

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

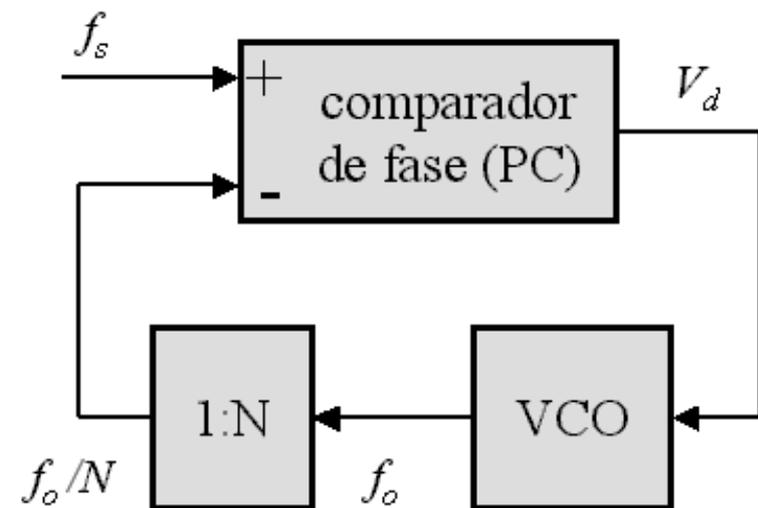
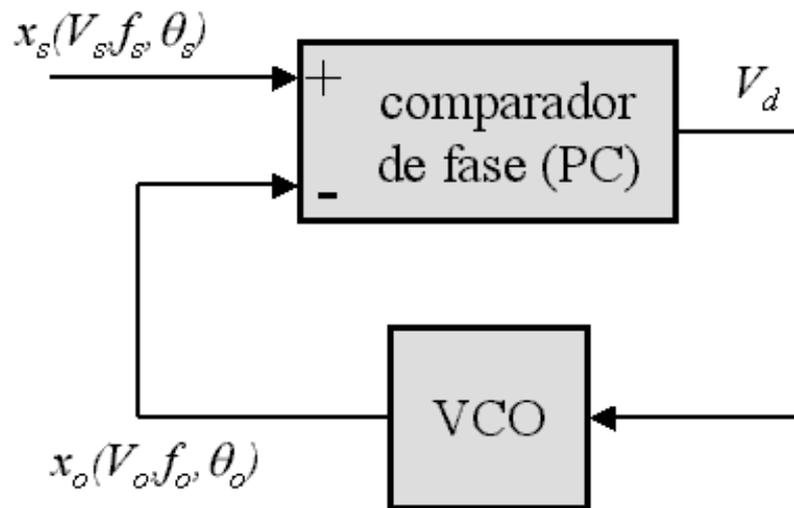
6.7.- Aplicaciones de los PLLs:

- 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):

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

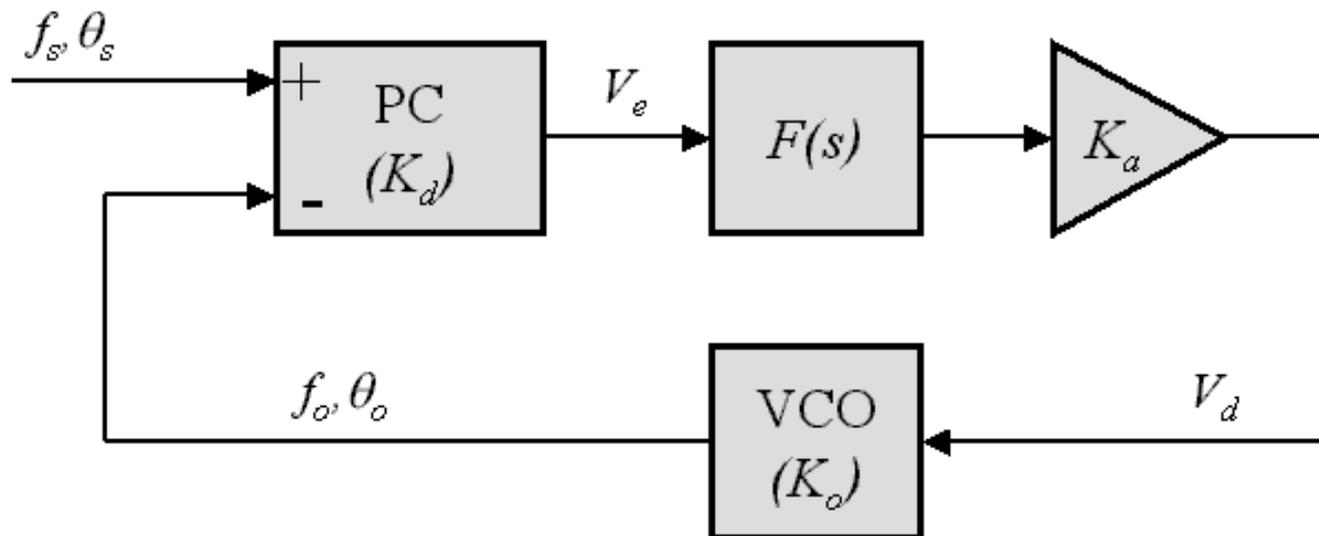
- Filtro paso-baja ($F(s)$) y amplificador (K_a):

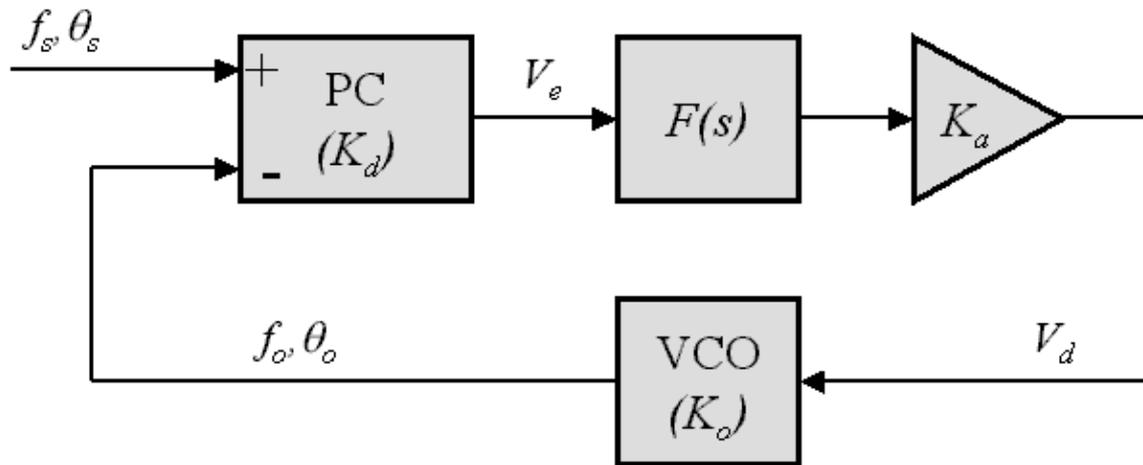
$$V_d(t) = K_a f(t) * V_e(t) \quad V_d(s) = K_a F(s) V_e(s)$$

- 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)
- θ_o se ajusta sola para hacer $f_o = f_s$:
 - Si $f_s = f_f$, entonces θ_o t.q. $V_d = 0$, t.q. $f_o = f_s = f_f$
 - Si $f_s > f_f$, entonces θ_o t.q. $V_d > 0$, t.q. $f_o = f_s > f_f$
 - Si $f_s < f_f$, entonces θ_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:

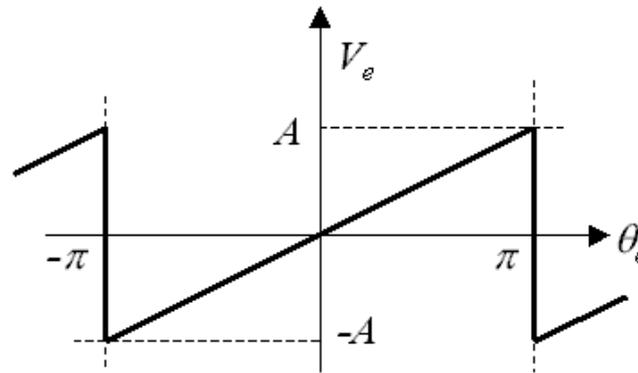
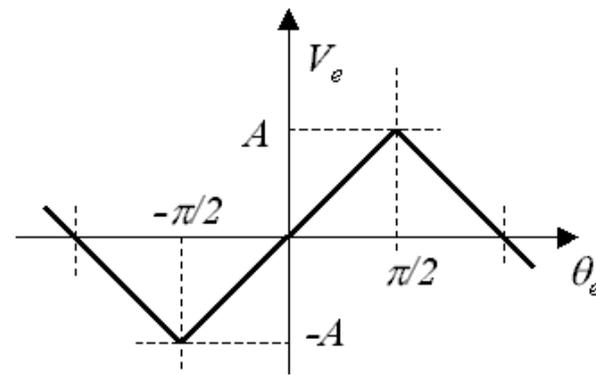
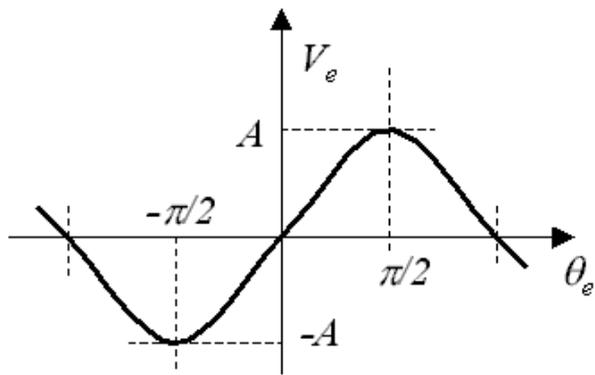
$$V_e = \frac{1}{\pi} A\theta_e \quad K_d = \frac{A}{\pi}$$

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

● $\pm\pi/2$ en senoidal y triangular

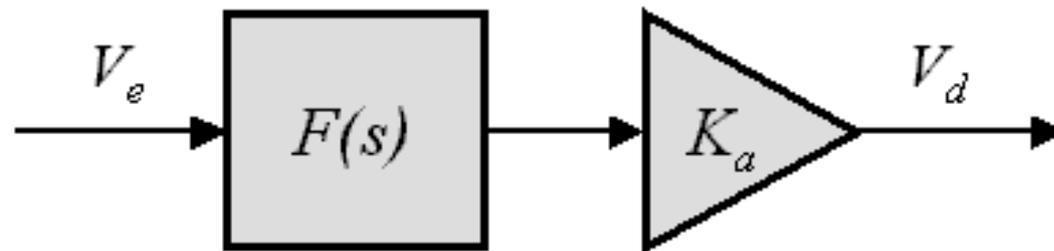
● $\pm\pi$ en diente de sierra

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

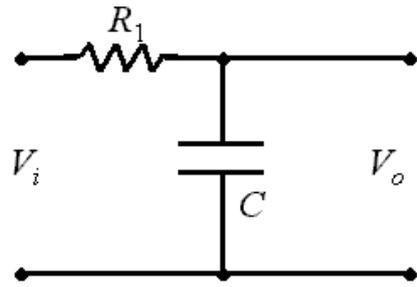


FILTRO PASO-BAJA Y AMPLIFICADOR

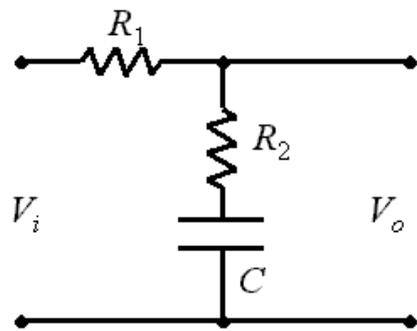
- Parámetros característicos:
 - Función de transferencia del filtro: $F(s)$
 - Ganancia del amplificador: K_a
- Objetivos:
 - Eliminar componentes de alta frecuencia de V_e
 - Adaptar niveles (relación entre θ_e y $f_o - f_f$)



- 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 ω que depende de $V_d(t)$

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

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

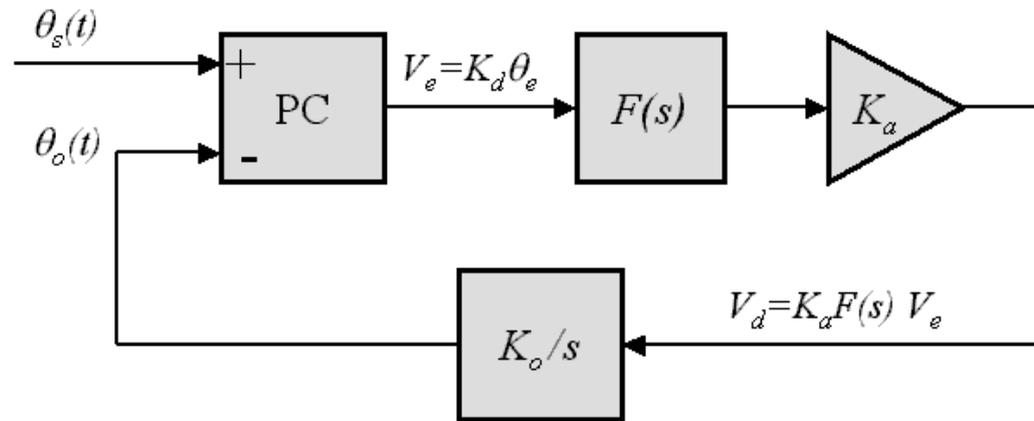
$$\omega = \omega_f + K_o V_d(t)$$

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

- 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



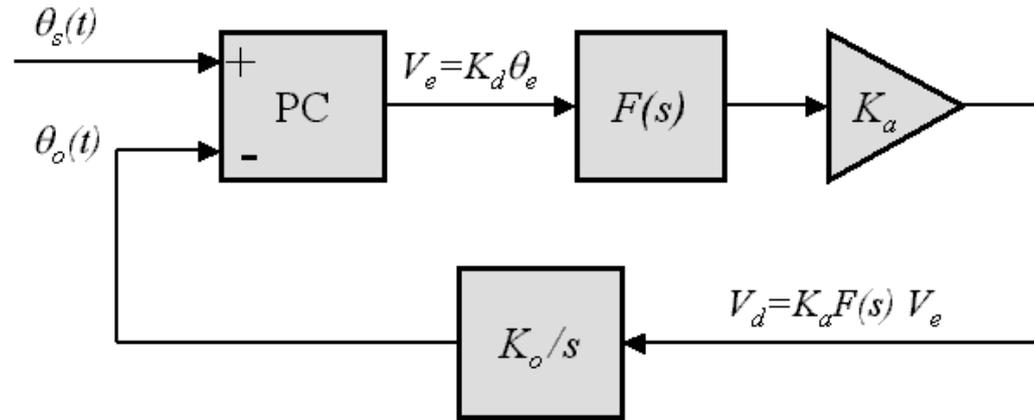
$$\theta_o(s) = K_o \frac{V_d(s)}{s}$$

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

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

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

FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL PLL (realimentación)



- Ganancia en lazo abierto:

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

- 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 ω_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 α_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 θ_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 (θ 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

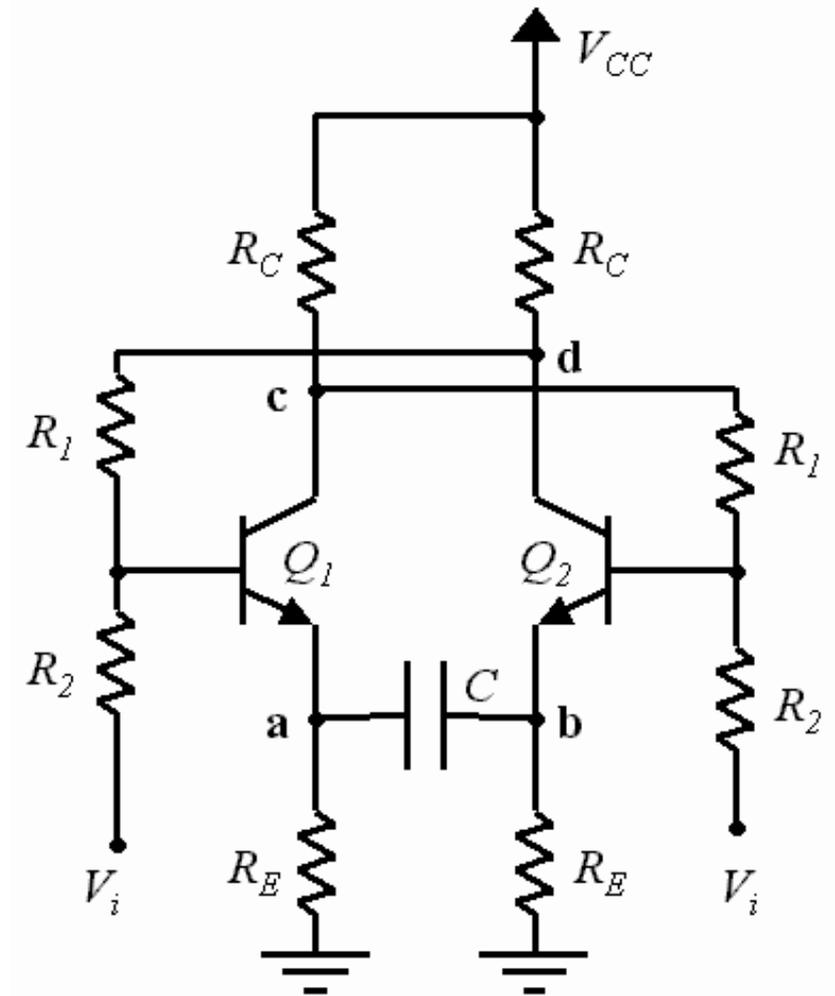
- Si aplicamos una señal de frecuencia f_s distinta a la frecuencia de oscilación libre (f_f) el bucle captura la señal (alcanza el estado de fase fija) si la diferencia entre f_s y f_f es pequeña
- La diferencia máxima entre f_s y f_f que permite alcanzar el estado de fase fija se denomina “rango de 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

