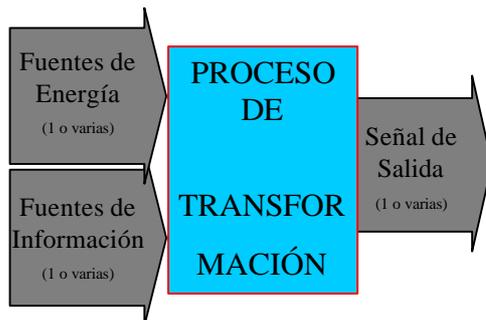


Electrónica Aplicada Básica.

Nota 1: Desde los conceptos generales en la introducción, al caso particular de los amplificadores operacionales, este documento se refiere a fenómenos presentes en los circuitos electrónicos reales, que en general no se los considera en etapas de análisis y síntesis, pero se manifiestan en la práctica como perturbaciones o alteraciones de los resultados esperados. No es intención realizar demostraciones propias de la física, el álgebra o el análisis matemático, que es conveniente que el estudiante realice como ejercitación para concretar el aprendizaje. Se considera además que ya ha visto las aplicaciones generales de los A.O.

1.- Generalidades.

1.a - Ruido Eléctrico.



{fig.1.1} Esquema general del procesamiento de señales eléctricas.

La razón de ser de la electrónica es el PROCESAMIENTO DE SEÑALES ELÉCTRICAS con el objeto de comunicar algo o producir una transformación entre distintas formas de energía de este tipo. La efectividad de la comunicación o transformación dependerá de la PUREZA de la señal a la salida del proceso.

En instancias de análisis de circuitos por simplicidad y método se opera con componentes "ideales", libres de perturbaciones. Pero toda variación que no fue originada por el evento a comunicar o controlador de la transformación representa globalmente una distorsión del mensaje que llamaremos **RUIDO (NOISE)**, y lo podemos interpretar como la diferencia entre la señal ideal (sin distorsión) y la real obtenida tras el procesamiento: $Ruido = S_{id} - S_{re}$.

El *Ruido* siempre está presente, es una condición natural de los sistemas físicos, no obstante se considera aceptable una comunicación si se puede recuperar el "mensaje" en todos sus aspectos relevantes (inteligibilidad).

El *Ruido Eléctrico* proviene no solo de fuentes externas (como chispas en motores nafteros y eléctricos) sino del mismo circuito que procesa la señal. El **RUIDO TÉRMICO** asociado al "movimiento Browniano" de los electrones (ejemplo de *Ruido Blanco* por ser uniforme en todo el ancho de banda), está presente en todo circuito eléctrico, y su **POTENCIA (P_n)** depende del **ANCHO DE BANDA** del circuito (BW), la **constante de Boltzmann** ($k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K), y la **TEMPERATURA ABSOLUTA (T)** en grados Kelvin ($0^\circ\text{C} = 273\text{K}$) del circuito. La **Potencia De Ruido Disponible** en un $BW = 1\text{Hz}$ (densidad espectral) es

$$p_n(f) = k.T \quad [eq.1.1]$$

Por su origen, en general se considera el valor eficaz de esta potencia, como generada por la componente real de una impedancia $Z = R + jX$, tal que $P_{nR} = V_n^2/R$; y:

$$(Teoría del ruido de Nyquist) \quad V_n^2 = k.T \cdot \dot{\theta}_{BW} R(f) \cdot df \quad [eq.1.2]$$

Nota 2: Bibliografía de referencia recomendada para este tema es "Estado sólido en la ingeniería de la radiocomunicación" (H.C.Krauss, C.W.Bostian, F.H.Raab).

Ejemplos :

[ej.1.1] Ruido Térmico generado por un resistor : $V_n^2 = 4.k.T.R.BW$ [eq.1.3]
 Ruido de una junta en polarización directa $I_{Dn}^2 = 2.q.I_D.BW$

[ej.1.2] Cálculo del voltaje de ruido cuadrático medio producido en un resistor de $100\text{ k}\Omega$ en un ancho de banda de 10^6 Hz a una temperatura ($T = 20^\circ\text{C} = 293\text{ K}$).

$$4kT = 1.62 \times 10^{-20}; \quad V_n^2 = 1.62 \times 10^{-20} \times 10^5 \times 10^6 = 16.2 \times 10^{-10} \text{ volts}^2$$

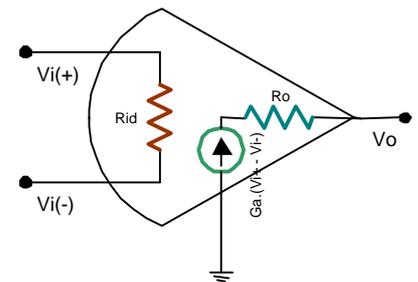
El voltaje de ruido rms es $(V_n^2)^{1/2} = 40.2 \text{ microvolts } [\mu\text{V}]$.

Si este resistor de $100\text{-kilohm (k}\Omega)$ estuviera en el circuito de entrada de un voltímetro electrónico ($3\frac{1}{2}$ dígitos significativos) con un ancho de banda de 1 MHz , ninguna cantidad de ganancia desarrollada en el voltímetro lo haría mas apto que un instrumento mas simple (p.ej. IPBM tolerancia 5%) para medir con exactitud señales bajo 1 milivolt (mV) .

[ej.1.3] Para un amplificador operacional tipo CA741 con resistencia de entrada $R_{id}=2M\Omega$ en lazo abierto (sin realimentar) y sin señal de entrada, a $27^{\circ}C$ (300K) :

[fig.1.2]

| Uso | BW [Hz] | G_a (ganancia de Tensión) [dB] | V_{ni} (micro V) | V_{no} (mV) |
|------------------------|---------|----------------------------------|--------------------|---------------|
| Detección de presencia | 10 | 100 | 0.58 | 58 |
| Telefonía | 4k | 48 | 11.51 | 2.9 |
| Hi - Fi | 20k | 34 | 25.7 | 1.3 |
| Seguidor de tensión | 1M | 0 | 182 | 0.182 |



[fig.1.2] Esquema de Amplificador Operacional.

