1 y que satisfaga las condiciones de fase hará que funcione como un circuito oscilador. Éste produce entonces una señal de salida variable. Si dicha señal varía senoidalmente, el circuito se conoce como oscilador senoidal. Si el voltaje de salida alcanza con rapidez un nivel de voltaje y luego se reduce del mismo modo a otro nivel de voltaje, el circuito en general se conoce como oscilador de onda cuadrada o de pulsos.

Para entender cómo funciona un circuito realimentado como oscilador, considere el circuito realimentado. Cuando el interruptor a la entrada del amplificador está abierto, no hay oscilación. Suponga que tenemos un voltaje ficticio a la entrada del amplificador  $V_i$ . Éste produce un voltaje de salida  $V_o$   $A V_i$  después de la etapa de amplificador y un voltaje  $V_f$   $\beta A V_i$  después de la etapa de realimentación.

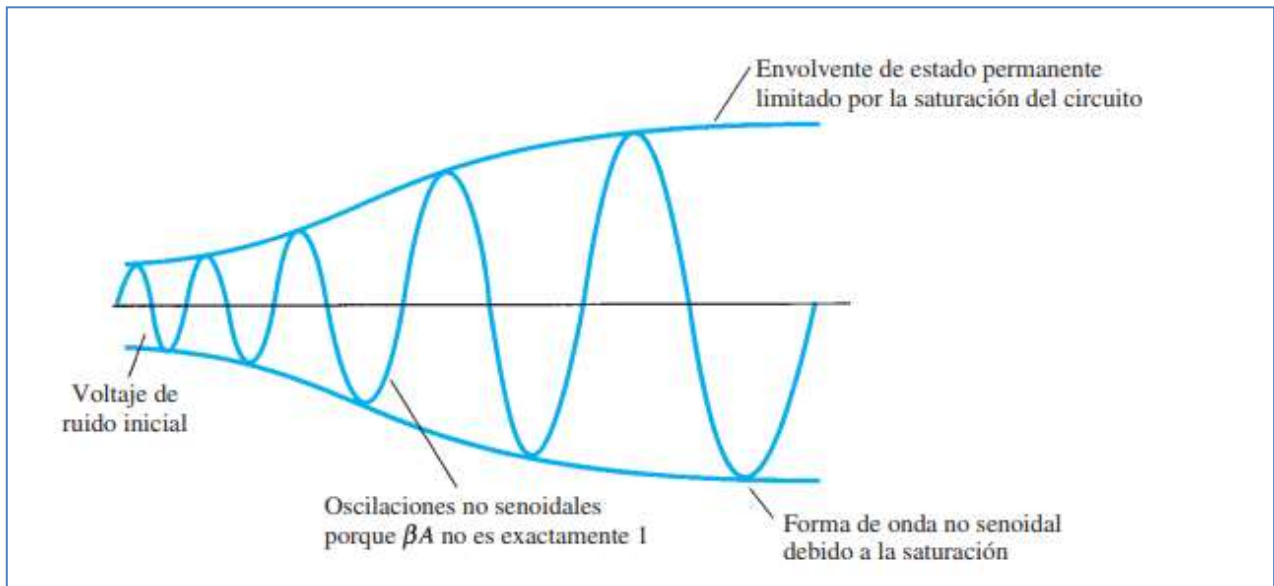
Entonces, tenemos un voltaje  $V_f$   $\beta AV_i$ , donde  $\beta A$  se conoce como ganancia de lazo. Si los circuitos del amplificador básico y la red de realimentación proporcionan una  $\beta A$  de magnitud y fase correctas,  $V_f$  se puede igualar a  $V_i$ . Entonces, cuando el interruptor esté cerrado y el voltaje ficticio  $V_f$  se elimine, el circuito continuará operando puesto que el voltaje de realimentación es suficiente para controlar los circuitos del amplificador y de realimentación, y de esta manera se obtiene un voltaje de entrada apropiado 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.

$$\beta A = 1$$

Ésta se conoce como criterio de oscilación de Barkhausen



En realidad no se requiere señal alguna de entrada para hacer funcionar el oscilador. Sólo se debe satisfacer la condición  $\beta A = 1$  para tener oscilaciones autosostenidas. En la práctica,  $\beta A$  se hace mayor que 1 y el sistema comienza a oscilar y el voltaje de ruido se multiplica, el cual siempre está presente. Los factores de saturación en el circuito práctico proporcionan un valor “promedio” de  $\beta A$  de 1. Las formas de onda resultantes nunca son exactamente senoidales. Sin embargo, cuanto más se acerca el valor de  $\beta A$  a 1, más senoidal es la forma de onda. La señal de ruido incrementa la condición de oscilación en estado permanente.

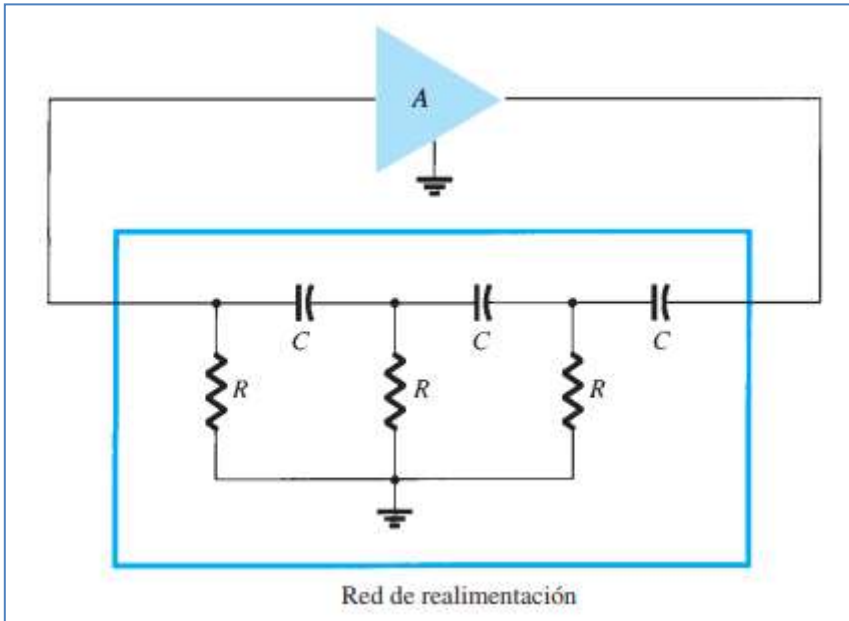


Otra forma de ver cómo funciona el circuito realimentado como oscilador se obtiene observando el denominador de la ecuación de realimentación básica. Cuando  $\beta A$  es 1 o de magnitud 1 a un ángulo de fase de  $180^\circ$ , el denominador llega a ser 0 y la ganancia con realimentación  $A_f$  se hace infinita. Por lo tanto, una señal infinitesimal (voltaje de ruido) puede producir un voltaje de salida medible y el circuito actúa como oscilador, incluso sin una señal de salida.

El resto de este capítulo está dedicado a los diversos circuitos osciladores que utilizan varios componentes. Se incluyen consideraciones prácticas, de modo que en cada caso analizaremos circuitos viables.

### Oscilador de corrimiento de fase

Un ejemplo de un circuito oscilador que sigue el desarrollo básico de un circuito realimentado es el oscilador de corrimiento de fase. Una versión idealizada de este circuito. Recuerde que los requerimientos para que haya oscilación son que la ganancia de lazo  $\beta A$  sea mayor que la unidad, y que el desfase en torno a la red de oscilación sea de  $180^\circ$  (que proporciona realimentación positiva). En la presente idealización consideramos que la red de realimentación está controlada por una fuente perfecta (impedancia de la fuente cero) y que la salida de la red de realimentación está conectada a una carga perfecta (impedancia de carga infinita). El caso idealizado permitirá desarrollar la teoría en que se basa la operación del oscilador de corrimiento de fase. Posteriormente consideraremos versiones de circuitos prácticos.



Concentrando nuestra atención en la red de desfase, nos interesa atenuar la red a la frecuencia en que el desfase sea exactamente de  $180^\circ$ . Mediante un análisis de red clásico, vemos que

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

$$\beta = \frac{1}{29}$$

Al considerar la operación de la red de realimentación, ingenuamente se podrían seleccionar los valores de R y C para proporcionar (a una frecuencia específica) un desfase de  $60^\circ$  por sección para tres secciones con el resultado de un desfase de  $180^\circ$ , como se deseaba. Éste, sin embargo, no es el caso, puesto que cada sección del RC en la red de realimentación descarga a la anterior. Lo importante es que el resultado neto del desfase total sea de  $180^\circ$ . La frecuencia es aquella a la cual el desfase total es de  $180^\circ$ . Si medimos el desfase por sección de RC, cada sección no proporcionaría el mismo desfase (aunque el desfase total fuera de  $180^\circ$ ). Si se quisiera obtener un desfase de exactamente  $60^\circ$  por cada una de las tres etapas, entonces se requerirían etapas en emisor seguidor por cada sección de RC para evitar que cada una sea cargada por el circuito siguiente

