

## **Tema 6:**

# **BUCLES DE FASE FIJA (PLLs) (PHASE LOCKED LOOPS)**

# Tema 6: BUCLES DE FASE FIJA (PLLs)

**6.1.-** Introducción

**6.2.-** Funcionamiento del PLL

**6.3.-** Análisis lineal del PLL enganchado

**6.4.-** Rango de bloqueo y rango de captura

**6.5.-** El VCO (circuito multivibrador)

**6.6.-** El detector de fase

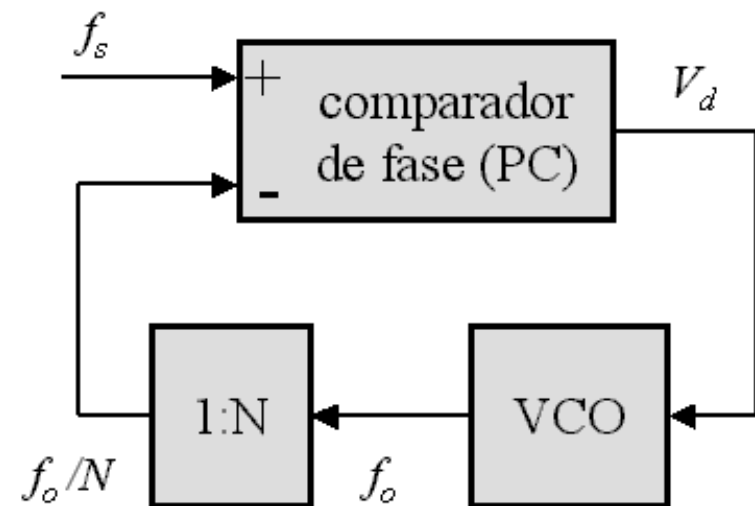
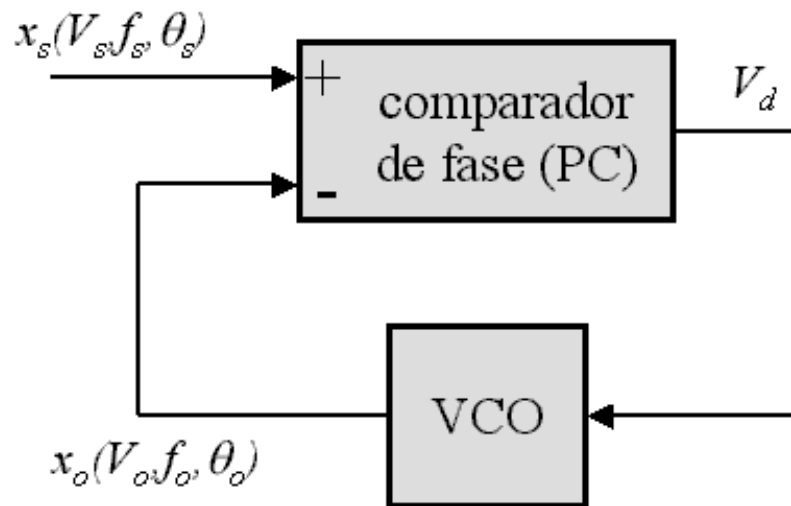
**6.7.-** Aplicaciones de los PLLs:

- Sintetizadores de frecuencia
- Detectores de FM y FSK
- Rastreo de frecuencia

**6.8.-** Estudio de un PLL integrado

# 6.1.- INTRODUCCIÓN

- Un PLL (Phase Locked Loop) es un circuito que permite controlar la frecuencia y fase de la señal de un VCO  $x_o(V_o, f_o, \theta_o)$  con una señal externa  $x_s(V_s, f_s, \theta_s)$
- Es un circuito “realimentado en fase” (PC, VCO)
- Cuando está “bloqueado” o “enganchado” se verifica:
  - $f_o = f_s$       $\theta_s - \theta_o = cte$
  - Si  $f_s$  aumenta,  $\theta_s - \theta_o$  aumenta,  $V_d$  aumenta, hasta hacer  $f_o = f_s$
  - Si  $f_s$  disminuye,  $\theta_s - \theta_o$  disminuye,  $V_d$  disminuye, hasta hacer  $f_o = f_s$
- La frecuencia del VCO  $f_o$  es igual a la de referencia  $f_s$
- Si se introduce un divisor de frecuencia  $\div N$  la frecuencia del VCO es múltiplo de la de referencia:  
 $f_o = N f_s$



- Aplicaciones del PLL:
  - Sintetizador de frecuencia:  $f_s$  referencia estable a cristal; divisor de frecuencia programable (entrada:  $N$ ); salida en VCO:  $f_o = N f_s$
  - Rastreo de frecuencia: entrada en  $f_s$ ; salida en  $f_o$
  - Demodulación de FM: entrada en  $f_s$ ; salida en  $V_d$
- Usos en radiocomunicación:
  - Sintetizador de frecuencia para control de sintonía (seleccionar qué canal se desplaza a frecuencia intermedia)
  - Rastreo de frecuencia para control de deriva de frecuencia en demodulación síncrona de AM
  - Demodulación de FM: detectores de FM y FSK
- Historia del PLL:
  - El PLL se conoce desde 1923.
  - Primeras aplicaciones: PLLs discretos para demodulación síncrona de AM
  - Se usa en radiocomunicación desde los años 60 (PLLs integrados)
  - Actualmente en la mayoría de sintonizadores de radio y TV (sintonía digital) y detectores de FM
  - Circuitos digitales de bajo consumo, integrados, bajo coste

## 6.2.- FUNCIONAMIENTO DEL PLL

- Elementos de un PLL:

- Comparador de fase ( $K_d$ ):

$$V_e = K_d \theta_e \quad \theta_e = \theta_s - \theta_o + \alpha = \theta_d + \alpha$$

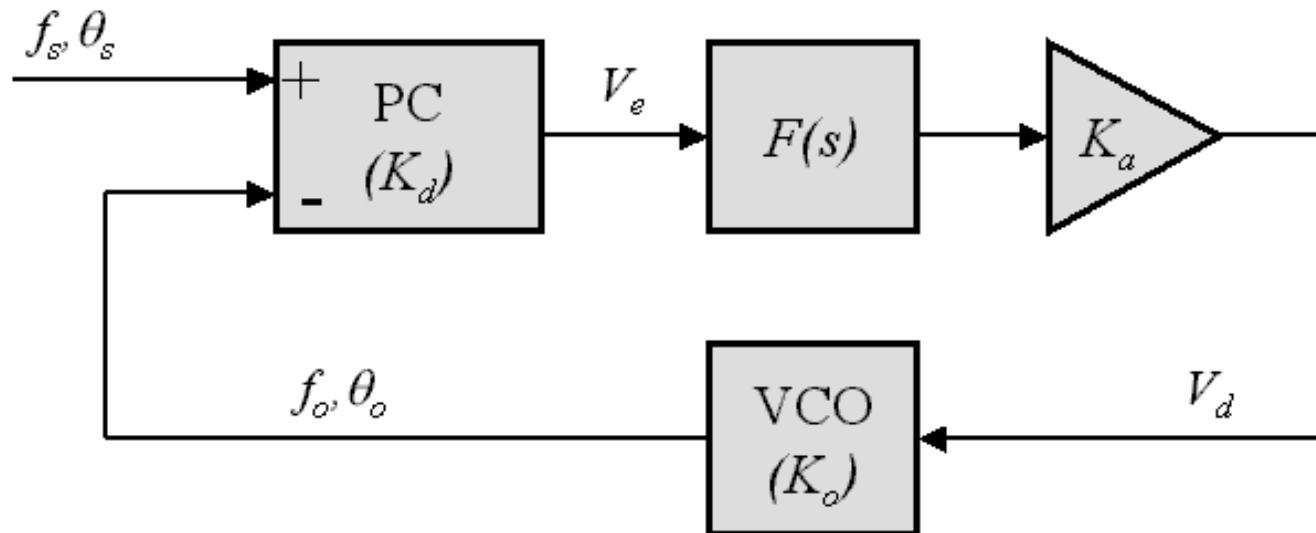
- Filtro paso-baja ( $F(s)$ ) y amplificador ( $K_a$ ):

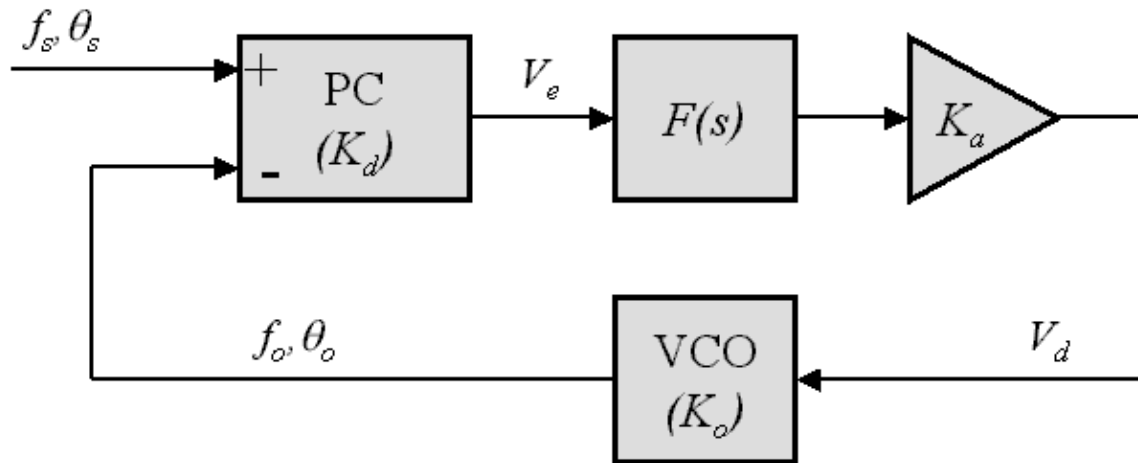
$$V_d(t) = K_a f(t) * V_e(t) \quad V_d(s) = K_a F(s) V_e(s)$$

- VCO ( $f_f, K_o$ ):

$$f_o = f_f + k_o V_d \quad \omega_o = \omega_f + K_o V_d$$

- Unidades de cada parámetro:  $K_d$  en V/rad;  $K_a$  es una ganancia de tensión;  $k_o$  en Hz/V;  $K_o$  en rad/s/V





- Cuando el PLL está bloqueado,  $f_o = f_s$ ;  $\theta_s - \theta_o = \text{cte.}$
- Frecuencia de oscilación libre  $f_f$  ( $f_o$  cuando  $V_d = 0$ )
- $\theta_s - \theta_o = \theta_d$  depende de  $f_s = f_o$  (a través de  $K_o$ ,  $K_a$  y  $K_d$ )
- $\theta_o$  se ajusta sola para hacer  $f_o = f_s$ :
  - Si  $f_s = f_f$ , entonces  $\theta_o$  t.q.  $V_d = 0$ , t.q.  $f_o = f_s = f_f$
  - Si  $f_s > f_f$ , entonces  $\theta_o$  t.q.  $V_d > 0$ , t.q.  $f_o = f_s > f_f$
  - Si  $f_s < f_f$ , entonces  $\theta_o$  t.q.  $V_d < 0$ , t.q.  $f_o = f_s < f_f$

- Normalmente  $F(s)$  es un filtro paso-baja
- PC puede ser un multiplicador analógico:

$$x_s = V_s \sin(2\pi f_s t + \theta_s) \quad x_o = V_o \cos(2\pi f_o t + \theta_o)$$

$$x_s x_o = V_s V_o \sin(\alpha_s) \cos(\alpha_o) = \frac{V_s V_o}{2} (\sin(\alpha_s + \alpha_o) + \sin(\alpha_s - \alpha_o))$$

$$x_s x_o = \frac{V_s V_o}{2} (\sin(4\pi f_s t + \theta_s + \theta_o) + \sin(\theta_s - \theta_o))$$

$$V_e = K_d \sin(\theta_s - \theta_o) = K_d \sin(\theta_e) \approx K_d \theta_e$$

## 6.3.- ANÁLISIS LINEAL DE UN PLL ENGANCHADO

Supongamos un PLL bloqueado (o enganchado, o en estado de fase fija). En este caso,  $f_o = f_s$

DETECTOR DE FASE (o comparador de fase):

- Salida:  $V_e$  que es función de  $\theta_e = \theta_d + \alpha$



- Parámetros característicos:
  - Ganancia del detector de fase:  $K_d$  (en V/rad)
  - Amplitud máxima del detector:  $A$  (en V)



■ Principales tipos de detectores de fase:

● Senoidal:

$$V_e = A \sin(\theta_e) \approx A\theta_e \quad K_d = A$$

● Triangular:

$$V_e = \frac{2}{\pi} A\theta_e \quad K_d = \frac{2A}{\pi}$$

● En diente de sierra:

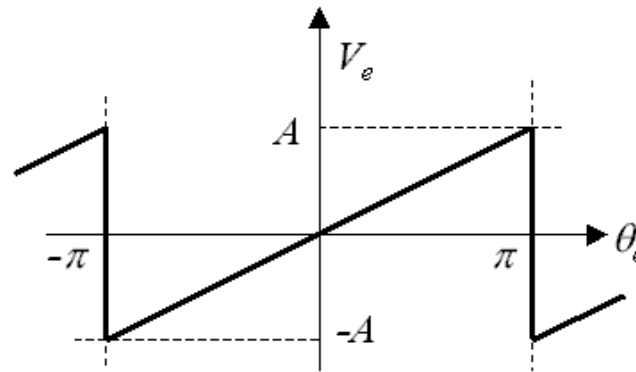
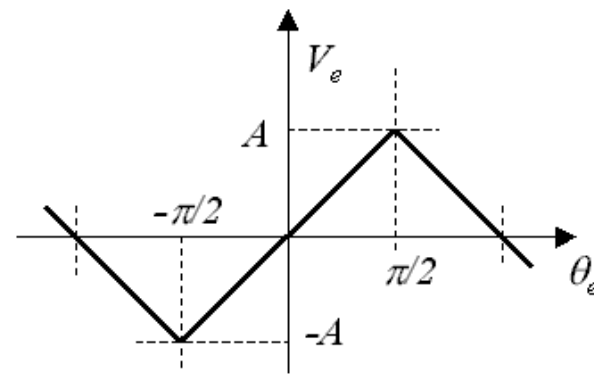
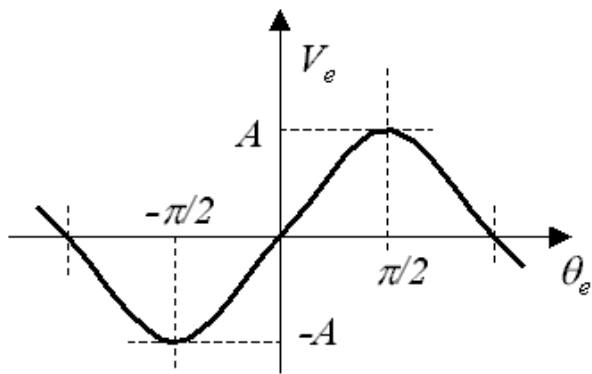
$$V_e = \frac{1}{\pi} A\theta_e \quad K_d = \frac{A}{\pi}$$

■ El PLL se sale del estado de fase fija si el desfase  $\theta_e$  excede un cierto límite:

●  $\pm\pi/2$  en senoidal y triangular

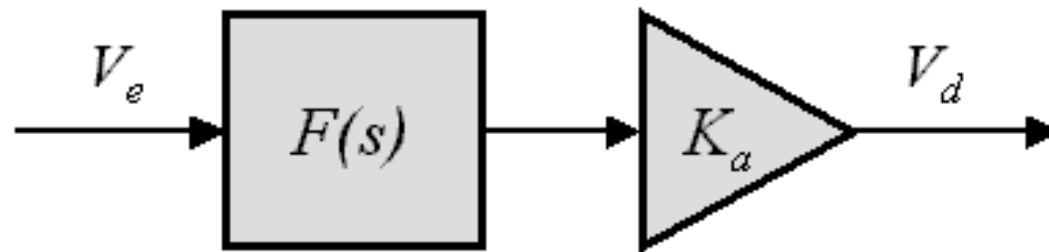
●  $\pm\pi$  en diente de sierra

■ Rango de bloqueo: se define como el rango de  $f_s$  que mantiene el PLL en estado de fase fija:  $f_o(V_e = \pm A)$

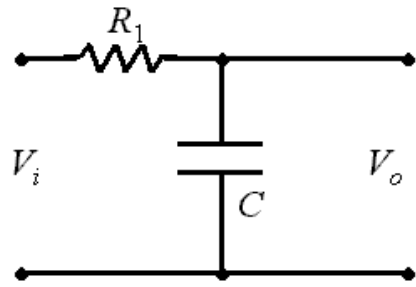


# FILTRO PASO-BAJA Y AMPLIFICADOR

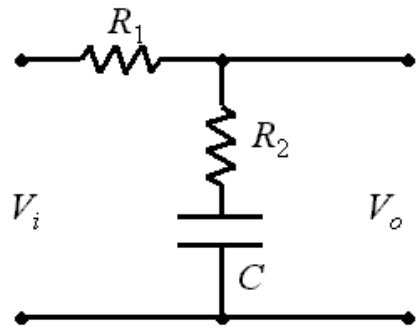
- Parámetros característicos:
  - Función de transferencia del filtro:  $F(s)$
  - Ganancia del amplificador:  $K_a$
- Objetivos:
  - Eliminar componentes de alta frecuencia de  $V_e$
  - Adaptar niveles (relación entre  $\theta_e$  y  $f_o - f_f$ )



- Pueden usarse también filtros activos



$$F(s) = \frac{1}{1 + R_1 C s} = \frac{1}{1 + \tau_1 s}$$



$$F(s) = \frac{1 + R_2 C s}{1 + R_1 C s + R_2 C s} = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s + \tau_2 s}$$

# OSCILADOR CONTROLADO POR TENSIÓN (VCO)

- Parámetros característicos:

- Frecuencia de oscilación libre:  $f_f$  (Hz)
- Ganancia del VCO:  $k_o$  (Hz/V) ó  $K_o$  (rad/s/V)

$$f_o = f_f + k_o V_d \quad \omega_o = \omega_f + K_o V_d$$

- Salida del VCO: es una señal de frecuencia  $\omega$  que depende de  $V_d(t)$

$$x_o = V_o \cos(\omega_f t + \theta_o(t))$$

$$\omega = \frac{\partial \theta}{\partial t} = \omega_f + \frac{\partial \theta_o(t)}{\partial t}$$

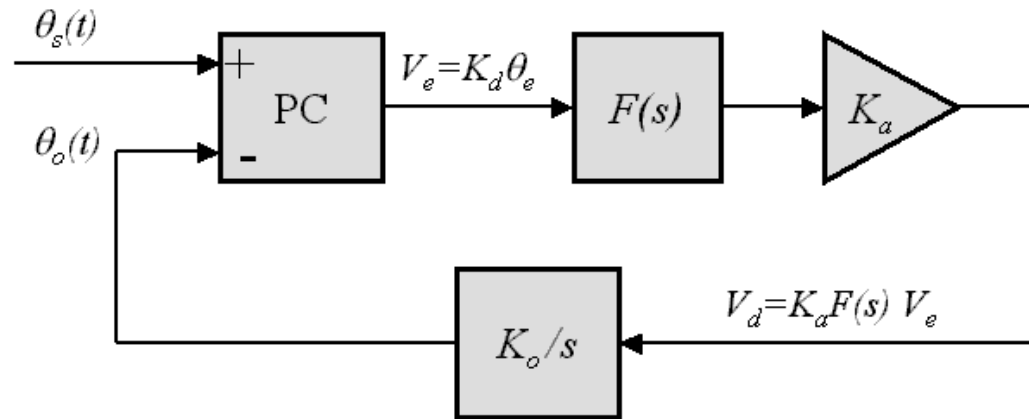
$$\omega = \omega_f + K_o V_d(t)$$

$$\frac{\partial \theta_o(t)}{\partial t} = K_o V_d(t)$$

- En el dominio  $s$ :

$$s\theta_o(s) = K_o V_d \quad \theta_o(s) = K_o \frac{V_d}{s}$$

# FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL PLL



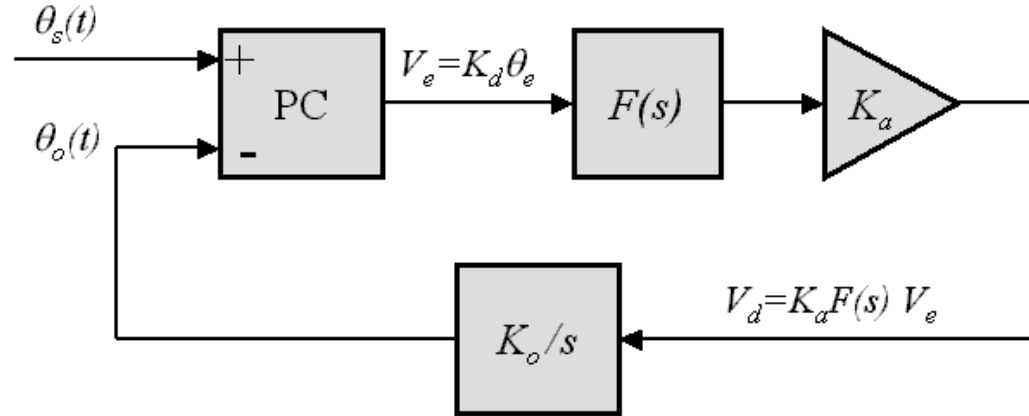
$$\theta_o(s) = K_o \frac{V_d(s)}{s}$$

$$\theta_o(s) = \frac{1}{s} K_o K_a F(s) K_d \theta_e(s) = K_v \frac{F(s)}{s} \theta_e(s)$$

$$\theta_o(s) = K_v \frac{F(s)}{s} (\theta_s(s) - \theta_o(s))$$

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_s(s)} = \frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)}$$

# FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL PLL (realimentación)



- Ganancia en lazo abierto:

$$T(s) = K_d F(s) K_\alpha K_o \frac{1}{s} = K_v \frac{F(s)}{s}$$

- Ganancia en lazo cerrado:

$$H(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)}$$

# EJEMPLO: PLL CON MULTIPLICADOR ANALÓGICO

- Multiplicador:

$$v_s(t) = V_s \sin(\omega_f t + \theta_s(t)) \quad v_o(t) = V_o \cos(\omega_f t + \theta_o(t))$$

$$v_e(t) = Gv_s(t)v_o(t) = \frac{G}{2}V_sV_o(\sin(2\omega_f t + \theta_s(t) + \theta_o(t)) + \sin(\theta_s(t) - \theta_o(t)))$$

y despreciando la componente de alta frecuencia:

$$v_e(t) = \frac{G}{2}V_sV_o \sin(\theta_s(t) - \theta_o(t)) = K_d \sin(\theta_s(t) - \theta_o(t)) \approx K_d(\theta_s(t) - \theta_o(t))$$

- Filtrado y amplificador:

$$v_d(t) = K_a f(t) * v_e(t)$$

- VCO:

$$\frac{\partial \theta_o(t)}{\partial t} = K_o v_d(t)$$

- Ecuación diferencial del PLL:

$$\frac{\partial \theta_o(t)}{\partial t} = K_o K_a K_d f(t) * (\theta_s(t) - \theta_o(t))$$



- En el dominio de Laplace:

$$s\theta_o(s) = K_o K_a K_d F(s) (\theta_s(s) - \theta_o(s)) = K_v F(s) (\theta_s(s) - \theta_o(s))$$

- Función de transferencia del PLL:

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_s(s)} = \frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)}$$

- Supongamos  $F(s) = 1$  (salvo que anula componentes de alta frecuencia)
- Supongamos que inicialmente:

$$v_s(t) = V_s \sin(\omega_f t) \quad v_o(t) = V_o \cos(\omega_f t) \quad v_e = 0 \quad v_d = 0$$

- Supongamos que en  $t = 0$  la frecuencia pasa de  $\omega_s$  a  $\omega_s + \Delta\omega$ :

$$\theta_s(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ \Delta\omega t + \alpha_0 & \text{si } t \geq 0 \end{cases}$$

- Entonces,  $\Delta\theta$  en el dominio de Laplace se obtiene:

$$\Delta\theta(s) = \theta_s(s) - \theta_o(s) = \left(1 - \frac{\theta_o(s)}{\theta_s(s)}\right) \theta_s(s) = \left(1 - \frac{K_v}{s + K_v}\right) \theta_s(s) = \frac{s}{s + K_v} \theta_s(s)$$

- Solución en el dominio de Laplace:

$$\Delta\theta(s) = \frac{s}{s + K_v} \theta_s(s) = \frac{s}{s + K_v} \left( \frac{\Delta\omega}{s^2} + \frac{\alpha_0}{s} \right) = \frac{\Delta\omega}{s^2 + sK_v} + \frac{\alpha_0}{s + K_v}$$

- Solución en el dominio del tiempo:

$$\Delta\theta(t) = \alpha_0 e^{-K_v t} + \frac{\Delta\omega}{K_v} (1 - e^{-K_v t})$$

$$\Delta\theta(t) = \left( \alpha_0 - \frac{\Delta\omega}{K_v} \right) e^{-K_v t} + \frac{\Delta\omega}{K_v}$$

$$\lim_{t \rightarrow 0} \Delta\theta(t) = \alpha_0 \qquad \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\theta(t) = \frac{\Delta\omega}{K_v}$$

- Al comienzo, el desfase entre la entrada y la salida es  $\alpha_0$
- El desfase tiende a un valor estacionario  $\Delta\omega/K_v$
- La evolución es de forma exponencial decreciente, con constante de tiempo  $1/K_v$

# EFECTO DEL FILTRO PASO-BAJA

- La forma de  $F(s)$  determina el transitorio del bucle:
  - Capacidad para seguir cambios rápidos en la frecuencia y en la fase de la señal de entrada
  - Capacidad para capturar la frecuencia de una señal con frecuencia  $f_s \neq f_f$
- Si se reduce el ancho de banda de  $F(s)$ :
  - Se incrementa el transitorio temporal
  - Se conserva mejor el estado de fase fija durante pérdidas momentáneas de señal
  - Se reduce la potencia del ruido
  - Se reducen los rangos de captura y de bloqueo

# 6.4.- RANGO DE BLOQUEO Y RANGO DE CAPTURA

## RANGO DE BLOQUEO

- Se denomina “rango de bloqueo” (o de rastreo) al rango de variación de  $f_s$  que mantiene el PLL en estado de fase fija (hold-in range)
- Viene determinado por el intervalo  $\pm\Delta\omega$  tal que  $\theta_e$  se aproxima a  $\pm\pi/2$ 
  - Para el detector senoidal:

$$v_e = K_d \sin(\theta_e) \quad v_d(t) = K_a v_e(t)$$

$$\Delta\omega = K_o v_d(t) = K_o K_a K_d \sin(\theta_e) = K_v \sin(\theta_e)$$

$$\pm\Delta\omega_H = \pm K_v$$

- Para detector triangular:

$$\Delta\omega = K_v \theta_e \quad \pm\Delta\omega_H = \pm K_v \frac{\pi}{2}$$

- Para detector diente de sierra ( $\theta$  límite  $\pm\pi$ ):

$$\Delta\omega = K_v \theta_e \quad \pm\Delta\omega_H = \pm K_v \pi$$

## EJEMPLO: Rango de bloqueo

- Supongamos VCO con  $f_f = 100 \text{ kHz}$ ;  $K_o = 2\pi 100 \text{ rad/s/V}$ ;  $k_o = 100 \text{ Hz/V}$ ;
- Detector de fase senoidal con  $V_{e.max} = 2 \text{ V}$  para  $\theta_e = \pi/2 \text{ rad}$
- Amplificador con  $K_a = 10$
- Determinar:  $K_d$ ;  $K_v$ ; rango de bloqueo

$$V_e = V_{e.max} \sin(\theta_e) \approx V_{e.max} \theta_e = K_d \theta_e \quad K_d = V_{e.max} = 2 \text{ V/rad}$$

$$K_v = K_o K_d K_a = 2\pi 100 \text{ rad/s/V} \cdot 2 \text{ V/rad} \cdot 10 = 4000\pi / \text{s}$$

$$\pm \Delta\omega_H = K_v = \pm 4000\pi \text{ rad/s} \quad \pm \Delta f_H = 2000 \text{ Hz}$$

# RANGO DE CAPTURA

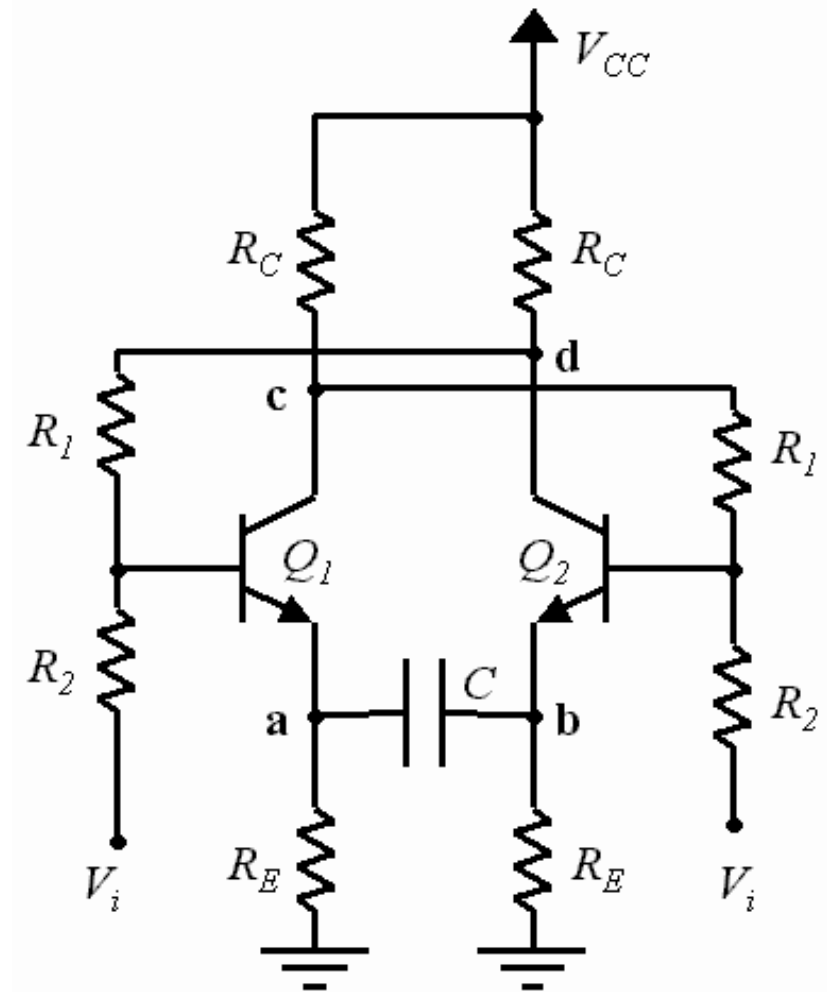
- Si aplicamos una señal de frecuencia  $f_s$  distinta a la frecuencia de oscilación libre ( $f_f$ ) el bucle captura la señal (alcanza el estado de fase fija) si la diferencia entre  $f_s$  y  $f_f$  es pequeña
- La diferencia máxima entre  $f_s$  y  $f_f$  que permite alcanzar el estado de fase fija se denomina “rango de captura” (lock-in range)
- El rango de captura es siempre menor que el rango de bloqueo ( $\Delta f_H > \Delta f_L$ )
- La adquisición del estado de fase fija es un proceso en general no lineal y complicado

## 6.5.- EL VCO (circuito multivibrador)

- El oscilador controlado por tensión suele ser un oscilador de tipo “multivibrador”
  - Proporciona una forma de onda cuadrada
  - Relación entre  $f_o$  y  $V_d$  más lineal que con un oscilador LC
  - Mayor margen de sintonía
- Funcionamiento:
  - Par acoplado por emisor
  - Realimentación de colector de  $Q_1$  a base de  $Q_2$
  - Realimentación de colector de  $Q_2$  a base de  $Q_1$
  - Condensador en emisor
  - Entrada de tensión de control en las bases
  - $Q_1/Q_2$  pasan de corte/saturación a saturación/corte alternativamente
  - Condensador se carga cambiando de polaridad alternativamente
  - Frecuencia de oscilación libre se controla con  $C$
  - Frecuencia de oscilación se controla con la tensión de entrada

# FUNCIONAMIENTO DEL OSCILADOR MULTIVIBRADOR

- Supongamos que inicialmente  $Q_1$  en saturación y  $Q_2$  en corte
- $V_d$  es alta y  $V_c$  es baja
- El condensador  $C$  se carga, aumentando  $V_a$  y disminuyendo  $V_b$
- Llega un momento en que  $V_b$  es tan baja, que  $Q_2$  entra en activa, aumentando la corriente por  $Q_2$ , disminuyendo  $V_d$  y disminuyendo la corriente por  $Q_1$
- Rápidamente  $Q_1$  entra en corte y  $Q_2$  en saturación, cargándose  $C$  con polaridad inversa a la anterior (disminuyendo  $V_a$  y aumentando  $V_b$ )
- Llega un momento en que  $V_a$  es tan baja que  $Q_1$  entra en activa, etc...

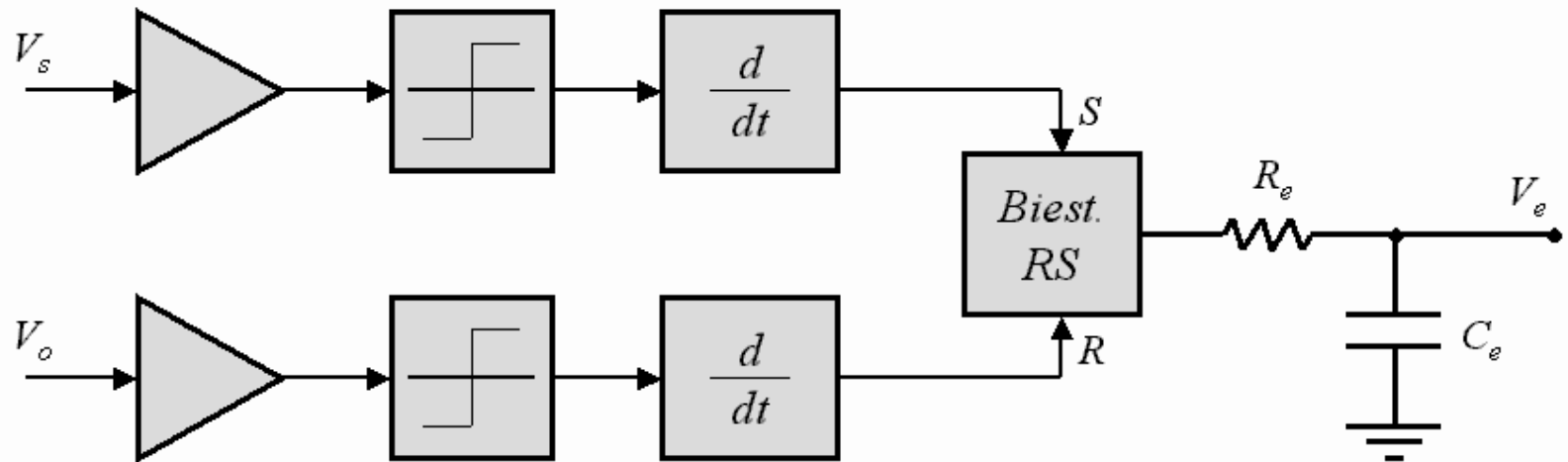




- El tiempo que tarda en conmutar  $C$  determina el periodo del oscilador. Éste depende de:
  - La capacidad  $C$
  - Las resistencias  $R_c$  y  $R_e$
  - La tensión de control  $V_i$
- En los circuitos prácticos (en los PLLs integrados) se sustituyen algunas resistencias por fuentes de corriente constante ( $R_e, R_1$ )
- Usar fuente de corriente que sustituye a  $R_e$  hace que la corriente de carga del condensador sea constante: esto proporciona mayor linealidad con el voltaje de control
- La señal en el condensador es triangular
- La señal en los colectores es cuadrada

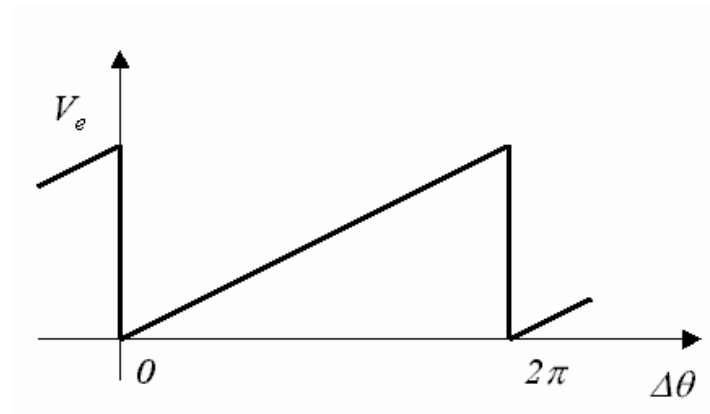
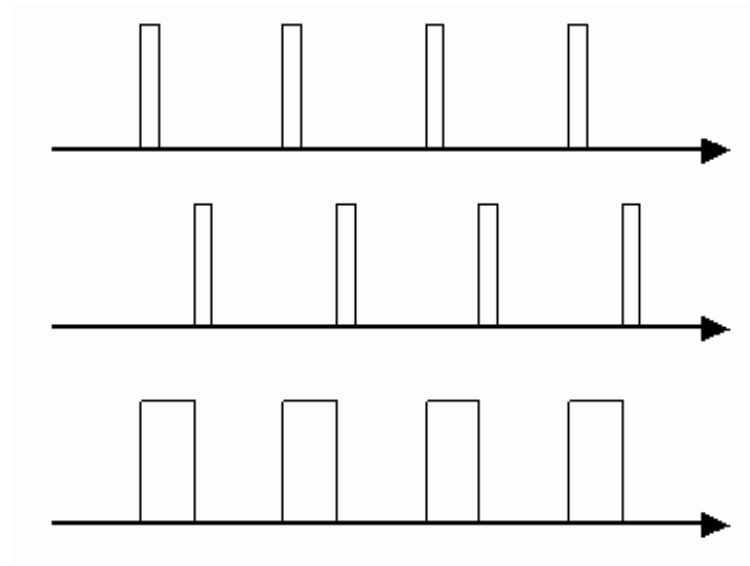
## 6.6.- EL DETECTOR DE FASE

### DETECTOR DE FASE BASADO EN BIESTABLE RS

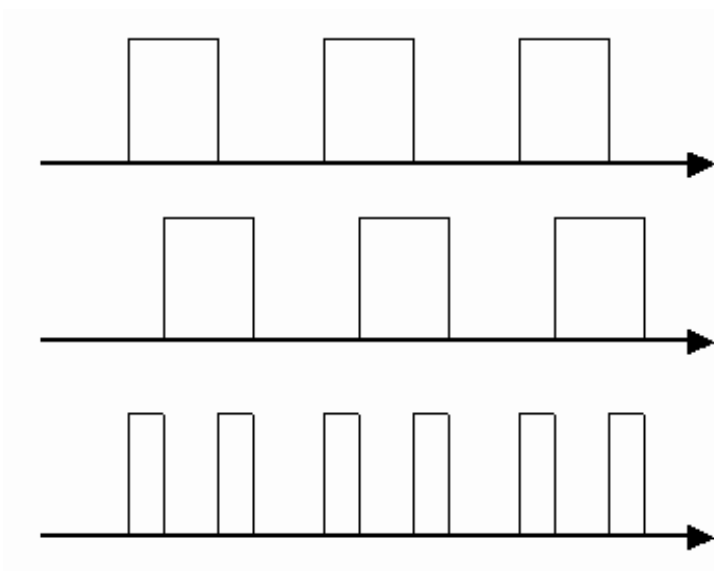
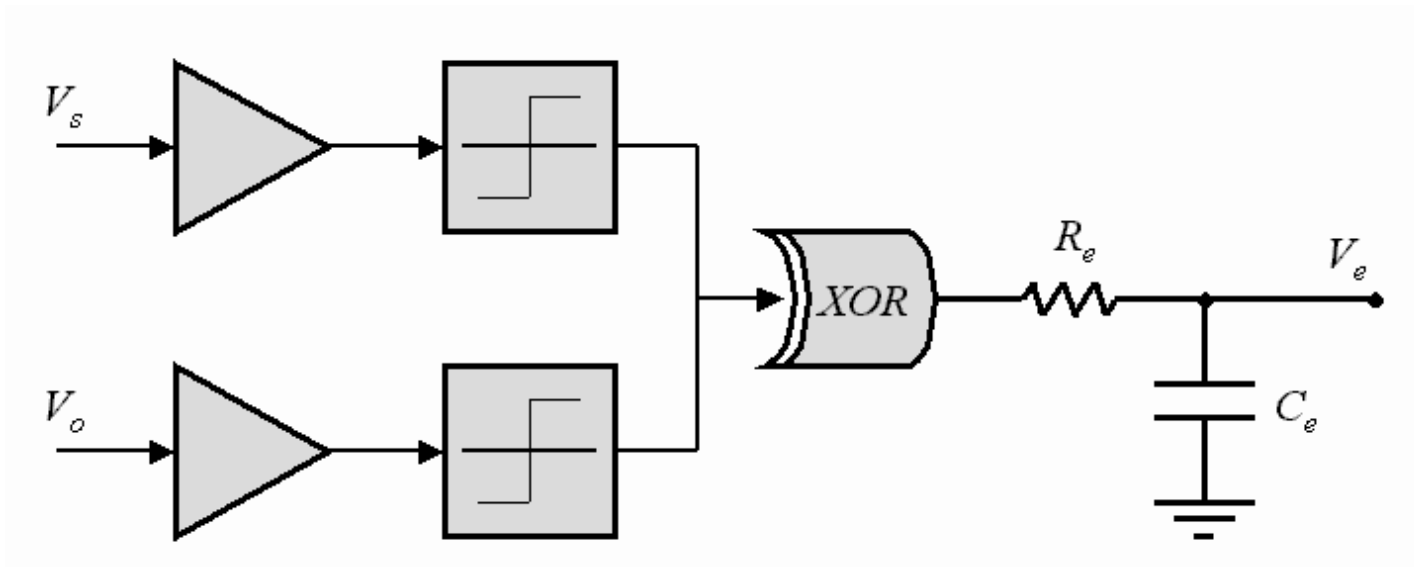


- El amplificador - limitador transforma las señales en ondas cuadradas
- El derivador produce pulsos en los flancos de la señal cuadrada
- Los pulsos positivos de  $V_s$  ponen el biestable a 1
- Los pulsos positivos de  $V_o$  ponen el biestable a 0

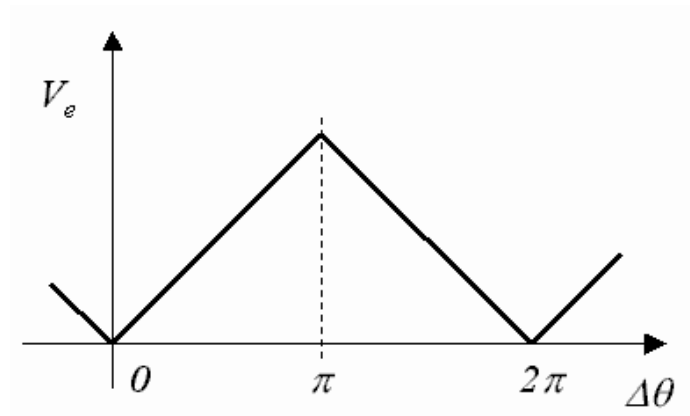
- El intervalo de tiempo que el biestable está a 1 depende del desfase  $\theta_s(t) - \theta_o(t) = \Delta\theta(t)$
- El filtro paso-baja promedia en el tiempo ( $R_e C_e$ )