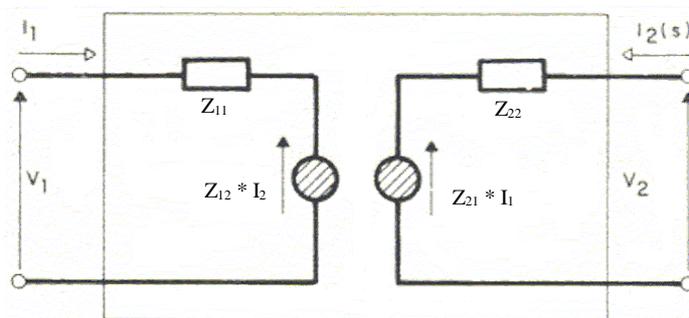
La posibilidad de recuperar el mensaje original con inteligibilidad suficiente es relativa, en función de cuanto fue afectado por el ruido, y la capacidad de discriminación del mismo en el proceso de transformación empleado. Esto da lugar a un índice de calidad de una señal : **SNR (Signal Noise Relation) Relación Señal Ruido**.

$$\text{Relaciones de potencia : } SNR = P_s / P_n = V_s^2 / V_n^2 = I_s^2 / I_n^2 \quad [eq.1.4]$$

$$\text{El uso común es en decibeles : } SNR(dB) = 10 \cdot \log_{10}(P_s / P_n) = 20 \cdot \log_{10}(V_s / V_n) \quad [eq.1.5]$$

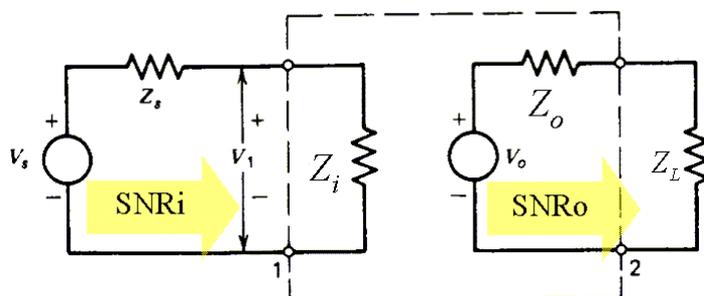
SNR vale dentro de un BW especificado (de manera que quede acotada P_n) y da una medida del grado de "corrupción" de la señal. Cada sistema de transformación o procesamiento admitirá distinta SNR mínimo como limitación de calidad de la señal de entrada.

No hay acciones de mejora sobre una señal con ruido, por lo que este debe controlarse donde se genera. En un circuito pasivo (sin fuentes internas) aislado no se puede mejorar mas que la calidad de los componentes. Así por ejemplo en una línea de transmisión de gran longitud se utilizará un coaxil de baja impedancia característica (75Ω) y sección de núcleo (conductor central) en función de las máximas pérdidas admisibles ($R_{cu} = r_{cu} \cdot l/s$).



[fig.1.3] Cuadripolo de la matriz impedancia.

En sistemas o circuitos activos (donde hay transformación de la señal por actividad de generadores internos y/o externos), por condición de diseño la transferencia inversa es un parámetro que se hace lo suficientemente pequeño en el BW considerado ($Z_{12} @ 0$) como para que cualquier evento que se produzca a la salida no se vea "reflejado" en la entrada. También se busca que las componentes reactivas residuales tengan poca influencia dentro del rango de operación, de manera tal que el modelo circuital será el de la figura 1.4.



[fig.1.4] Modelo equivalente de un cuadripolo activo típico.

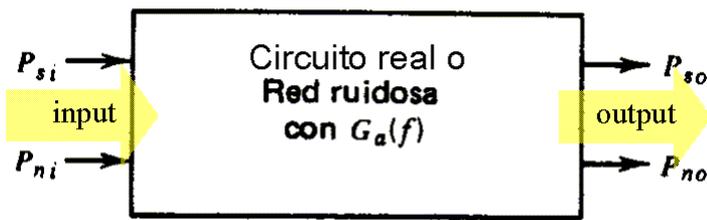
Esto da lugar a un índice de calidad del dispositivo por el ruido que incorpora en el procesamiento de la señal, denominado **CIFRA DE RUIDO (NF : Noise Figure)**.

$$NF = SNR_i / SNR_o = \frac{P_{si} / P_{ni}}{P_{so} / P_{no}} \quad [eq.1.5]$$

Como $SNR > 1$ y $SNR_i > SNR_o$, será $NF > 1$, y mejor cuanto mas se parezca a 1 (0dB).

La Ganancia de Potencia Efectiva es

$$G_a = P_{so} / P_{si} \quad [eq.1.6]$$



{fig.1.5} Potencias de señal de ruido a la entrada y salida de un cuadripolo.

Se considera el ruido generado en el circuito como proveniente de una fuente equivalente a la entrada del mismo (ver figura 1.6), de potencia $P_{ne} = k \cdot T_e \cdot BW$ [eq.1.7]

Siendo T_e la temperatura equivalente de ruido un parámetro característico de esa red. Será entonces:

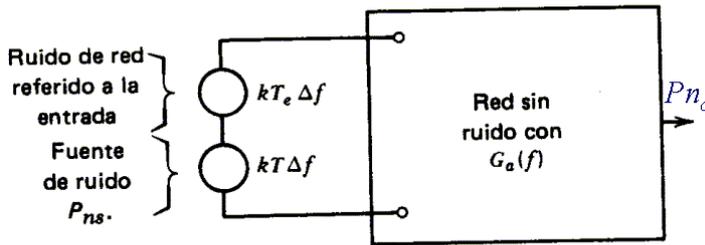
$$P_{no} = G_a(f) \cdot k \cdot (T + T_e) \cdot BW \quad [eq.1.8]$$

Y la cifra o figura de ruido :

$$NF = SNR_i / SNR_o = \frac{P_{no}}{G_a \cdot P_{ni}} =$$

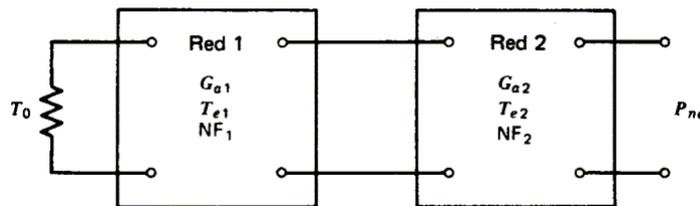
$$NF = 1 + \frac{P_{ne}}{G_a \cdot P_{ni}} \quad [eq.1.9]$$

Cuyo mejor valor se obtiene cuando $P_{ne} \rightarrow 0$.



{fig.1.6} Esquema equivalente de la generación de ruido en una red.