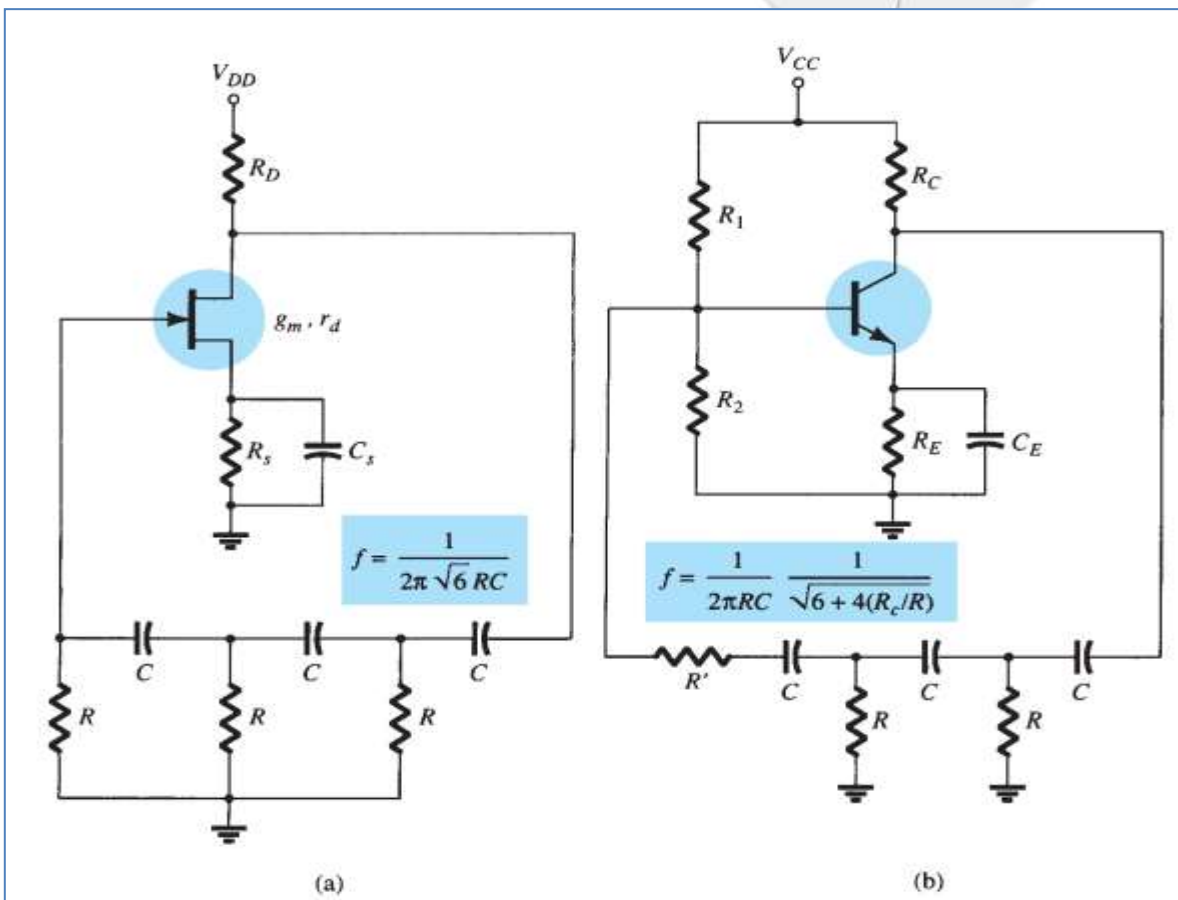
### Oscilador de corrimiento de fase con FET

Una versión práctica de un circuito oscilador de corrimiento de fase. El circuito trazado muestra con claridad el amplificador y la red de realimentación. La etapa del amplificador se autopolariza por un resistor  $R_S$  en la fuente con un capacitor de puenteo y un resistor de polarización de drenaje  $R_D$ . Los

parámetros de dispositivo de FET de interés son  $g_m$  y  $r_d$ . A partir de la teoría del amplificador con FET, la magnitud de ganancia del amplificador se calcula a partir de

$$R_L = \frac{R_D r_d}{R_D + r_d}$$

Supondremos como una muy buena aproximación que la impedancia de entrada de la etapa del amplificador con FET es infinita. Esta suposición es válida en tanto la frecuencia de operación del oscilador se mantenga suficientemente baja de modo que las impedancias capacitivas del FET se puedan ignorar. La impedancia de salida del amplificador dada por  $R_L$  también debe ser baja comparada con la impedancia vista hacia la red de realimentación a fin de que no ocurra atenuación debido a la carga. En la práctica, estas consideraciones no siempre se pueden pasar por alto y la ganancia de la etapa del amplificador se selecciona un poco más grande que el factor requerido de 29 para garantizar la acción del oscilador.



## Oscilador de corrimiento de fase con transistor

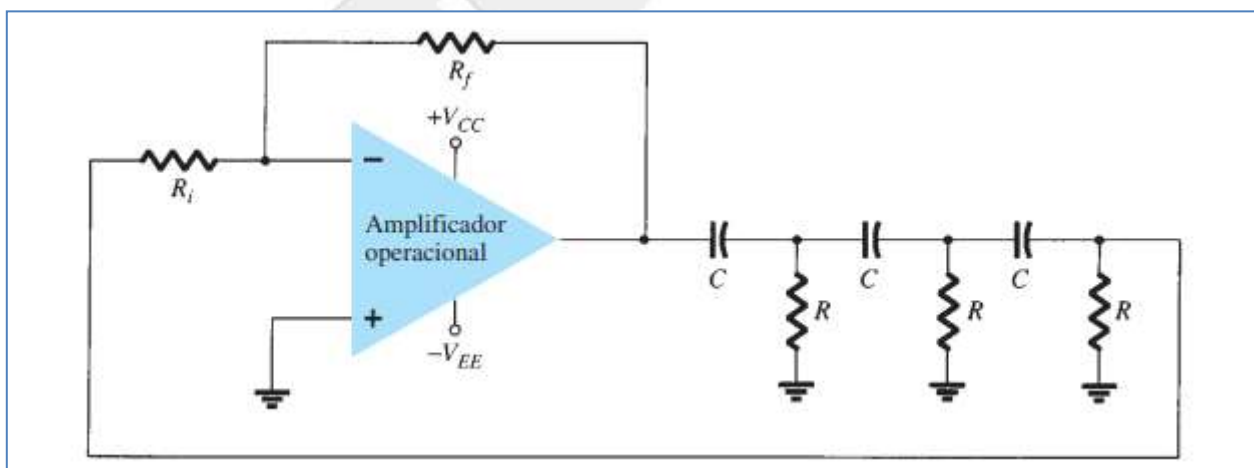
Si se utiliza un transistor como el elemento activo de la etapa del amplificador, la salida de la red de realimentación se carga de manera apreciable por la resistencia de entrada relativamente baja ( $h_{ie}$ ) del transistor. Desde luego, se podría utilizar una etapa de entrada en emisor-seguidor secundada por una etapa de amplificador en emisor común. Sin embargo, si se desea una sola etapa de transistor, es más adecuado utilizar realimentación de voltaje en derivación. En esta conexión, la señal de realimentación se acopla mediante el resistor de realimentación  $R_m$  serie con la resistencia ( $R_i$ ) de entrada de la etapa del amplificador.

El análisis del circuito de ca proporciona la siguiente ecuación para la frecuencia de oscilador resultante:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{6 + 4(R_C/R)}}$$

## Oscilador de corrimiento de fase con circuito integrado

Al tener cada vez más demanda, los circuitos integrados se han adaptado para que operen en circuitos osciladores. Sólo se tiene que adquirir un amplificador operacional para obtener un circuito amplificador de ganancia estabilizada e incorporar alguna forma de realimentación de señal para obtener un circuito oscilador. Un oscilador de corrimiento de fase. La salida del amplificador operacional se alimenta a una red RC de tres etapas, la cual proporciona el desfaseamiento requerido de  $180^\circ$  (en un factor de atenuación de). Si  $1 >$  el amplificador operacional proporciona una ganancia (establecida por los resistores  $R_i$  y  $R_f$ ) de más de 29, se obtiene una ganancia de lazo mayor que la unidad y el circuito actúa como oscilador.



## Oscilador de puente de wien

Un circuito oscilador práctico utiliza un amplificador operacional y un circuito puente RC, con frecuencia de oscilación establecida por los componentes R y C. una versión básica del circuito oscilador de puente de Wien. Observe la conexión de puente básica. Los resistores R1 y R2 y los capacitores C1 y C2 forman los elementos de ajuste de frecuencia, y los resistores R3 y R4 forman parte de la trayectoria de realimentación. La salida del amplificador operacional está conectada como puente de entrada en los puntos a y c. La salida de circuito en puente en los puntos b y d es la entrada al amplificador operacional.

Si ignoramos los efectos de carga de la entrada del amplificador operacional y las impedancias de salida, el análisis del circuito en puente conduce a:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}$$

Por tanto, una relación de R3 a R4 mayor que 2 proporcionará una ganancia de lazo para que el circuito

## Circuito oscilador sintonizado

### Circuitos osciladores con entrada y salida sintonizadas

Se pueden construir varios circuitos a partir del de la sintonización en las secciones tanto de entrada como de salida del circuito. El análisis del circuito revela que se obtienen los siguientes tipos de osciladores cuando los elementos de reactancias son como los designados

Tipo de oscilador	Elemento de reactancia		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
Oscilador Colpitts	C	C	L
Oscilador Hartley	L	L	C
Entrada sintonizada, salida sintonizada	LC	LC	—

## Oscilador Colpitts Oscilador Colpitts con FET

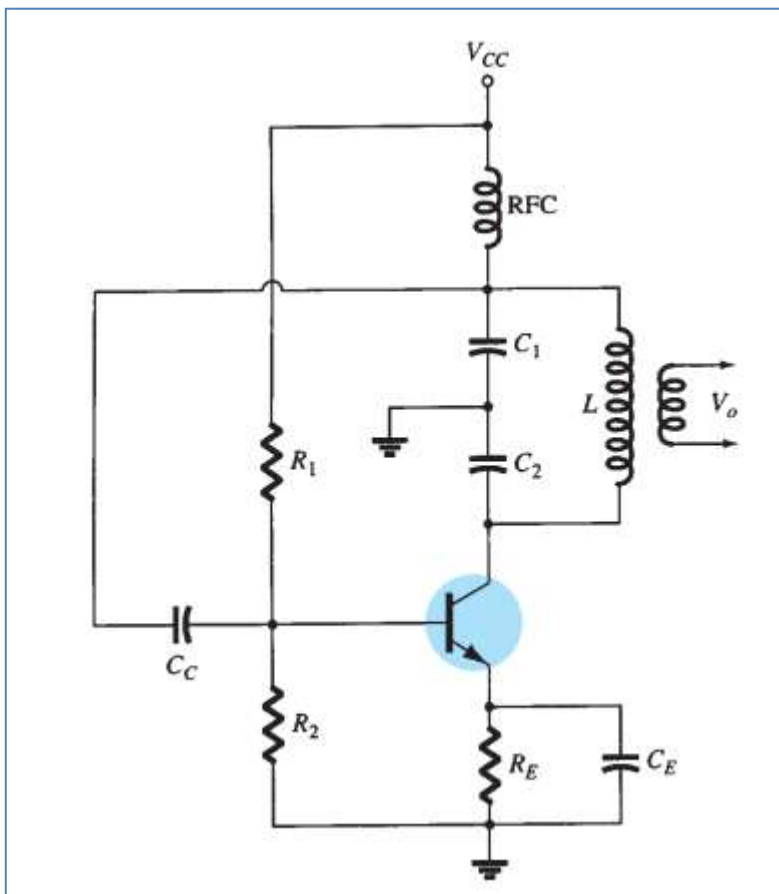
Una versión práctica de un oscilador Colpitts con FET. El circuito es básicamente igual con la adición de los componentes requeridos para la polarización de cd del amplificador con FET. Podemos encontrar que la frecuencia del oscilador se calcula como