# DETECTOR DE FASE BASADO EN PUERTA XOR



	XOR
00	0
01	1
10	1
11	0



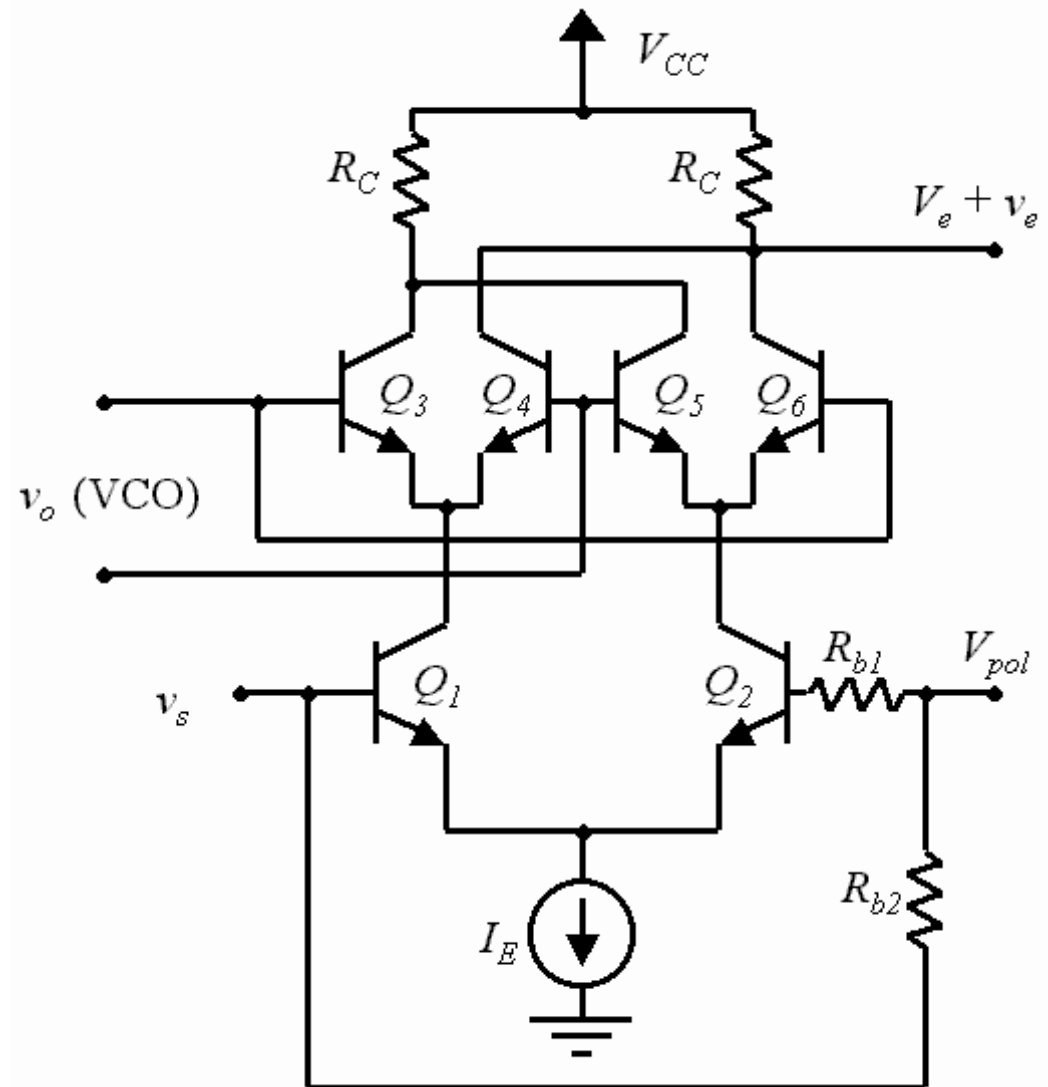
# DETECTOR DE FASE BASADO EN MEZCLADOR ANALÓGICO

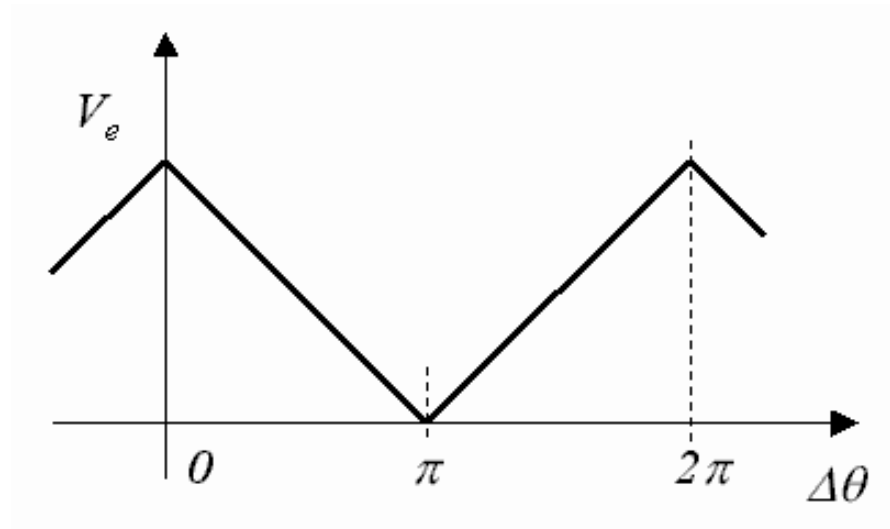
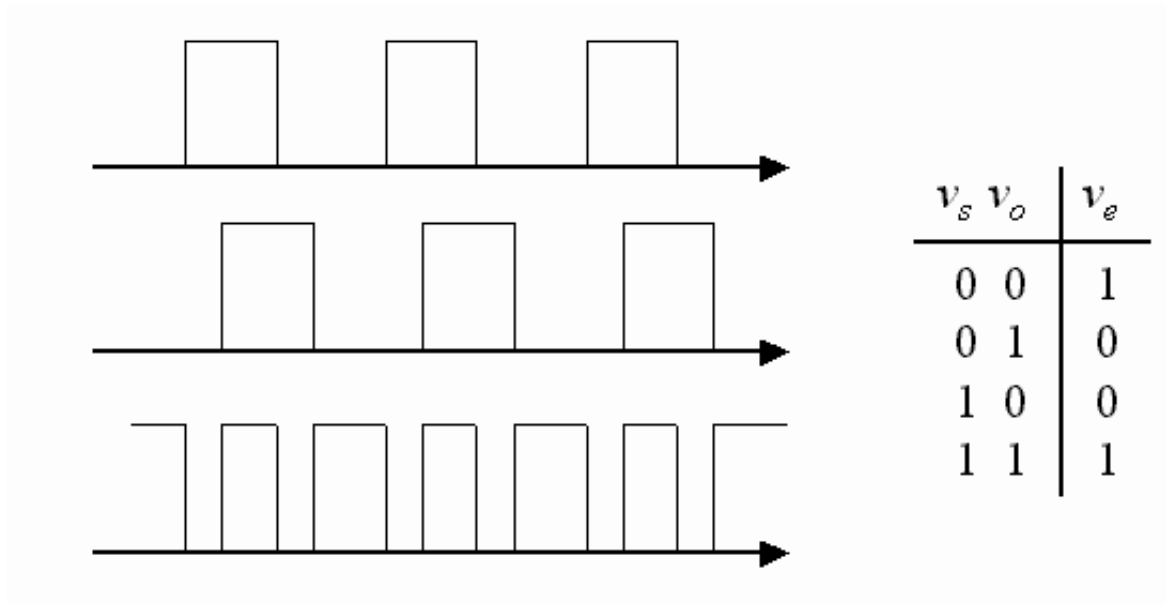
- El circuito se utiliza como:
  - Mezclador
  - Modulador balanceado
  - Multiplicador analógico
  - Detector de fase
- Corriente en  $Q_1$  y  $Q_2$ :

$$I_{Q1} + I_{Q2} = I_e$$

- Si  $v_s$  aumenta  $I_{Q1}$  aumenta e  $I_{Q2}$  disminuye
- Si  $v_o$  y  $v_s$  son grandes, los transistores están en corte o en saturación

$v_s$	$v_o$	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$	$Q_5$	$Q_6$	$v_e$
0	0	off	on	off	off	on	off	1
0	1	off	on	off	off	off	on	0
1	0	on	off	off	on	off	off	0
1	1	on	off	on	off	off	off	1



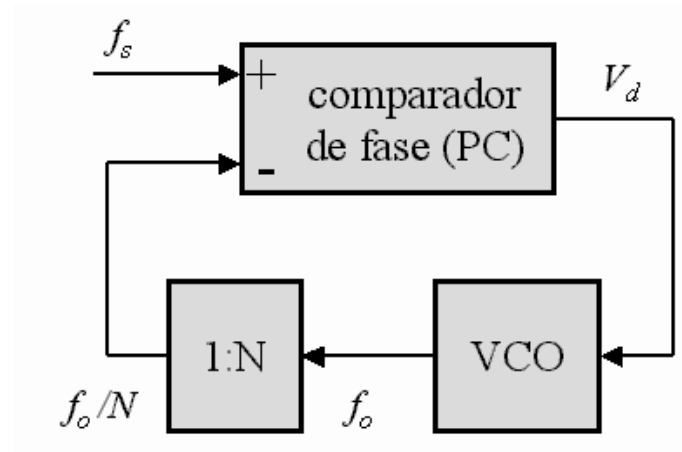


## 6.7.- APLICACIONES DE LOS PLLs

- Sintetizadores de frecuencia
- Detectores de FM o FSK
- Rastreo de frecuencia

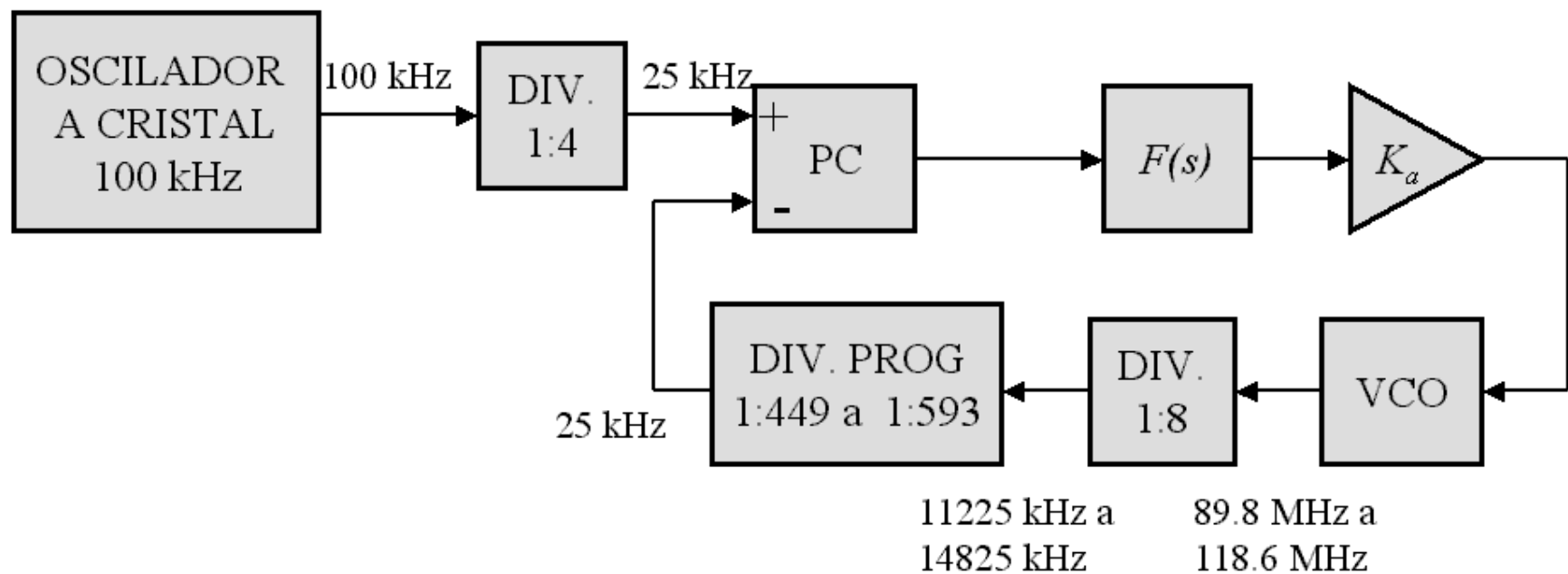
### SINTETIZADORES DE FRECUENCIA

- En  $v_s$  se pone un oscilador estable (a cuarzo)
- Se incluye un divisor de frecuencia (que introduce en el PLL una ganancia  $K_n = 1/N$  programable (se puede seleccionar el valor de  $N$ ))
- El VCO oscila a  $f_o = N f_s$
- La señal que interesa es la salida del VCO



# Sintonizador de FM comercial

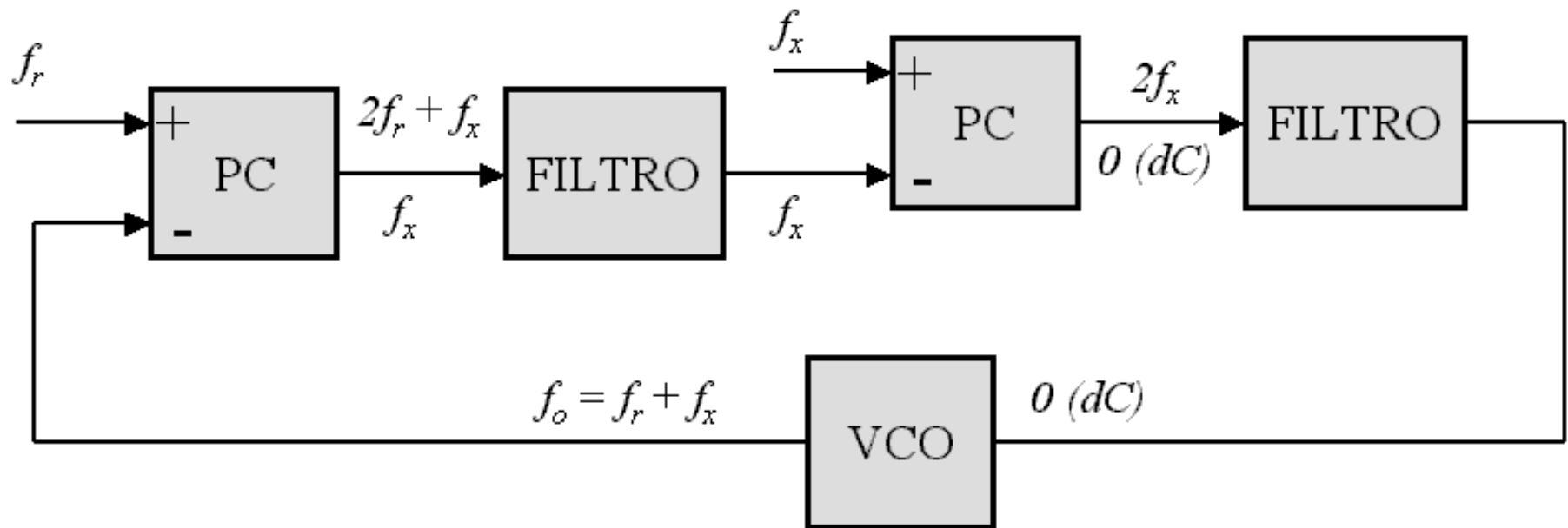
- Canales de FM entre 88.1 MHz y 117.9 MHz en intervalos de 200 kHz
- Frecuencia intermedia 1.7 MHz
- Frecuencia del oscilador local: de 89.8 MHz a 118.6 MHz
- Oscilador de alta frecuencia
- Divisor en dos etapas: preescalador de frecuencia (contador fijo, rápido, lógica ECL) y contador programable (más lento, programable)





## Bucle de compensación de frecuencia

- Incluyendo un segundo comparador de fase y un filtro se pueden usar dos señales de frecuencias  $f_r$  y  $f_x$  para obtener en el VCO una frecuencia  $f_o = f_r + f_x$



## DETECTORES DE FM Y FSK

- El PLL proporciona en la entrada del VCO una señal proporcional a  $f_s(t) - f_f$
- El PLL demodula directamente señales FM y FSK

## RASTREO DE FRECUENCIA

- El VCO sigue la frecuencia de la señal de entrada
- Permite obtener una referencia de la frecuencia de la señal de entrada
- Permite compensar derivas de frecuencia en señales de AM debidas a efecto Doppler o inestabilidad de la frecuencia de la portadora
- Útil para demodulación síncrona de señales de AM

## 6.8.- ESTUDIO DEL PLL COMERCIAL NE564

Características del PLL integrado NE564:

- Bloques: limitador; comparador de fase; VCO; pos-procesado
- Bloques no conectados internamente (versátil)
- Configuraciones y aplicaciones diversas

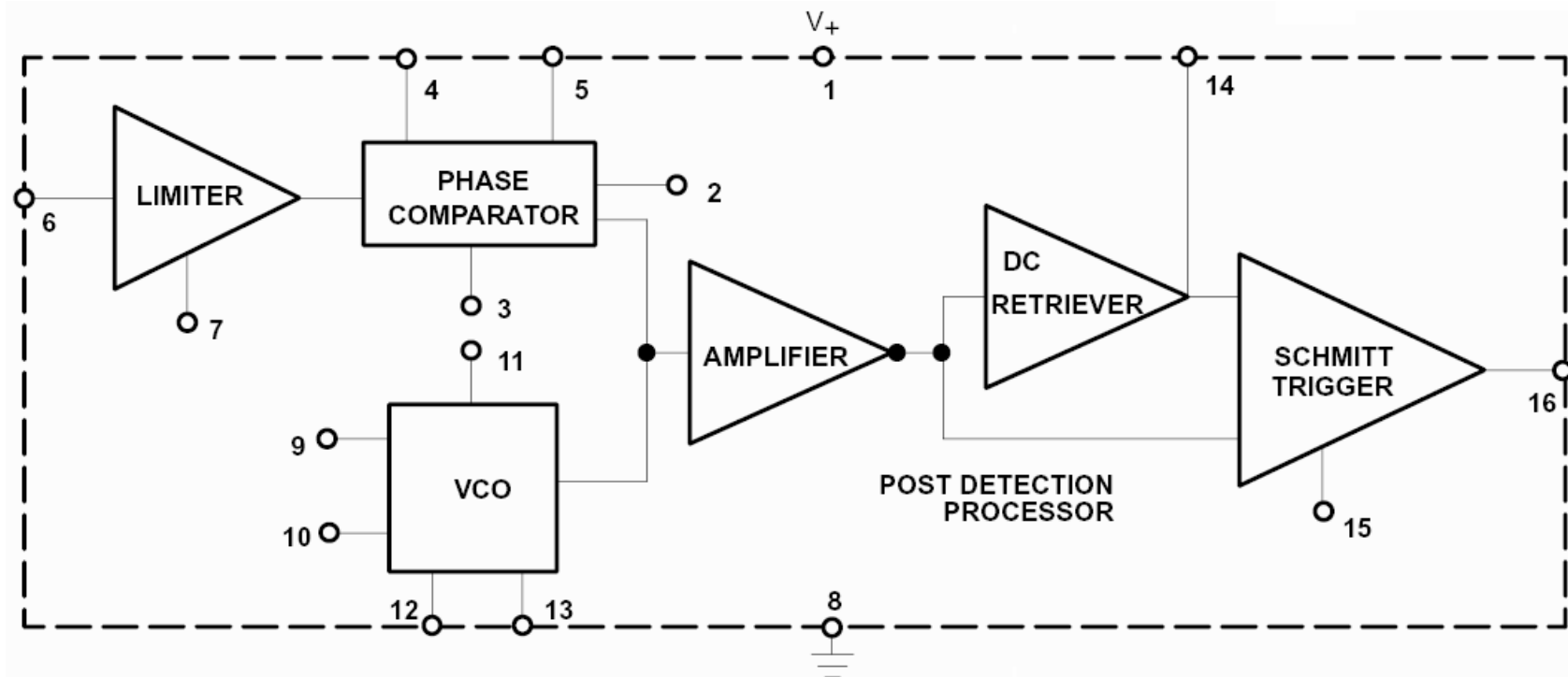
Aplicaciones:

- Demodulación FM/FSK
- Modulación FM/FSK
- Extracción de portadora en señales de AM
- Sintetizadores de frecuencia y generadores de señal

Características:

- Operación hasta 50 MHz
- Alimentación a 5V
- Salidas y entradas compatibles con TTL
- Pos-procesado para aplicaciones FSK
- Puede usarse como modulador
- Ganancia del bucle controlable externamente