En un sistema en cascada :



$$NF_T = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{a1}} + \dots + \frac{NF_n - 1}{\prod_{m=1, n-1} G_{a_m}} \quad [eq.1.10]$$

Aquí podemos apreciar que, para el control de Ruido de un conjunto, **la etapa mas crítica es la primera**.

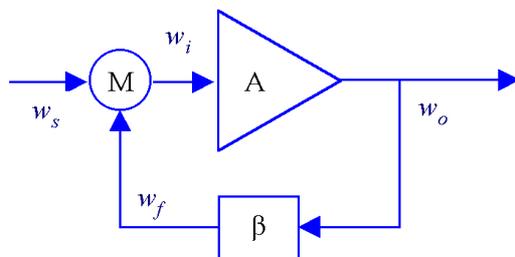
$$P_{no} = \underbrace{G_{a1} G_{a2} k T_0 \Delta f}_{\text{debido a la fuente } T_0} + \underbrace{G_{a1} G_{a2} k T_{e1} \Delta f}_{\text{debida al ruido en la primera red.}} + \underbrace{G_{a2} k T_{e2} \Delta f}_{\text{debida al ruido en la segunda red}}$$

Hay distintas causas por las que un circuito electrónico puede generar "distorsión", pero una vez establecido el régimen de funcionamiento estas componentes "no deseadas" alcanzan valores "estables", pudiendo ser medidas y controladas.

{fig.1.7} 2 cuadripolos en cascada.

1.b - Los sistemas estabilizados (con lazo de control o realimentados).

Ya se vio la efectividad de una realimentación como "lazo de control" (imagen que se asocia a la visión sistémica de los procesos de transformación). Haciendo un repaso general para una señal de entrada W (que puede representar V o I), tenemos para un amplificador realimentado negativamente :



$$A_f = \frac{w_o}{w_s} = \frac{A}{1 + b \cdot A} = \frac{A}{D} \quad \text{Siendo } D \text{ el "factor de desensibilización"} \quad [eq.1.11]$$

$$A = \frac{w_o}{w_i} ; b = \frac{w_f}{w_o} ; \text{ en general es } b \cdot A \gg 1 \text{ y } A_f = \frac{1}{b} \quad [eq.1.12]$$

{fig.1.8} Sistema: proceso realimentado.

➤ ¿Como se altera A_f en función de variaciones en A ?

en valor absoluto $dA_f / dA = 1/D^2$; en valor relativo $dA_f / A_f = 1/D \cdot dA/A$; y como $D \gg 1$ $dA_f / A_f \ll dA/A$.

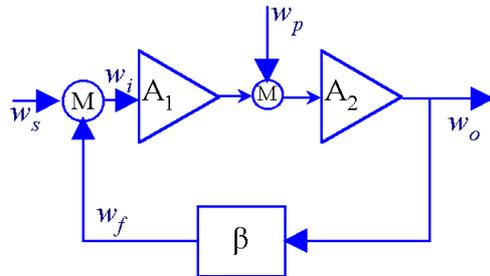
[ej.1.4] Calculo de β para bajar la distorsión por debajo del 1%, en un amplificador con $A_v= 1000$ (60dB), $V_o= 10V$ y distorsión del 15% sin realimentar.

$$1\% > 1/D \cdot 15\% \Rightarrow D=(1+\beta.A)>15 \Rightarrow \beta= 14.10^{-3}$$

➤ ¿Y con respecto a β ?

en valor absoluto $dA_f/db = -A_f^2$; en valor relativo $dA_f/A_f = -db/b$ ¡son variaciones relativas del mismo orden!

Se deberá tener especial cuidado con la calidad de los componentes del lazo de control. Esto es de tener en cuenta en un circuito de precisión o bien en las tolerancias de dispersión de una producción seriada.



{fig.1.9} Cadena de amplificadores afectada con perturbaciones.

Si la dispersión es por agentes externos, en una cadena de amplificadores (para un análisis por superposición puede pasivarse el generador de entrada $w_s=0$) :

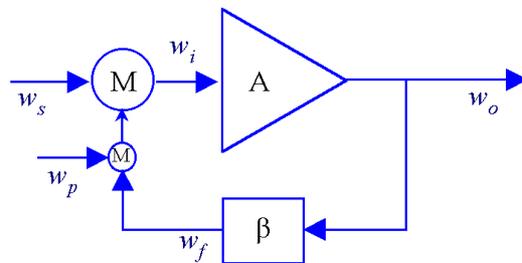
Sin realimentación ($\beta=0$) :

$$w_o = A_1.A_2.w_i + A_2.w_p = A.w_i + w_{op}$$

Con realimentación negativa :

$$w_o = A/D.w_s + A_2/D.w_p = A.w_i + w_{op}/D$$

Estas perturbaciones serán reducidas D veces.



{fig.1.10} Perturbaciones en la realimentación.

Si la perturbación se produce en el lazo de control :

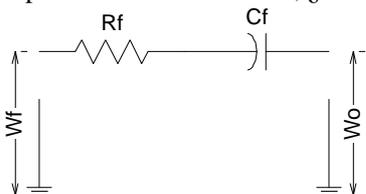
$$w_o = A.w_i = A.(w_s - w_p - w_f) = A.(w_s - w_p - \hat{a}w_o)$$

$$w_o.(1 + \hat{a}.A) = A.w_s - A.w_p$$

$w_o = A_f.w_s - A_f.w_p \Rightarrow$ ¡Perturbaciones en la malla de realimentación sufrirán la misma amplificación que la señal!

Esto vuelve a poner de manifiesto los cuidados que se debe tener en el diseño del órgano de control, y en la calidad de sus componentes, lo cual podemos generalizar a muchas circunstancias de nuestra vida cotidiana.

[ej.1.5] Si tenemos un capacitor C_f en un lazo de realimentación resistivo por necesidad de aislación de CC, para un amplificador de audio Hi-Fi; ¿cuanto debe valer para no influir en el funcionamiento del circuito si $R_f=10k\Omega \pm 1\%$?



$$Z_f = R_f + 1/(j\omega.C_f) ; X_c = 1/(2.p.f.C_f)$$

Podemos adoptar como criterio para decir que la influencia de X_c no es significativa que su valor absoluto sea menor que la tolerancia de R_f . Entonces :

$$1\%R_f > 1/(2.p.f.C_f) \Rightarrow C_f > 100/(2.p.f.R_f) ; \text{ y como el valor mas crítico es a la menor frecuencia (20Hz) : } C_f > 2,5/(p.R_f) ; \text{ para } R_f=10k\Omega \Rightarrow C_f > 80\mu F$$

El valor normalizado inmediatamente superior es $82\mu F$. En estas condiciones podemos decir que la influencia de C_f es "despreciable".