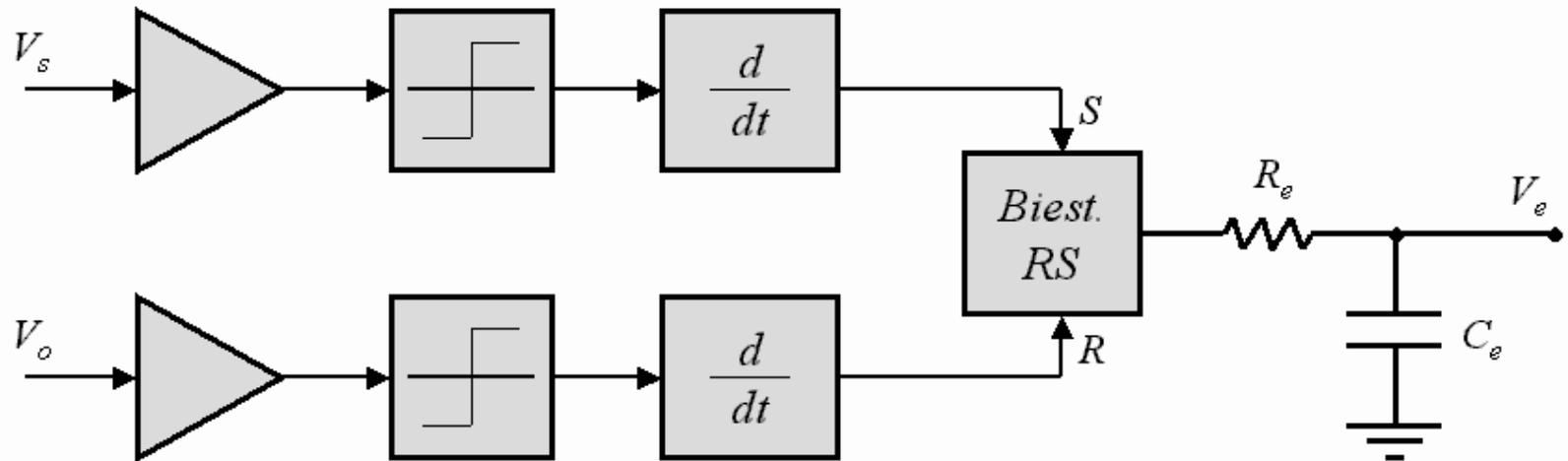
- Supongamos que inicialmente Q_1 en saturación y Q_2 en corte
- V_d es alta y V_c es baja
- El condensador C se carga, aumentando V_a y disminuyendo V_b
- Llega un momento en que V_b es tan baja, que Q_2 entra en activa, aumentando la corriente por Q_2 , disminuyendo V_d y disminuyendo la corriente 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

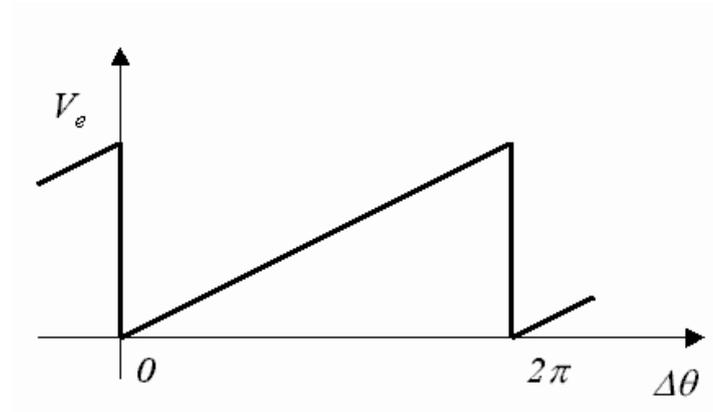
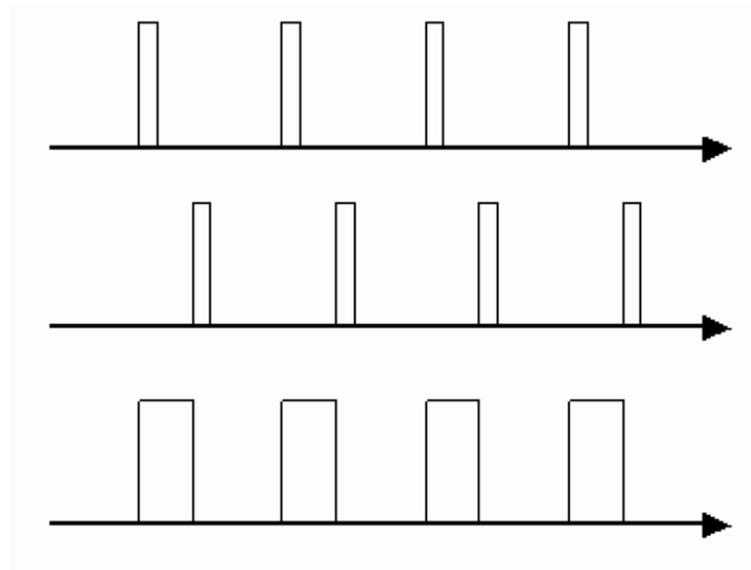
6.6.- EL DETECTOR DE FASE

DETECTOR DE FASE BASADO EN BIESTABLE RS

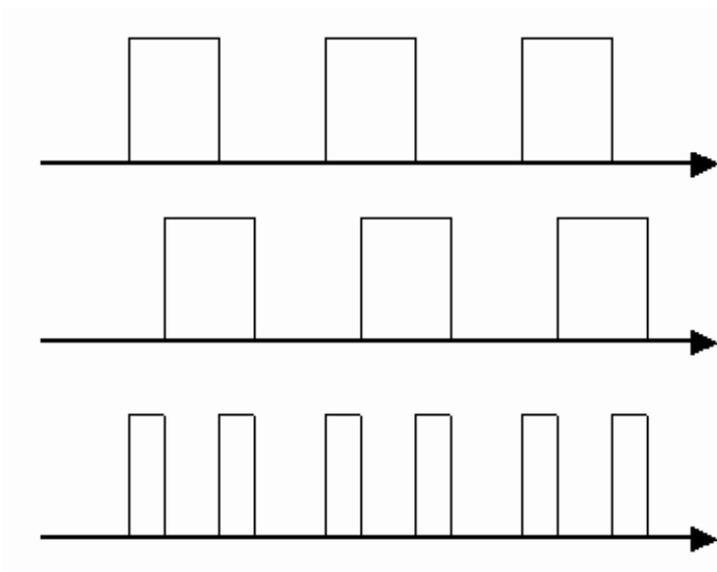
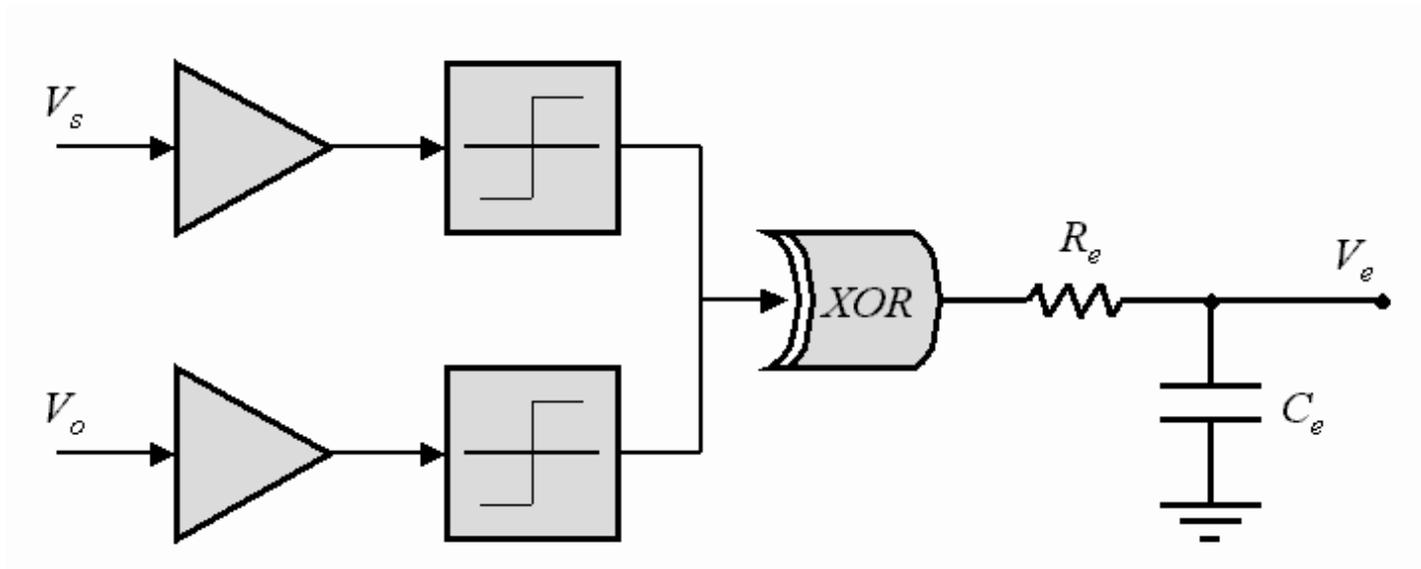


- El amplificador - limitador transforma las señales en ondas cuadradas
- El derivador produce pulsos en los flancos de la señal cuadrada
- Los pulsos positivos de V_s ponen el biestable a 1
- Los pulsos positivos de V_o ponen el biestable a 0

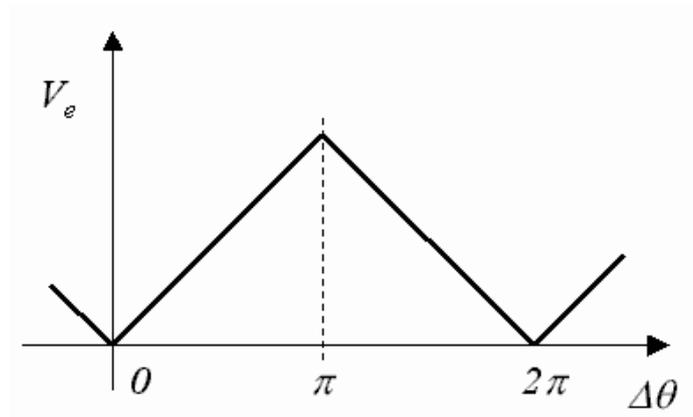
- El intervalo de tiempo que el biestable está a 1 depende del desfase $\theta_s(t) - \theta_o(t) = \Delta\theta(t)$
- El filtro paso-baja promedia en el tiempo ($R_e C_e$)