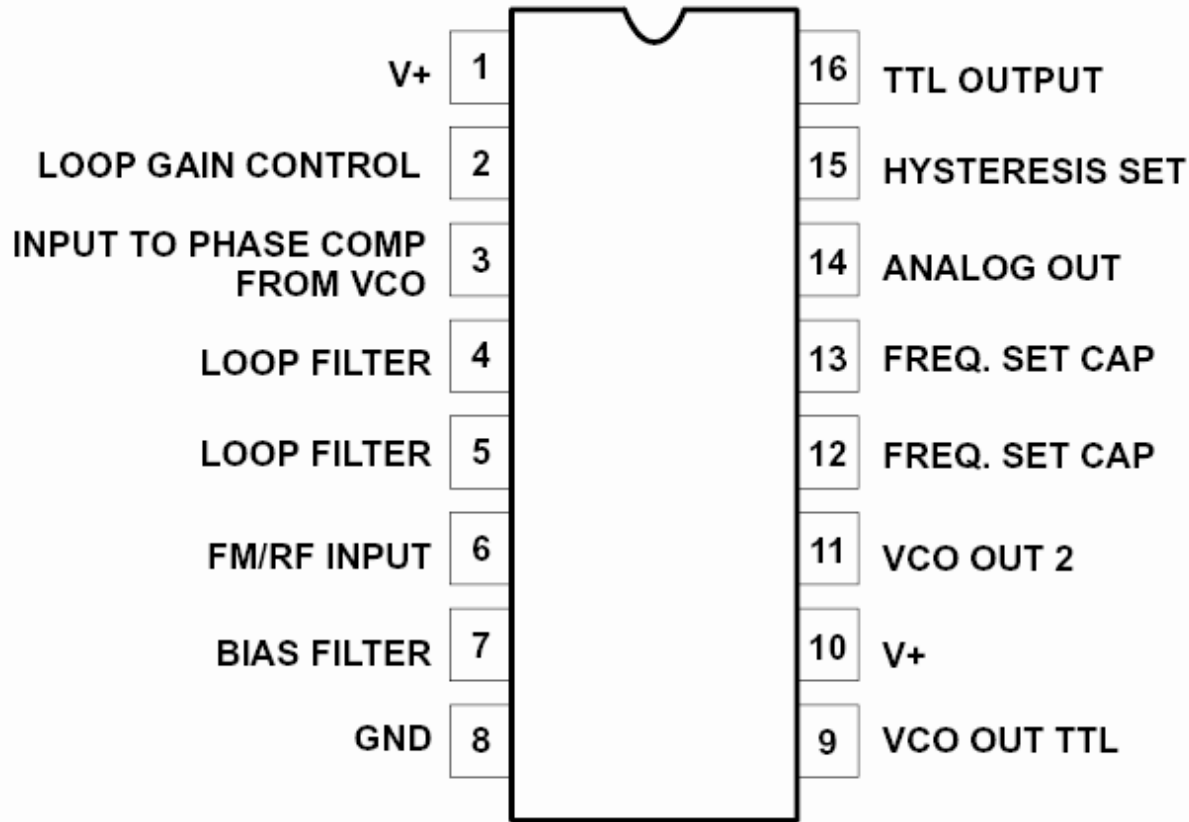
# DIAGRAMA DE BLOQUES Y CONFIGURACIÓN DE PATILLAS



- 1:  $V_+$
- 2: Loop Gain Control
- 3: Input to PC from VCO
- 4: Loop filter
- 5: Loop filter
- 6: FM/RF input
- 7: Bias filter
- 8: GND

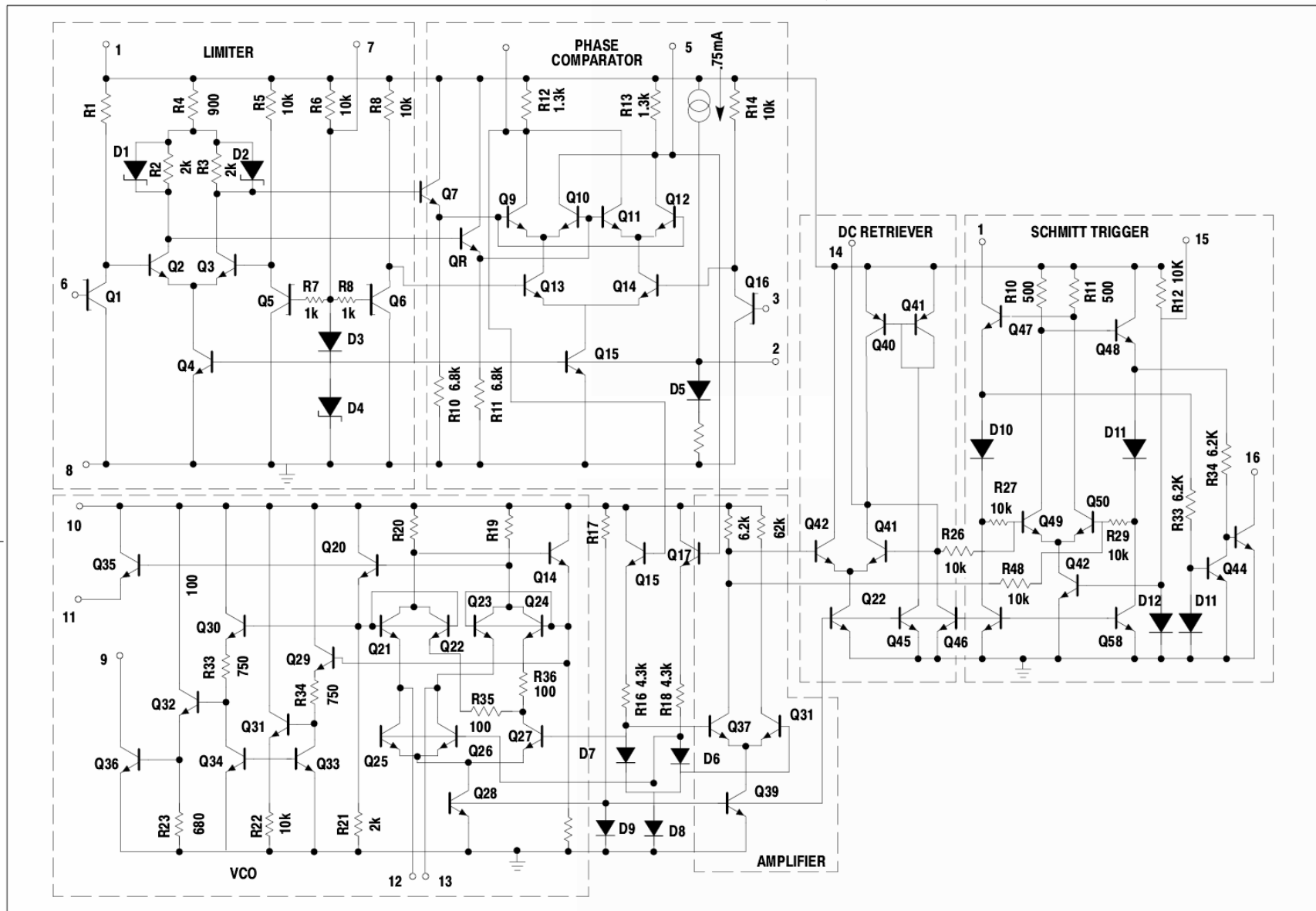
- 9: VCO out TTL (open col.)
- 10:  $V_+$
- 11: VCO out (2)
- 12: Freq. set Capacitor
- 13: Freq. set Capacitor
- 14: Analog out
- 15: Hysteresis set
- 16: TTL out (open col.)

## D, N Packages



TOP VIEW

# ESQUEMA DEL PLL



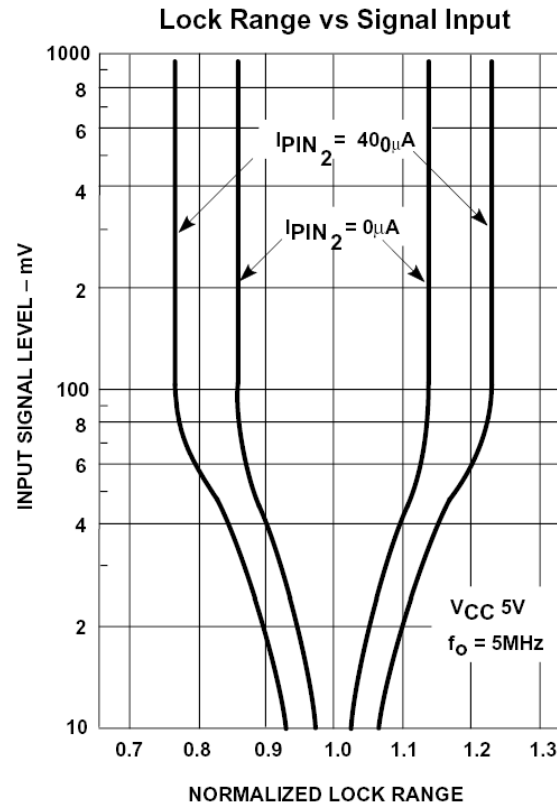
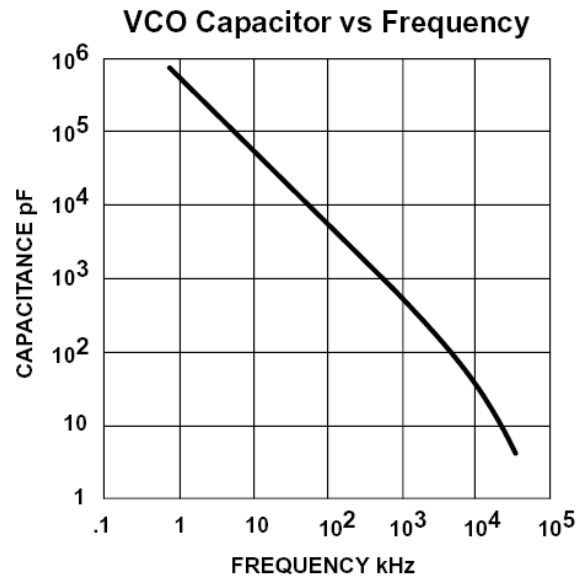
# RANGOS DE FRECUENCIA

- Frecuencia de oscilación libre:

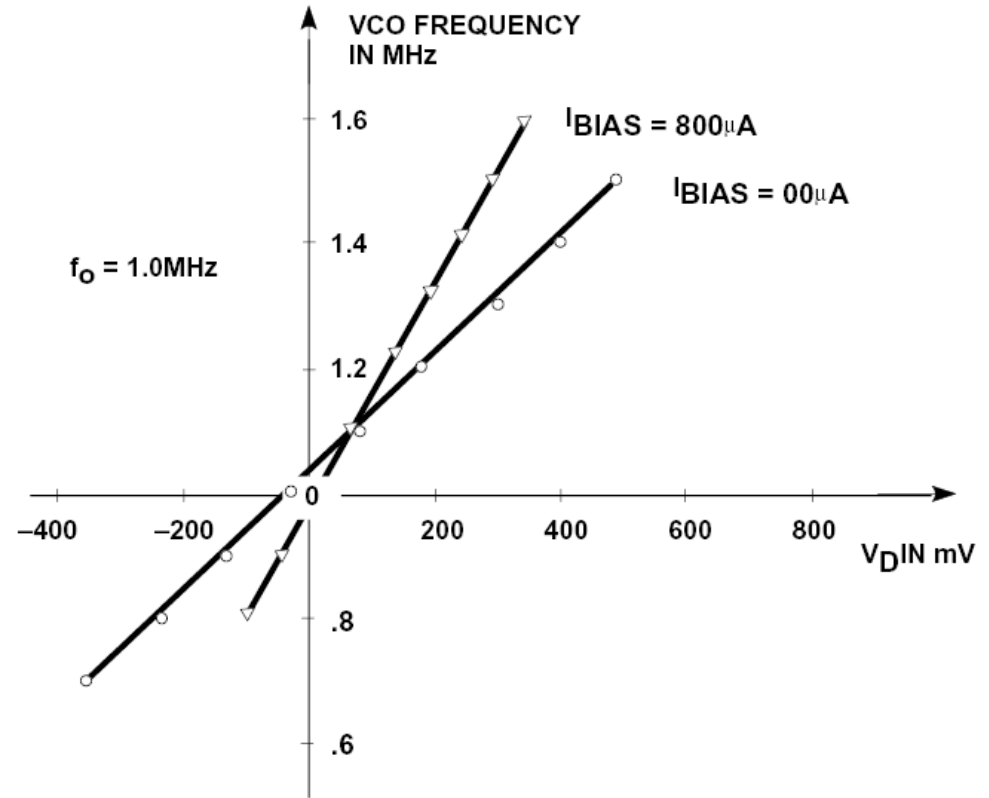
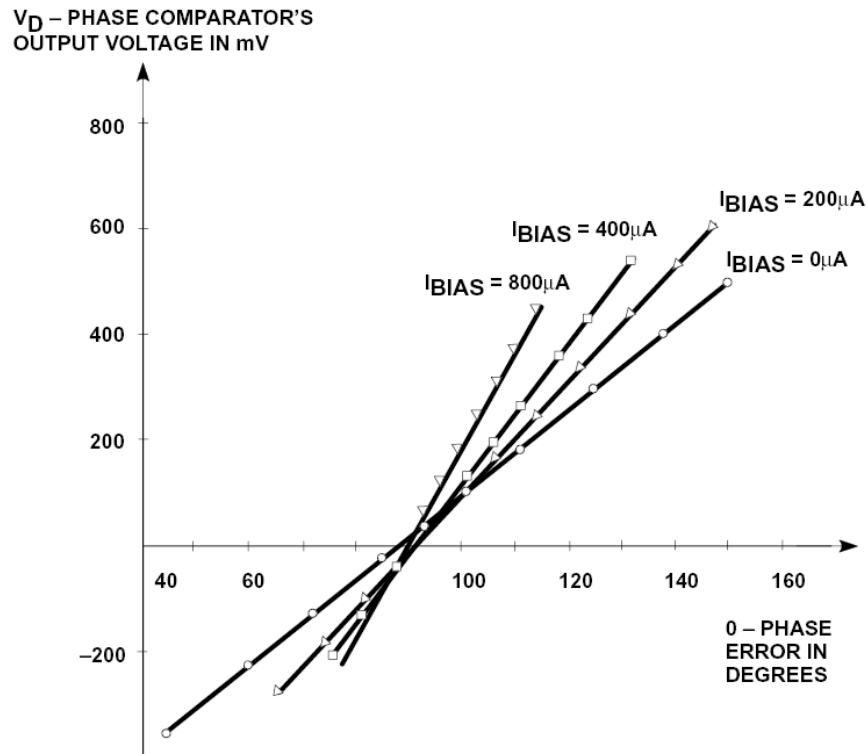
$$f_o \approx \frac{1}{22R_c(C_1 + C_s)}$$

donde;  $R_c \approx 100\Omega$ ;  $C_s \approx 10 \text{ pF}$

- Rango de bloqueo  $\approx 70\%$  de  $f_o$  ( $V_i > 200 \text{ mV rms}$ )
- Rango de captura  $\approx 30\%$  de  $f_o$  ( $V_i > 200 \text{ mV rms}$ )



# GANANCIA DEL PLL



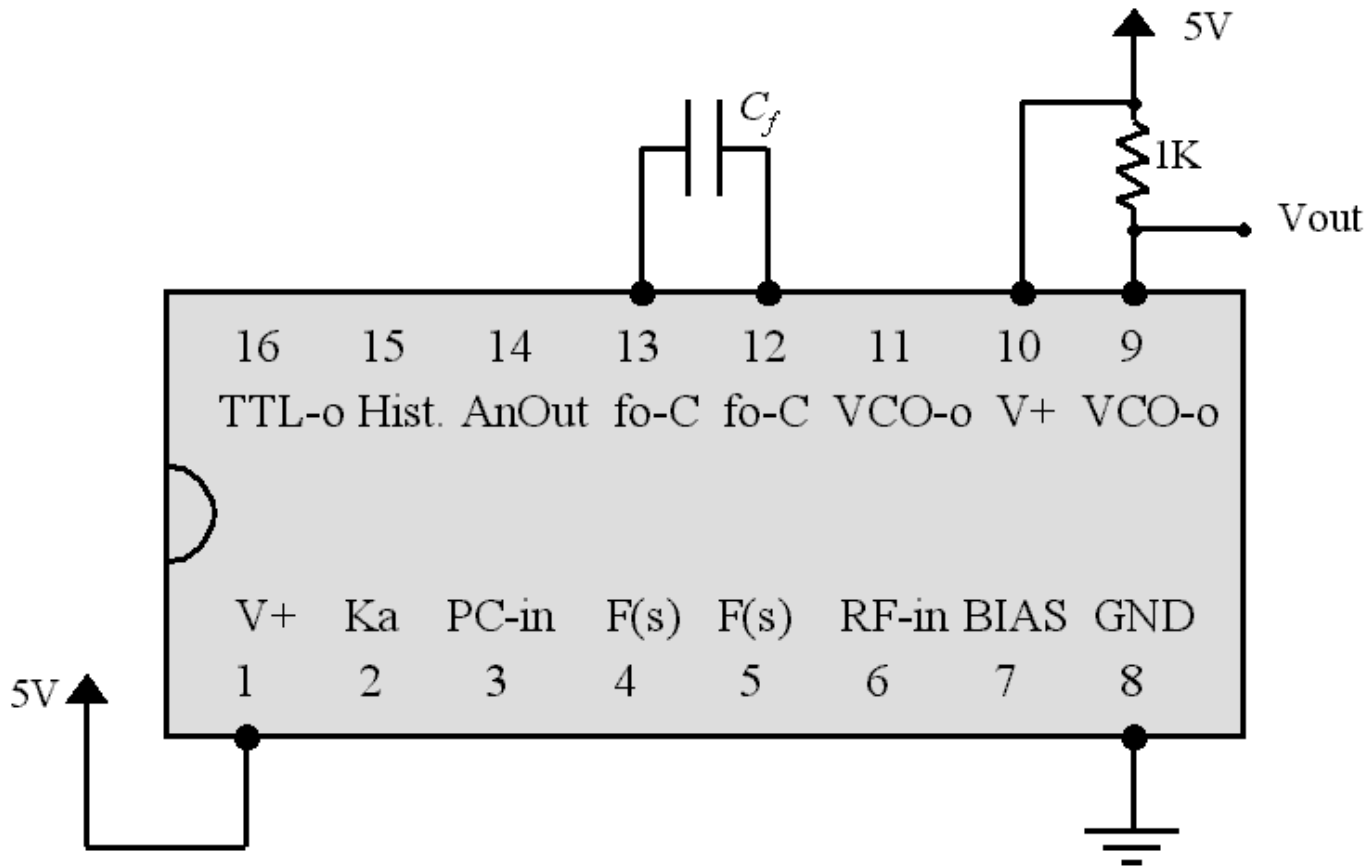


# FILTRO PASO-BAJA

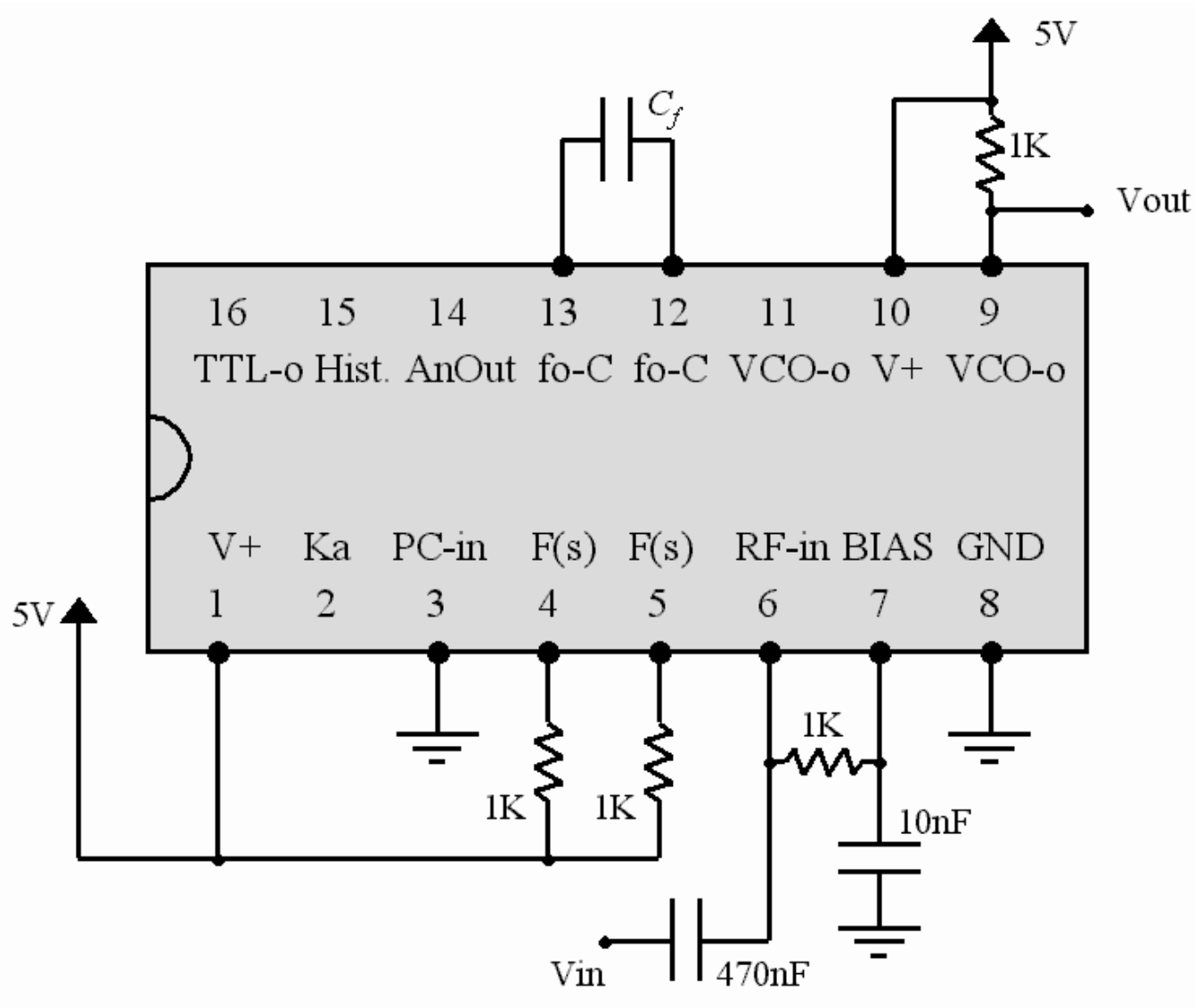
$$F(s) = \frac{1}{1 + sRC_3}$$

- $C_3$  se monta en patillas 4 y 5
- $R = 1,3 \text{ k}\Omega$  (interna)