1.c - Décadas y Octavas.

Una frecuencia varía una década si $f_2 = 10*f_1$ o en forma más general, $f_2 = 10^n*f_1$. Cuando se desea trabajar con octavas, usamos base 2, quedando así $f_2 = 2*f_1$, o en forma general, $f_2 = 2^n*f_1$.

Ej.a) : ¿Cuántas décadas separan las frecuencias de 0.5 Hz y 50 KHz y cuántas octavas?.

$$50 \text{ KHz} = 10^n * (0.5 \text{ Hz}), \text{ despejando, } 10^n = 1E5, \text{ de donde } n = 5 \text{ (5 décadas).}$$

$$\text{En octavas tenemos, } 2^n = 1 * 10^{0.5}, \text{ entonces } \log 2^n = 5, \text{ despejando } n, \text{ se obtiene, } n = 5/\log 2 = 16,61 \text{ octavas.}$$

Ej.b) : si f_2 está 8 octavas por encima de f_1 que es de 3Hz, cuál es el valor de f_2 .

$$f_2 = (3 \text{ Hz}) * 2^8 = 768 \text{ Hz. ; en dec. } f_2 = 10^n * f_1, \text{ o sea } n = \log_{10} (768/3) = 2.4082 \text{ dec.}$$

Ej.c) : si $V_1 = 1,5 \text{ v}$ y $V_2 = 5 \text{ mV}$, encontrar la pendiente en db/dec. y db/oct con f_1 y f_2 del ej anterior.

$A_{t(db)} = 20 * \text{Log} (1.5/5 \text{ mW}) = 49,54 \text{ db}$ (en 8 octavas). $Pendiente = 6,2 \text{ db/oct} = 20,57 \text{ db/dec}$.

Ej.d) : ¿Cual es la equivalencia entre las relaciones?

En gral. la presencia de un polo en la ganancia de un amplificador provoca una caída de 20db/dec.

$A_v = A_{v_o} / (1 + j f/f_p)$; en valor absoluto $[A_v] = A_{v_o} / [1 + (f/f_p)^2]^{1/2}$; y en db $A_v/A_{v_o} (db) = 20 * \text{log}[1 + (f/f_p)^2]^{-1/2}$
 para $[1 \ll (f/f_p) : A_v/A_{v_o} (db) = 20 * \text{log} (f/f_p)$, que para $f = 10^n f_p$ da una pendiente de 20db/dec , y para $f = 2^n f_p$ da una pendiente de 6db/oct .

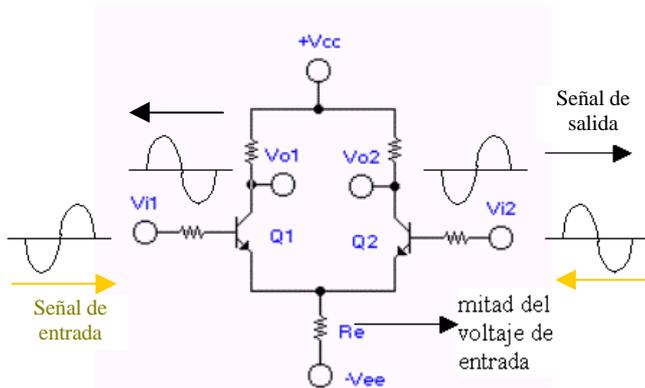
1.d - Características de juntas bipolares.

Diodos :

- Si la junta se puso en "cortocircuito" se deterioró por exceso de corriente directa .
- Si en cambio se "abrió", la falla se originó en un exceso de tensión inversa.

| | EC : Emisor Común | CC : Colector Común | BC : Base Común |
|----------|------------------------|---------------------|------------------|
| | | | |
| Zin [W] | 1K - 10K media | 1K - 1M alta | 10 - 100 baja |
| Zout [W] | 50K | 10 - 1M | 10K - 1M |
| AI | 50 - 0.2 | 50 | 0.9 |
| AV | 0.4 - 300 (contrafase) | 0.9 | 0.4 - 300 |

Los circuitos integrados analógicos están compuestos por circuitos como estos, maximizando ganancias mediante configuraciones especiales como un "par diferencial" (amplificador diferencial a la entrada) y "par complementario" (amplificador de potencia a la salida) .



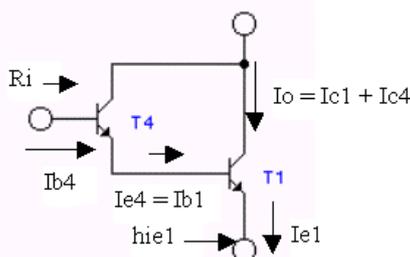
AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.

Está compuesto por BJT, FET, MOSFET, o UJT. Tiene dos entradas independientes y dos salidas independientes. La figura permite observar la configuración de un amplificador diferencial. El análisis DC que se realiza a este circuito y los siguientes permite encontrar el punto de trabajo Q (Vceq e Iceq). Mediante el análisis en AC se encuentra la amplificación del transistor.

AMPLIFICADOR DARLINGTON.

Uso : Este amplificador es muy útil ya que permite el aumento de la impedancia de entrada y también permite obtener una alta ganancia de corriente.

La ganancia de corriente es el cuadrado de la ganancia para un sólo transistor. La impedancia de entrada se multiplica por 2.



2.-Circuitos Multifunción.

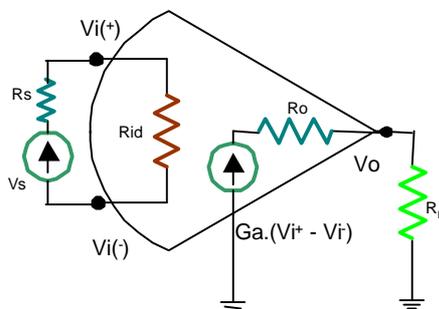
2a) Amplificadores Operacionales.

El A.O. (generalización del amplificador operacional de tensión) inicialmente es un componente circuital idealizado por la teoría matemática para la resolución de ecuaciones.