DETECTOR DE FASE BASADO EN PUERTA XOR



	XOR
00	0
01	1
10	1
11	0



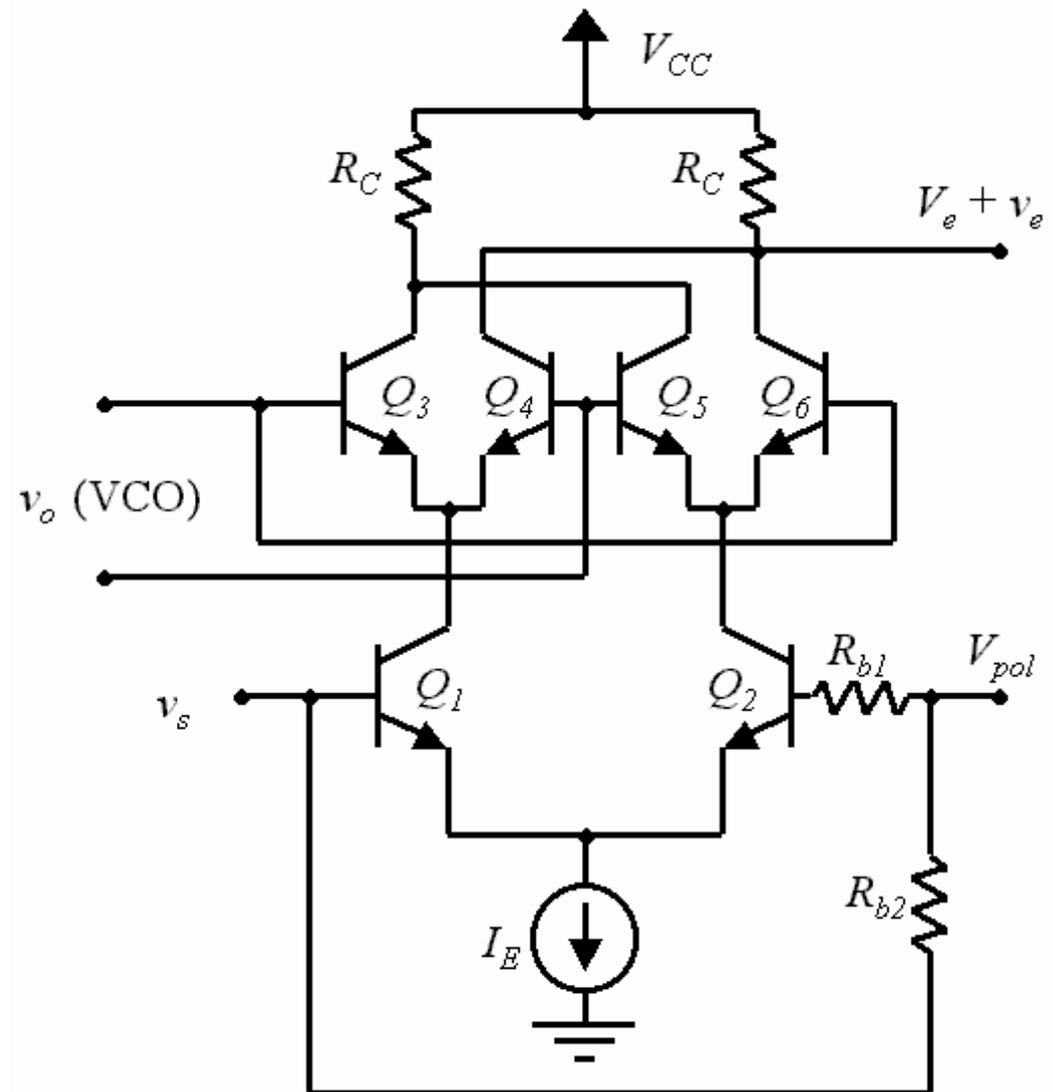
DETECTOR DE FASE BASADO EN MEZCLADOR ANALÓGICO

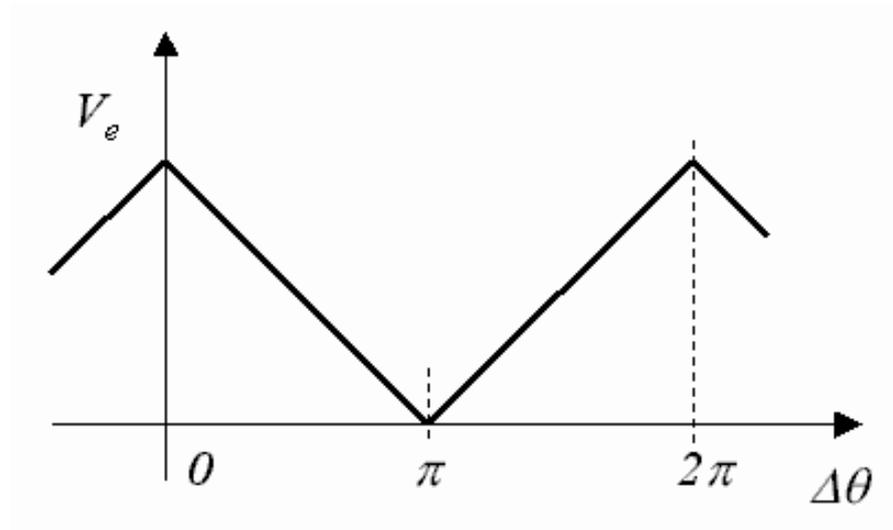
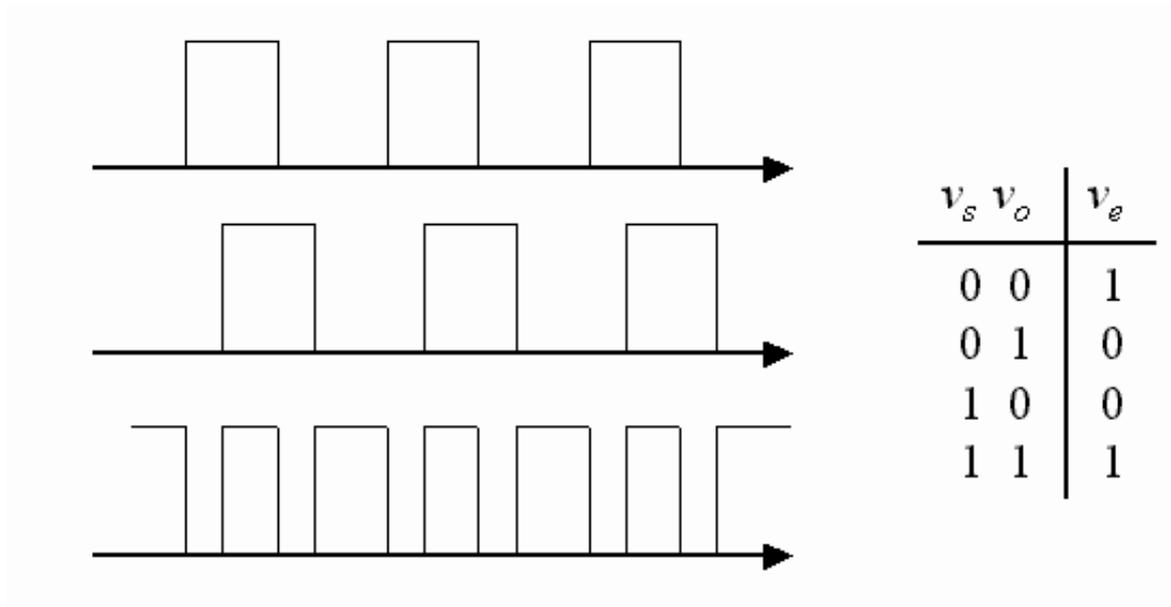
- El circuito se utiliza como:
 - Mezclador
 - Modulador balanceado
 - Multiplicador analógico
 - Detector de fase
- Corriente en Q_1 y Q_2 :

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

- 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



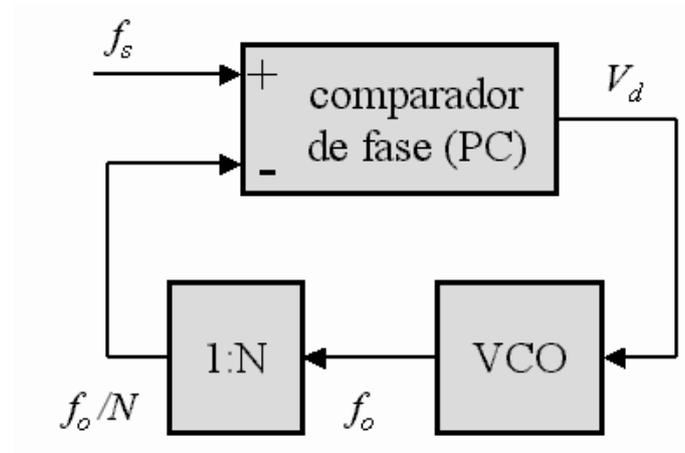


6.7.- APLICACIONES DE LOS PLLs

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

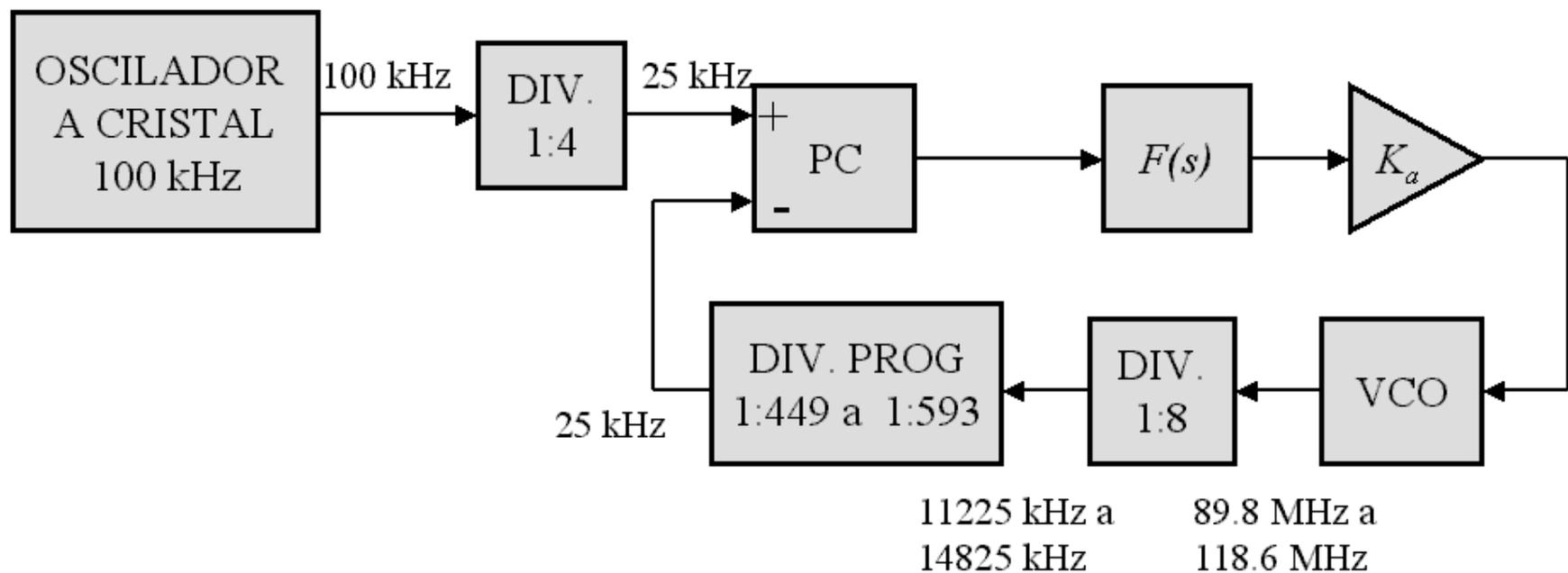
SINTETIZADORES DE FRECUENCIA

- 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



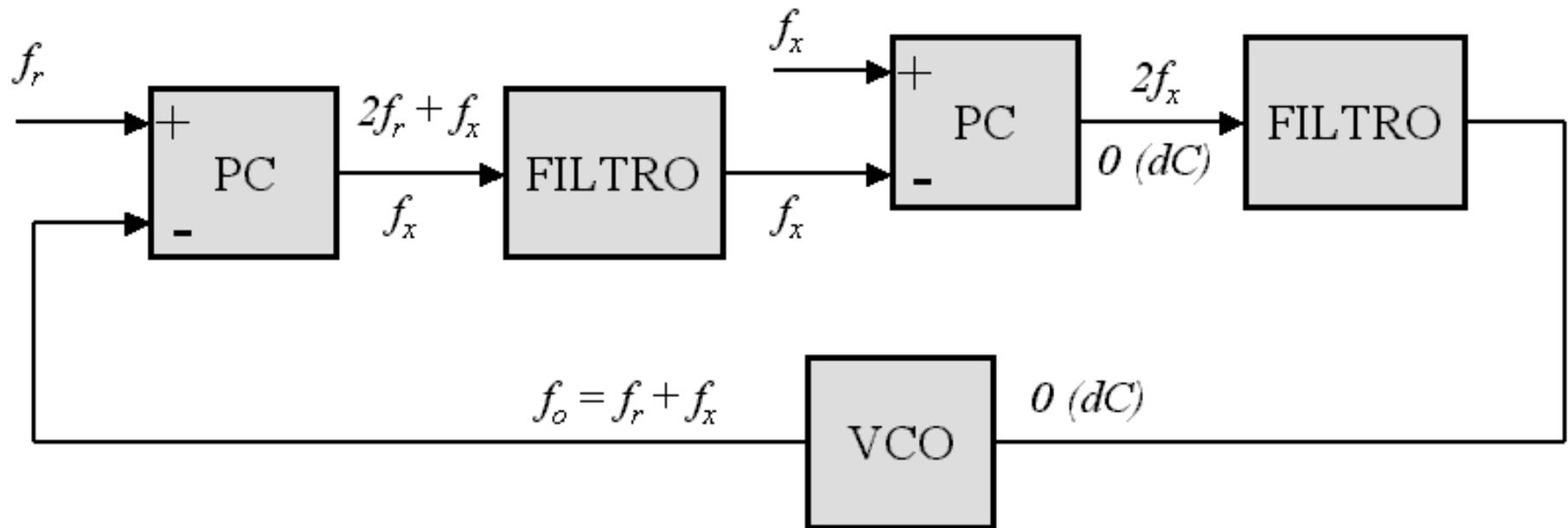
Sintonizador de FM comercial

- 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

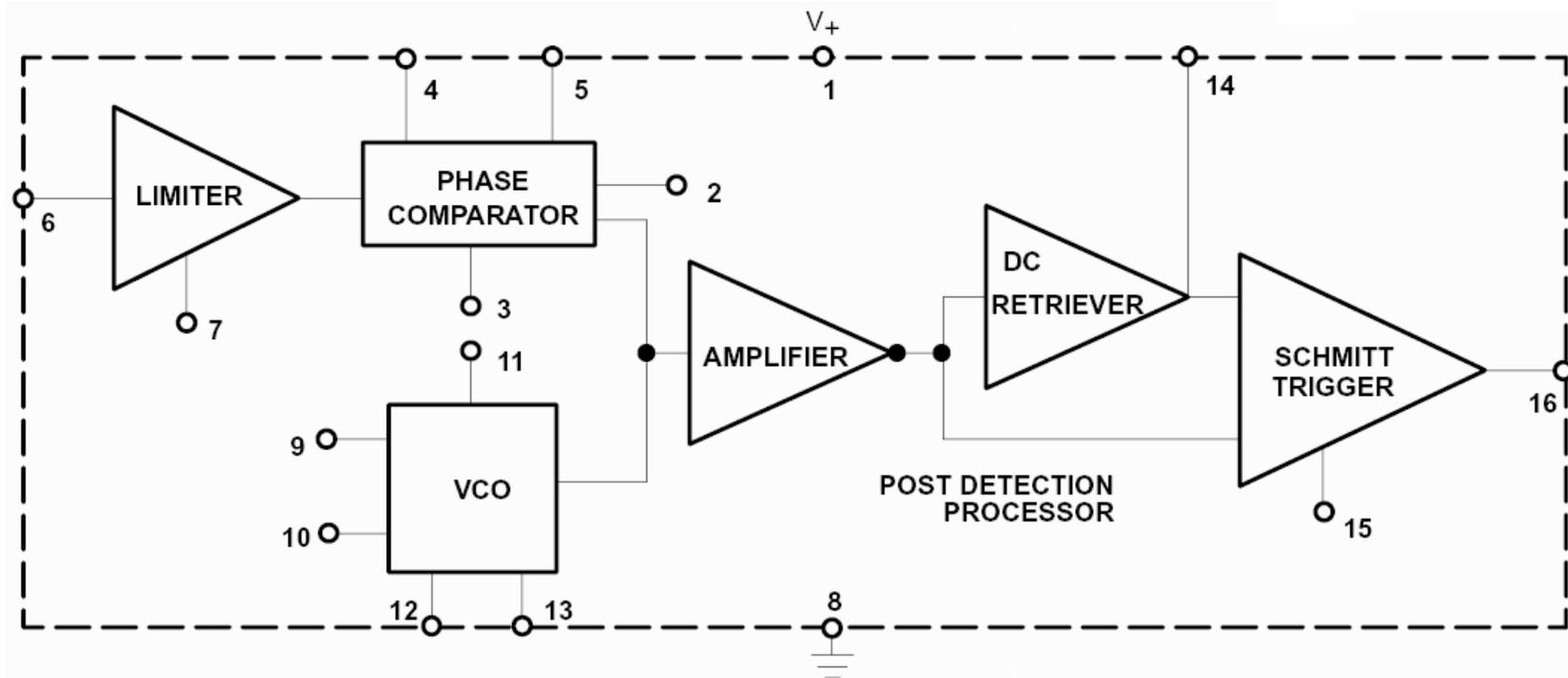
Aplicaciones:

- 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

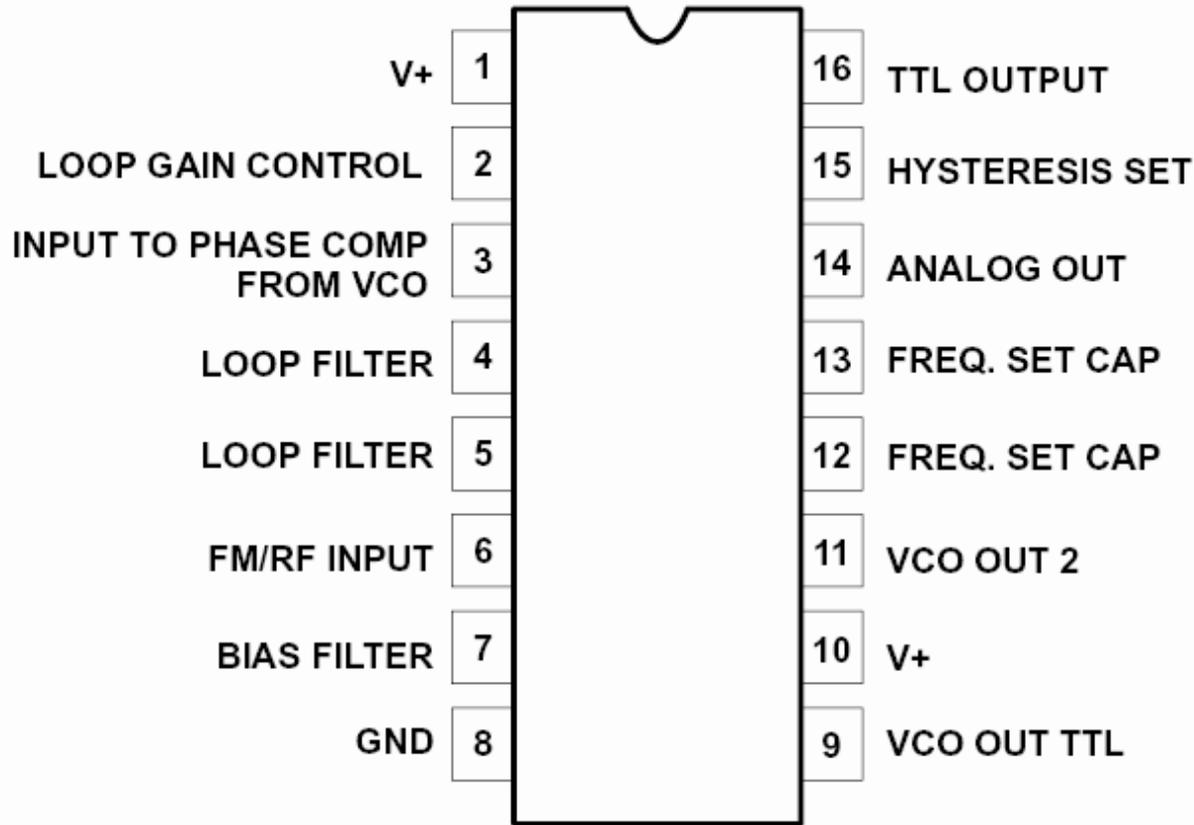
DIAGRAMA DE BLOQUES Y CONFIGURACIÓN DE PATILLAS



- 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

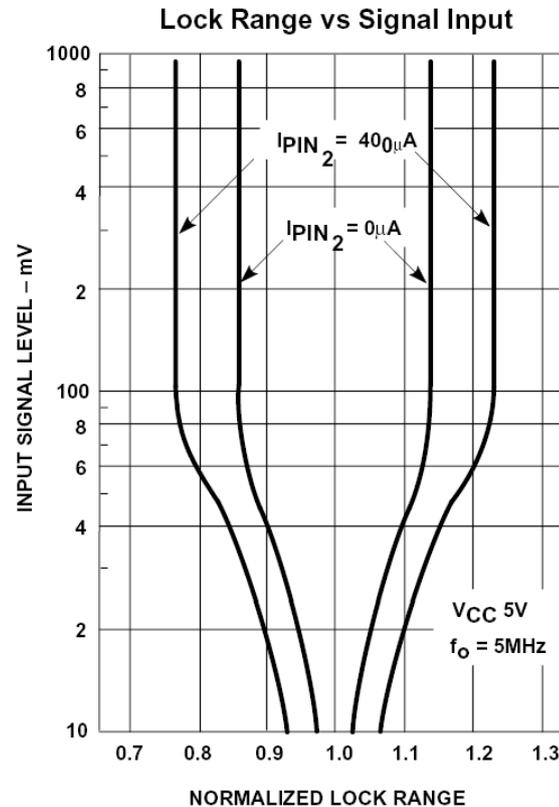
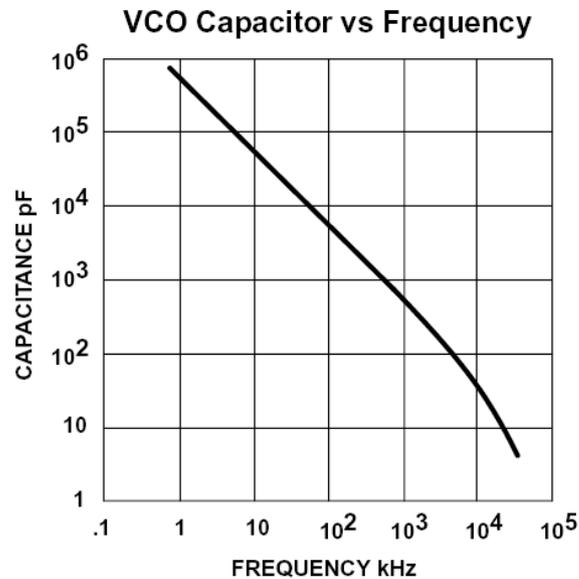
RANGOS DE FRECUENCIA