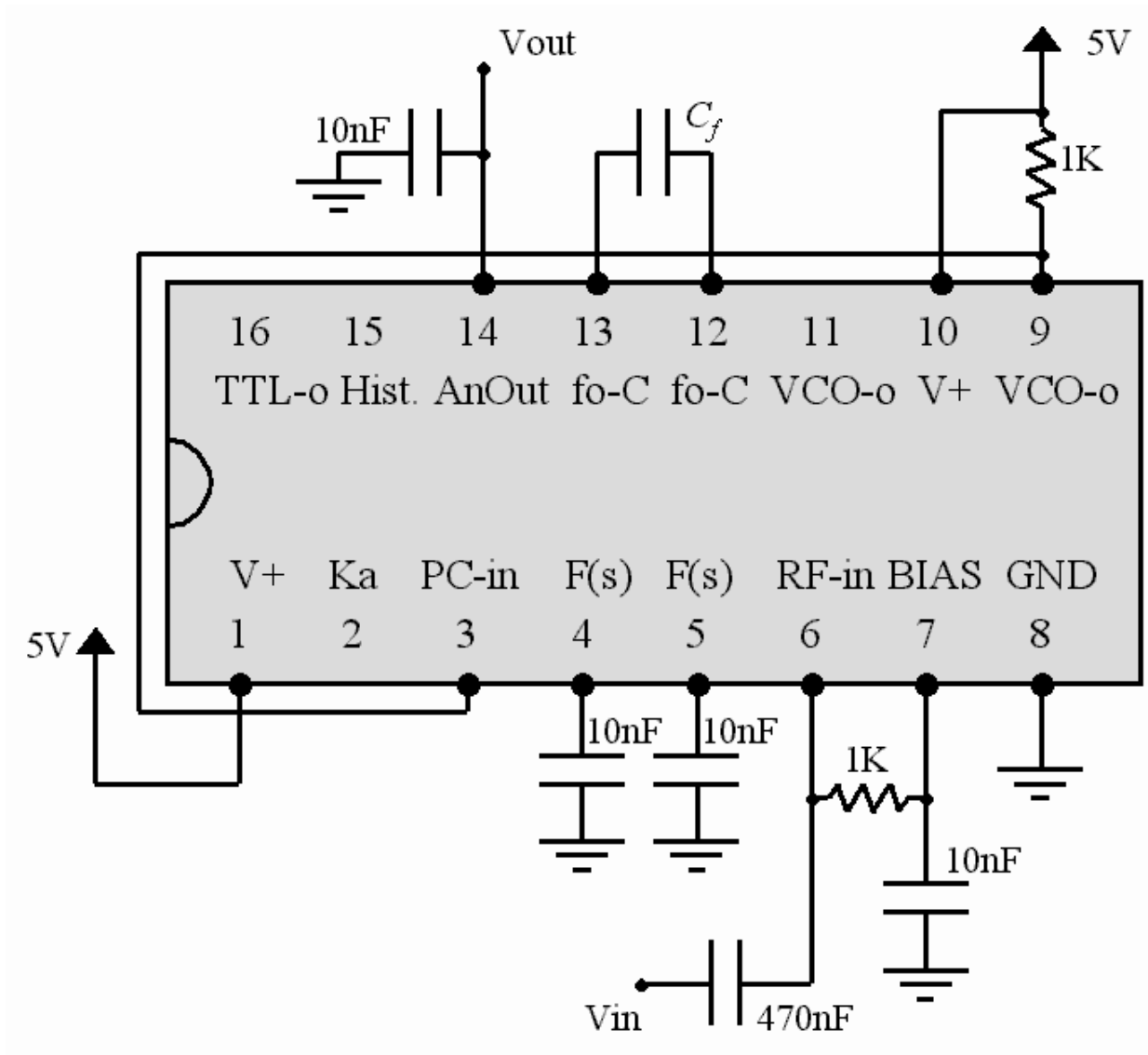
# OSCILADOR



# VCO: MODULADOR FM/FSK



# PLL: DEMODULADOR FM/FSK



# PRÁCTICA CON PLL NE564: MODULADOR

- Seleccionar una frecuencia de oscilación libre entre 100 kHz y 1 MHz.
- Configurar el NE564 como modulador
- Introducir una señal senoidal y una señal cuadrada de baja amplitud (se puede usar un divisor de tensión a la entrada), de frecuencia entre 20 y 200 kHz
- Observar la forma de onda resultante en la salida del VCO (patilla 9)
- Observar la forma de onda resultante en las patillas 12 y 13
- Determinar la ganancia del VCO

# PRÁCTICA CON PLL NE564: DEMODULADOR

- Seleccionar una frecuencia de oscilación libre entre 100 kHz y 1 MHz.
- Configurar el NE564 como demodulador, cerrando el bucle mediante la conexión entre las patillas 9 y 3
- Introduciendo una señal a la entrada, y haciendo variar su frecuencia, determinar los rangos de captura y de bloqueo del PLL
- Introducir una señal FM o FSK, y observar la salida en la patilla 14

# **Tema 7:**

# **MEZCLADORES**

# Tema 7: MEZCLADORES

- 7.1.- Introducción
- 7.2.- Dispositivos no lineales como mezcladores
- 7.3.- Mezclador de ley cuadrática
- 7.4.- Mezcladores de terminación única y mezcladores balanceados
- 7.5.- Parámetros característicos de un mezclador
- 7.6.- Mezcladores a diodo balanceados
- 7.7.- Diseño de mezcladores con transistores
- 7.8.- Respuestas espurias
- 7.9.- Multiplicador con par acoplado por emisor



## 7.1.- INTRODUCCIÓN

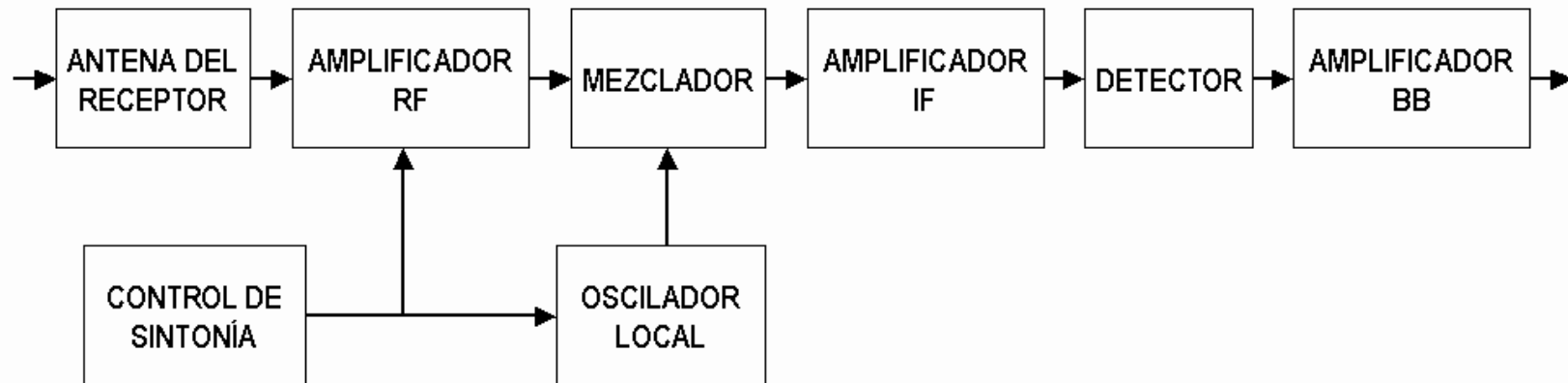
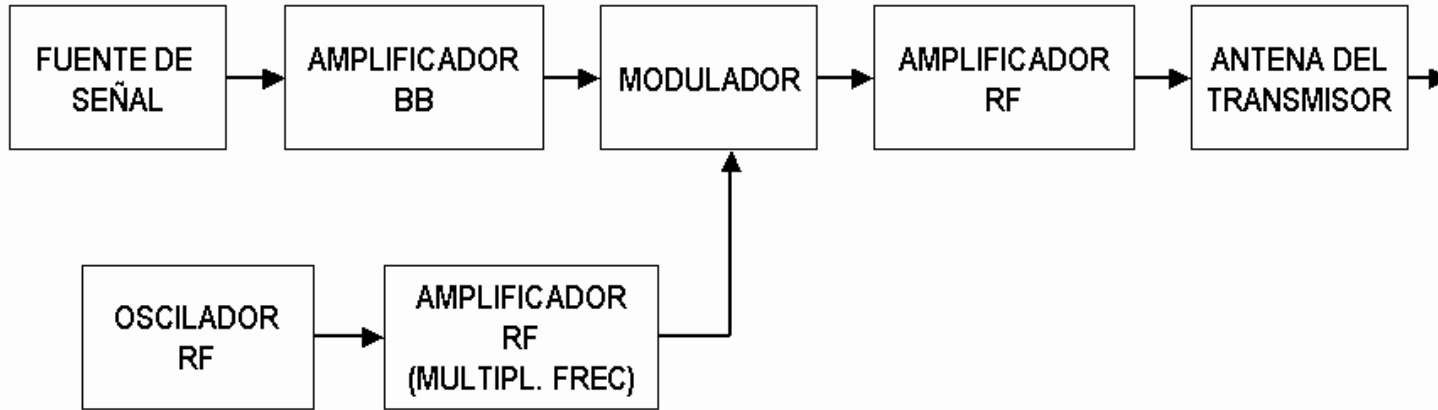
- Mezclador: circuito de dos entradas para producir a la salida una señal de frecuencia suma o resta de las de entrada

$$f_1 \quad f_2 \quad f_1 \pm f_2$$

- Receptor superheterodino: mezclador para pasar de RF a IF (el mezclador también se denominaba “primer detector”):

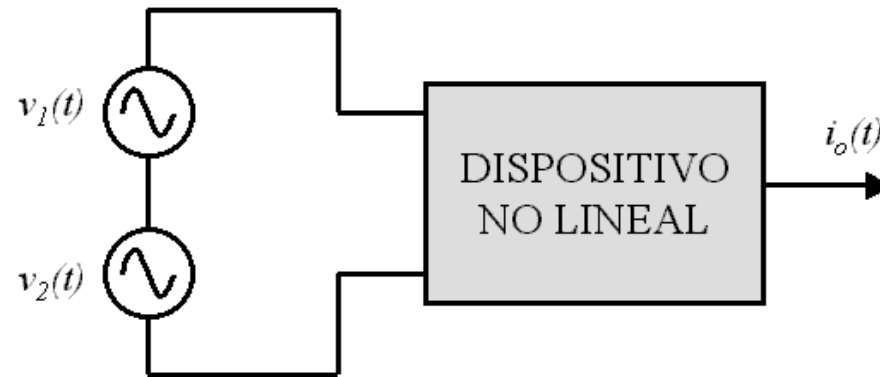
$$f_{RF} \quad f_{LO} \quad f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$$

- Uso del mezclador en radiocomunicación
  - Transmisor: se mezclan señal BB y LO para generar RF
  - Receptor superheterodino: se mezclan señal RF y LO para trasladar a IF
  - Detector de AM: se mezclan LO-IF y señal IF para proporcionar señal BB



- Cualquier circuito no lineal se comporta como mezclador:
  - Diodo
  - JFET o MOSFET
  - BJT
  - Etapas fuera de rango lineal
  - Bobinas o transformadores saturables
  - Circuitos más complicados
- En este tema vamos a suponer mezcladores para receptor superheterodino (usando LO queremos pasar de RF a IF)
- Características de los mezcladores:
  - Ganancia (o pérdida): relación entre potencia en RF y en IF
  - Ruido
  - Estabilidad (criterios de Linvill y Stern aplicables a mezcladores)
  - Rango dinámico de entradas
  - Componentes de frecuencia generadas

## 7.2.- DISPOSIT. NO LINEALES COMO MEZCLADORES



- Si el dispositivo es lineal, la salida contiene únicamente  $f_1$  y  $f_2$

$$i_o(t) = av_i(t) = a(v_1(t) + v_2(t)) = aV_1 \cos(\omega_1 t) + aV_2 \cos(\omega_2 t)$$

- Si el dispositivo es no lineal, la salida puede expresarse mediante desarrollo en serie de Taylor:

$$i_o(t) = I_0 + av_i(t) + bv_i^2(t) + cv_i^3(t) + \dots$$

- El término  $I_0$  da lugar a una componente en DC
- El coeficiente  $a$  da lugar al término lineal, que contiene  $f_1$  y  $f_2$
- El coeficiente  $b$  da lugar al término cuadrático (productos de intermodulación de segundo orden) con componentes en DC,  $2f_1$ ,  $2f_2$  y  $f_1 \pm f_2$
- El coeficiente  $c$  da lugar al término cúbico (productos de intermodulación de tercer orden) con componentes en  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $3f_1$ ,  $3f_2$ ,  $2f_1 \pm f_2$  y  $f_1 \pm 2f_2$
- etc...

# RELACIONES TRIGONOMÉTRICAS

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \left( \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2} \right) \left( \frac{e^{j\beta} + e^{-j\beta}}{2} \right) = \frac{1}{4} \left[ e^{j(\alpha+\beta)} + e^{-j(\alpha+\beta)} + e^{j(\alpha-\beta)} + e^{-j(\alpha-\beta)} \right] =$$

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)) \quad \cos^2(\alpha) = \frac{1}{2} (1 + \cos(2\alpha))$$

$$\cos(\alpha) \cos^2(\beta) = \cos(\alpha) \frac{1}{2} (1 + \cos(2\beta)) = \frac{1}{2} \cos(\alpha) + \frac{1}{4} \cos(2\beta - \alpha) + \frac{1}{4} \cos(2\beta + \alpha)$$

$$\cos^3(\alpha) = \frac{3}{4} \cos(\alpha) + \frac{1}{4} \cos(3\alpha)$$

## ANÁLISIS DEL TÉRMINO CUADRÁTICO

$$\begin{aligned} v_i^2(t) &= (V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^2 = \\ &= V_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + V_2^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2V_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) = \\ &= \frac{1}{2} V_1^2 + \frac{1}{2} V_2^2 + \frac{1}{2} V_1 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} V_2 \cos(2\omega_2 t) + V_1 V_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + V_1 V_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t) \end{aligned}$$

# ANÁLISIS DEL TÉRMINO CÚBICO

$$\begin{aligned}
 v_i^3(t) &= (V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^3 = \\
 &= V_1^3 \cos^3(\omega_1 t) + V_2^3 \cos^3(\omega_2 t) + 3V_1^2 V_2 \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + 3V_1 V_2^2 \cos(\omega_1 t) \cos^2(\omega_2 t) = \\
 &= \frac{3}{4} V_1^3 \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{4} V_1^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{3}{4} V_2^3 \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{4} V_2^3 \cos(3\omega_2 t) + \\
 &+ \frac{3}{2} V_1^2 V_2 \cos(\omega_2 t) + \frac{3}{4} V_1^2 V_2 \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) + \frac{3}{4} V_1^2 V_2 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + \\
 &+ \frac{3}{2} V_1 V_2^2 \cos(\omega_1 t) + \frac{3}{4} V_1 V_2^2 \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) + \frac{3}{4} V_1 V_2^2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t)
 \end{aligned}$$

## RESUMEN

	componentes
Término lineal	$f_1; f_2$
Término cuadrático	DC; $2f_1; 2f_2; (f_1 \pm f_2)$
Término cúbico	$f_1; f_2; 3f_1; 3f_2; (2f_1 \pm f_2); (2f_2 \pm f_1)$
etc.	

En general, sólo interesa el término  $(f_1 \pm f_2)$

## 7.3.- MEZCLADOR DE LEY CUADRÁTICA

- Supongamos que el dispositivo no lineal incluye únicamente términos lineal y cuadrático:

$$i_o(t) = av_i(t) + bv_i^2(t)$$

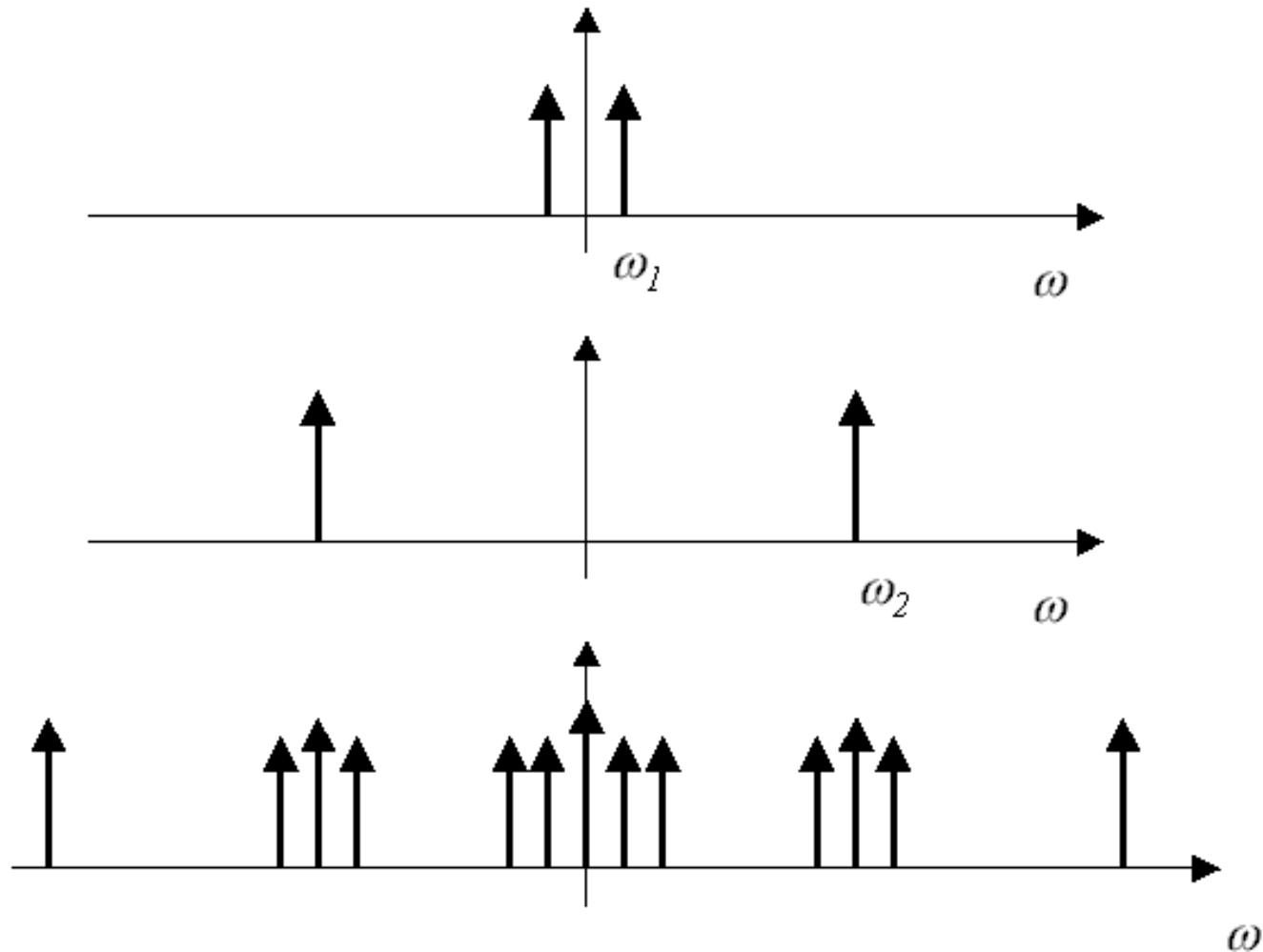
- Haciendo uso de los desarrollos anteriores, queda:

$$i_o(t) = aV_1 \cos(\omega_1 t) + aV_2 \cos(\omega_2 t) + \frac{b}{2}V_1^2 + \frac{b}{2}V_2^2 +$$

$$+ \frac{b}{2}V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{b}{2}V_2^2 \cos(2\omega_2 t) + bV_1V_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + bV_1V_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)$$

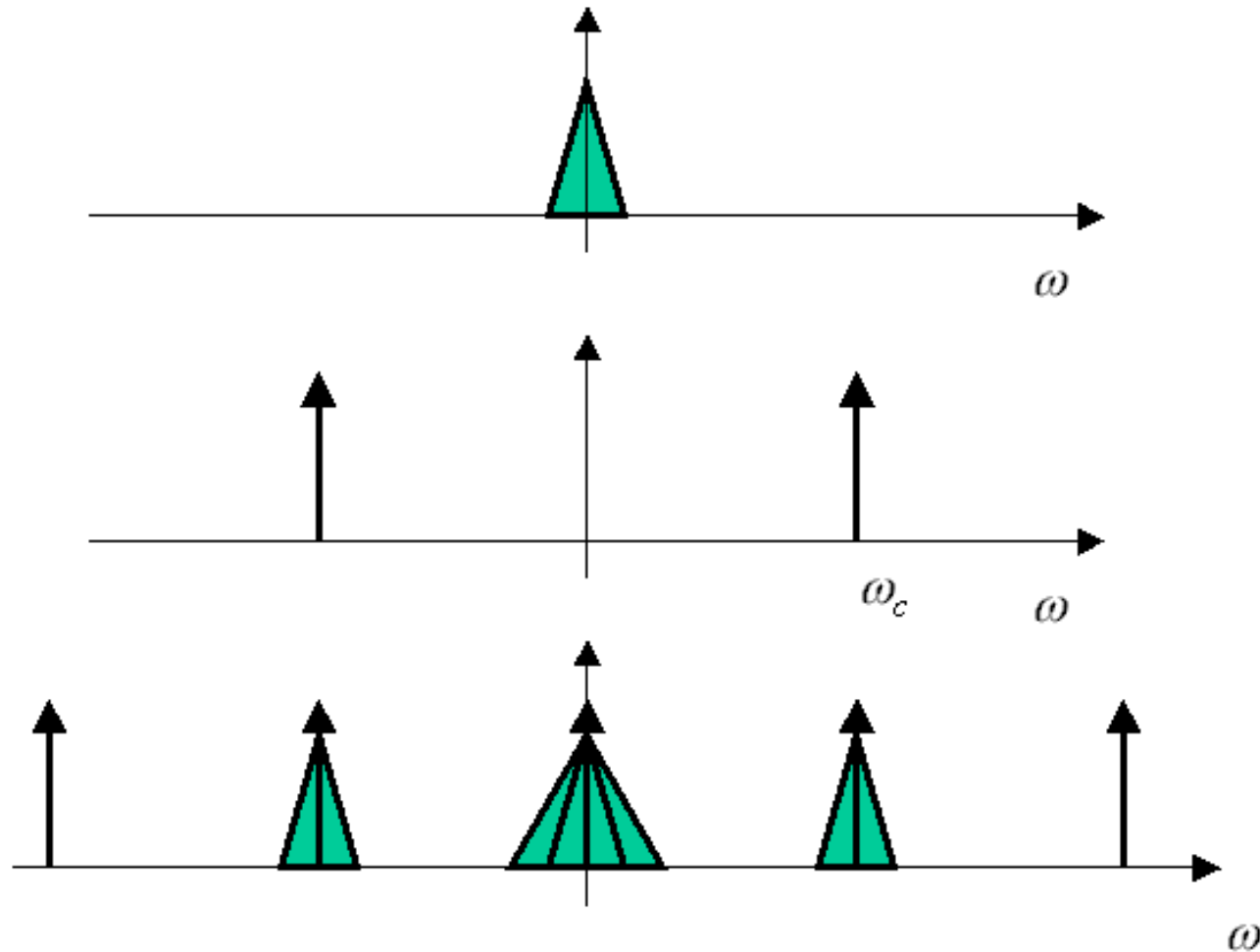
- Componentes en: DC;  $\omega_1$ ;  $\omega_2$ ;  $2\omega_1$ ;  $2\omega_2$ ;  $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Supongamos que vamos a utilizar el mezclador para modular
- Una señal (la modulante) es de frecuencia baja ( $\omega_1$ )
- La otra señal (la portadora) es de frecuencia alta ( $\omega_2$ )
- Aparecen muchas componentes de frecuencia, de las cuales sólo interesan  $(\omega_2 \pm \omega_1)$