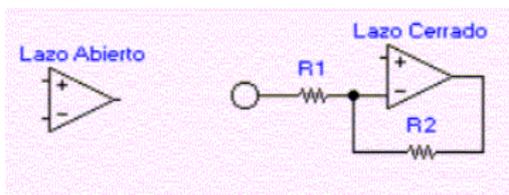
Típicamente se diseñan como amplificadores de tensión, pero existen también Amplificadores Operacionales de Corriente (A.O.C.) como convertidores I-V, con mayor BW (ancho de banda), utilizados por ejemplo en circuitos de "lazo de corriente" (redes LAN).

Teniendo en cuenta los conceptos anteriores y considerando que la teoría electrónica se desarrolla en función de componentes idealizados, avanzaremos en el análisis de este "dispositivo analógico multifunción" utilizado para solucionar distintos requerimientos en el procesamiento de señales.

Son circuitos integrados compuestos de hasta cientos o miles de transistores que permiten la amplificación y manipulación de señales eléctricas. Sus usos pueden ser variados, pasando desde sumadores, restadores, multiplicadores, integradores, derivadores, hasta funciones exponenciales, divisiones y muchas más.



[fig.1.11] Esquema de Amplificador Operacional.



- A.) Ganancia en Lazo abierto: $A = 5000$
 B.) Ganancia en Lazo cerrado: $A = R2/R1$

Se supone un dispositivo de ganancia tan grande como se quiera ($G_a \rightarrow \infty$), impedancia de salida despreciable ($R_o \rightarrow 0$) e impedancia de entrada tan elevada que haga despreciable la de la fuente de señal ($R_s \ll R_{id} \rightarrow \infty$).

En la práctica se considerará que esas suposiciones son aceptables cuando $R_s \ll R_{id}$ ($R_s < 1\% R_{id}$), $R_o \ll R_L$ ($R_o < 1\% R_L$) y G_a (A_v) suficientemente elevado.

Pueden ser manipulados en lazo abierto, presentando ganancias típicas desde 5000 (74dB), o en lazo cerrado en donde la ganancia estará definida por los elementos externos que se le conecten. Las figuras permiten ver los dos tipos de configuraciones y sus ganancias.

Características del Amplificador Operacional.

Se pueden mencionar las siguientes:

- Alta impedancia de entrada, Z_{in} (R_{id}).
- Alto ancho de banda, BW.
- Ganancia grande.
- Slew rate: Variación del voltaje de salida en función del tiempo ($V/\mu s$), el cual entre más alto mucho mejor. El amplificador de potencia debe tener una impedancia baja para obtener corriente alta.
- Drift (pequeña) : Indica la variación del voltaje o la corriente en función de la temperatura.
- CMRR' : relación de rechazo en modo común, debe ser grande. Recuérdese que este valor indica la cantidad de ruido que puede ser eliminado. Para lograr un mayor CMRR' se debe utilizar un amplificador diferencial con fuente de corriente constante. El segundo amplificador diferencial no necesita ser tan exigente en sus parámetros (puede utilizar la R_e).
- Errores Estáticos : Corrientes y voltajes "bias". La salida de un A.O. debe ser 0V cuando la entrada es 0v. Si no se cumple lo anterior, esta desviación (por polarización etapas internas) se debe a: 1) Desviación de los voltajes de entrada: Voltaje bias entrada ; 2) Desviación en las corrientes de entrada: Corriente bias de entrada.

Dado que el amplificador operacional trabaja con señales tanto en AC como en DC no debe tener acoples entre etapas utilizando condensadores.

| Ideales | Reales | MC1741C |
|--------------------------------|---|---|
| $Z_{in} = \infty$ | Z_{in} Alta | 2 M Ω |
| $Z_{out} = 0$ | $Z_{out} < 100\Omega$ | 75 Ω |
| Ganancia A = ∞ | Ganancia A = 10^6 (lazo abierto) | 100db (10^5 veces) |
| Respuesta en frecu. = ∞ | desde cc hasta Mhz | cc a 10MHz, con polos en 10Hz y 10MHz |
| Ancho de banda Bw = ∞ | BW muy grande | 1MHz |
| Slew rate = ∞ | Slew rate muy grande | 0.5 V/ μ s |
| CMRR' (o CMR) = ∞ | mejor que 60db | 90dB |
| $V_{io} = 0$ | mV | 2mV |
| $I_{io} = 0$ | nA | 20nA |
| $I_{IB} = 0$ | nA | 80nA |
| Disipación térmica = 0 | mínima generación de calor | 500mW (para I _{dc} típico de 1.7 a 2.8mA) |
| elevada tensión de salida | <90% de (V _{cc} +V _{ee}) | 15V |
| elevada corriente de salida | mejor que 10mA | 20mA |
| Drift = 0 | Drift= $\delta I/\delta T \rightarrow nA/^{\circ}C$ o $\delta V/\delta T \rightarrow \mu V/^{\circ}C$ Variación de los parámetros de offset en función de la temperatura | en consumos de 600mW \rightarrow 6,7mW/ $^{\circ}C$ $\delta I/\delta T = 0.5nA/^{\circ}C$ $\delta V/\delta T = 15\mu V/^{\circ}C$ |

Referencias del Amplificador operacional 741 según diferentes fabricantes.

| Fabricante | Código | |
|-------------------|---------------|--|
| Fairchild | μ A741 | Es uno de los circuitos mas utilizados porque tuvo aplicación en etapas de entrada (preamplificadores) de centrales telefónicas analógicas, llevándolo a la mas alta escala de producción masiva, lo que permitió costos irrisorios al usuario, pudiéndose conseguir a u\$s50 la bolsa de 100 unidades. $Z_s = 600\Omega$ (impedancia del cto. telefónico). $Z_L = 2K\Omega$ (impedancia de carga de las etapas de conmutación). |
| National | LM741 | |
| Motorola | MCI741 | |
| RCA | CA741 | |
| Texas | SN741 | |
| Signetics | SA741 | |
| Siemens | TBA221(741) | |

Otro : <http://ar.groups.yahoo.com/group/zn2002/files/LAN/LM324.pdf>

Configuración De Pines Del 741

Los pines 1 y 5 son para reducir el offset o voltaje de salida propio del amplificador cuando las entradas del amplificador están puestas a cero voltios.

El pin 2 es la entrada inversora, es decir que si una señal entra por este pin a la salida saldrá invertida.

El pin 3 es la entrada no inversora.