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

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

### Oscilador Colpitts con transistor

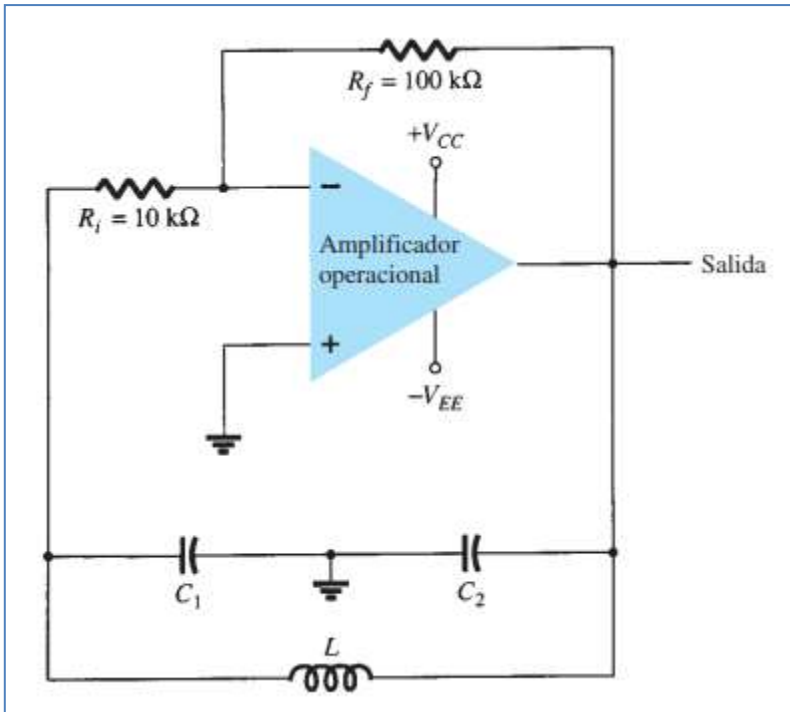
Podemos hacer un circuito oscilador Colpitts con transistor. La frecuencia de oscilación del circuito



### Oscilador Colpitts de circuito integrado

Un circuito oscilador Colpitts con amplificador operacional. De nueva cuenta, el amplificador operacional proporciona la amplificación básica requerida y una red de realimentación de LC de una configuración Colpitts establece la frecuencia del oscilador.

### La frecuencia del oscilador

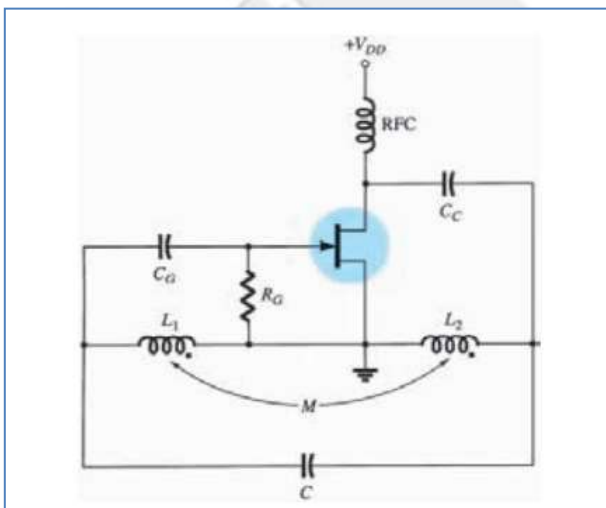


### Oscilador Hartley

Si los elementos en el circuito resonante básico son X1 y X2 (inductores) y X3 (capacitor), el circuito es un oscilador Hartley.

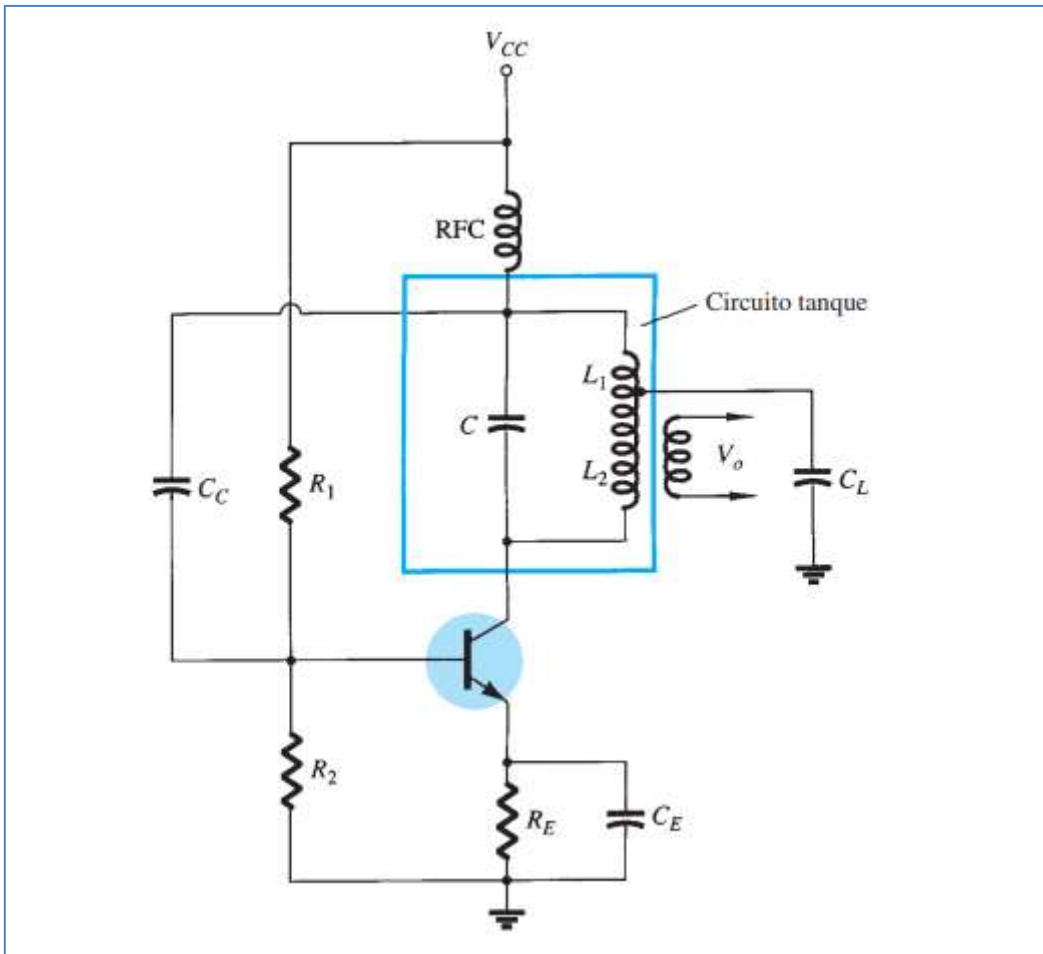
### Oscilador Hartley con FET

Un oscilador Hartley con FET. El circuito se traza de modo que la red de realimentación se ajuste a la forma mostrada en el circuito



## Oscilador Hartley con transistor

Un circuito oscilador Hartley. El circuito opera a una frecuencia.



## Oscilador de cristal

Un oscilador de cristal es básicamente un oscilador con un circuito sintonizado que utiliza un cristal piezoeléctrico como circuito tanque resonante. El cristal (normalmente cuarzo) tiene una mayor estabilidad al mantenerse constante a cualquier frecuencia a la que originalmente se cortó el cristal para que operara. Se utilizan osciladores de cristal siempre que se requiere una gran estabilidad, como en transmisores y receptores de comunicación.

## Características de un cristal de cuarzo

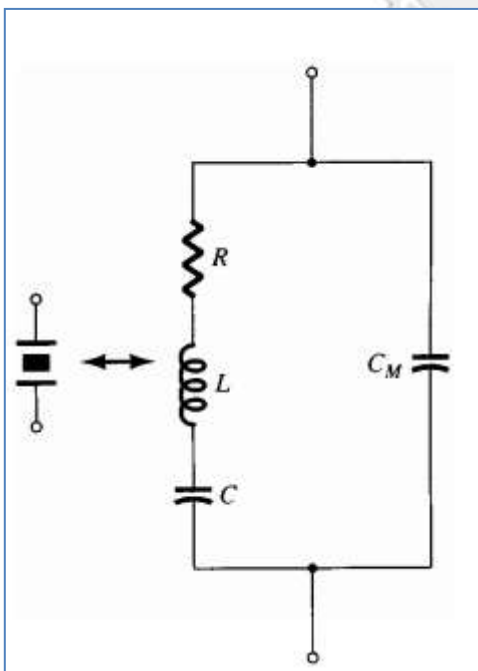
Un cristal de cuarzo (uno de varios tipos de cristal) presenta la propiedad de que cuando se aplica un esfuerzo mecánico a través de algunas de sus caras, se desarrolla una diferencia de potencial por las caras opuestas. Esta propiedad del cristal se conoce como efecto piezoeléctrico. Asimismo, un voltaje aplicado a través de algunas de las caras del cristal provoca una distorsión mecánica en la forma del cristal.