- Componentes en: DC;  $\omega_1$ ;  $\omega_2$ ;  $2\omega_1$ ;  $2\omega_2$ ;  $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Si la modulante es senoidal:

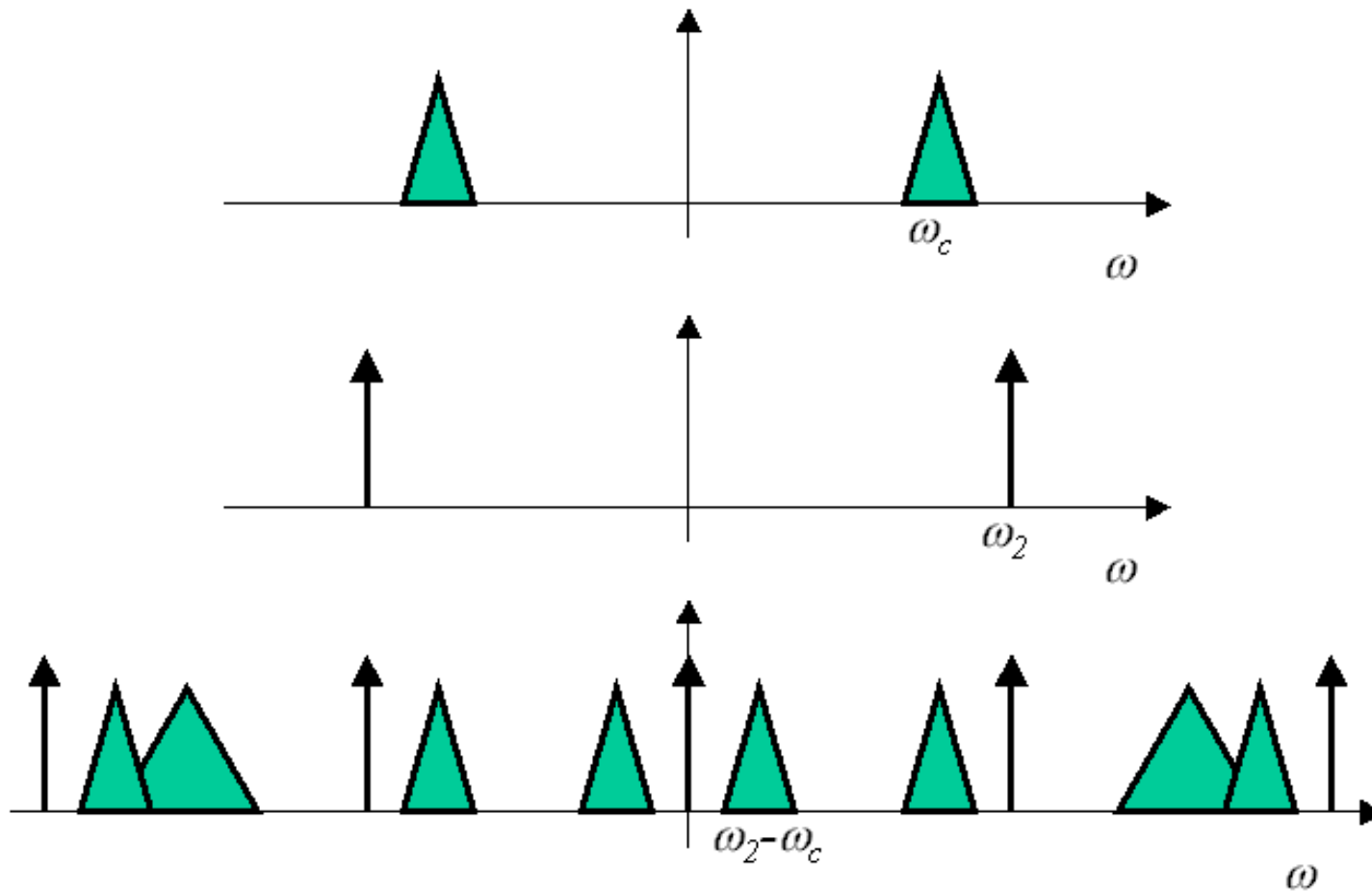




- Componentes en: DC;  $\omega_1$ ;  $\omega_2$ ;  $2\omega_1$ ;  $2\omega_2$ ;  $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Si la modulante no es senoidal:



- Componentes en: DC;  $\omega_1$ ;  $\omega_2$ ;  $2\omega_1$ ;  $2\omega_2$ ;  $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Si usamos el mezclador para pasar a IF:



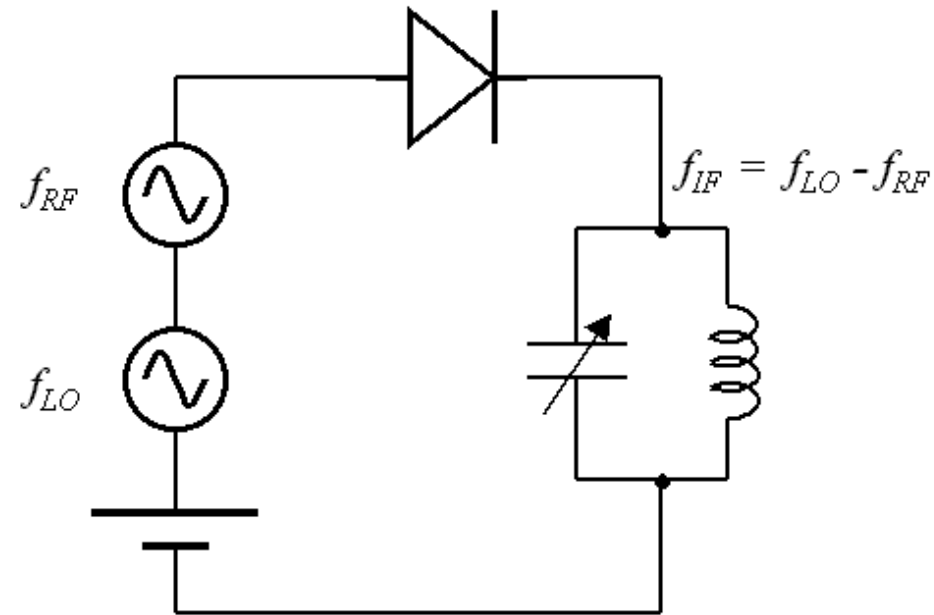
- Es necesario eliminar las componentes de frecuencia no deseadas
- La situación se complica aun más si tenemos en cuenta:
  - Términos de orden superior en el mezclador (productos de intermodulación de 3er orden, 4 orden, etc.)
  - Oscilador local no senoidal (serie de armónicos)
  - Distintos canales

## 7.3.- MEZCLADORES DE TERMINACIÓN ÚNICA Y MEZCLADORES BALANCEADOS

### MEZCLADORES DE TERMINACIÓN ÚNICA

- Son circuitos con un único elemento no lineal (activo o pasivo)
- El aislamiento que proporcionan es pobre: la componente de cada puerto ( $f_1$  y  $f_2$  en los puertos de entrada;  $(f_1 \pm f_2)$  en el de salida) aparecen en los otros puertos

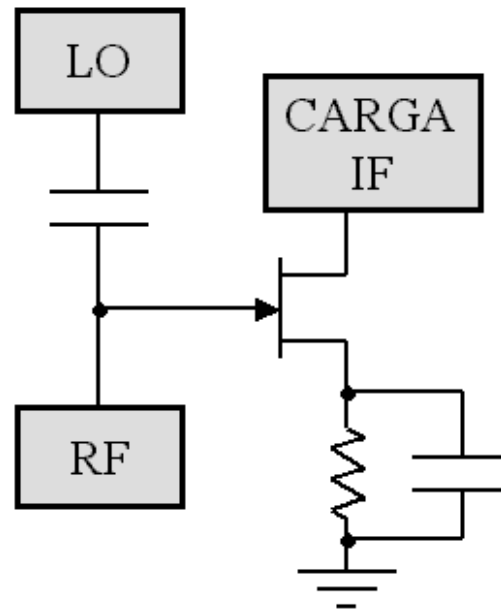
# MEZCLADOR A DIODO ÚNICO



## Características:

- Cifra de ruido alta
- Pérdida por conversión (no ganancia):  $P_{IF} < P_{RF}$
- No linealidades de orden superior:  $e^x \approx 1 + x + x^2/2 + x^3/6 + \dots$
- No hay aislamiento entre LO y RF (la antena receptora puede radiar LO)

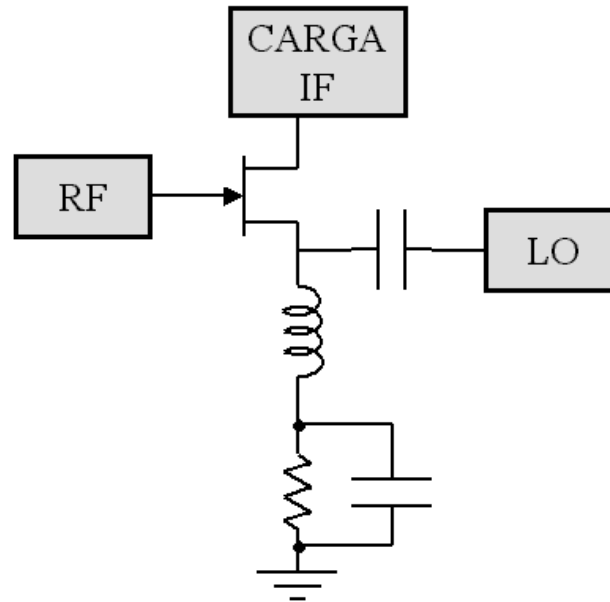
# MEZCLADOR FET DE TERMINACIÓN ÚNICA



## Características:

- Cifra de ruido menor
- Ganancia de conversión
- Característica de transferencia cuadrática
- No hay aislamiento entre LO y RF
- El FET puede sustituirse por un BJT (mejorando la ganancia pero incluyendo otros productos de intermodulación)

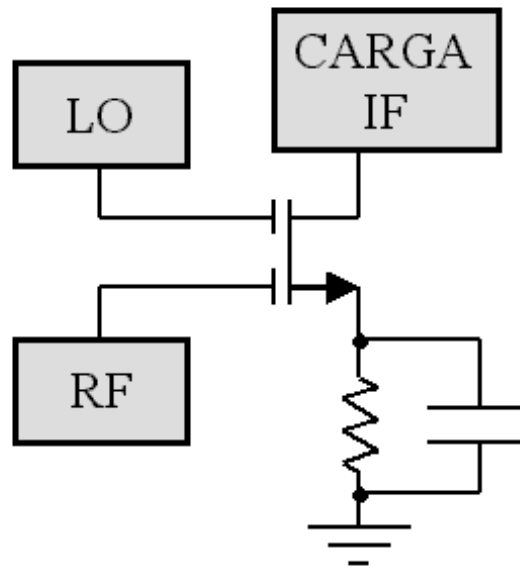
# MEZCLADOR FET CON INYECCIÓN DE LO EN FUENTE



## Características:

- Cifra de ruido baja
- Ganancia de conversión
- Requiere mayor potencia de LO
- Característica de transferencia cuadrática
- Mayor aislamiento entre LO y RF

# MEZCLADOR A MOSFET DE DOBLE PUERTA



## Características:

- Mejor aislamiento que JFET
- Menor ganancia que JFET

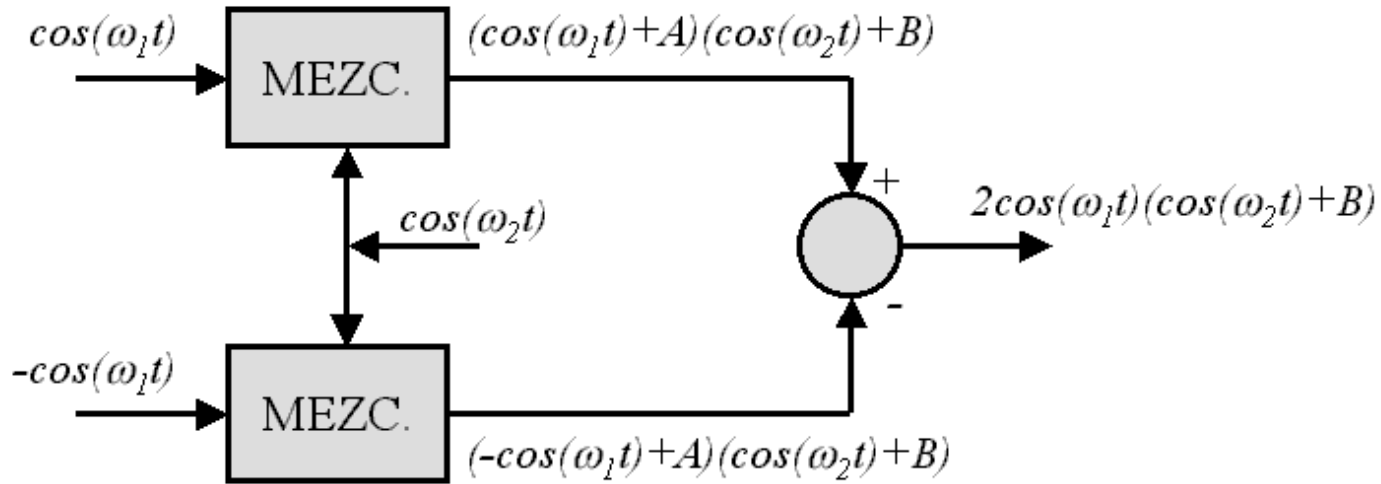
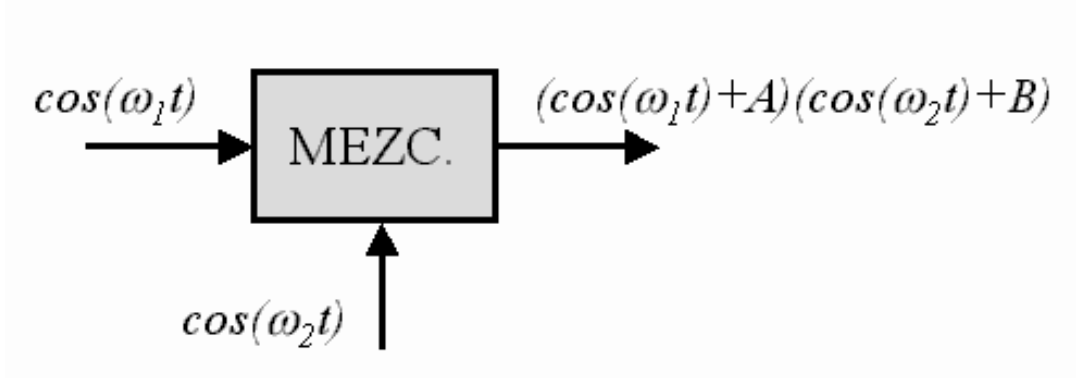


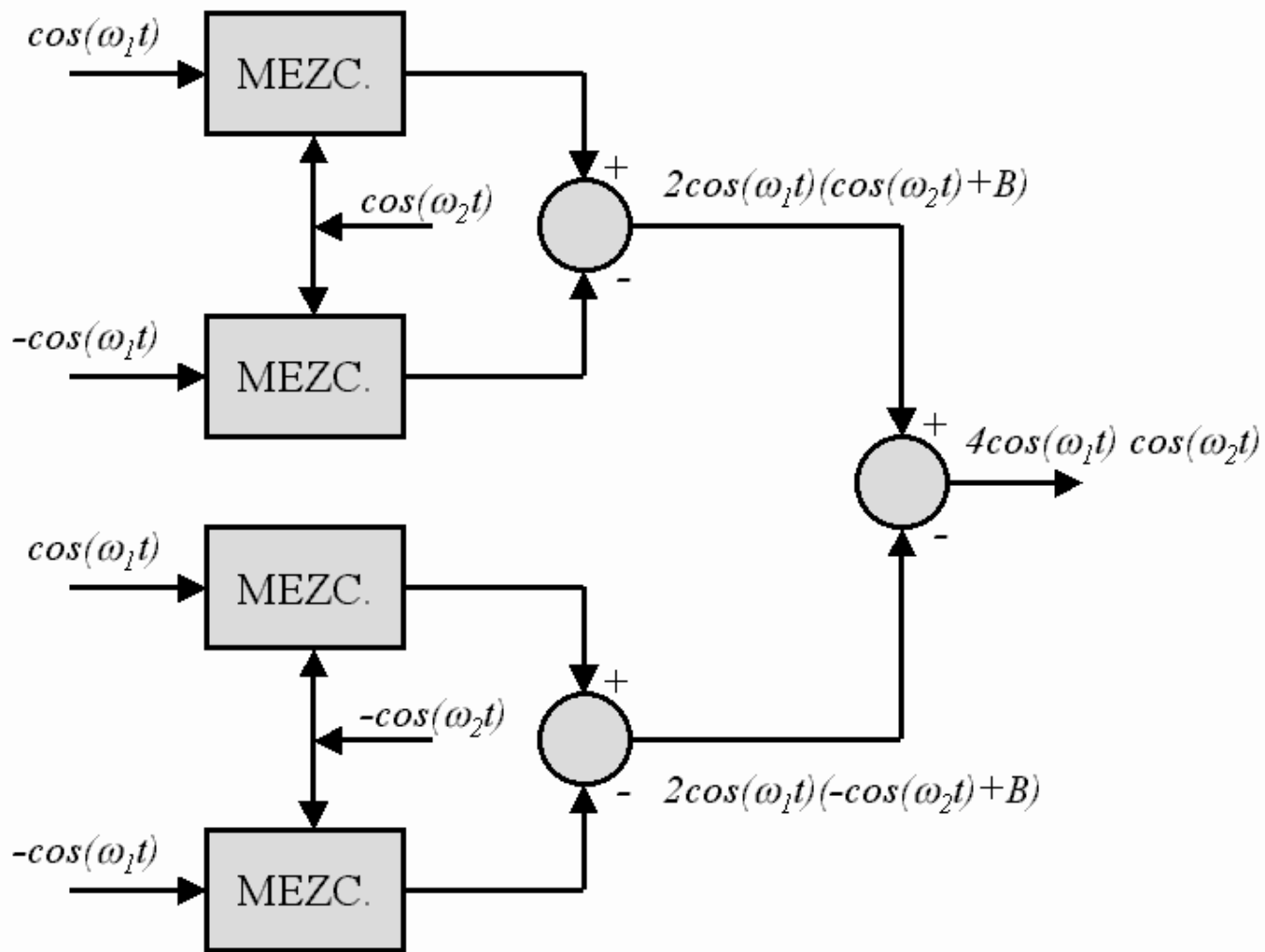
# MEZCLADORES NO BALANCEADOS / BALANCEADOS

- En un multiplicador, además de las componentes de entrada ( $\omega_1$  y  $\omega_2$ ) aparecen componentes DC debido a la polarización:

$$(\cos(\omega_1 t) + A)(\cos(\omega_2 t) + B) = AB + B \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) + \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t)$$

- Los mezcladores balanceados evitan este problema en uno de los puertos de entrada
- Los mezcladores doblemente balanceados evitan este problema en ambos puertos de entrada

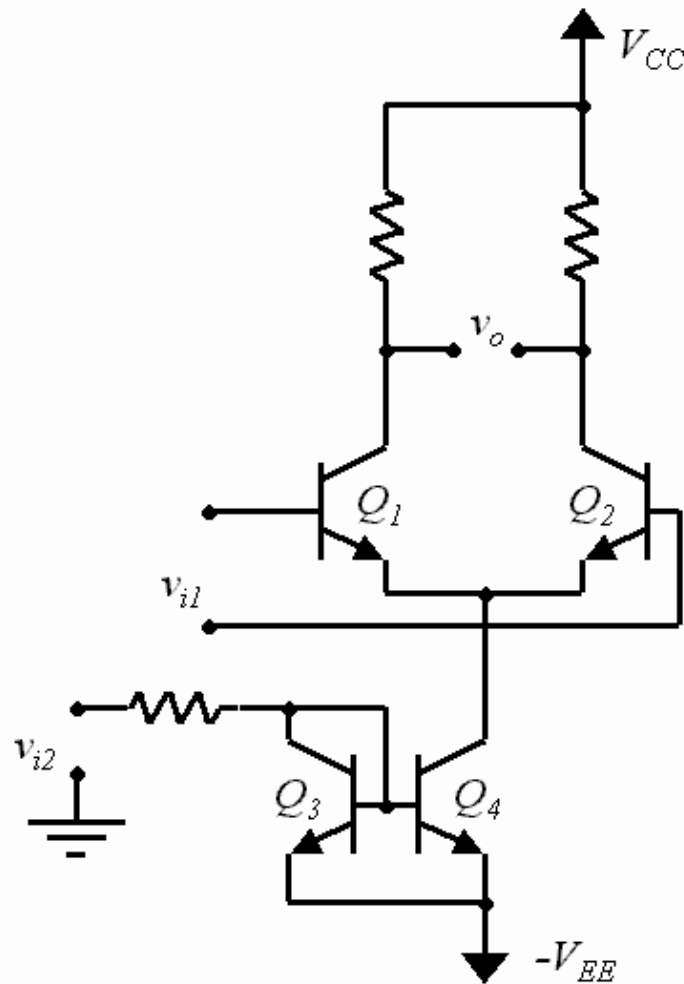




# MEZCLADORES BALANCEADOS

- Un mezclador balanceado utiliza dos (o más) dispositivos activos, bien en el puerto RF o en el puerto LO
- La señal es presentada en los dispositivos activos en modo diferencial
- Esto elimina la componente de frecuencia  $\omega_1$  y sus armónicos impares ( $3\omega_1, 5\omega_1, \dots$ ) en el puerto de IF
- Ejemplo: mezclador balanceado con par acoplado por emisor