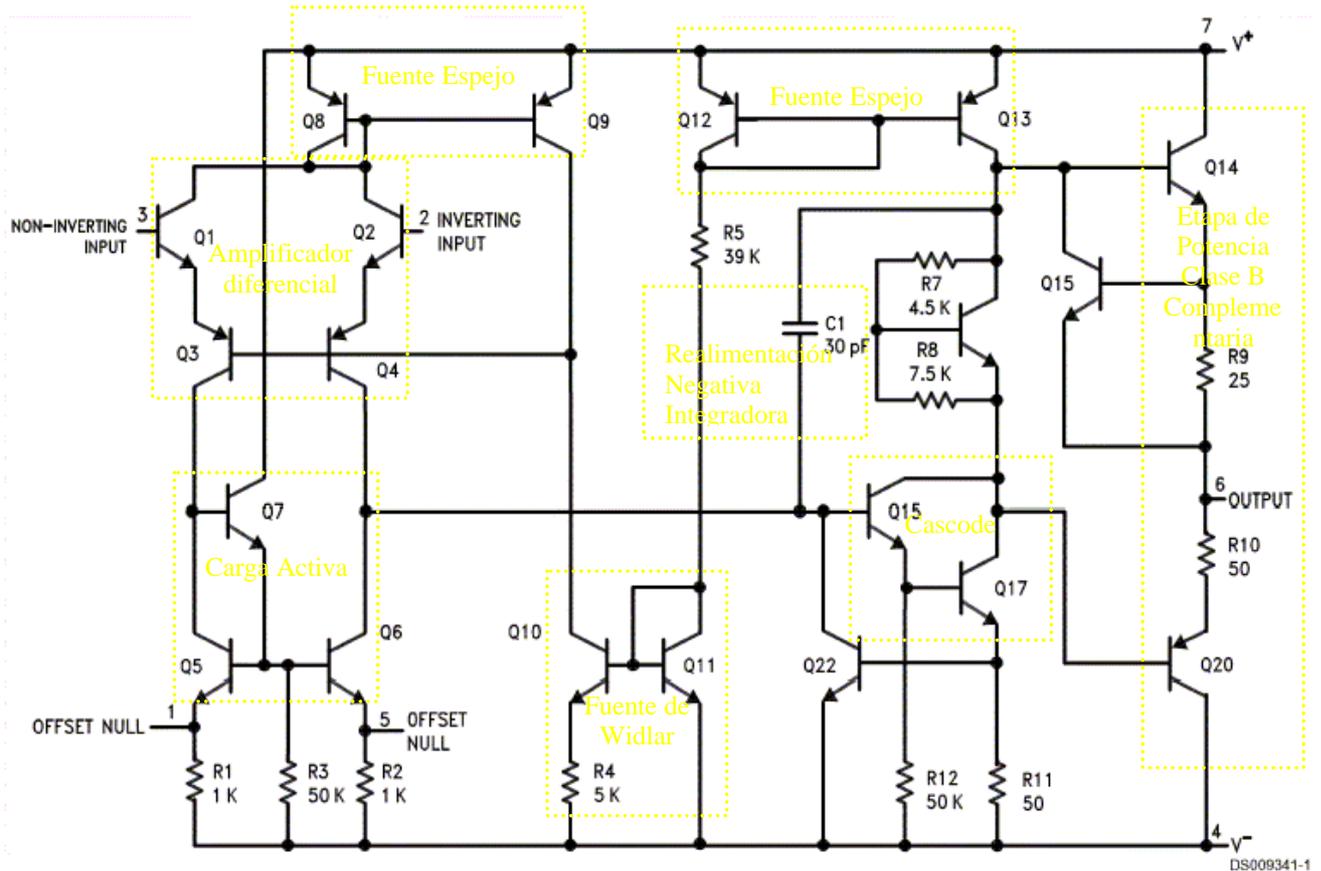
El pin 4 es la entrada de voltaje negativo o V_{ee}.

El pin 6 es la salida del amplificador operacional.

El pin 7 es la alimentación positiva o V_{cc}.

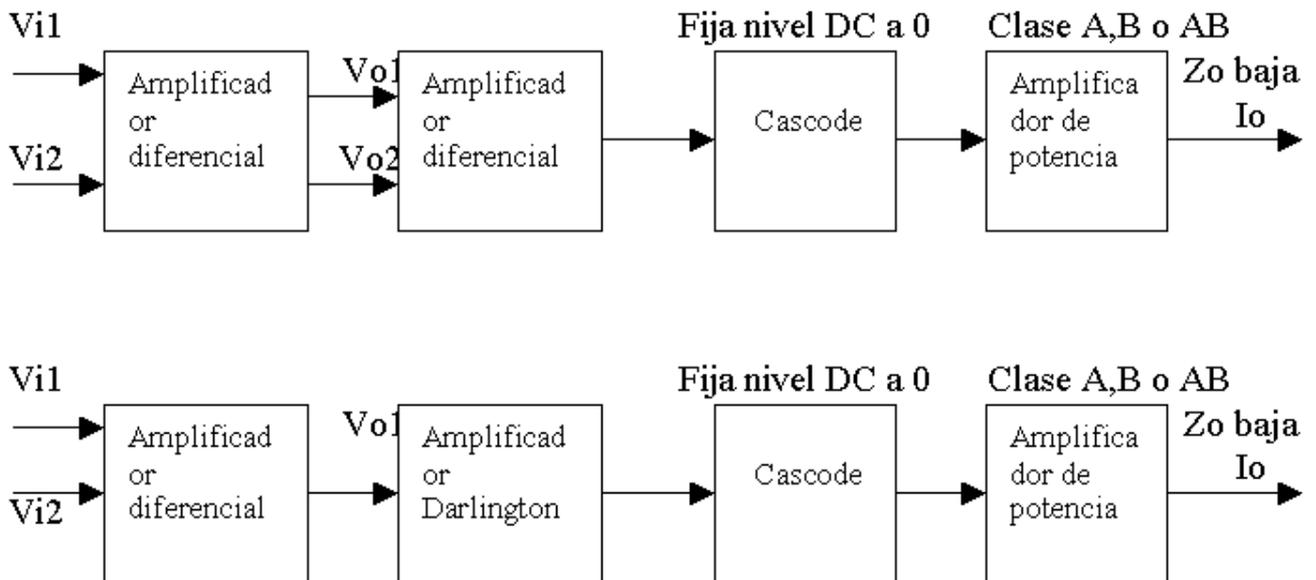
El pin número 8 no posee conexión.