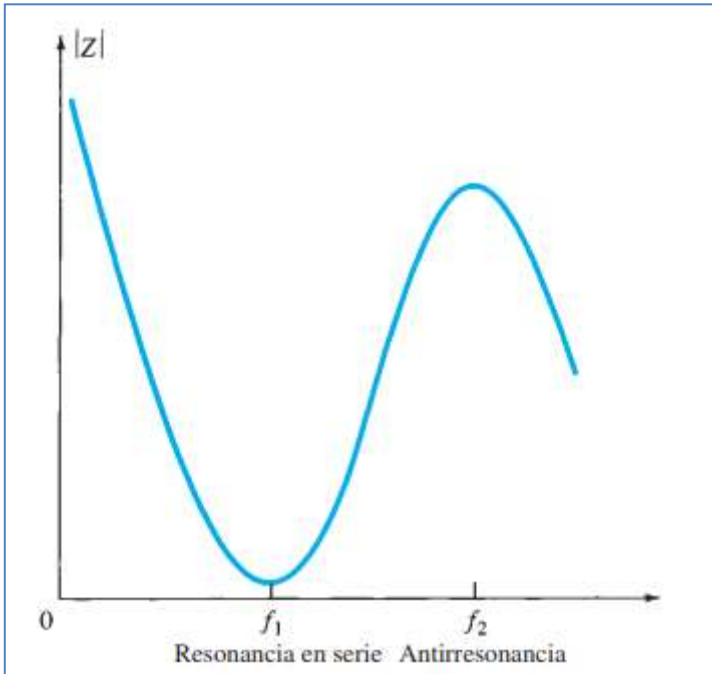
Un cristal de cuarzo (uno de varios tipos de cristal) presenta la propiedad de que cuando se aplica un esfuerzo mecánico a través de algunas de sus caras, se desarrolla una diferencia de potencial por las caras

opuestas. Esta propiedad del cristal se conoce como efecto piezoeléctrico. Asimismo, un voltaje aplicado a través de algunas de las caras del cristal provoca una distorsión mecánica en la forma del cristal.

Cuando se aplica un voltaje alterno a un cristal, se establecen vibraciones mecánicas; estas vibraciones tienen una frecuencia resonante natural que depende del cristal. Aun cuando el cristal tiene resonancia electromecánica, podemos representar la acción del cristal por medio de un circuito resonante eléctrico equivalente. El inductor  $L$  y el capacitor  $C$  representan equivalentes eléctricos de masa y deformación del cristal, respectivamente, mientras que la resistencia  $R$  es un equivalente eléctrico de la fricción interna de la estructura del cristal. La capacitancia en derivación  $C_M$  representa la capacitancia debida al montaje mecánico del cristal. Como las pérdidas en el cristal, representadas por  $R$ , son pequeñas, el cristal  $Q$  equivalente (factor de calidad) es alto: por lo general de 20,000. Con los cristales se pueden obtener valores de  $Q$  hasta de casi 106

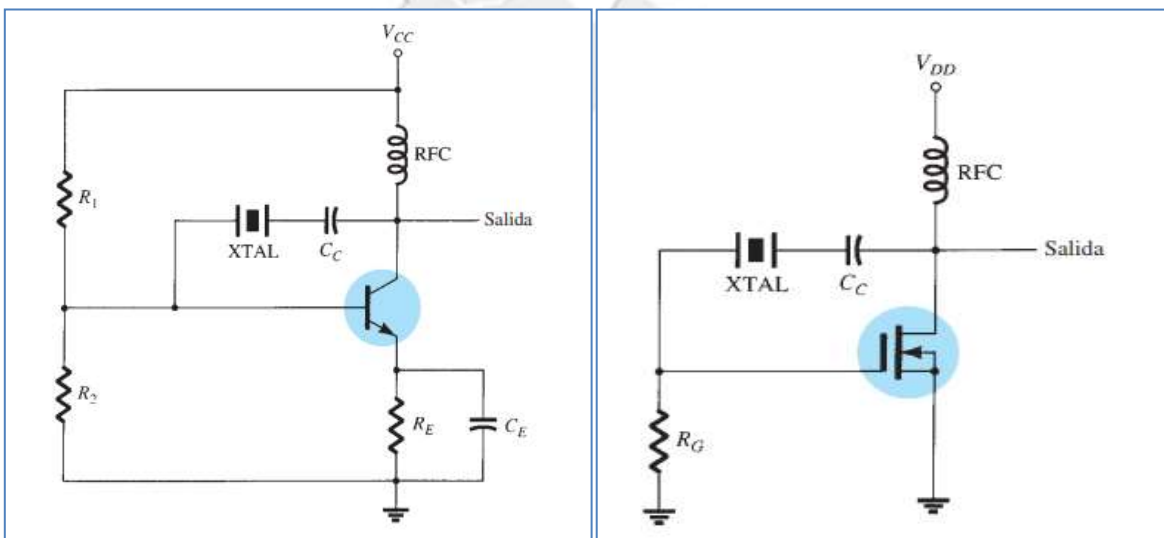
El cristal representado por el circuito eléctrico equivalente puede tener dos frecuencias resonantes. Ocurre una condición resonante cuando las reactancias de la rama RLC en serie son iguales (y opuestas). En esta condición, la impedancia en serie-resonante es muy baja (igual a  $R$ ). La otra condición resonante ocurre a una frecuencia más alta cuando la reactancia de la rama resonante en serie es igual a la reactancia del capacitor  $C_M$ . Ésta es una resonancia en paralelo o condición de antirresonancia del cristal. A esta frecuencia, el cristal ofrece una impedancia muy alta al circuito externo. La impedancia contra la frecuencia del cristal. Para utilizar el cristal correctamente se debe conectar en un circuito de modo que se seleccione su impedancia baja en el modo de operación resonante en serie, o su impedancia alta en el modo de operación antirresonante.





### Circuitos resonantes en serie

Para excitar un cristal y que opere en el modo resonante en serie, se puede conectar como elemento en serie en una trayectoria de realimentación. A la frecuencia resonante en serie del cristal, su impedancia es mínima y la cantidad de realimentación (positiva) es máxima. Un circuito transistorizado típico. Los resistores  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_E$  constituyen un circuito

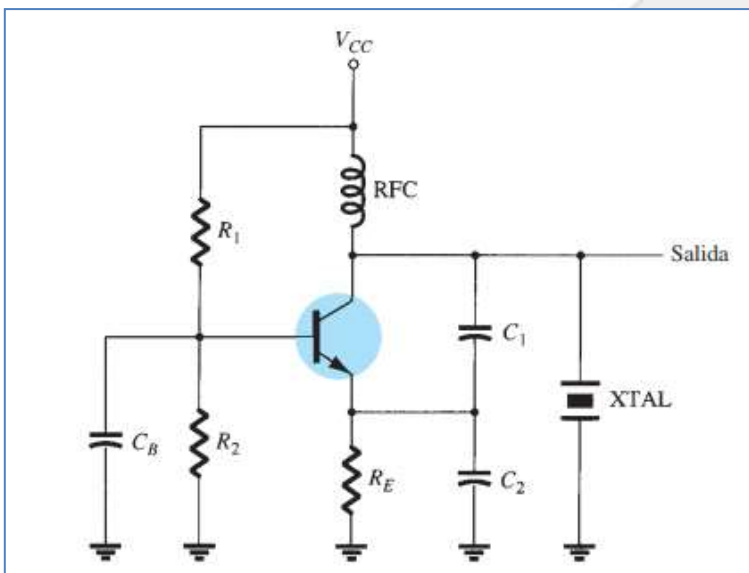


De polarización de cd estabilizado por el divisor de voltaje. El capacitor  $C_E$  proporciona un desacoplamiento de ca del resistor del emisor y la bobina RFC proporciona lo necesario para la

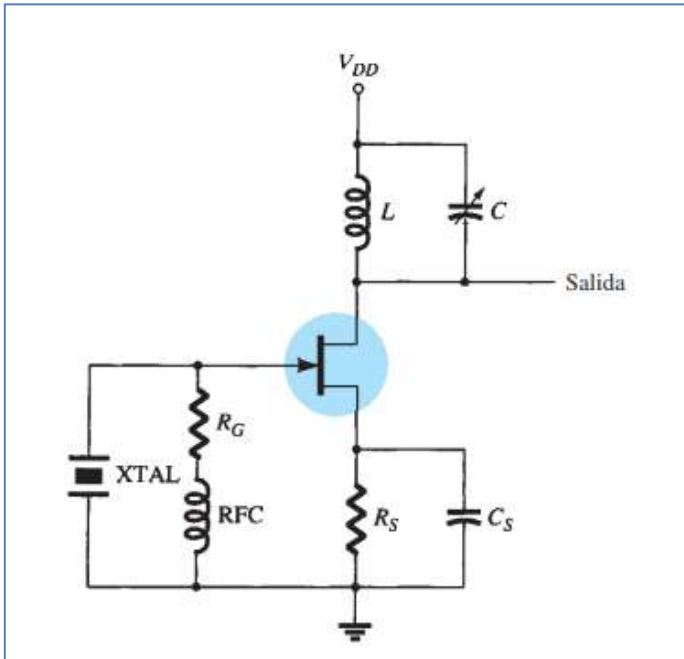
polarización de cd al mismo tiempo que desacopla cualquier señal de ca presente en las líneas de potencia para que no afecte la señal de salida. La realimentación de voltaje del colector a la base alcanza su valor máximo cuando la impedancia del cristal es mínima (en modo resonante en serie). La impedancia del capacitor de acoplamiento CC es insignificante a la frecuencia de operación del circuito aunque bloquea cualquier corriente de cd entre el colector y la base. La frecuencia resonante en serie establece entonces la frecuencia de oscilación del circuito. Los cambios del voltaje de alimentación, de los parámetros de dispositivo de transistor, etc. no afectan la frecuencia de operación del circuito, que el cristal mantiene estabilizada. La estabilidad de la frecuencia del cristal mantiene la estabilidad de la frecuencia del circuito, lo cual es bueno.