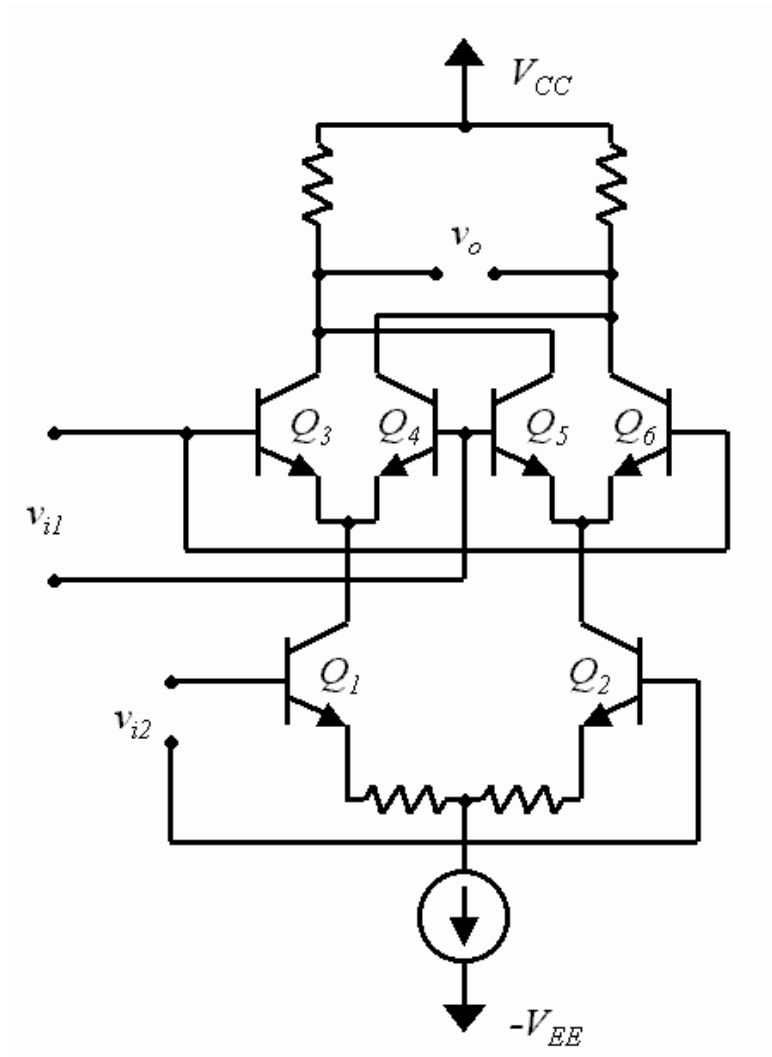
# Mezclador balanceado con par acoplado por emisor



# MEZCLADORES DOBLEMENTE BALANCEADOS

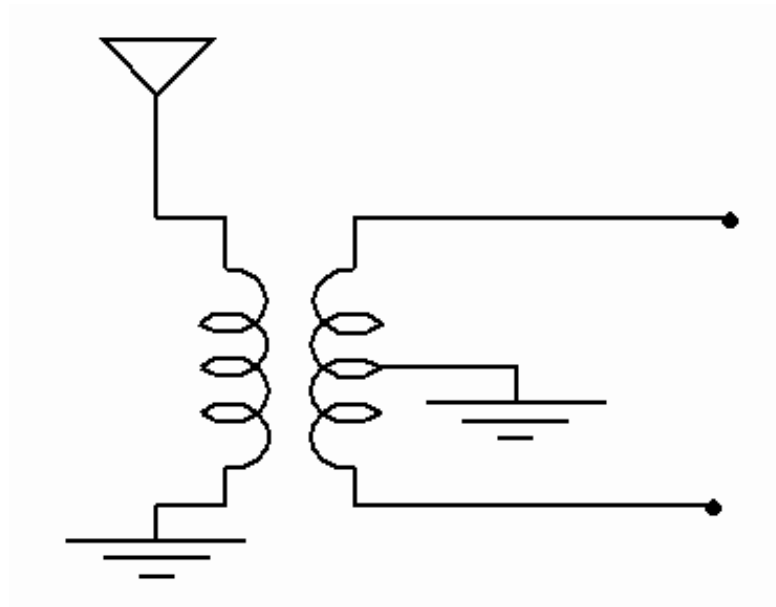
- Utiliza circuitos aun más complicados
- Entradas en modo diferencial en ambos puertos de entrada (RF e IF)
- Se evita que aparezcan las señales (y sus armónicos) de cada puerto en los otros dos puertos
- Para un cierto rango de amplitudes se comportan como multiplicadores analógicos
- Ejemplo: multiplicador de 4 cuadrantes (o célula de Gilbert)

# Multiplicador de 4 cuadrantes



# ENTRADAS EN MODO BALANCEADO

- Los mezcladores balanceados requieren entradas y salidas en modo diferencial
- Usualmente requieren transformadores balanceados a la entrada y la salida





## 7.5.- PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE UN MEZCLADOR

- Ganancia de conversión: relación entre potencia en puerto IF y puerto RF (puede ser ganancia o pérdida de conversión):

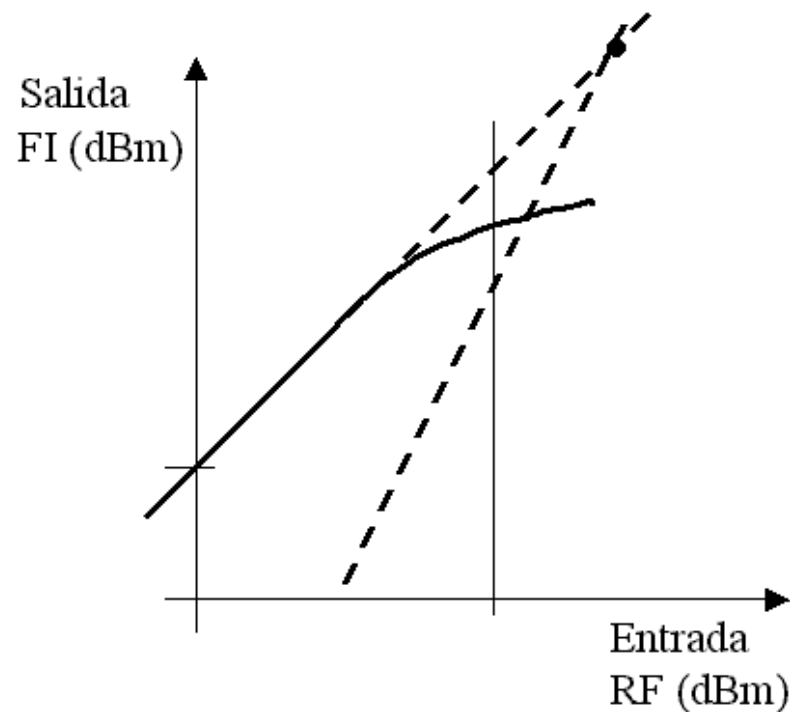
$$\frac{P_{IF}}{P_{RF}}$$

- Cifra de ruido: SNR en puerto de entrada (RF) dividida entre SNR en puerto de salida (IF):

$$\frac{\text{SNR}_{RF}}{\text{SNR}_{IF}} = \frac{P_{RF}/N_{RF}}{P_{IF}/N_{IF}}$$

- Aislamiento: evalúa el paso de señal entre puertos del mezclador. Por ejemplo: el aislamiento del puerto RF en  $f_{LO}$  es la atenuación de la componente  $f_{LO}$  entre el puerto LO y el puerto RF

- Compresión de conversión: desviación de linealidad en la ganancia de conversión.
- Nivel de compresión de conversión: nivel de entrada (en dBm) para el que la ganancia se reduce en 3 dB con respecto al comportamiento lineal
- Rango dinámico: rango de nivel de entrada entre el límite dado por la cifra de ruido y el nivel de compresión
- Distorsión de intermodulación: potencia de señales no deseadas generadas en el mezclador
- Punto de intersección: punto donde cortan las líneas correspondientes a componentes deseadas y no deseadas



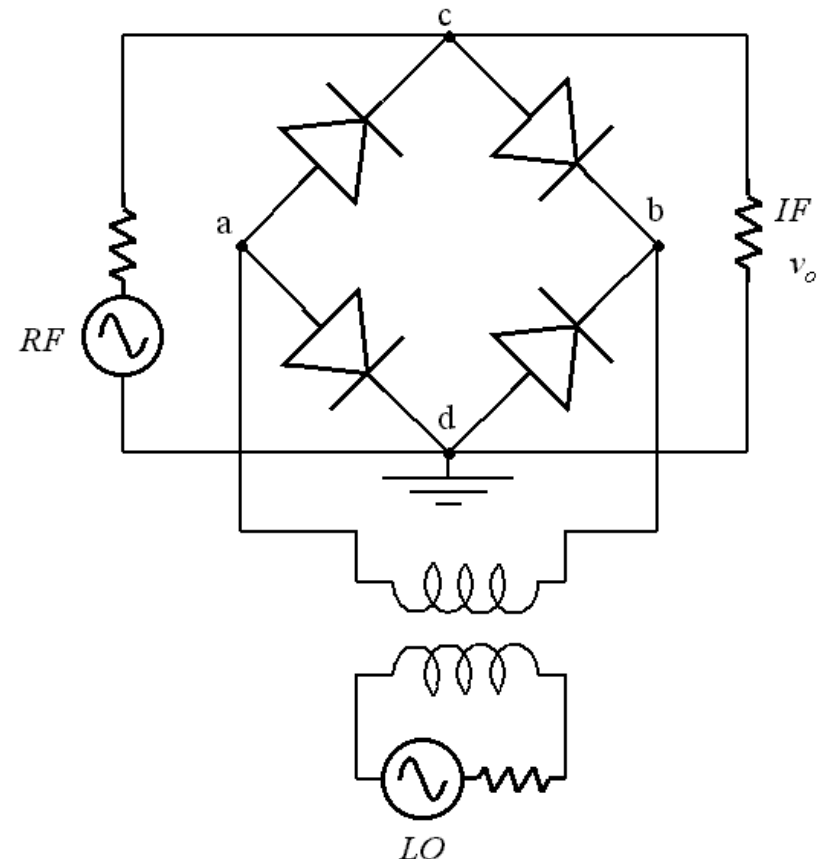
# 7.6.- MEZCLADORES A DIODO BALANCEADOS

## MEZCLADOR BALANCEADO

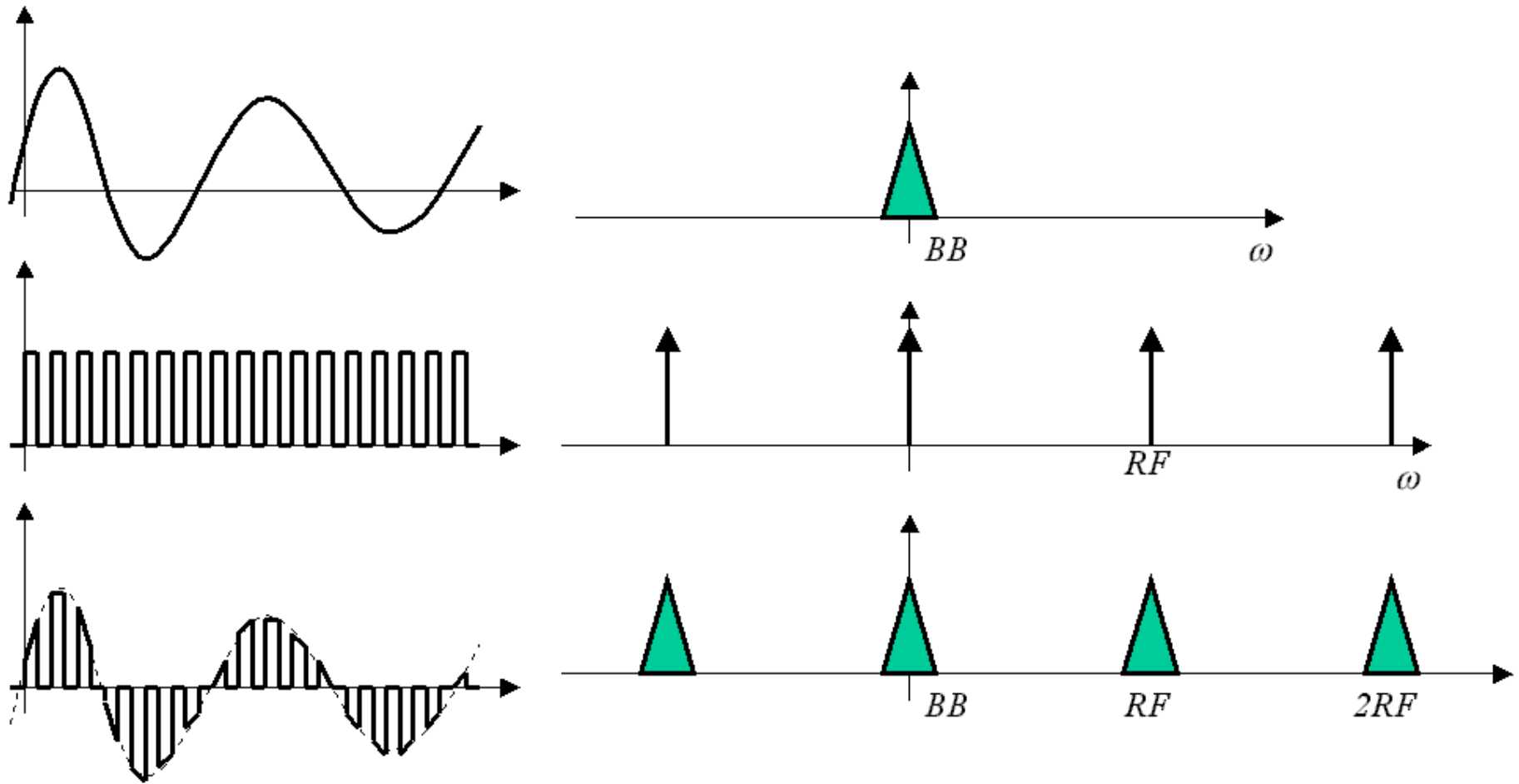
- Condición:  $V_{LO} \gg V_{RF}$
- $V_{LO}$  controla el estado de los diodos
- Cuando  $V_{LO} > 0$  se tiene  $V_c = V_d = 0V$  y la salida en cortocircuito
- Cuando  $V_{LO} < 0$  los diodos están en inversa:

$$v_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_i$$

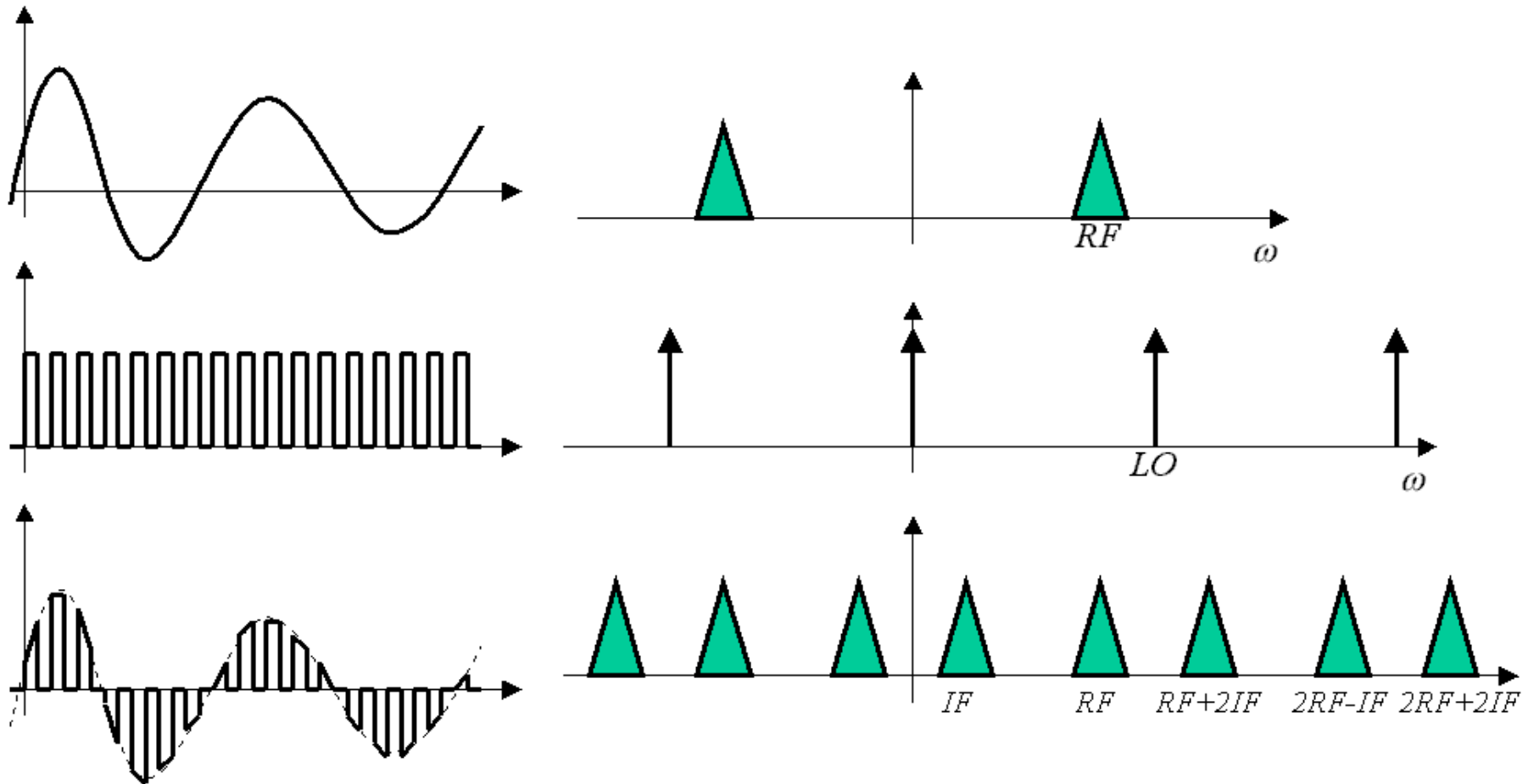
- Balanceado:
  - No aparece LO en el puerto de salida
  - Aparece RF en el puerto de salida



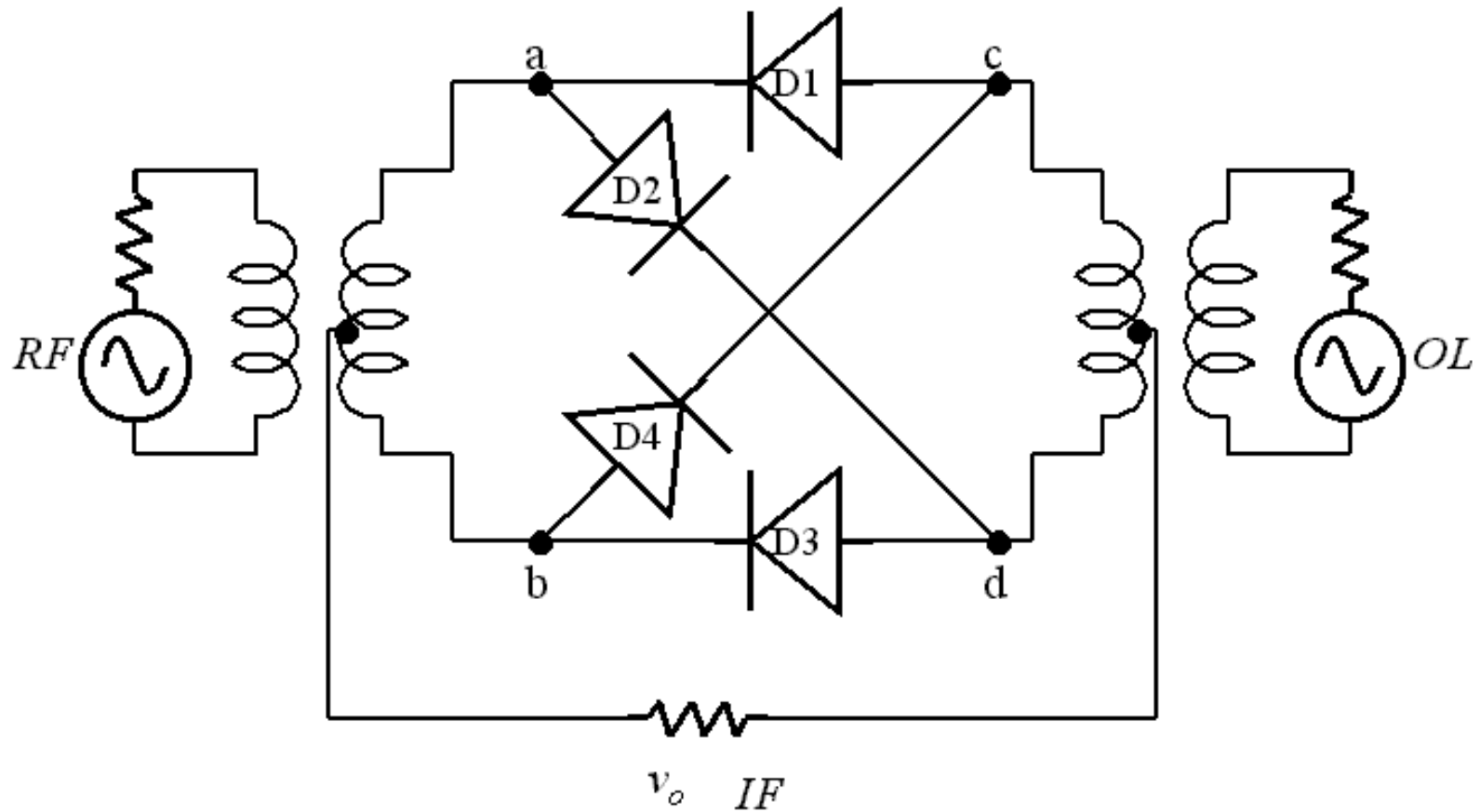
# Forma de onda y espectro (modulación)