- Frecuencia de oscilación libre:

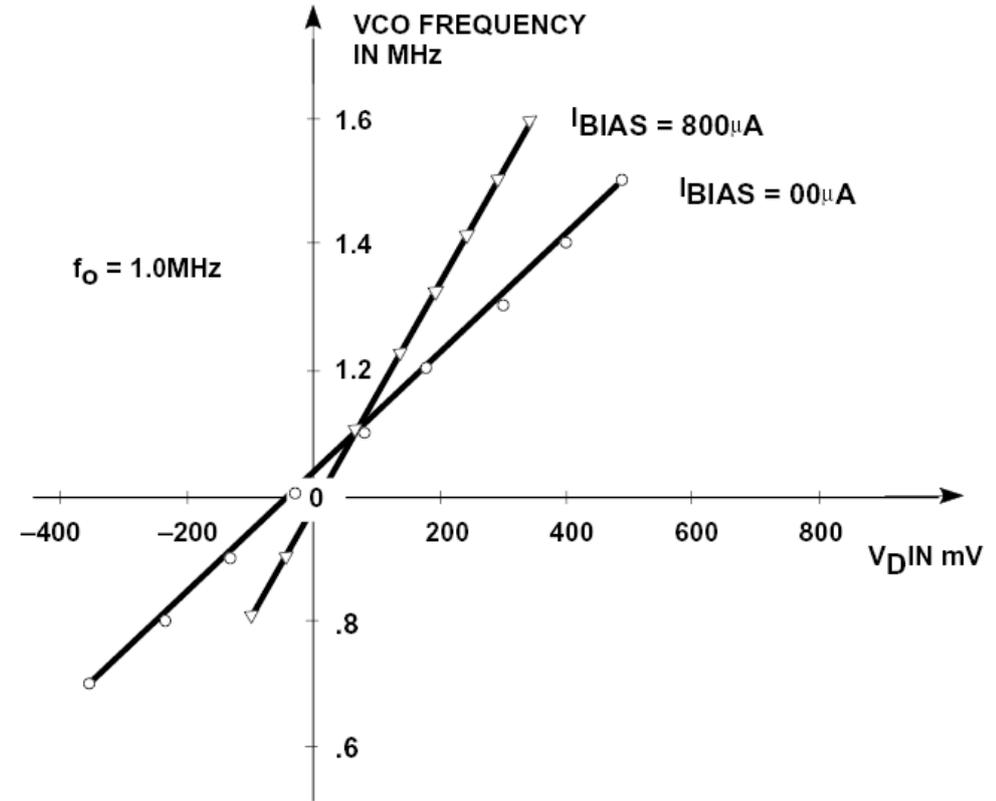
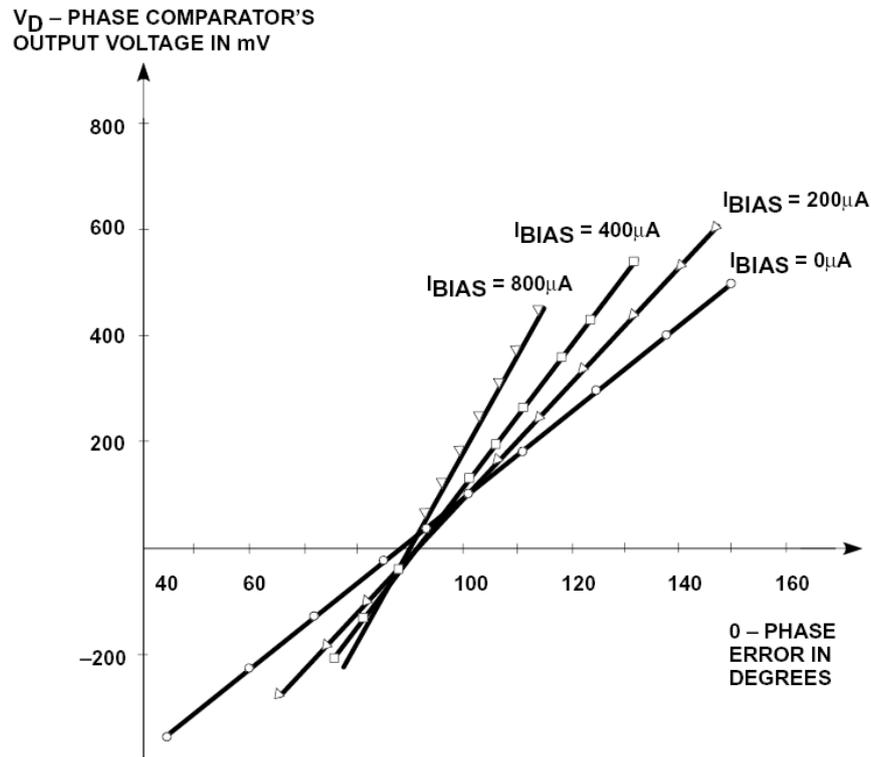
$$f_o \approx \frac{1}{22R_c(C_1 + C_s)}$$