Datos : <http://ar.groups.yahoo.com/group/zn2002/files/LAN/LM741.pdf>



Otro : : <http://ar.groups.yahoo.com/group/zn2002/files/LAN/mc1741.pdf>

Elementos que constituyen un Amplificador Operacional.

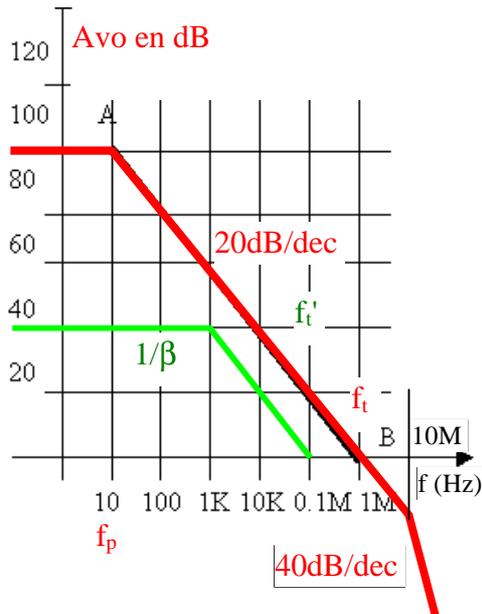


Debe observarse que las etapas de acople no poseen condensadores, esto para permitir el trabajo de los amplificadores tanto en cc como en CA, ya que con los condensadores no se podría tener amplificación de DC.

Análisis de etapas del A.O.

Nota 2: la bibliografía de referencia recomendada para este tema es " Electrónica Aplicada" (GYVE). En ese libro se analiza el caso particular de A.O.741.

Curvas De Ganancia En Lazo Abierto



Curva de Ganancia de Tensión en el 741

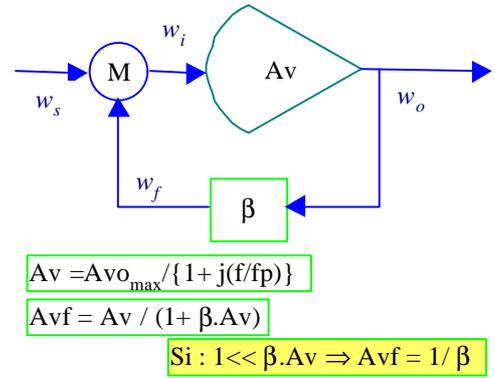
Frecuencia de Corte. (fp)

La ganancia está a 3 db por debajo de $A_{vo,max}$ en lazo abierto. $A_{vo} = A_{vo,max} / 2$, aplicando el logaritmo, $20 \cdot \log A_{vo} = 20 \cdot \log A_{vo,max} - 3$, despejando y aplicando las reglas de los logaritmos tenemos que: $A_{vo} (db) = A_{vo,max}(db) - 3 \text{ db} = A$.

Entre el punto A y B hay una atenuación de 20 db/dec.

El punto B es la frecuencia de ganancia unitaria f_t . Para el 741 el f_t es de 1 MHz.

En lazo cerrado:
 $A_{vf} \cdot BW = f_t'$.



$$A_v = A_{v_{o,max}} / \{1 + j(f/f_p)\}$$

$$A_{vf} = A_v / (1 + \beta \cdot A_v)$$

$$\text{Si } 1 \ll \beta \cdot A_v \Rightarrow A_{vf} = 1 / \beta$$

{fig.1.12} Amplificador Realimentado.

Conclusiones

Parámetros característicos de los Amplificadores Operacionales Reales

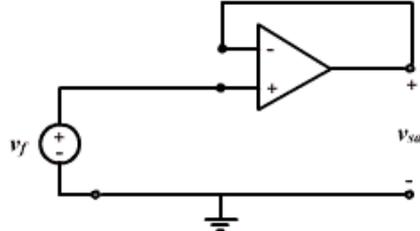
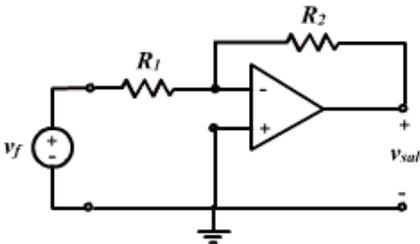
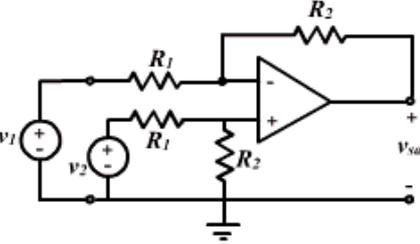
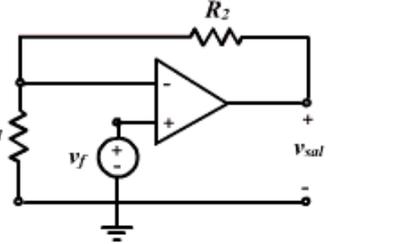
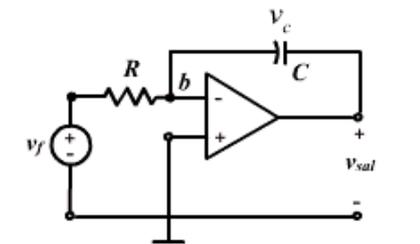
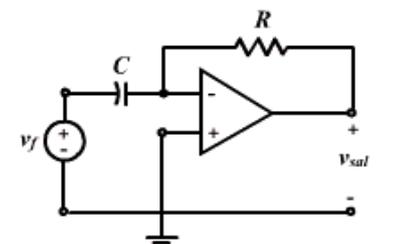
- Ganancia finita (A_o).
- Ancho de banda finito (BW).
- Slew-Rate (SR).
- OFFSET (V_{IO}).
- Corriente de polarización (I_B).
- Resistencia de entrada (R_{in}).
- Resistencia de salida (R_{out}).
- Razón de rechazo del modo común ($CMRR$).
- Tensiones de saturación (V_{sat+} , V_{sat-}).

Limitaciones Generales del Amplificador Operacional Real

- ✓ Producto Ganancia*Ancho de Banda (f_t)
- ✓ Máxima tensión de alimentación.
- ✓ Máxima disipación de Potencia.
- ✓ Temperatura.
- ✓ Máxima tensión de entrada en modo diferencial.
- ✓ Máxima tensión de entrada en modo común.
- ✓ Máxima tensión de salida.
- ✓ Máxima frecuencia en función de la tensión de salida.
- ✓ Máxima corriente de salida.
- ✓ Discontinuidad y obsolescencia.