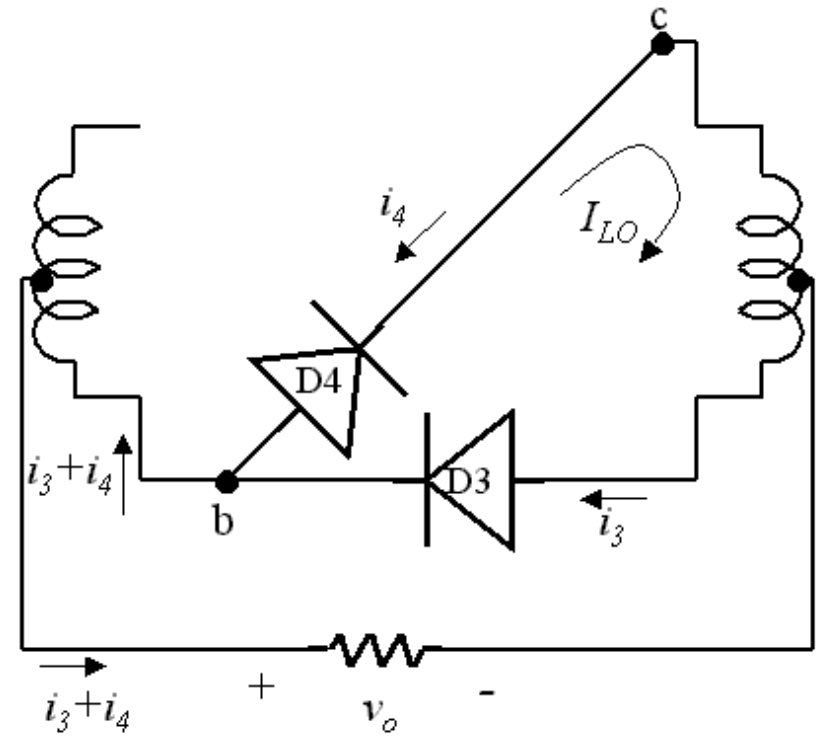
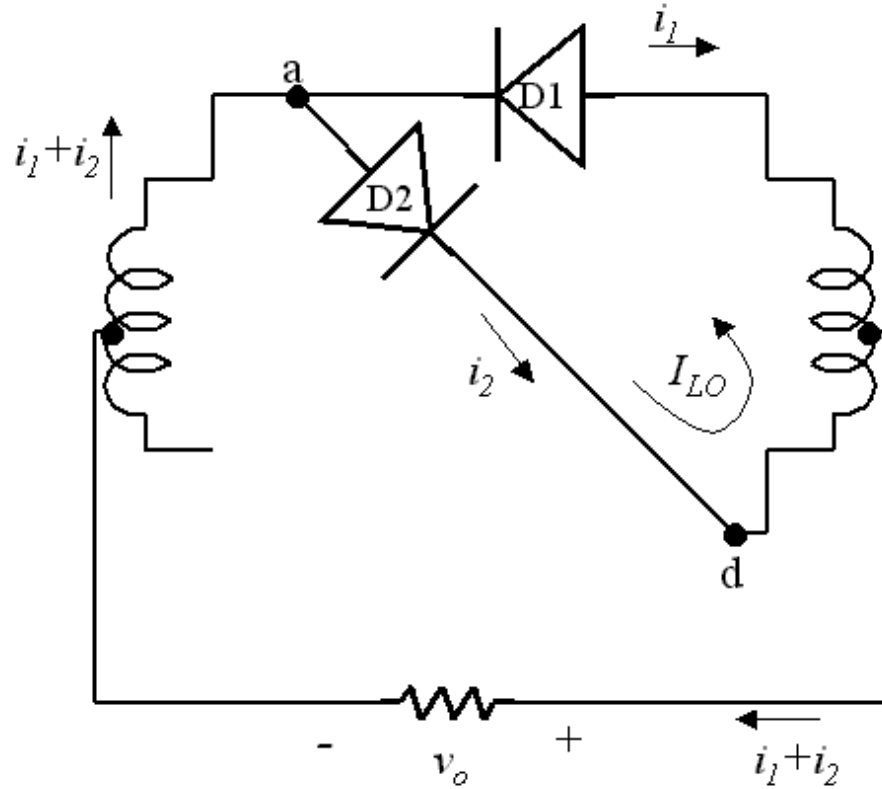
# Forma de onda y espectro (demodulación)



# MEZCLADOR DOBLEMENTE BALANCEADO

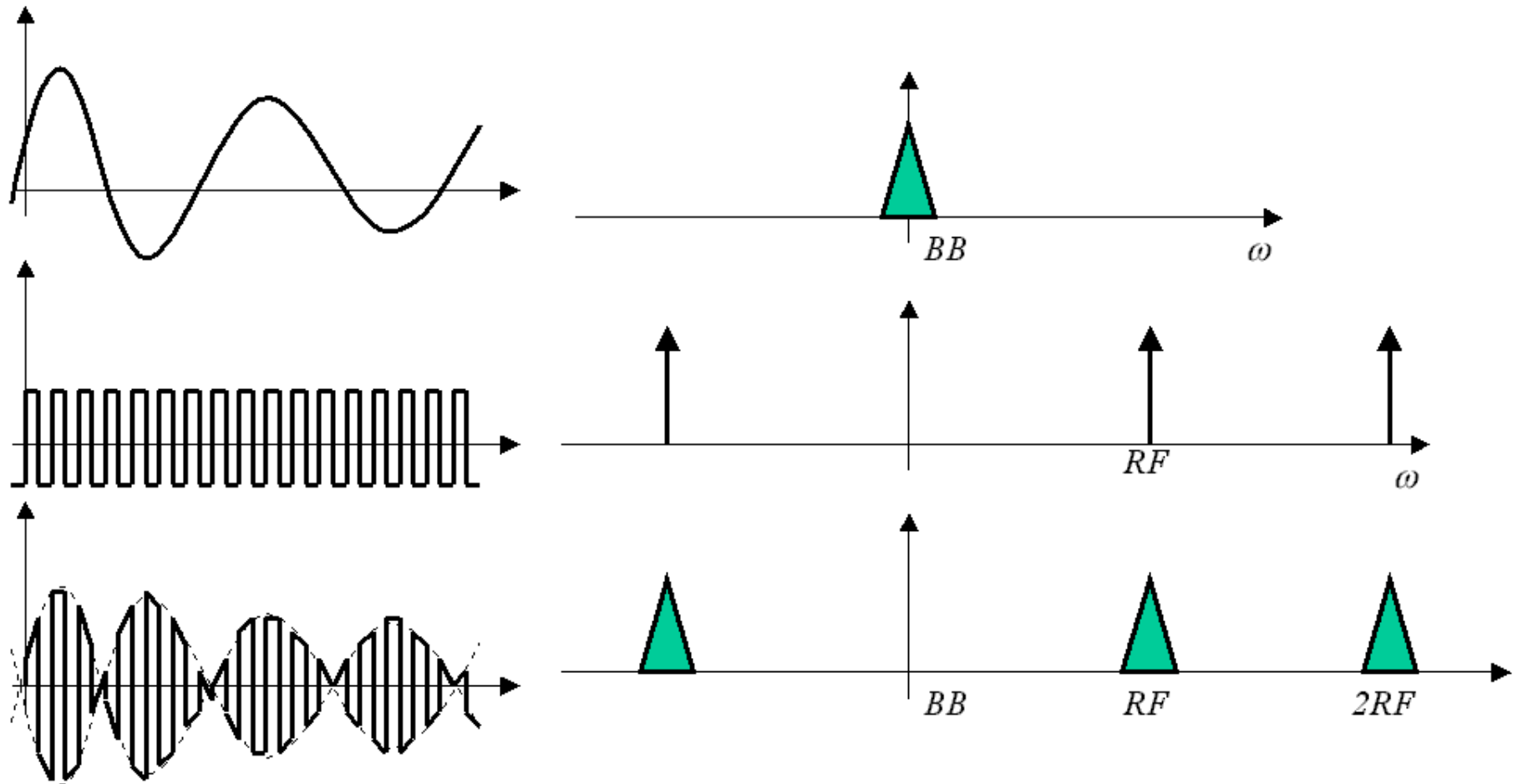


- Condición:  $V_{LO} \gg V_{RF}$
- Si  $V_{LO} > 0$ : D1 y D2 ON; D3 y D4 OFF
- Si  $V_{LO} < 0$ : D3 y D4 ON; D1 y D2 OFF



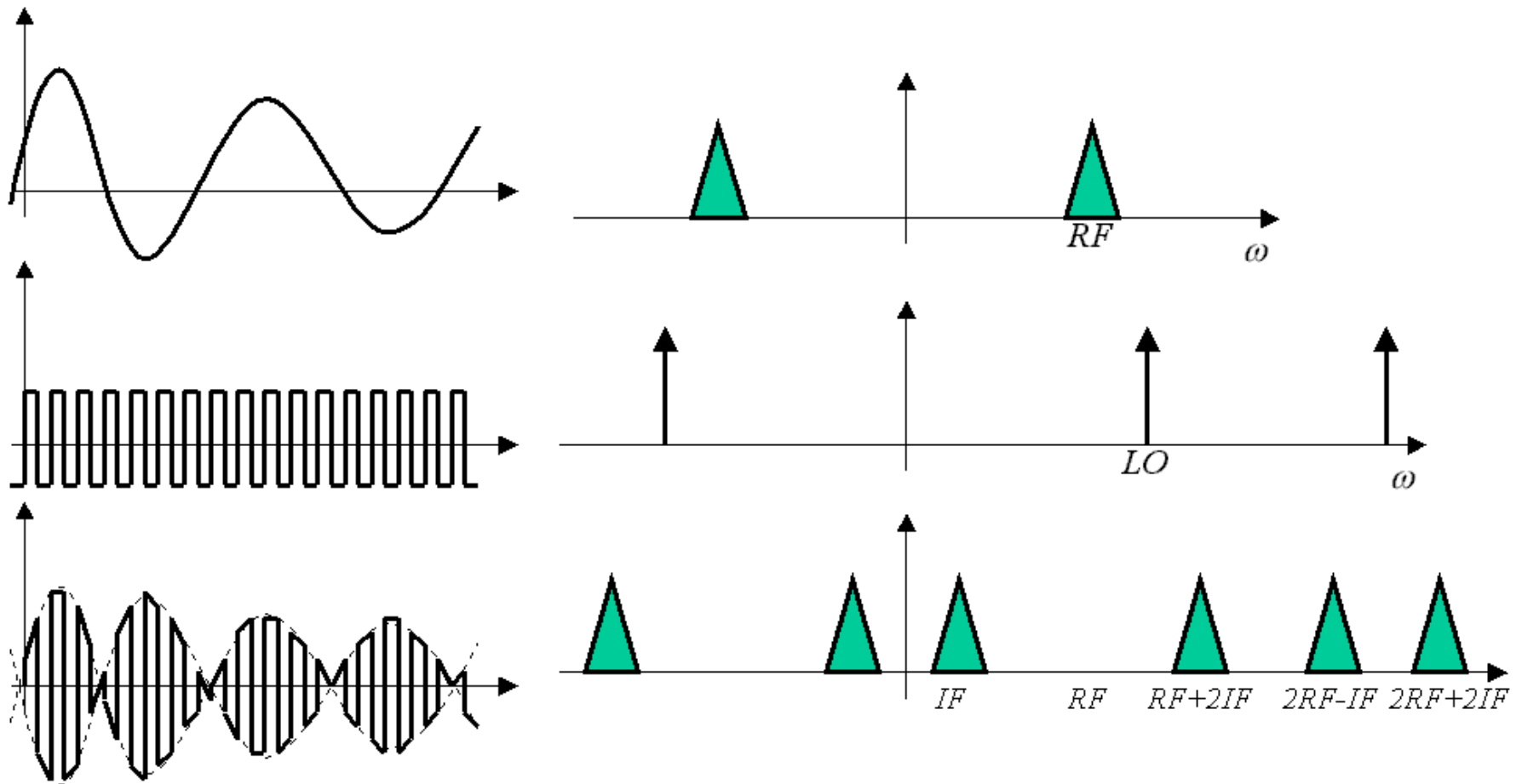
- Condición:  $V_{LO} \gg V_{RF}$
- Si  $V_{LO} > 0$ : D1 y D2 ON; D3 y D4 OFF
- Si  $V_{LO} < 0$ : D3 y D4 ON; D1 y D2 OFF

# Forma de onda y espectro (modulación)





# Forma de onda y espectro (demodulación)



# CARACTERÍSTICAS DE LOS MEZCLADORES A DIODO

- Sencillez
- Rango de frecuencias amplio
- Diseño flexible (depende de los transformadores)
  - Sintonía
  - Balance
  - Aislamiento entre puertos
- Pérdida por conversión de unos 6 dB
- Cifra de ruido entre 6 dB y 8 dB
- Aislamiento LO a RF de unos 50 dB
- Productos de intermodulación en FI 50 - 60 dB por debajo de respuesta de interés

## 7.7.- DISEÑO DE MEZCLADORES CON TRANSISTORES

- El mezclador es uno de los elementos más ruidosos del transistor
- Ganancia - pérdida:
  - Diodo: pérdida por conversión de unos 6 dB
  - FET: ganancia por conversión de unos 10 dB
  - BJT: ganancia por conversión de unos 20 dB
- Requerimiento de potencia en LO
  - Muy alta en mezclador a diodo
  - Baja en mezclador a FET
  - Muy baja en mezclador a BJT
- Distorsión del 3er armónico
  - Importante en mezclador a diodo
  - Despreciable en mezclador a FET
  - Importante en mezclador a BJT

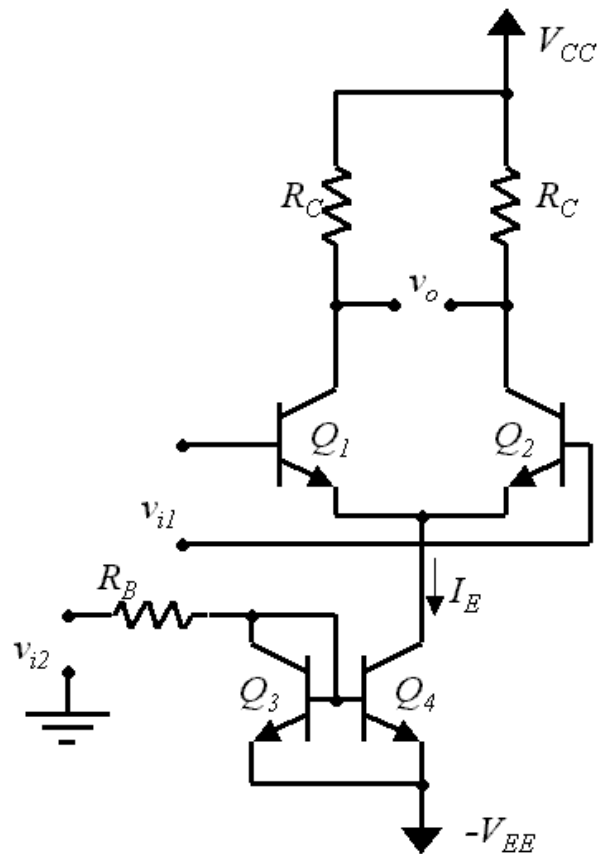
- Estabilidad:
  - Menos estable cuanto mayor es la ganancia
  - Más estable cuanto mayor es el aislamiento entre puertos RF, LO y IF
  - Más estable cuanto más separadas están las frecuencias RF, LO y IF
  - Para mejorar la estabilidad se puede intentar anular la impedancia externa en cada puerto para todas las frecuencias salvo la específica del puerto (estabilidad por criterio de Stern)
  - Conviene verificar el factor de Stern del mezclador a las frecuencias RF, LO y IF

## 7.8.- RESPUESTAS ESPURIAS

- Las respuestas espurias son respuestas en FI procedentes de señales fuera de la banda de RF de interés
- Origen de las respuestas espurias:
  - Otras señales captadas por la antena
  - Otras señales generadas por las no linealidades del amplificador de RF
  - Otras señales procedentes del mezclador (productos de intermodulación)
  - Armónicos del oscilador local
- Frecuencias procedentes de la entrada que pueden aparecer en FI:
  - Frecuencia imagen (si no filtramos en la antena)
  - $f_{RF}/2$ ,  $f_{IF}/2$  o  $f_{IF}$  (si caen dentro de la banda de interés y no está bien balanceado)
  - $2f_{LO} - f_{IF}$  por productos de intermodulación
  - $2f_{LO} + f_{RF}$  por productos de intermodulación
  - $2f_{LO} + f_{IF}$  por productos de intermodulación

# 7.9.- MULTIPLICADOR CON PAR ACOPLADO POR EMISOR

## MULTIPLICADOR BALANCEADO ECP



## Análisis del multiplicador balanceado ECP

$$v_o = -R_C(I_{c1} - I_{c2}) = -I_{EE}R_C \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right)$$

$$I_{EE} = \frac{V_{i2} - V_{BE.on} - (-V_{EE})}{R_B}$$

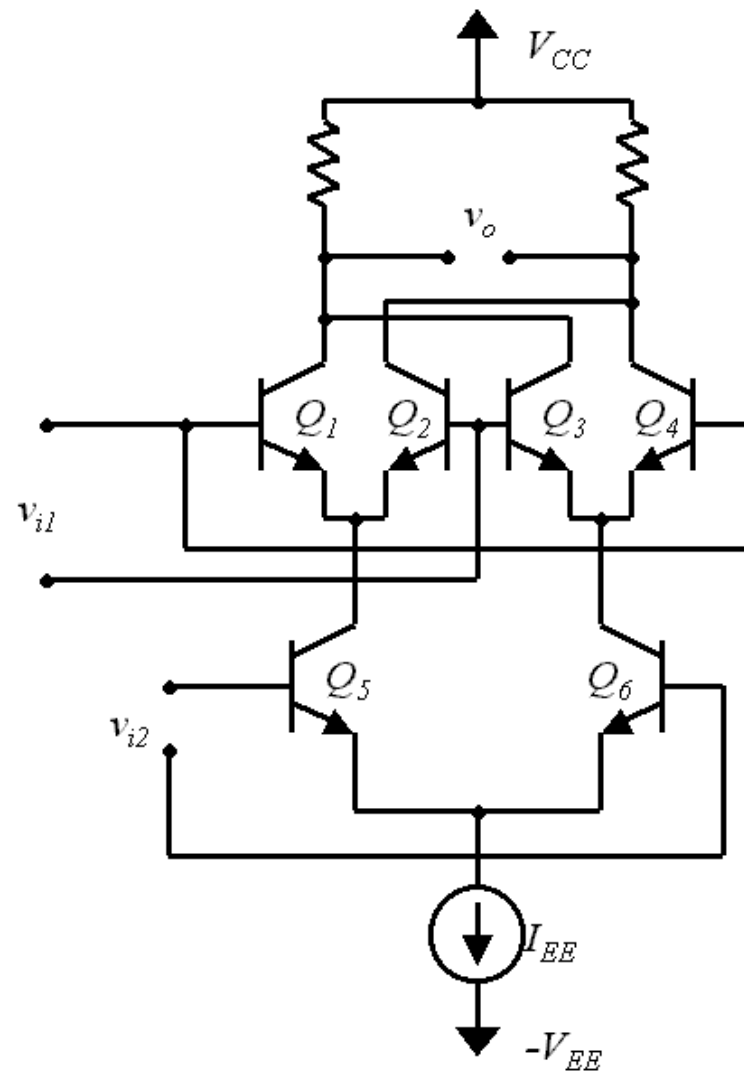
$$= \frac{v_{i2}}{R_B} + \frac{V_{B2} - V_{BE.on} + V_{EE}}{R_B}$$

$$I_{EE} = \frac{v_{i2}}{R_B} + I_{EE0}$$

$$v_o = -\frac{R_C}{R_B} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) v_{i2} - R_C I_{EE0} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right)$$

$$v_o \approx -\frac{R_C}{R_B} \frac{v_{i1}v_{i2}}{2V_T} - \frac{R_C I_{EE0}}{2V_T} v_{i1}$$

# MULTIPLICADOR DOBLEMENTE BALANCEADO ECP





# Análisis del multiplicador doblemente balanceado ECP

$$\begin{aligned}v_o &= -R_C[(I_{c1} + I_{c3}) - (I_{c2} + I_{c4})] \\&= -R_C[(I_{c1} - I_{c2}) - (I_{c3} - I_{c4})] \\&= -R_C I_{c5} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) - R_C I_{c6} \tanh\left(\frac{-v_{i1}}{2V_T}\right) \\&= -R_C \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) (I_{c5} - I_{c6}) \\&= -R_C I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_{i2}}{2V_T}\right) \\v_o &\approx R_C I_{EE} \frac{v_{i1} v_{i2}}{4V_T^2}\end{aligned}$$

## Mejora del rango dinámico de entrada

$$v_o = -R_C I_{EE} \tanh\left(\frac{v_{i1}}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{v_{i2}}{2V_T}\right)$$

$$v_o \approx R_C I_{EE} \frac{v_{i1} v_{i2}}{4V_T^2}$$

- Aproximación válida si  $v_{i1}$  y  $v_{i2}$  son menores que  $2V_T$  (50 mV)
- Para mejorar rango dinámico hay 3 posibilidades:
  - Introducir resistencias de emisor (reduce la ganancia)
  - Control automático de ganancia (AGC)
  - Predistorsión

$$v_o = -R_C (I_{c1} - I_{c2}) = 2 \frac{R_C I_{EE}}{R_E I_{AA}} v_i$$

# Predistorsión