### Circuitos resonantes en paralelo

Como la impedancia resonante en paralelo de un cristal es un valor máximo, se conecta en derivación. A la frecuencia de operación resonante en paralelo, un cristal aparece como una reactancia inductiva de valor máximo. Un cristal conectado como elemento inductor en un circuito Colpitts modificado. El circuito de polarización de cd básico deberá ser evidente. El voltaje máximo se desarrolla a través del cristal a su frecuencia resonante en paralelo. Un divisor del voltaje de capacitor, los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ , acopla el voltaje al emisor

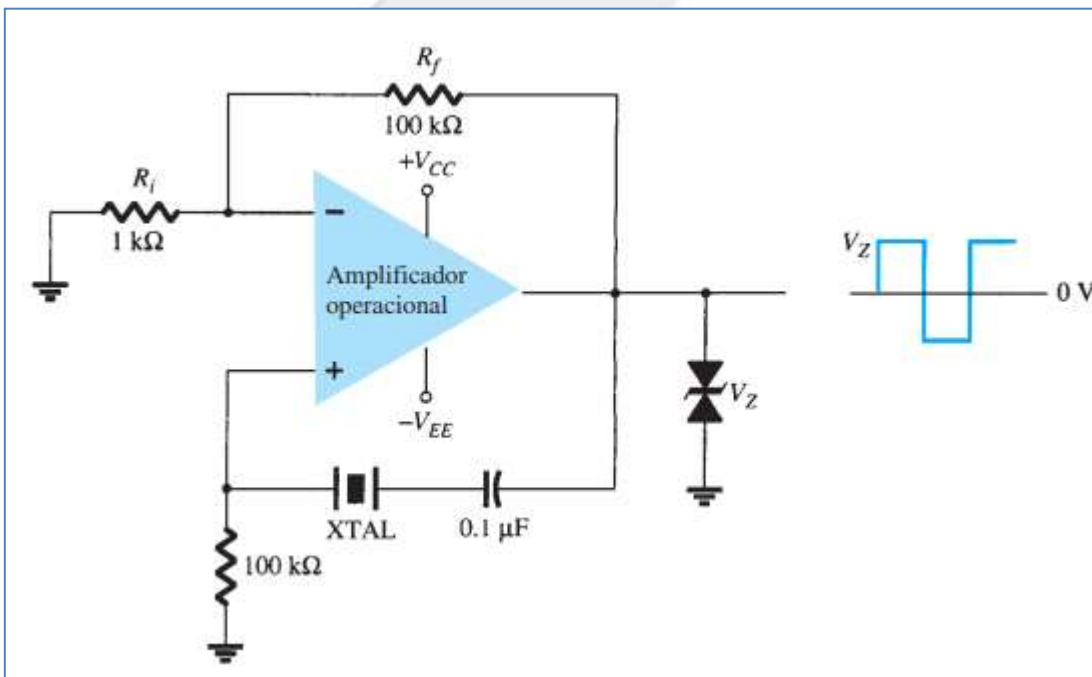


Un circuito oscilador Miller controlado por cristal. Un circuito LC sintonizado en la sección de drenaje se ajusta a casi la frecuencia resonante en paralelo del cristal. La señal de compuerta a fuente máxima ocurre a la frecuencia antirresonante del cristal, y de esa forma se controla la frecuencia de operación del circuito



### Oscilador de cristal

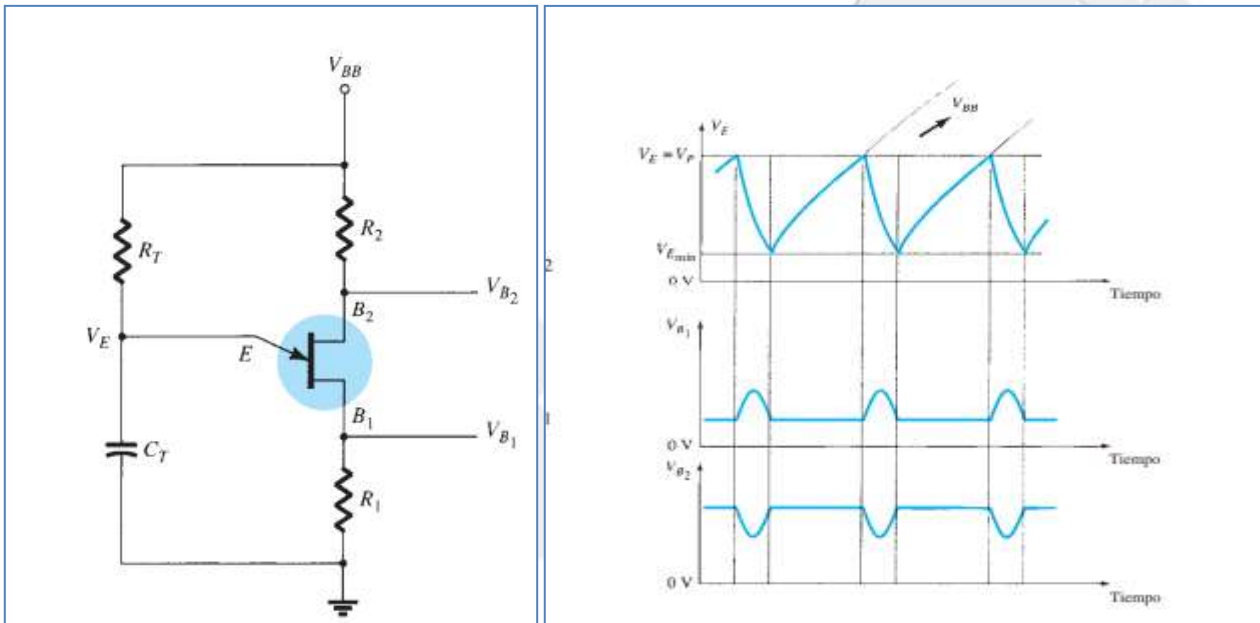
Se puede utilizar un amplificador operacional en un oscilador de cristal. El cristal se conecta en la trayectoria resonante en serie y opera a la frecuencia resonante en serie del cristal. El circuito presente tiene una ganancia alta, de modo que resulta una señal de onda cuadrada de salida como la de la figura. En la salida se muestra un par de diodos Zener para proporcionar una amplitud de salida a exactamente el voltaje Zener ( $V_Z$ )



## Oscilador de monounión

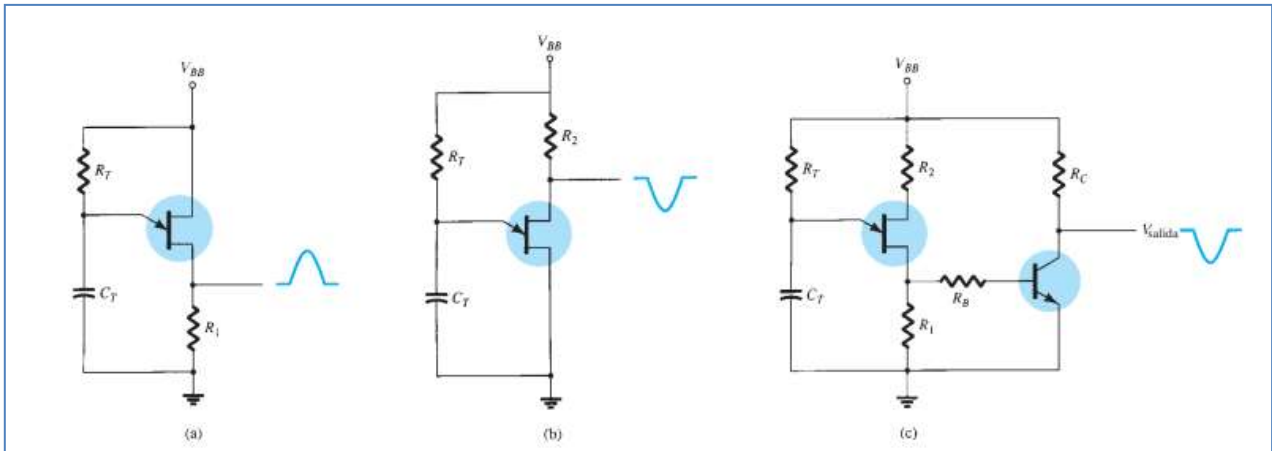
Hay un dispositivo particular, el transistor de monounión, que se puede utilizar en un circuito oscilador de una etapa para generar una señal pulsante adecuada para aplicaciones de circuito digital. Se puede utilizar el transistor de monounión en lo que se llama oscilador de relajación. El resistor  $R_T$  y el capacitor  $C_T$  son los componentes temporizadores que establecen la velocidad de oscilación del circuito. La frecuencia de oscilación, la cual incluye la relación intrínseca de contención del transistor  $h$  como un factor (además de  $R_T$  y  $C_T$ ) en la frecuencia de operación del oscilador:

$$f_o \cong \frac{1}{R_T C_T \ln[1/(1 - \eta)]}$$



La terminal del emisor monounión aparece como un circuito abierto. Cuando el voltaje del emisor a través del capacitor  $C_T$  sobrepasa este valor ( $V_P$ ), el circuito de monounión se enciende y descarga el capacitor, tras de lo cual se inicia un nuevo ciclo de carga. Cuando la monounión se activa, a través de  $R_1$  se desarrollan una elevación del voltaje a través de  $R_1$  y una caída de voltaje a través de  $R_2$ . La señal en el emisor es una forma de onda de voltaje de diente de sierra que en la base 1 es un pulso que tiende a ser positivo y en la base 2 un pulso que tiende a ser negativo.