- Etapa 1 Dibujar el modelo del amplificador ideal y las resistencias asociadas con un corto virtual, conectado entre las terminales de entrada del amplificador operacional.
- Etapa 2 Escribir las ecuaciones del voltaje de nodo.
- Etapa 3 Usar las ecuaciones del corto virtual observando que $i = 0$ y $v_c \rightarrow 0$ en el corto
- Etapa 4 Expresar v_{sal} en términos de las fuentes de voltaje de entrada.

Resumen método voltaje de nodo

| Circuito | Nombre/ voltaje de salida |
|---|--|
|  | <p>Seguidor de voltaje no inversor (amplificador aislador)</p> $v_{sal} = v_f$ |
|  | <p>Amplificador inversor</p> $v_{sal} = -\frac{R_2}{R_1} v_f$ |
|  | <p>Amplificador diferencial</p> $v_{sal} = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$ |
|  | <p>Amplificador no inversor</p> $v_{sal} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_f$ |
|  | <p>Amplificador integrador</p> $v_{sal} = -\int_0^t v_f dt + v_c(0^+)$ |
|  | <p>Amplificador derivador</p> $v_{sal} = -RC \frac{dv_f}{dt}$ |

2a) Bucle de Enganche de Fase (PLL) o Circuito de Fase Fija.

El oscilador enganchado en fase es un sistema de realimentación consistente en un comparador de fase, un filtro paso bajo, un amplificador de la señal error y un oscilador controlado por tensión (VCO) en el camino de la realimentación.

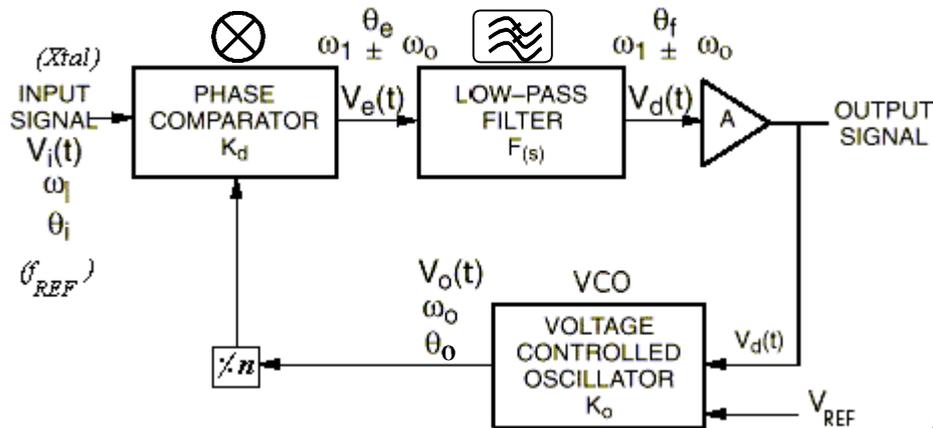


Fig. 1

El esquema de bloques de un sistema básico PLL se muestra en la Figura 1.

FUNCIONAMIENTO DE UN PLL

Cuando no hay señal aplicada a la entrada del sistema, la tensión $V_d(t)$ que controla el VCO tiene un valor cero. El VCO oscila a una frecuencia, f_0 (o lo que es equivalente en radianes ω_0) que es conocida como frecuencia libre de oscilación, o bien controlada por una V_{ref} externa.

Cuando se aplica una señal a la entrada del sistema, el detector de fase compara la fase y la frecuencia de dicha 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 señales. Este voltaje de error es entonces filtrado, ampliado, y aplicado a la entrada de control del VCO. De esta manera, la tensión de control $V_d(t)$ fuerza a que la frecuencia de oscilación del VCO varíe de manera que reduzca la diferencia de frecuencia entre f_0 y la señal de entrada f_i . Si la frecuencia de entrada f_i está suficientemente próxima a la de f_0 , la naturaleza de la realimentación del PLL provoca que el oscilador VCO sincronice y enganche con la señal entrante. Una vez enganchado, la frecuencia del VCO es idéntica a la de la señal de entrada a excepción de una diferencia de fase finita.

Esta diferencia de fase neta es F_e , donde:

$$F_e = F_0 - F_i$$

es la diferencia de fase necesaria para generar el voltaje de error corrector V_d para conseguir el desplazamiento de la frecuencia libre del VCO para igualarse a la frecuencia f_i de la señal de entrada y así mantener el PLL enganchado. Esta capacidad de autocorrección del sistema también permite al PLL "encarrilar" los cambios de frecuencia con la señal de entrada una vez se ha enganchado. La gama de las frecuencias sobre las que el PLL puede mantener el enganche con una señal de entrada se define como "gama de enganche o cierre" del sistema. La banda de las frecuencias sobre las que el PLL pueden engancharse con una señal de entrada conocida como "gama de captura" del sistema y nunca es mayor que la gama de enganche.

Otros medios de describir la operación del PLL está en observar que el comparador de fase es en realidad un circuito multiplicador que mezcla la señal de entrada con la señal del VCO. Esta mezcla produce una gama de frecuencias que son sumas y diferencias de frecuencias $(f_i + f_0)$ y $(f_i - f_0)$.

Cuando el bucle está enganchado ($f_i = f_0$; entonces $f_i + f_0 = 2f_i$ y $f_i - f_0 = 0$); de ahí que, a la salida del comparador de fase solamente tengamos una componente DC. El filtro paso bajo anula la componente de frecuencia suma por estar $(f_i + f_0)$ fuera de su ancho de banda pero deja pasar la DC que se amplifica entonces y ataca al VCO. Observar que cuando el bucle está enganchado, la componente diferencia de frecuencia es siempre DC, de tal manera que la gama de enganche es independiente del flanco del ancho de banda del filtro paso bajo.

Se puede insertar un divisor de frecuencia ($+n$) opcional en el bucle. Si la razón del divisor es "n", la frecuencia del VCO será $f_0 = n \cdot f_i$, aunque el voltaje que retroalimenta al detector de fase tiene la frecuencia f_i . Por este medio el VCO puede generar un múltiplo de la frecuencia de entrada, con una relación "precisa" de fase entre los 2 voltajes. Esto es muy útil para lograr gran estabilidad en bajas frecuencias.

Una actividad particular de los PLL está en los circuitos de sintonía de RF, y modulación/ demodulación de FM. ¿Cómo lo haría?.