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

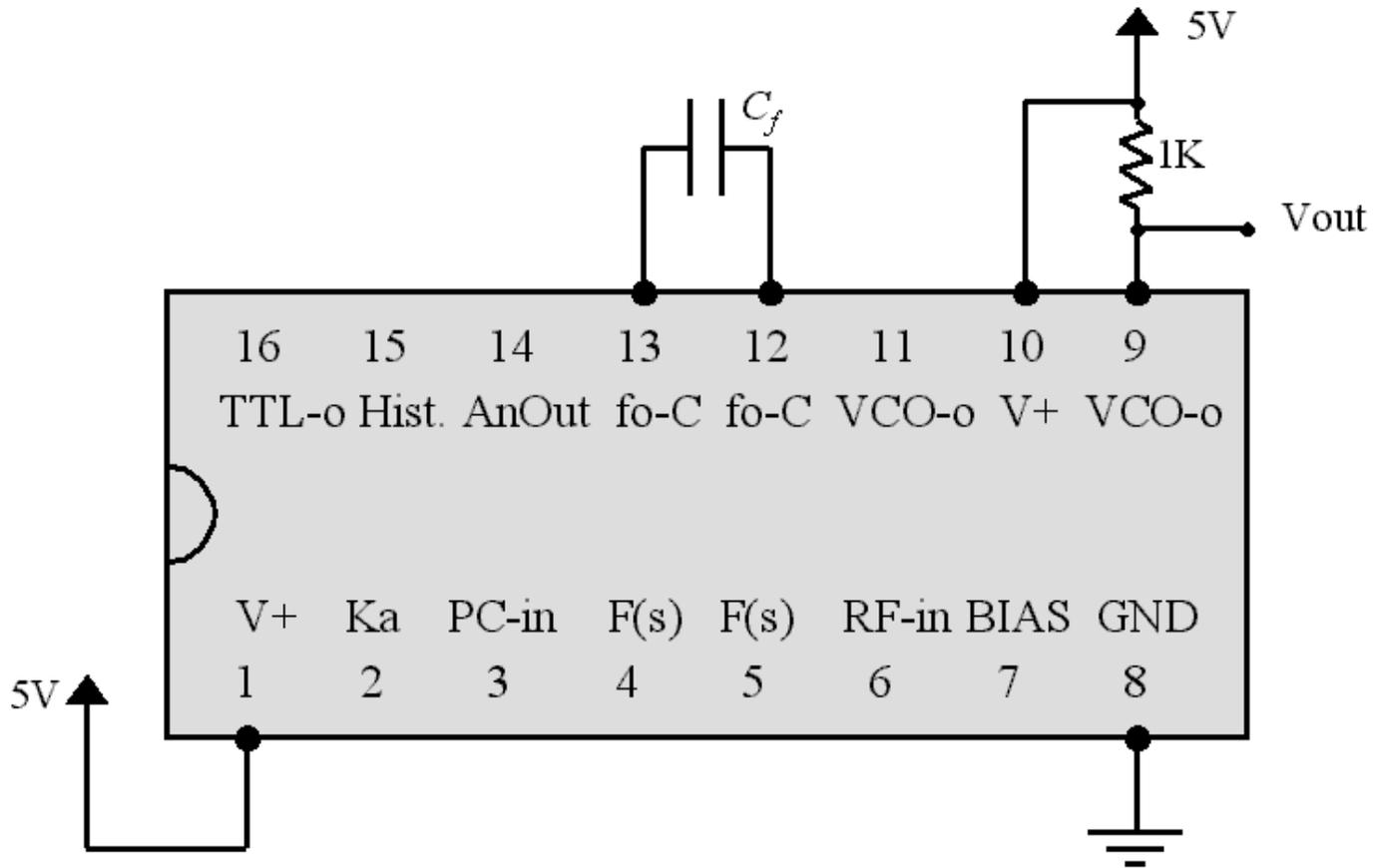


FILTRO PASO-BAJA

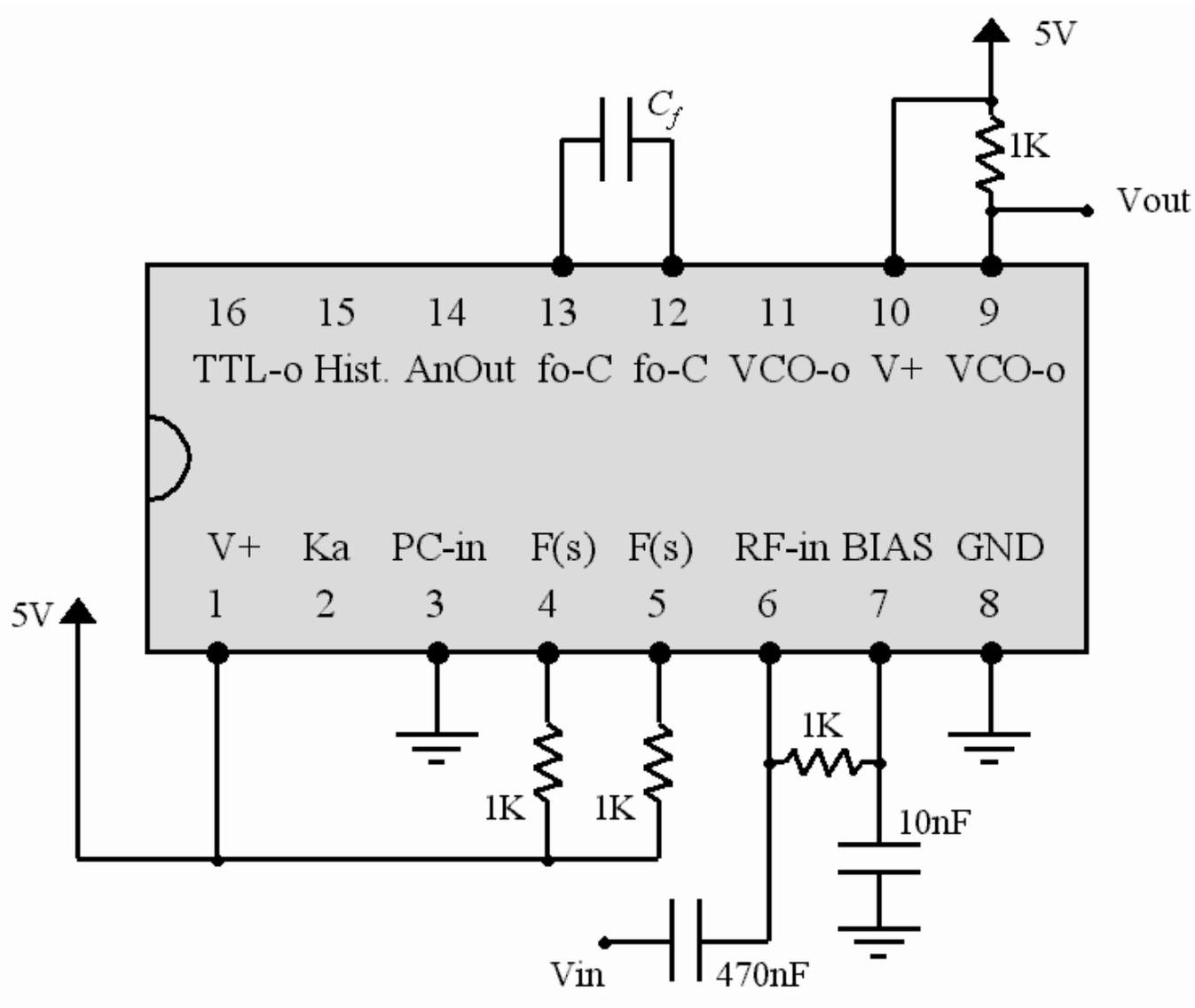
$$F(s) = \frac{1}{1 + sRC_3}$$

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

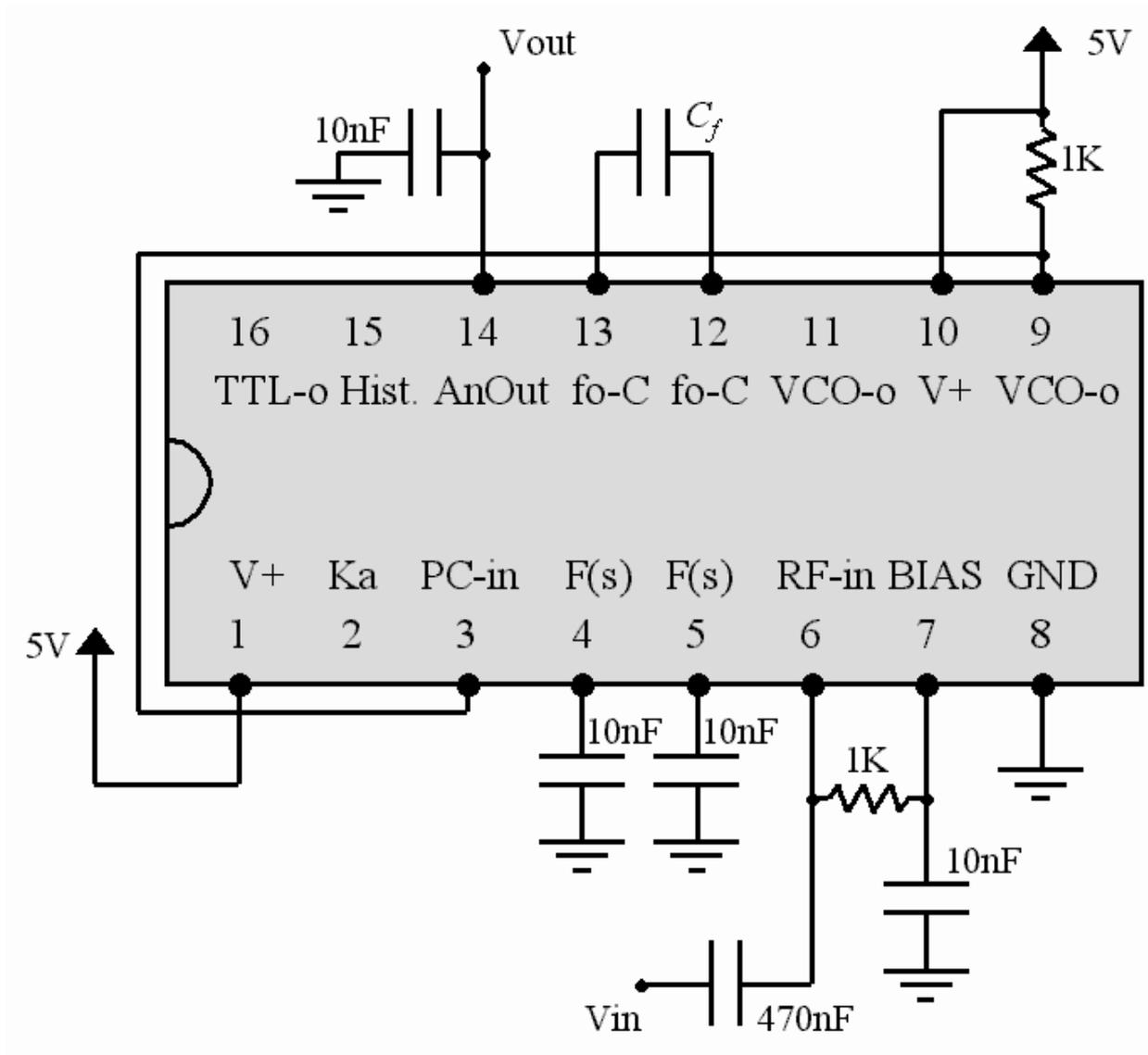
OSCILADOR



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

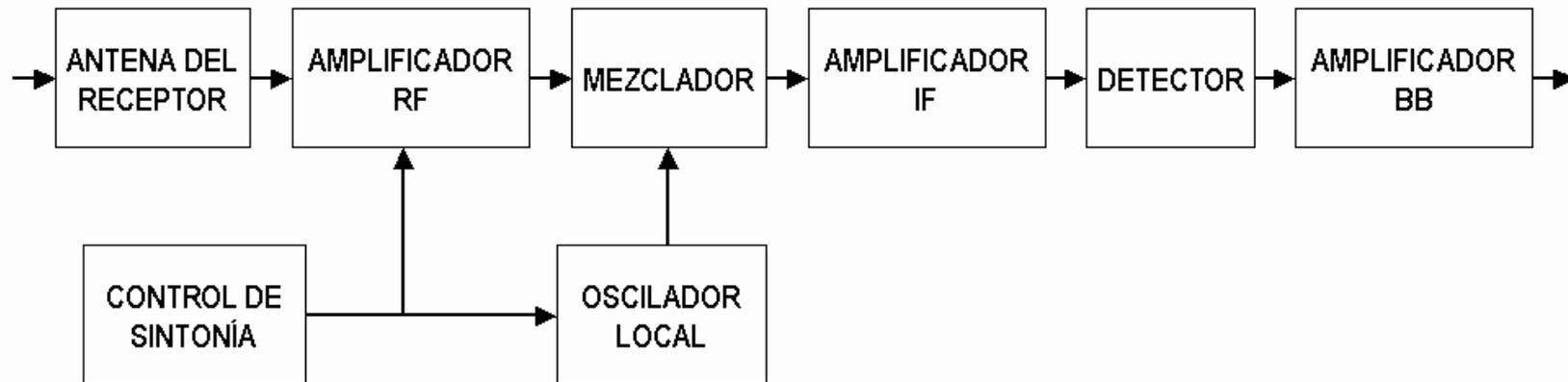
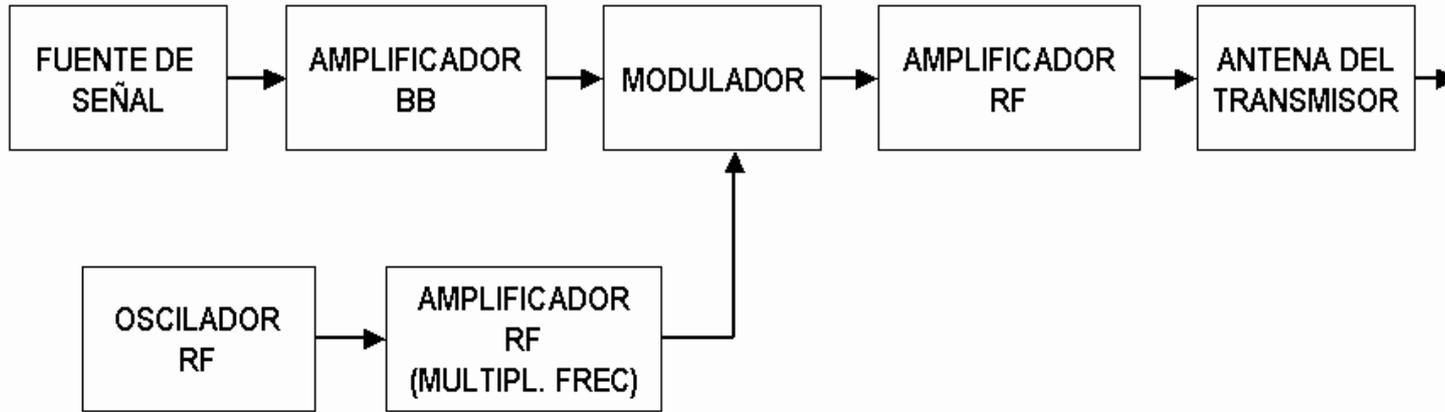
- Mezclador: circuito de dos entradas para producir a la salida una señal de frecuencia suma o resta de las de entrada

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

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

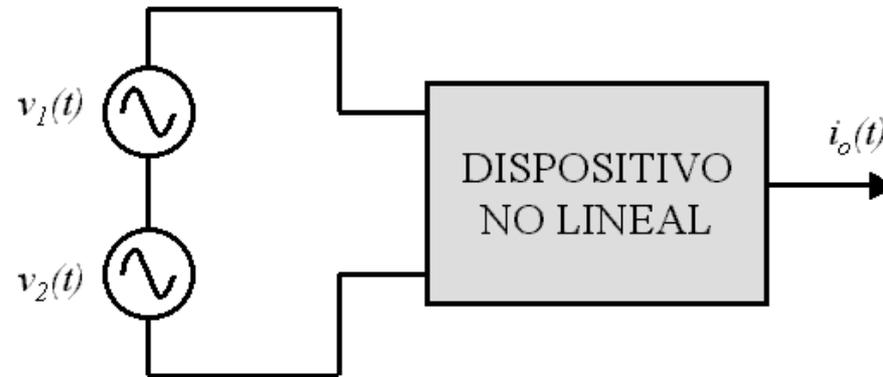
$$f_{RF} \quad f_{LO} \quad f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$$

- 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:

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

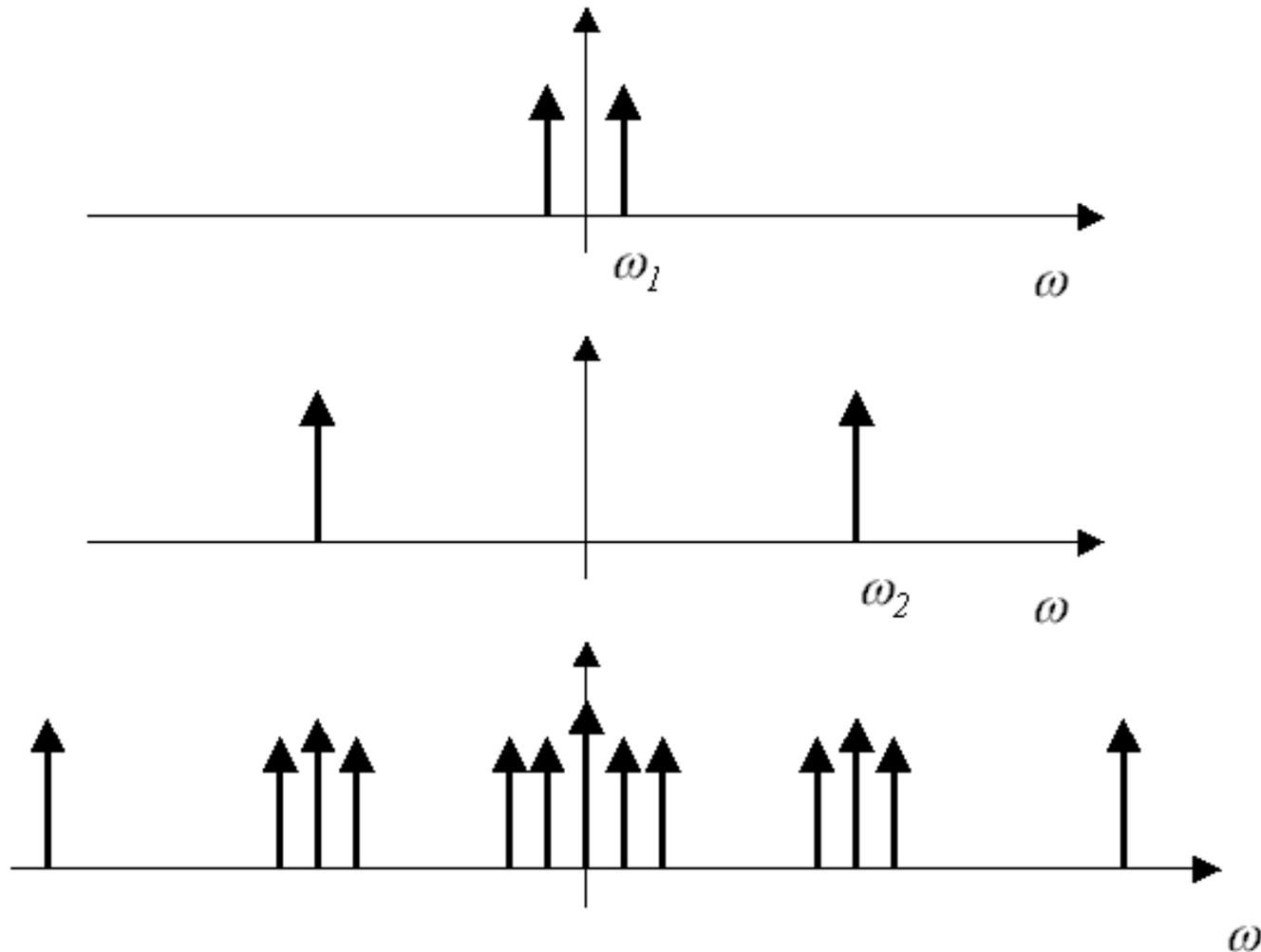
- Haciendo uso de los desarrollos anteriores, queda:

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

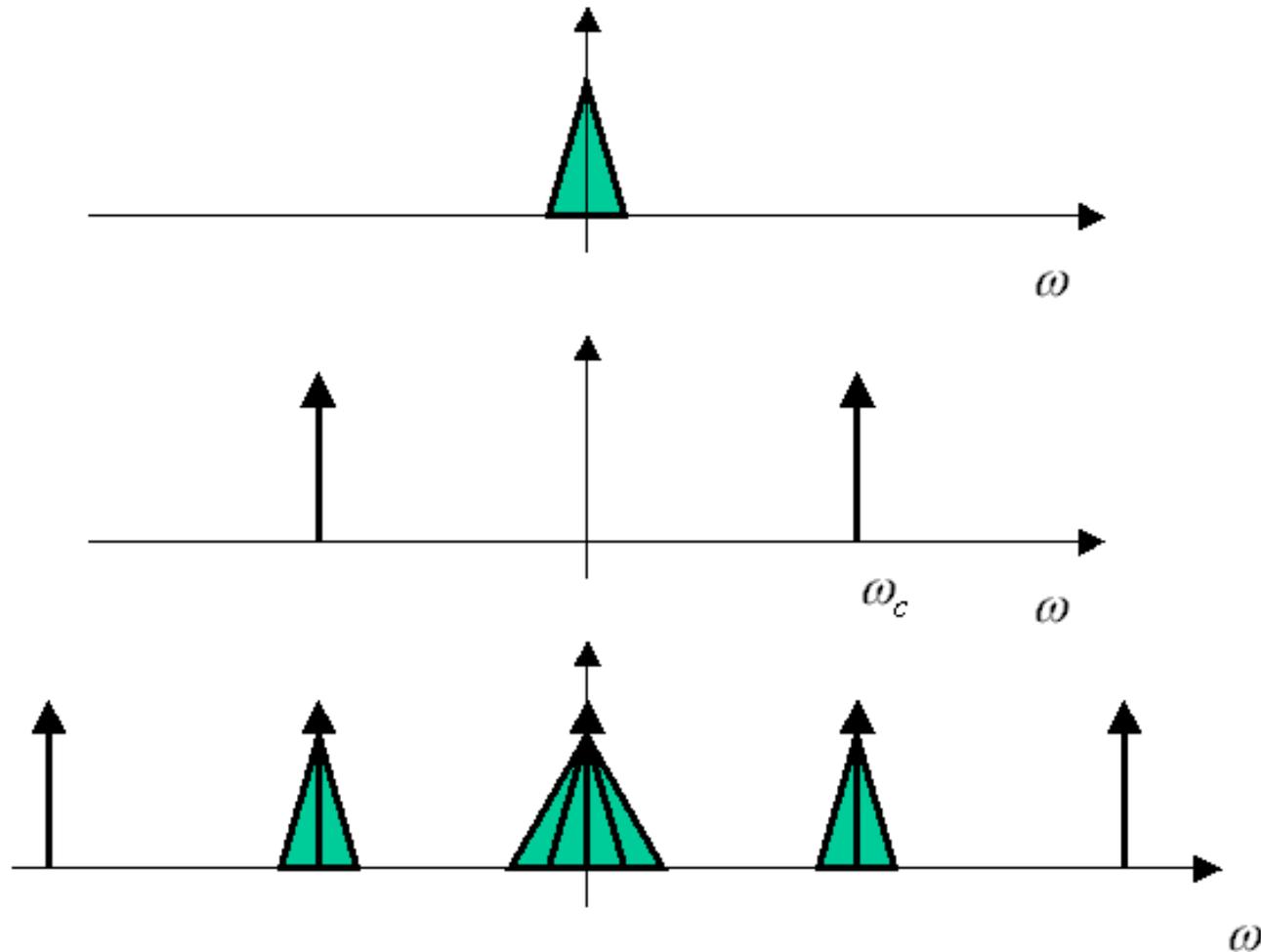
$$+ \frac{b}{2}V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{b}{2}V_2^2 \cos(2\omega_2 t) + bV_1V_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + bV_1V_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)$$

- Componentes en: DC; ω_1 ; ω_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 (ω_1)
- La otra señal (la portadora) es de frecuencia alta (ω_2)
- Aparecen muchas componentes de frecuencia, de las cuales sólo interesan $(\omega_2 \pm \omega_1)$

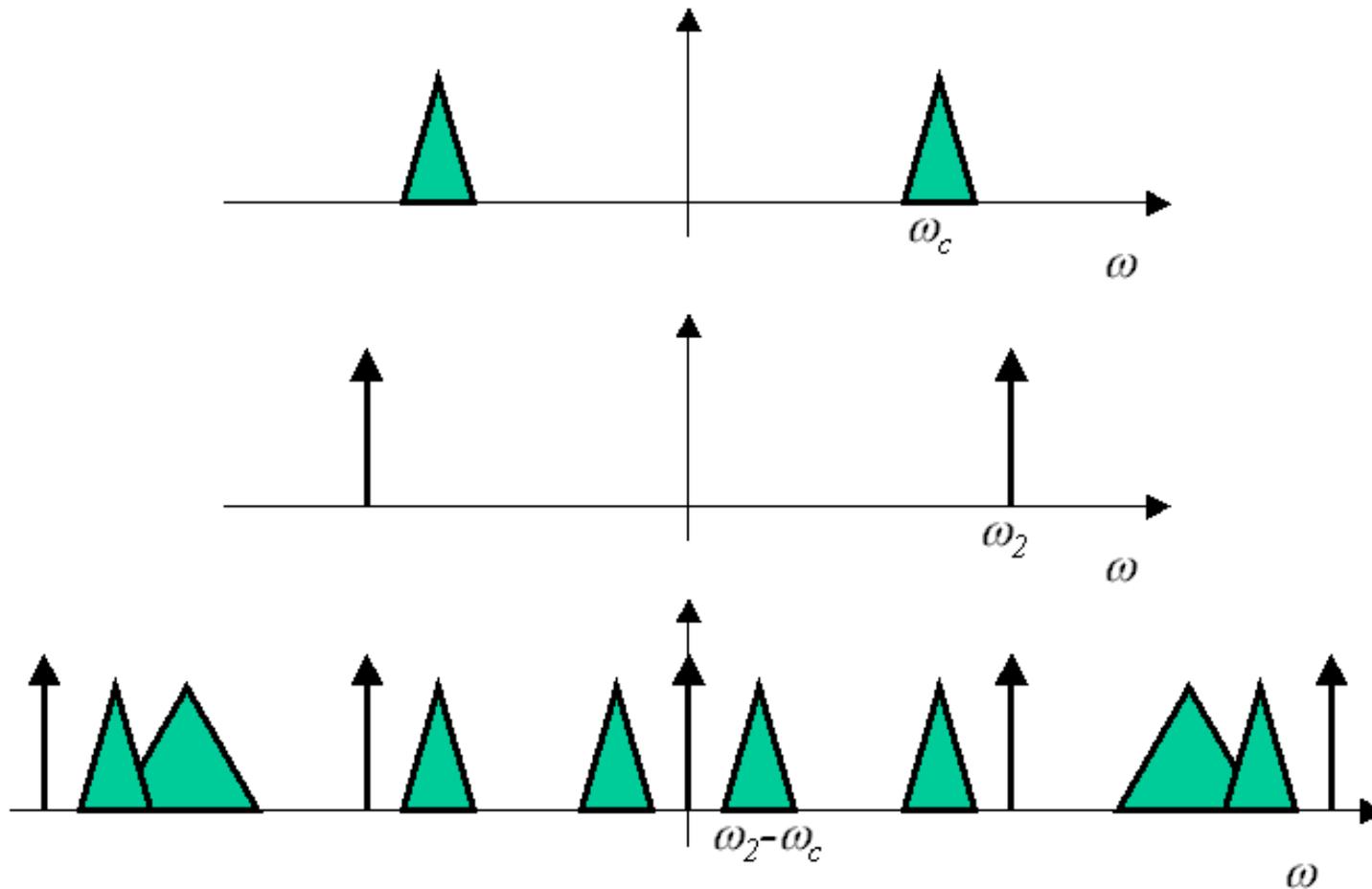
- Componentes en: DC; ω_1 ; ω_2 ; $2\omega_1$; $2\omega_2$; $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Si la modulante es senoidal:



- Componentes en: DC; ω_1 ; ω_2 ; $2\omega_1$; $2\omega_2$; $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Si la modulante no es senoidal:



- Componentes en: DC; ω_1 ; ω_2 ; $2\omega_1$; $2\omega_2$; $(\omega_1 \pm \omega_2)$
- Si usamos el mezclador para pasar a IF:



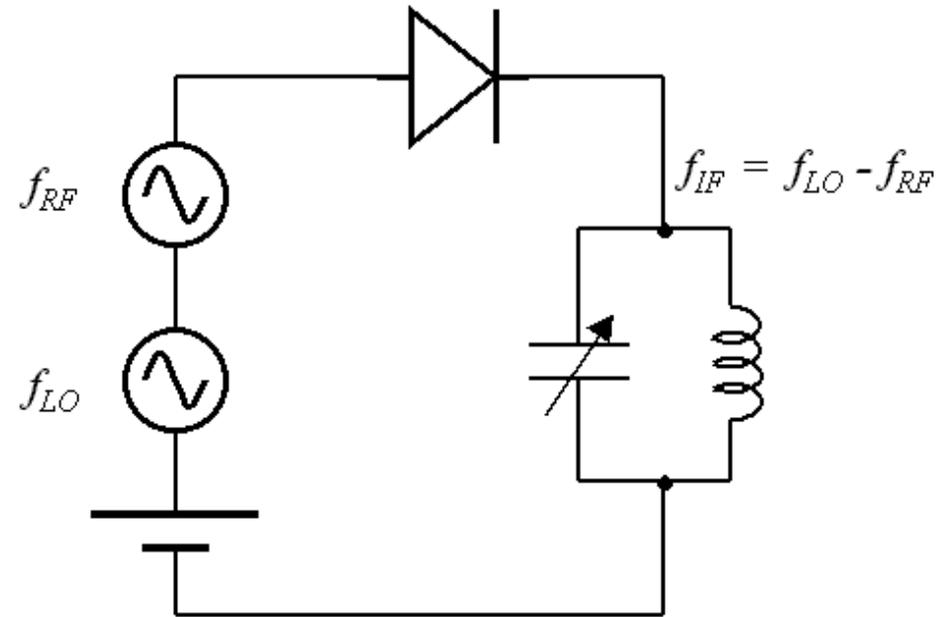
- Es necesario eliminar las componentes de frecuencia no deseadas
- La situación se complica aun más si tenemos en cuenta:
 - Términos de orden superior en el mezclador (productos de intermodulación de 3er orden, 4 orden, etc.)
 - Oscilador local no senoidal (serie de armónicos)
 - Distintos canales

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

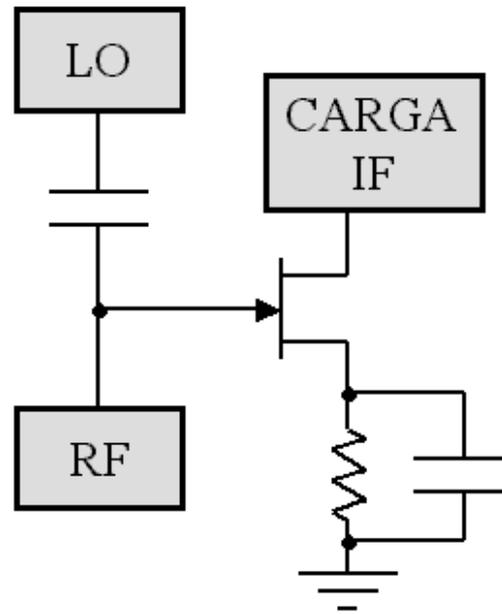
MEZCLADOR A DIODO ÚNICO



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)

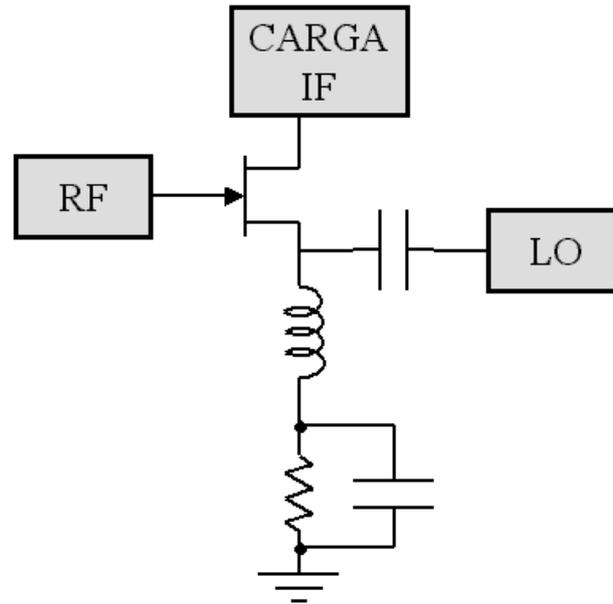
MEZCLADOR FET DE TERMINACIÓN ÚNICA



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)

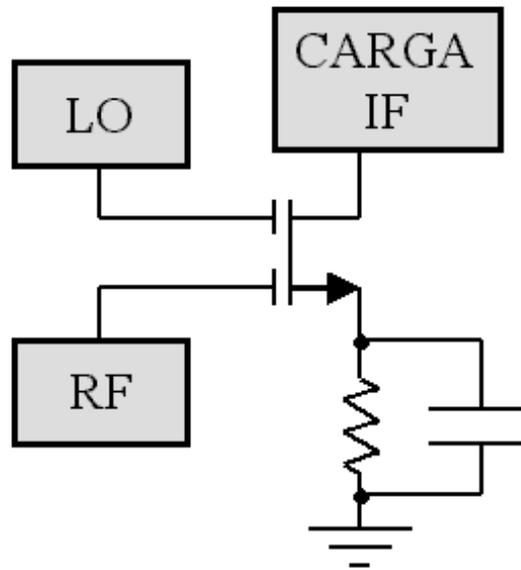
MEZCLADOR FET CON INYECCIÓN DE LO EN FUENTE



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:

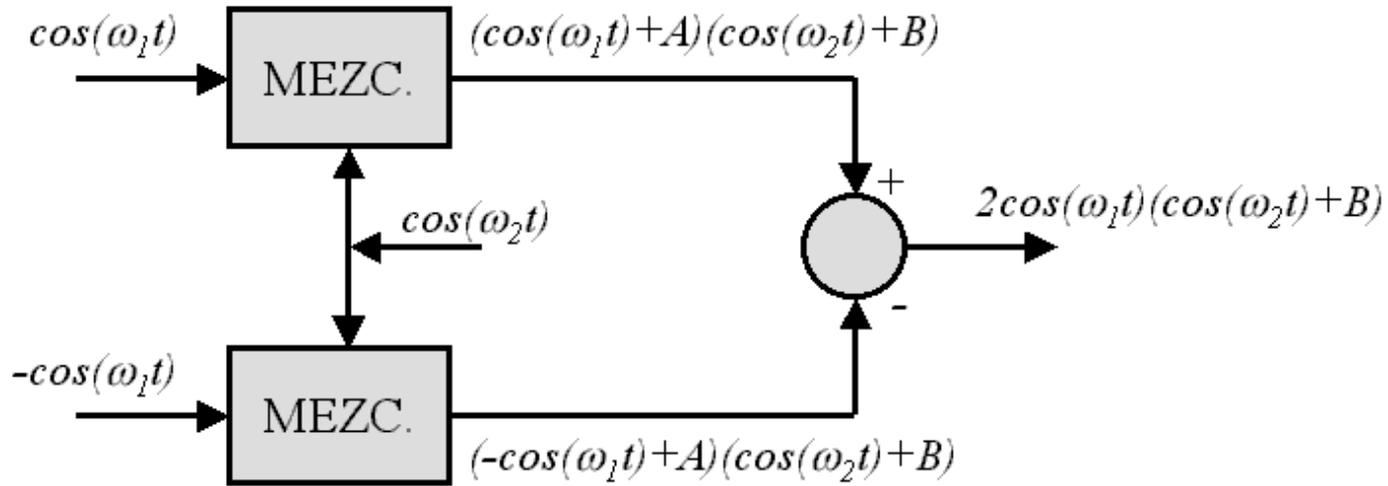
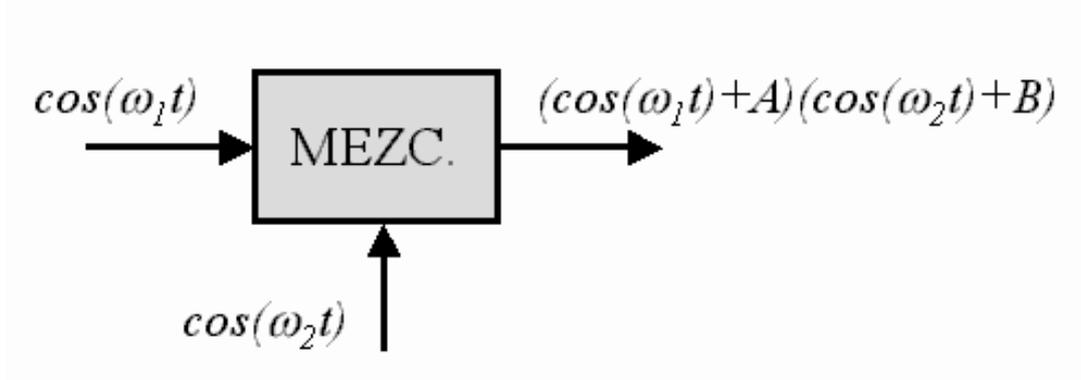
- Mejor aislamiento que JFET
- Menor ganancia que JFET

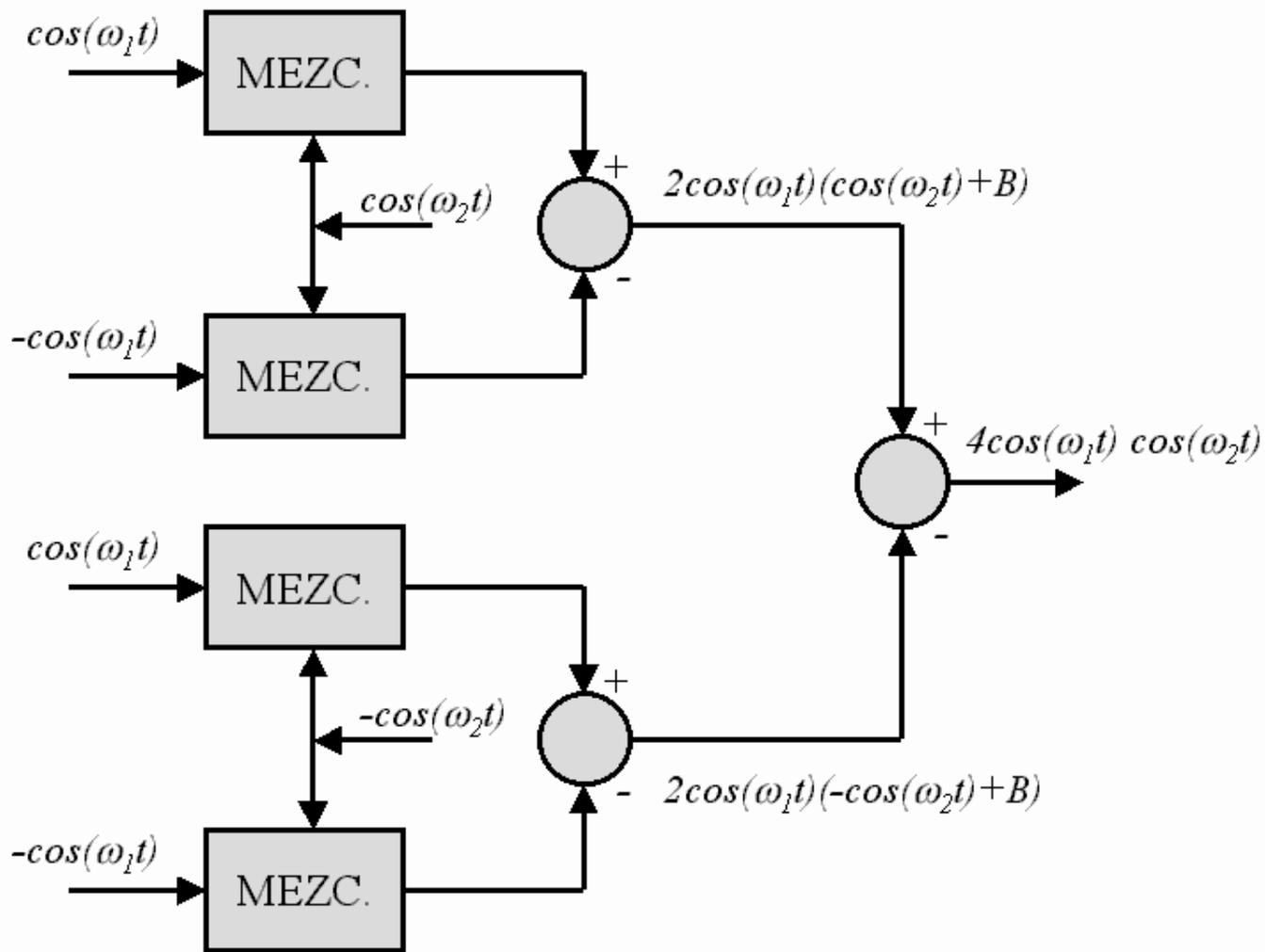
MEZCLADORES NO BALANCEADOS / BALANCEADOS

- En un multiplicador, además de las componentes de entrada (ω_1 y ω_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

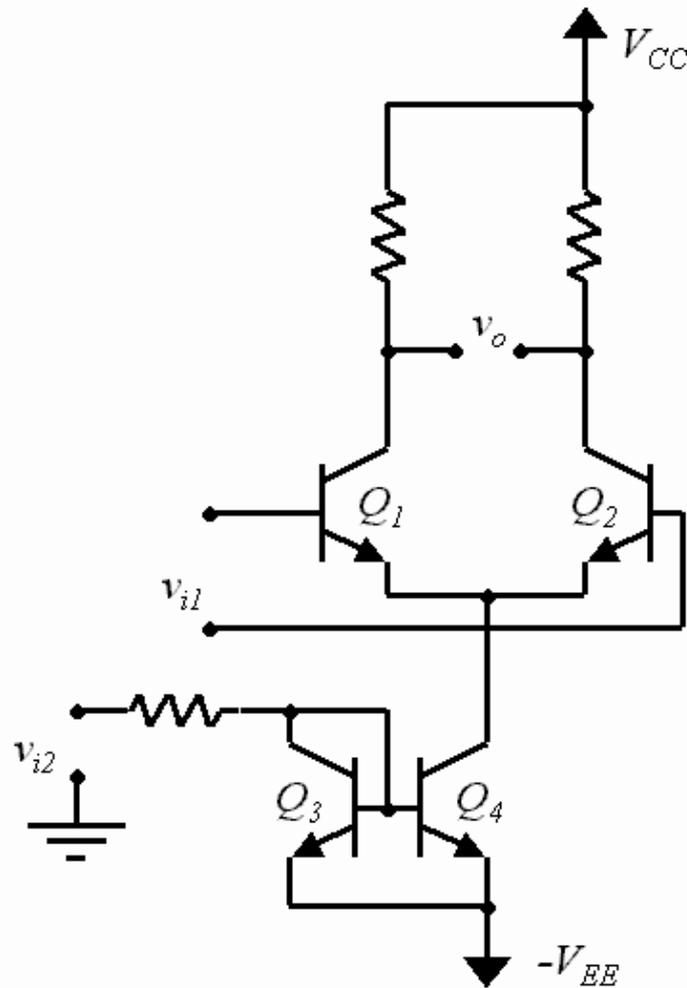




MEZCLADORES BALANCEADOS

- 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 ω_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