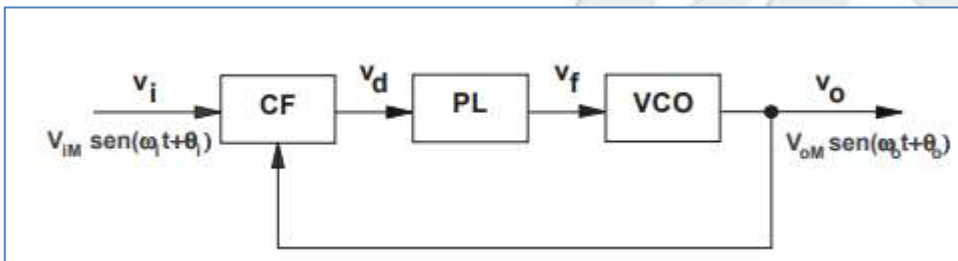
### Algunas variaciones del circuito del oscilador de monounión



### Phase Locked-Loop (PLL): Fundamento y aplicaciones

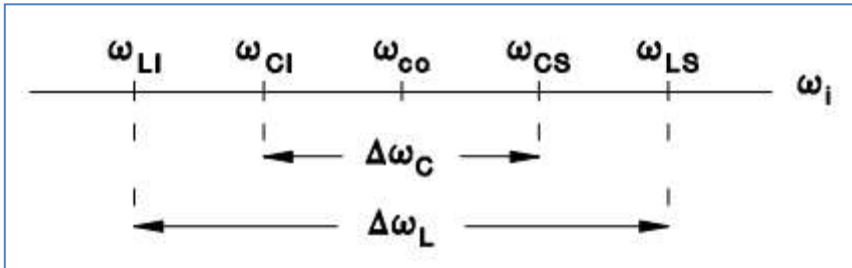
El circuito PLL es un sistema realimentado cuyo objetivo principal consiste en la generación de una señal de salida con amplitud fija y frecuencia coincidente con la de entrada, dentro de un margen determinado.

Comprende tres etapas fundamentales, véase figura a continuación:



- Comparador de fase (CF). Suministra una salida que depende del valor absoluto del desfase entre las señales de salida y de entrada. En algunos casos, esta etapa está constituida por un multiplicador.
- Filtro pasa-bajo (PL). Destinado a la transmisión de la componente de baja frecuencia de la salida de la etapa anterior.
- Oscilador controlado por tensión (VCO). Genera la tensión de salida, con frecuencia dependiente de la tensión de salida del filtro PL

Cuando el PLL está fuera de sintonía, a frecuencia de señal de entrada muy alta o bien muy baja, la tensión de salida adopta la pulsación central ( $\omega_{co}$ ). Existe una banda de frecuencias ( $\Delta\omega_L$  margen de enganche, lock range) entre las que el PLL está en sintonía, caracterizada por  $\omega_i = \omega_0$ , y otra entre las que el circuito es capaz de sintonizar ( $\Delta\omega_C$  margen de captura, capture range). El margen de captura es siempre inferior al de enganche y ambos están centrados respecto a la pulsación central [1], ver figura a continuación.



En todo el estudio se admitirá que CF es un multiplicador; entonces su tensión de salida es La señal de salida comprende dos componentes con pulsaciones  $\omega_o - \omega_i$  y  $\omega_o + \omega_i$ . Cuando el PLL está fuera de sintonía ( $\omega_o \neq \omega_i$  y  $|\omega_o - \omega_i| \tau \gg 1$ ) ambas se sitúan en la banda atenuada del filtro, la tensión de salida de éste es prácticamente nula y la pulsación de la señal de salida se fija en  $\omega_{co}$ . Por el contrario, si el PLL está sintonizado ( $\omega_o = \omega_i$ ) una de las dos componentes anteriores es continua, es también el valor medio de tensión de salida del filtro ( $V_{fm}$ ) y, a través del VCO modifica la frecuencia de la señal de salida<sup>2</sup>. Como  $V_{fm}$  depende del desfase  $\theta_o - \theta_i$ , la realimentación impone que, en régimen permanente las señales de salida y entrada tengan un desfase dependiente de la desviación de frecuencia  $\omega_o - \omega_{co}$ .

### Márgenes de captura y de enganche

Partiendo del supuesto de que el bucle está sintonizado la salida del multiplicador es

$$V_d = K_d [\ ] \cos(\theta_o - \theta_i) - \cos(2\omega_o t + \theta_o + \theta_i)$$

Tensión que comprende dos componentes: una continua y otra con frecuencia doble a la de entrada. Admitiendo que esta última resulte suficientemente atenuada por el filtro, la tensión de salida y la pulsación de oscilación del VCO son, respectivamente:

$$V_d \approx K_d \cos(\theta_e)$$

$$\Omega_{Kv} \cos(\theta_e)$$

en las que  $\theta_e = \theta_o - \theta_i$  es el desfase entre las señales de entrada y de salida y  $K_v$  (igual a  $K_0 K_d [2]$ ) es la ganancia de lazo (loop gain). Mientras el bucle esté sintonizado, la pulsación de salida sólo puede variar entre los siguientes límites

$$\Omega_{LS} \approx \omega_{co} + K \omega \approx \omega - K$$

### Margen de captura.

Como el proceso de captura sucede en un régimen transitorio, la determinación de los límites entre los que se produce es tediosa, aunque puede recurrirse a procesos iterativos e introducir hipótesis simplificadoras.

La captura implica que la componente de frecuencia  $f_e - f_i$  de salida del multiplicador, ver ecuaciones 1, se sitúe en la banda pasante del filtro; por ello, su tensión de salida se puede aproximar según las fórmulas. Por otra parte, el PLL sintoniza a una frecuencia relativamente próxima a su valor natural

## Sintonía y desintonía del PLL

Para todos los resultados presentados en este apartado, se utiliza un PLL con los datos expuestos en la tabla a continuación

Amplitud de señales entrada y salida: $V_{iM}=V_{oM}=5(V)$
Constante de tiempo del filtro $\tau=10(ms)$ .
Frecuencia de libre oscilación: $f_{CO}=1000(Hz)$
Frecuencias limite de captura: $f_{CS}=1056(Hz)$ $f_{CI}=944(Hz)$
Frecuencias limite de enganche: $f_{LS}=1200(Hz)$ $f_{LJ}=800(Hz)$

Para la mejor comprensión de los resultados presentados, conviene recordar que el espectro en frecuencia de la tensión de salida del CF comprende dos componentes cuyas frecuencias corresponden a  $\omega_o - \omega_i$  y  $\omega_o + \omega_i$ , según se expuso en (1). Componentes que, en adelante, serán abreviadas mediante BF y AF, respectivamente.

### El PLL sintonizado.

Como se explicó en el apartad anterior de introducción, si el PLL está en sintonía, la componente BF de salida del comparador de fase es continua y, por tanto, se encuentra dentro de la banda pasante del filtro. La componente AF, de frecuencia doble al valor de la entrada (también a la de salida) se sitúa en la banda atenuada. En consecuencia, la tensión de salida del filtro es prácticamente continua, con valor dependiente del desfase  $\theta_e$ .

El valor absoluto del desfase  $\theta_e$  es {inferior, igual, superior} a 90 grados según que la desviación de frecuencia de la señal de salida con respecto a la de libre oscilación sea {positiva, nula, negativa}. Por otra parte, el valor medio de tensión de salida del filtro será {positivo, nulo, negativo}, si el valor absoluto del desfase  $\theta_e$  es {inferior, igual, superior} a 90 grados.

Se consideran tres casos, correspondientes a sendos valores de frecuencia de la señal de entrada incluidos en el margen de captura. Algunas formas de onda obtenidas como resultados de simulación durante los regímenes transitorio y permanente, a partir de condiciones iniciales nulas.

La tabla a continuación registra los valores del desfase entre las señales de entrada y de salida ( $\theta_e$ ) así como el valor medio de la tensión de salida del filtro ( $V_{fm}$ ) en los tres casos considerados, coincidentes con los obtenidos.

$f_i$ (kHz)	$\theta_e$ (°)	$V_{fm}$ (mV)
1	90	0
0,95	105,5	-25
1,05	75,5	25

### El PLL fuera de sintonía.

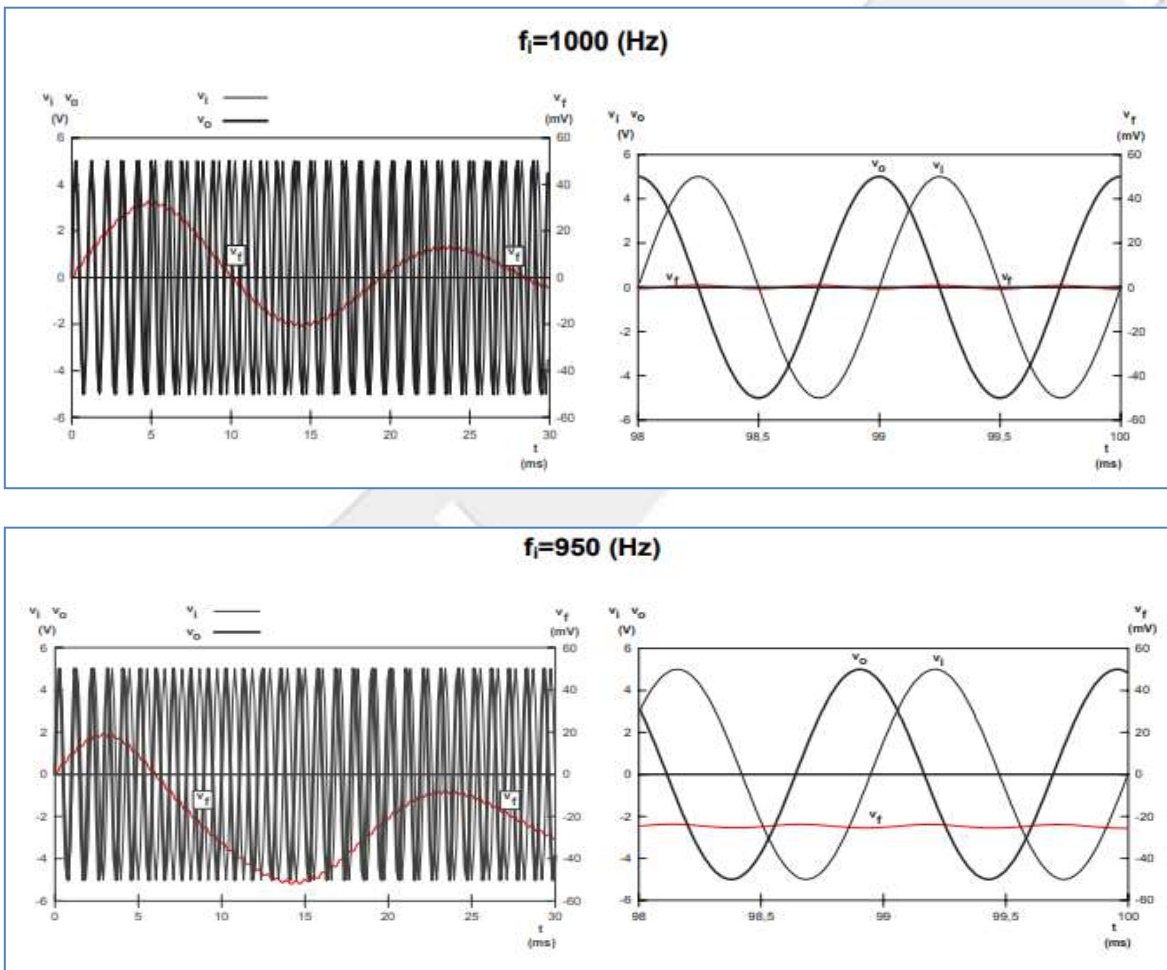
Cuando el PLL está desintonizado, las dos componentes AF y BF de salida del comparador de fase se sitúan en la banda atenuada del filtro, por lo que el valor medio de su tensión de salida es nulo. Como