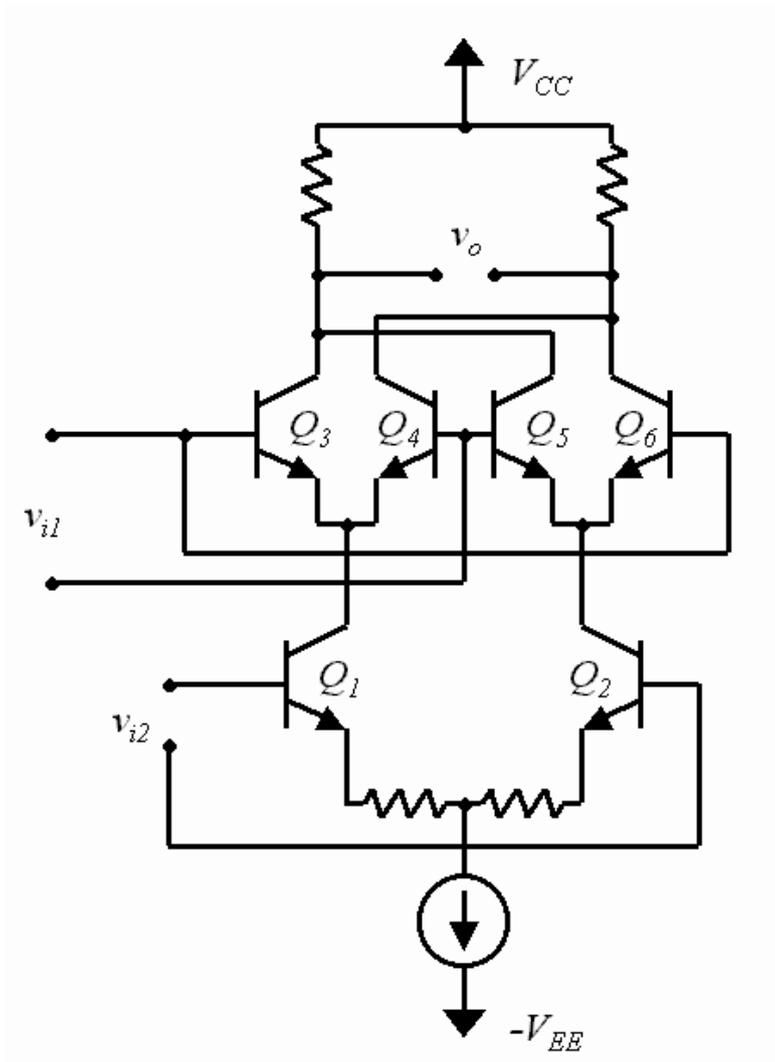
Mezclador balanceado con par acoplado por emisor



MEZCLADORES DOBLEMENTE BALANCEADOS

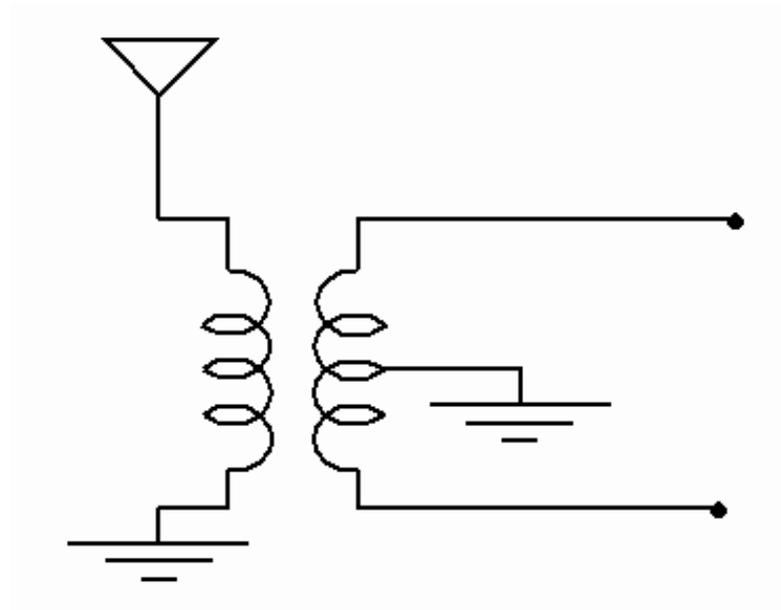
- Utiliza circuitos aun más complicados
- Entradas en modo diferencial en ambos puertos de entrada (RF e IF)
- Se evita que aparezcan las señales (y sus armónicos) de cada puerto en los otros dos puertos
- Para un cierto rango de amplitudes se comportan como multiplicadores analógicos
- Ejemplo: multiplicador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

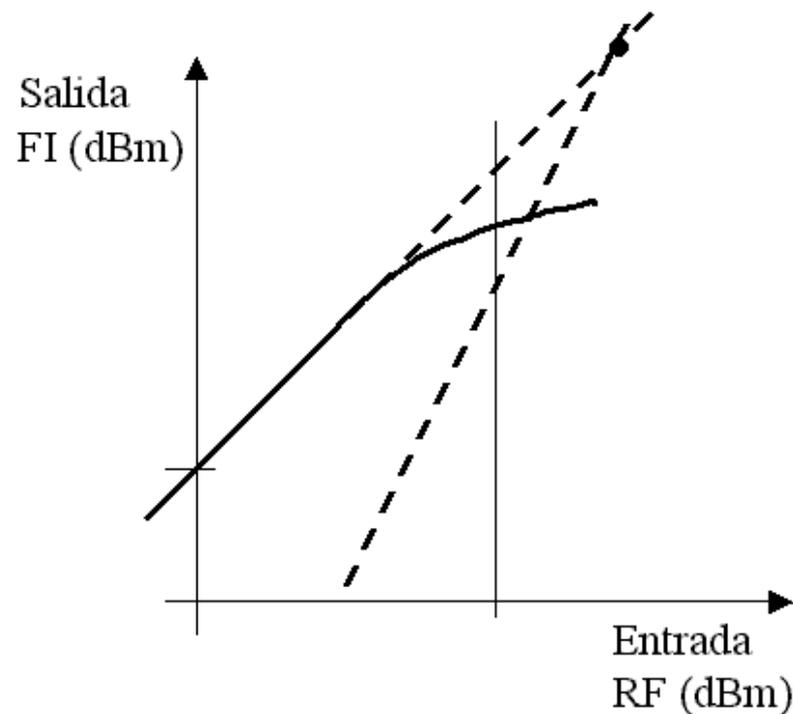
$$\frac{P_{IF}}{P_{RF}}$$

- 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



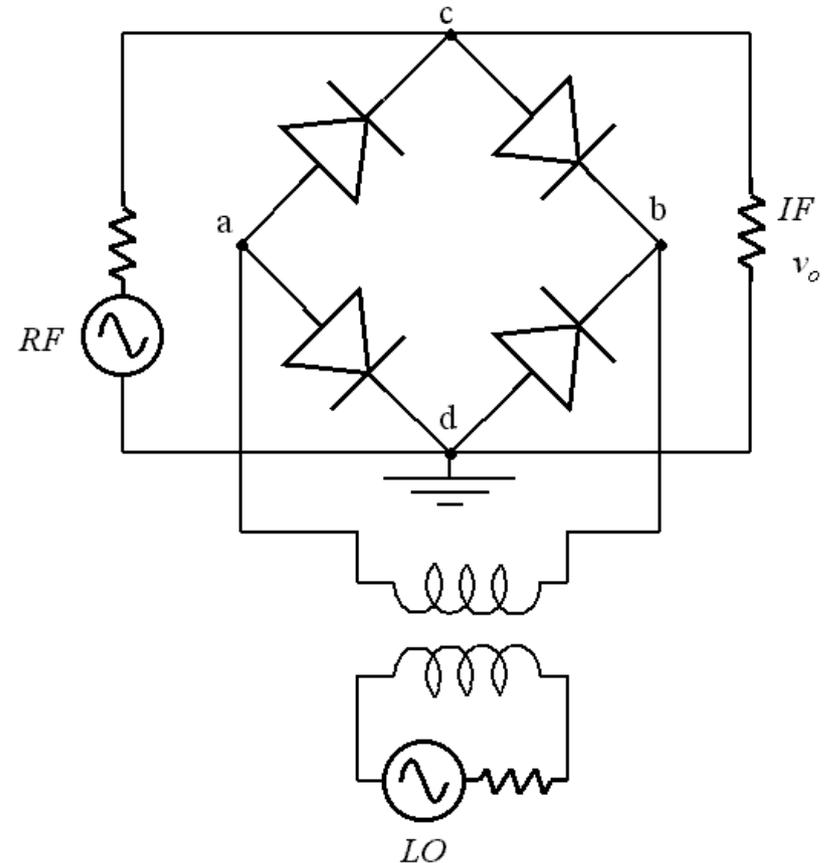
7.6.- MEZCLADORES A DIODO BALANCEADOS

MEZCLADOR BALANCEADO

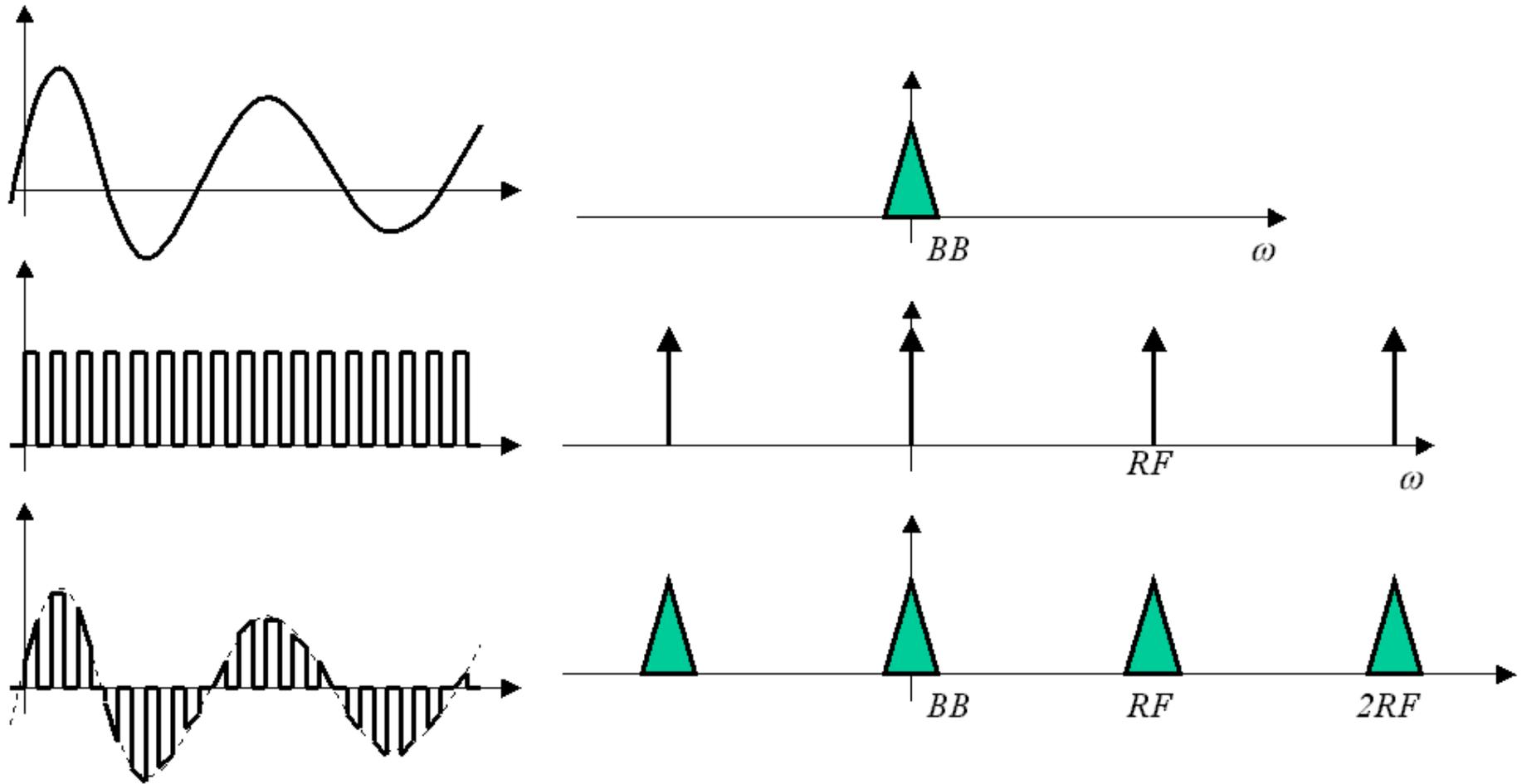
- Condición: $V_{LO} \gg V_{RF}$
- V_{LO} controla el estado de los diodos
- Cuando $V_{LO} > 0$ se tiene $V_c = V_d = 0V$ y la salida en cortocircuito
- Cuando $V_{LO} < 0$ los diodos están en inversa:

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

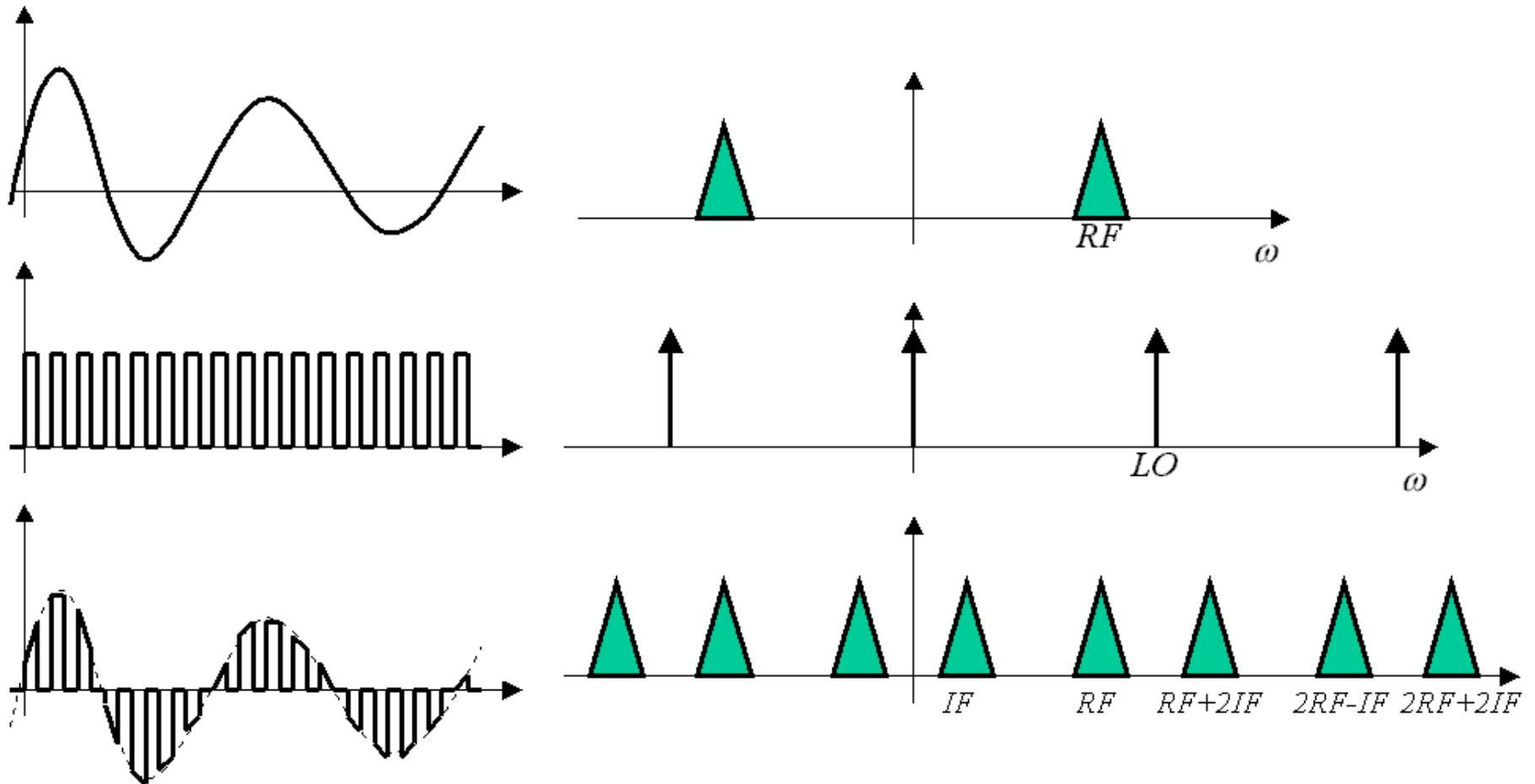
- Balanceado:
 - No aparece LO en el puerto de salida
 - Aparece RF en el puerto de salida