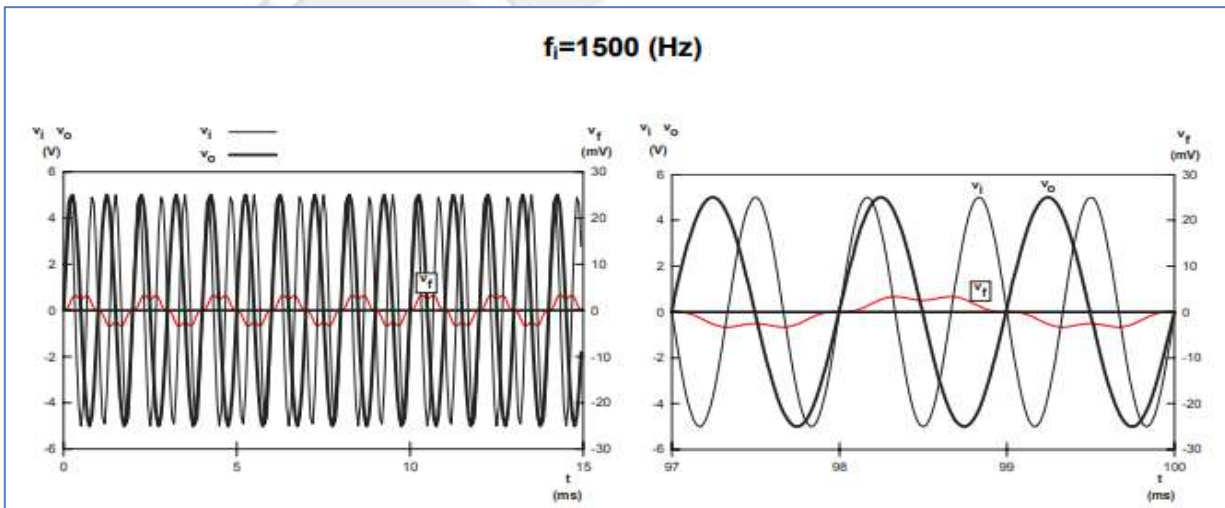
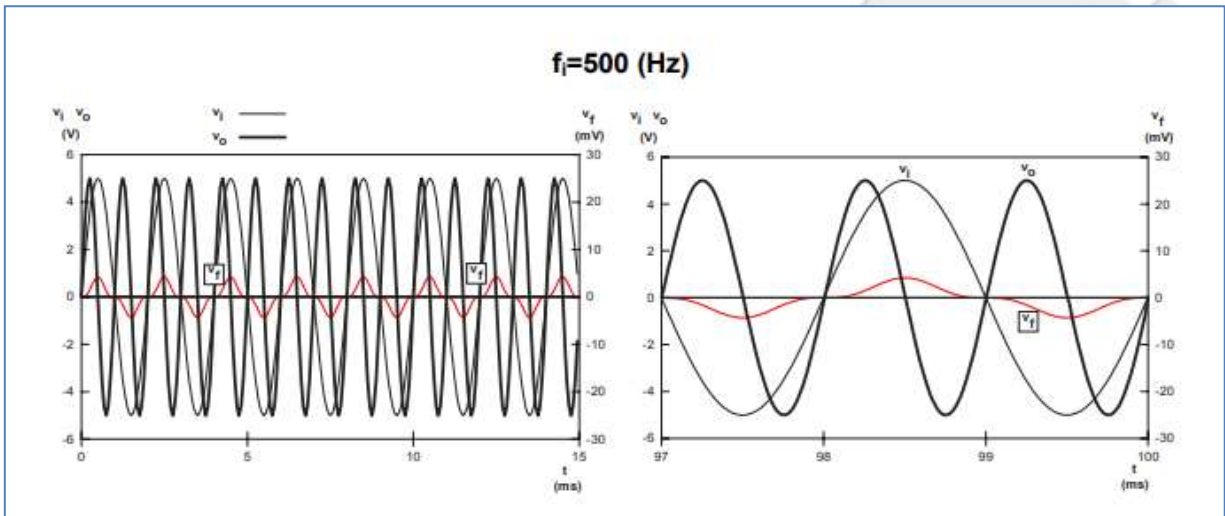
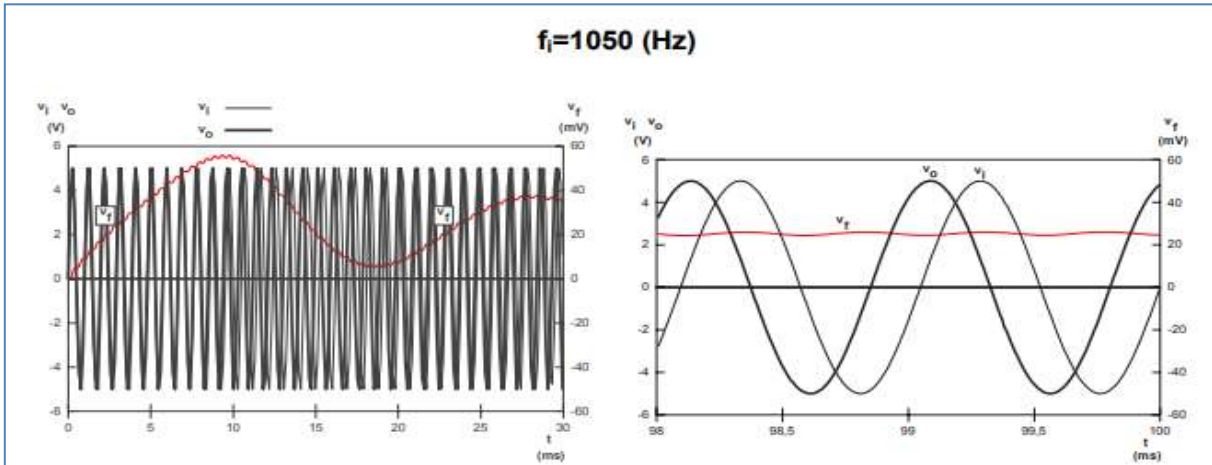
consecuencia, la frecuencia de la señal de salida se ajusta a la de libre oscilación y, por tanto, la frecuencia de salida es independiente de la de entrada.

Tal proceso puede verse en las figuras a continuación, que muestran resultados análogos a los del punto, correspondiendo a dos casos de frecuencia de la señal de entrada (500 y 1500Hz) exterior al margen de captura.

### Algunas consideraciones primero

El filtro pasa-bajo juega un doble papel en las prestaciones del PLL. Por una parte, atenúa las componentes de alta frecuencia en la salida del comparador de fase; por otra, provee de una cierta memoria al circuito que asegura el volver a capturar de la señal si el sistema sale de sintonía a causa de un ruido transitorio, por ejemplo. Constituye, sin duda, uno de los principales problemas del diseño





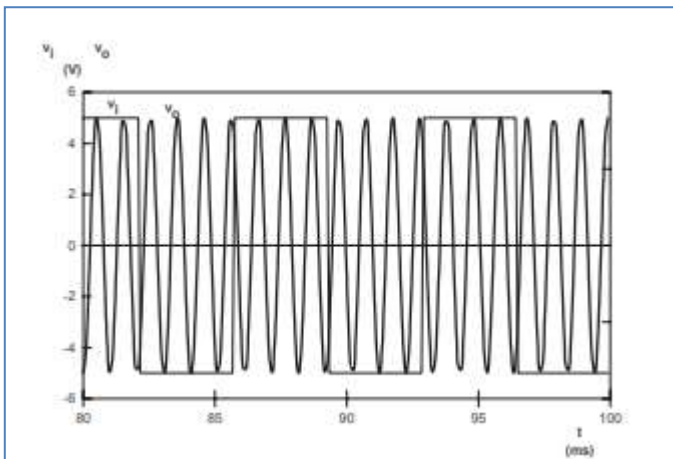
## Algunas aplicaciones del PLL.

A modo de ejemplo, se presentan algunas de las múltiples aplicaciones de los circuitos de enganche de fase.

### Aplicación 1.

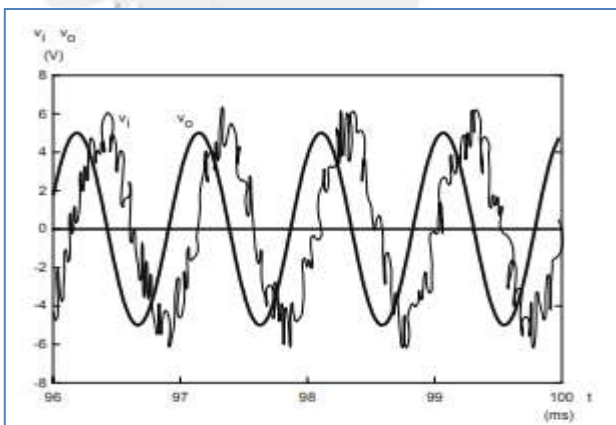
Una de las aplicaciones principales del PLL es la detección y separación de componentes del espectro de la señal de entrada contenidos en el margen de captura. Por ejemplo, la tensión de entrada es cuadrada con 5(V) de amplitud y frecuencia de 140(Hz) y su séptimo armónico (980Hz y 910mV) cae dentro del margen de captura controlando la frecuencia de la señal de salida.

En los casos que el PLL no suministre tensión de salida sinusoidal, triangular o cuadrada por ejemplo, el circuito puede entrar en sintonía de una forma intempestiva o no deseada. Este efecto se produce para frecuencias de entrada elevadas, al coincidir con algún armónico de la señal de salida



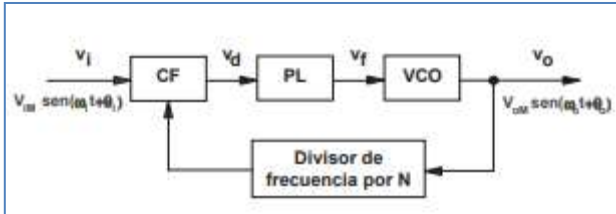
### Aplicación 2.

Constituye una aplicación interesante del PLL el filtrado o reconstrucción de señales con altos niveles de ruido. La respuesta del circuito ante una señal de entrada de 1040 (Hz) altamente contaminada; puesto que la componente



### Aplicación 3.

El fundamento de los sintetizadores de frecuencia reside en la realimentación del circuito de un PLL mediante un divisor de frecuencia (relación N). Con ello se consigue la sintonía cumpliendo la relación  $\omega_o = N \omega_i$



### Aplicación 4.

El PLL ofrece un amplio espectro de aplicaciones en los campos de la desmodulación FM y la multiplicación, división y síntesis de frecuencia. Una aplicación típica es la modulación FSK (Frequency Shift Keying) para la transmisión de datos mediante una portadora que es desplazada entre dos frecuencias preseleccionadas. El desplazamiento se consigue controlando el VCO mediante la señal binaria de datos a transmitir.

## Problemas

\*Nota: Los asteriscos indican los problemas más difíciles.

Tipos de conexiones de realimentación

1. Calcule la ganancia de un amplificador con realimentación negativa que tiene A 2000 y
2. Si la ganancia de un amplificador experimenta cambios de 10% a partir de 1000, calcule el cambio de la ganancia si el amplificador se utiliza en un circuito realimentado que tiene
3. Calcule la ganancia, las impedancias de entrada y salida de un amplificador con realimentación de voltaje en serie que tiene A 300, R1 1.5 k, R<sub>o</sub> 50 k y 14.3

### Circuitos realimentados prácticos

- \*4. Calcule la ganancia con y sin realimentación para un amplificador con FET para los valores del circuito R1 800 k, R2 200 , R<sub>o</sub> 40k, R<sub>D</sub> 8k, y g<sub>m</sub> 5000 mS.
5. con los siguientes valores del circuito, calcule su ganancia y las impedancias de entrada y salida con y sin realimentación: R<sub>B</sub> 600 k, R<sub>E</sub> 1.2 k, R<sub>C</sub> 4.7 ky b 75. Use VCC 16 V. 14.
6. Un oscilador de corrimiento de fase con FET que tiene g<sub>m</sub> 6000 ms, r<sub>d</sub> 36 ky resistor de realimentación R 12 tiene que operar a 2.5 kHz. Seleccione C para la operación especificada del oscilador.

7. Calcule la frecuencia de operación de un oscilador de corrimiento de fase con BJT para  $R = 6 \text{ k}$ ,  $C = 1500 \text{ pF}$ , y  $RC = 18 \text{ k}$ . 14.7

### Oscilador de puente de Wien

8. Calcule la frecuencia de un circuito oscilador de puente de Wien cuando  $R = 10 \text{ k}$  y  $C = 2400 \text{ pF}$ . 14.

### Circuito oscilador sintonizado

9. Para un oscilador Colpitts con FET y con los siguientes valores determine la frecuencia de oscilación del circuito:  $C_1 = 750 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 2500 \text{ pF}$ , y  $L = 40 \text{ mH}$ .

10. Para el oscilador Colpitts con transistor y con los siguientes valores de circuito, calcule la frecuencia de oscilación:  $L = 100 \text{ mH}$ ,  $LRFC = 0.5 \text{ mH}$ ,  $C_1 = 0.005 \text{ mF}$ ,  $C_2 = 0.01 \text{ mF}$  y  $CC = 10 \text{ mF}$ .  $b = -1 > 15$ .  $b = -1 > 20$ .  $b = -1 > 10$ .

### Realimentación y circuitos osciladores

Calcule la frecuencia de oscilación para un oscilador Hartley con FET para los siguientes valores del circuito:  $C = 250 \text{ pF}$ ,  $L_1 = 1.5 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 1.5 \text{ mH}$  y  $M = 0.5 \text{ mH}$ .

Calcule la frecuencia de oscilación para el circuito Hartley con transistor y los siguientes valores del circuito:  $LRFC = 0.5 \text{ mH}$ ,  $L_1 = 750 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 750 \text{ mH}$ ,  $M = 150 \text{ mH}$ , y  $C = 150 \text{ pF}$ .

### Oscilador de cristal

Trace los diagramas del circuito de (a) un oscilador de cristal operado en serie y (b) un oscilador de cristal excitado en derivación.

Oscilador de monounión

Diseñe un circuito de oscilador de monounión para que opere a (a)  $1 \text{ kHz}$  y (b)  $150 \text{ kHz}$ .

### Conclusiones

#### Circuitos Realimentados:

1. La realimentación puede clasificarse como positiva o negativa. En el primer caso, cualquier aumento de la señal de salida da origen a una señal de realimentación en la entrada tal que aumenta más aún la magnitud de la señal de salida. Cuando la realimentación provoca una disminución en la magnitud de la señal de salida, se dice que el amplificador está realimentado negativamente.

2. Un Amplificador con realimentación, es un circuito electrónico, generalmente integrado, que tiene dos entradas y una salida. La salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor de ganancia. El amplificador con realimentación es una alternativa a los amplificadores con realimentación en voltaje, también llamados operacionales.

3. La realimentación (feedback en inglés) negativa es ampliamente utilizada en el diseño de amplificadores ya que presenta múltiples e importantes beneficios. Uno de estos beneficios es la estabilización de la ganancia del amplificador frente a variaciones de los dispositivos, temperatura, variaciones de la fuente de alimentación y envejecimiento de los componentes

#### **Phase Locked-Loop (PLL):**

1. Se ha explicado el funcionamiento del circuito analógico en bucle de enganche de fase, obviando el alto grado matemático que entraña
2. Se han presentado numerosos resultados de simulación, en condiciones de sintonía y desintonía, que avalan el conjunto de programas desarrollados en libros de la materia.
3. Finalmente, se ha expuesto una perspectiva del amplio conjunto de aplicaciones derivadas del empleo de los circuitos PLL.

### **Recomendaciones**

Al estudiante.

Aprender electrónica es interesante y (con optimismo) divertido. Sin embargo, también es un trabajo duro, ya que el conocimiento y las habilidades que se pretenden encontrar sólo podrán adquirirse a través de la práctica. Les ofrecemos algunas directrices

1. Conforme avance en el material, trate de adquirir una noción de dónde proviene la teoría; por ejemplo, las leyes básicas experimentales en las cuales se basa. Esto le ayudará a entender mejor las ideas principales sobre las cuales está construida la teoría.
2. Aprenda la terminología y las definiciones. Con frecuencia se introducen nuevos conceptos importantes. Aprenda qué significan y dónde se usan.
3. Estudie cada sección con detenimiento y asegúrese de que ha entendido las ideas básicas y de qué manera se conectan unas con otras. Trabaje a su ritmo a lo largo de los ejemplos con su calculadora. Intente resolver los problemas de práctica y luego los problemas al final de cada tema. No entenderá todos los conceptos de inmediato, la mayoría requerirán varias lecturas antes de que consiga tener un entendimiento adecuado.
4. Cuando esté listo, ponga a prueba sus conocimientos con los Problemas intermedios de verificación de aprendizaje que se incluyen en cada capítulo.
5. Cuando domine el material, siga adelante con el siguiente bloque. Para aquellos conceptos con los que tiene dificultad, consulte a su profesor o alguna otra fuente con conocimiento de la materia.

6. Necesitará una buena calculadora científica con la cual llegará a dominar de manera más fácil los aspectos numéricos de la solución de problemas, de este modo tendrá más tiempo para concentrarse en la teoría.

## Bibliografía

1. BOYLESTAD, Robert. "Electrónica. Teoría de Circuitos". Editorial Prontica Hall. Sexta Edición. México.1996.
2. <http://www.radiolab.com.au> Applied Radio Labs. Software gratuito de diseño y simulación.
3. [www.osicom.com/notes/ddstutor.html](http://www.osicom.com/notes/ddstutor.html)
4. [www.geocities.com/CapeCanaveral/5611/dds.html](http://www.geocities.com/CapeCanaveral/5611/dds.html) [7] [www.ti.com/sc/docs/apps/logic/](http://www.ti.com/sc/docs/apps/logic/). Texas Instruments. Ver [digital\\_phase\\_locked\\_loops\\_plls\\_.html](#). Circuitos y notas de aplicación.