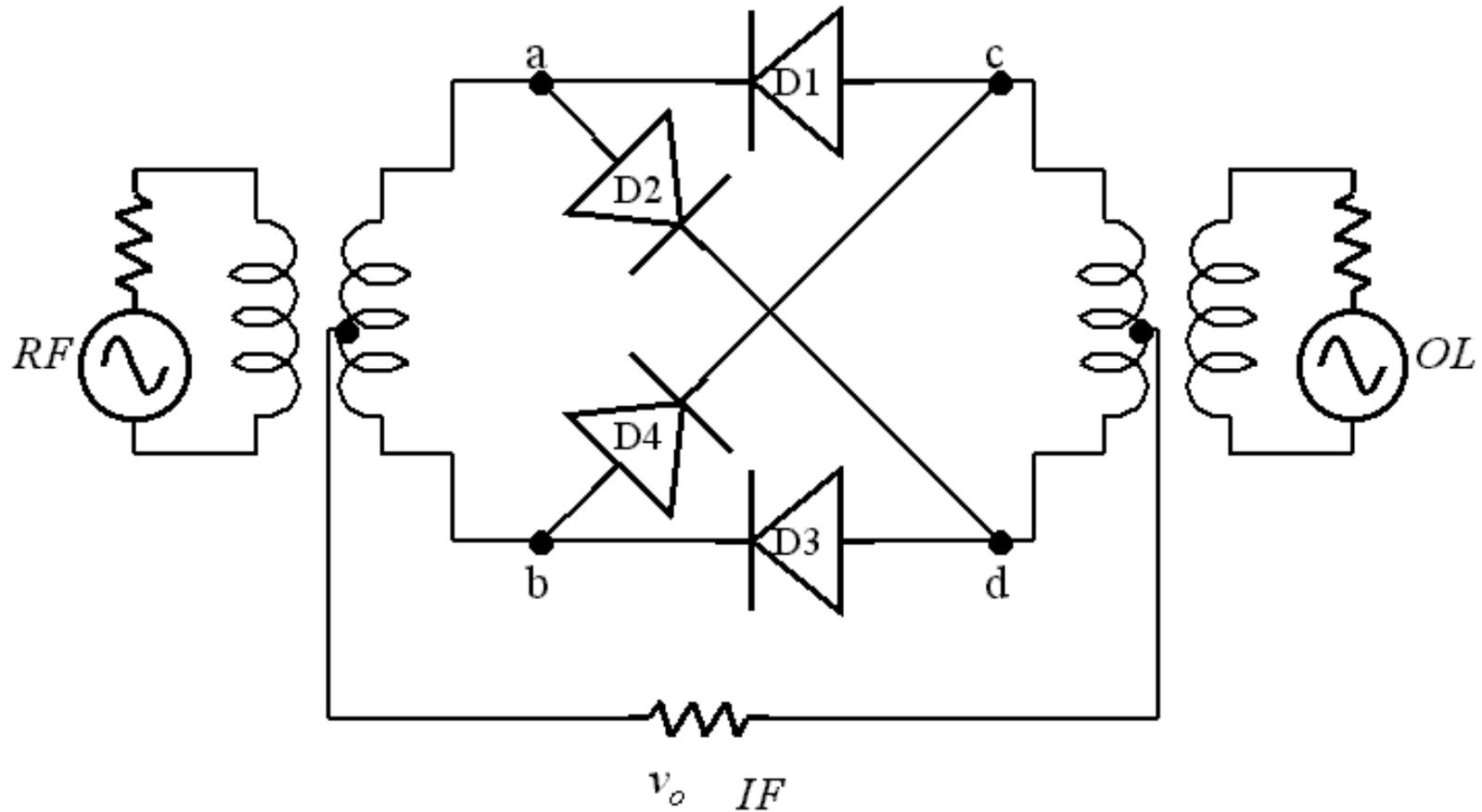
Forma de onda y espectro (modulación)



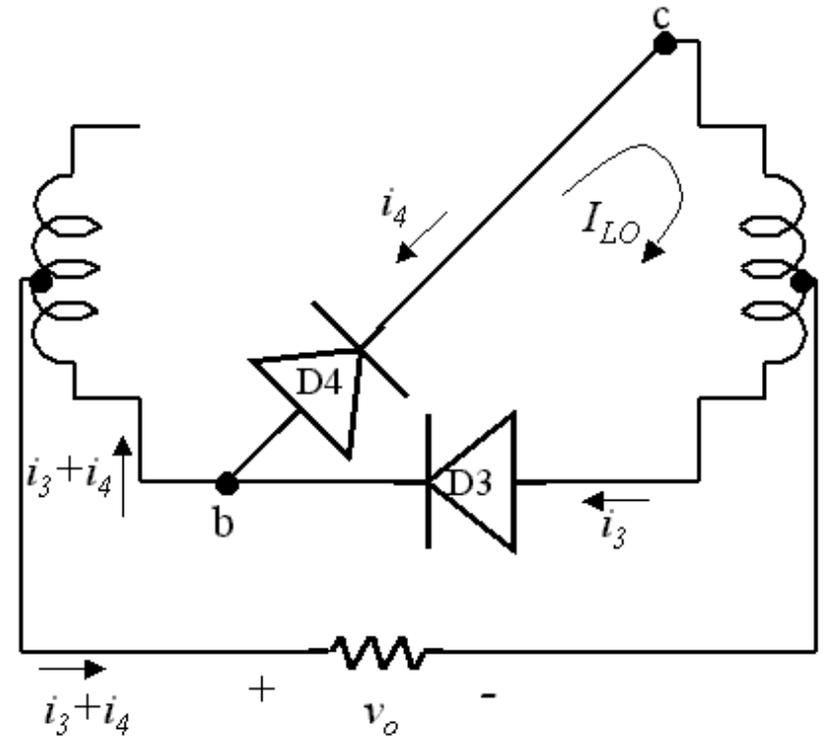
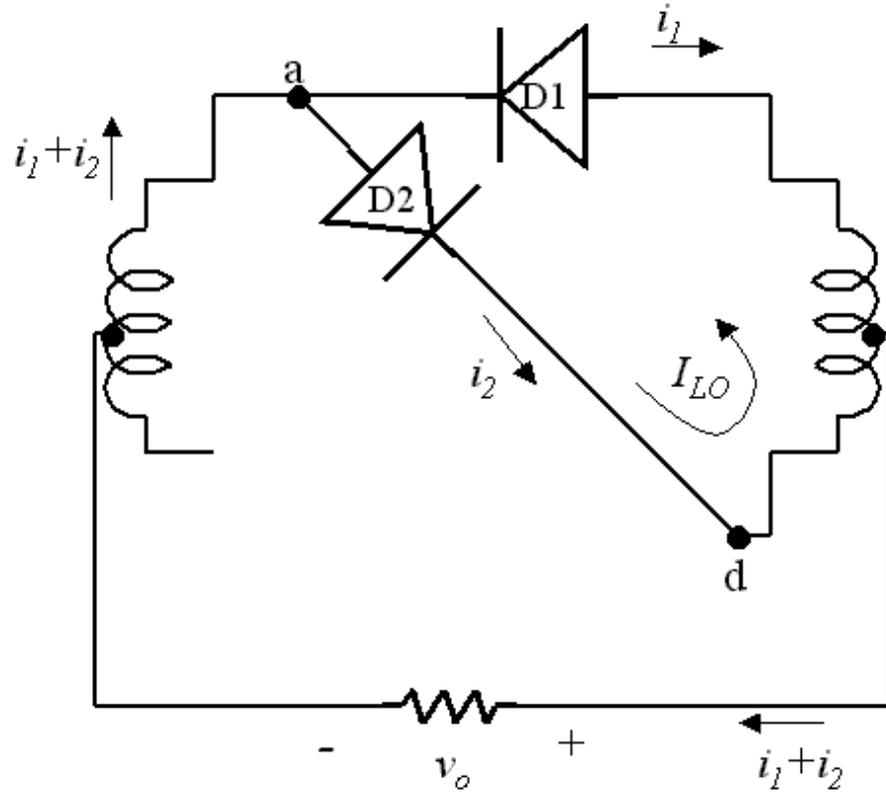
Forma de onda y espectro (demodulación)



MEZCLADOR DOBLEMENTE BALANCEADO

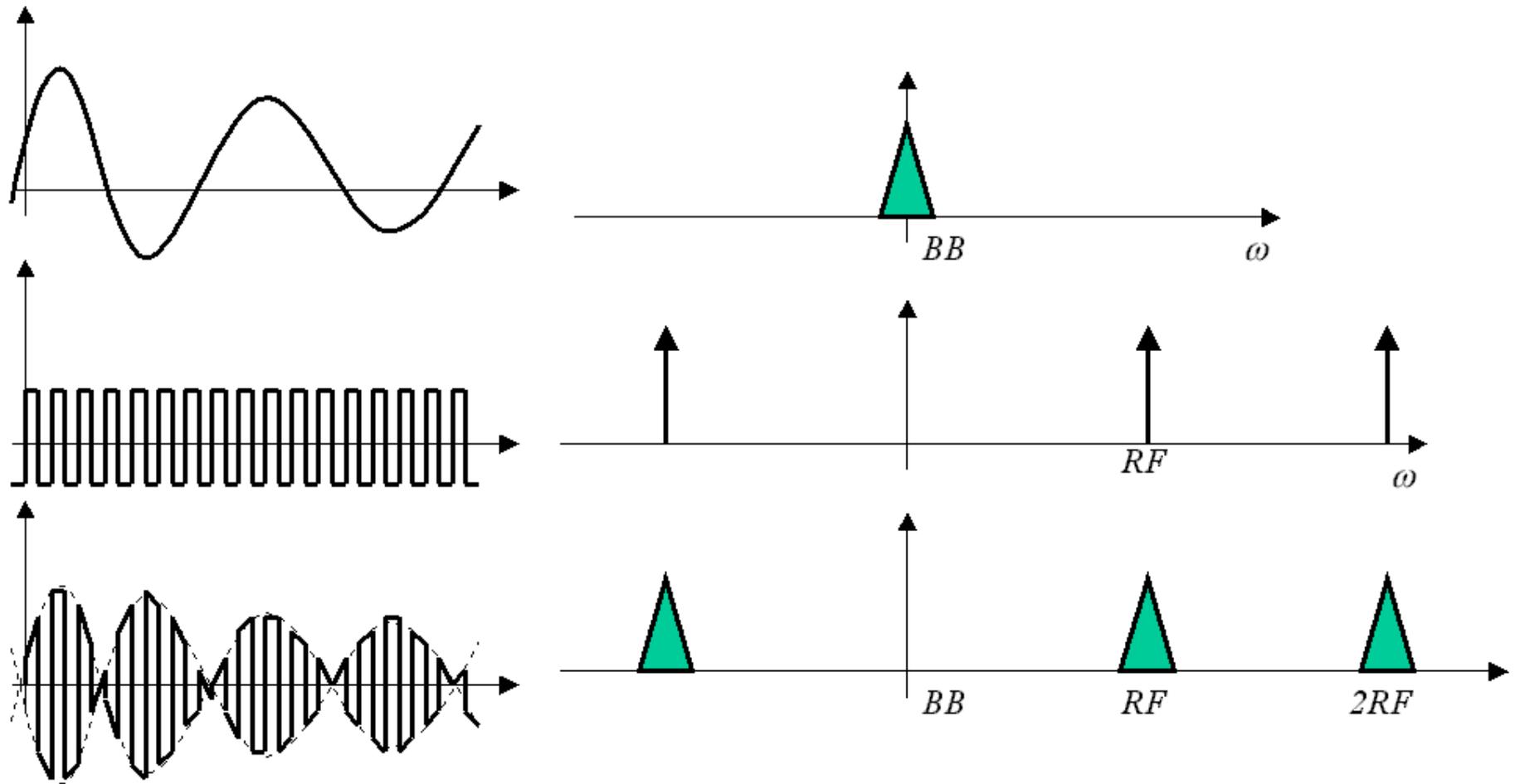


- Condición: $V_{LO} \gg V_{RF}$
- Si $V_{LO} > 0$: D1 y D2 ON; D3 y D4 OFF
- Si $V_{LO} < 0$: D3 y D4 ON; D1 y D2 OFF

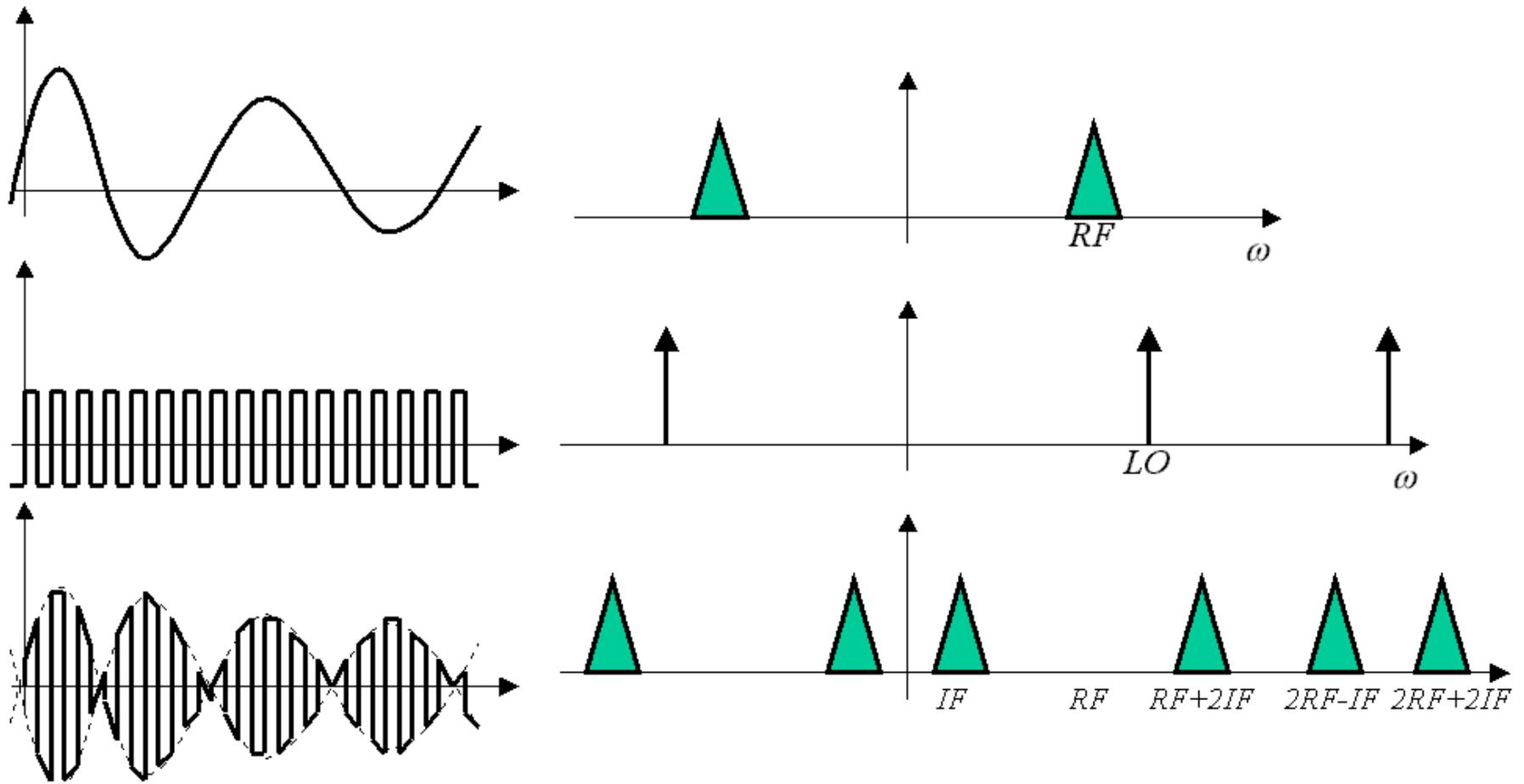


- Condición: $V_{LO} \gg V_{RF}$
- Si $V_{LO} > 0$: D1 y D2 ON; D3 y D4 OFF
- Si $V_{LO} < 0$: D3 y D4 ON; D1 y D2 OFF

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

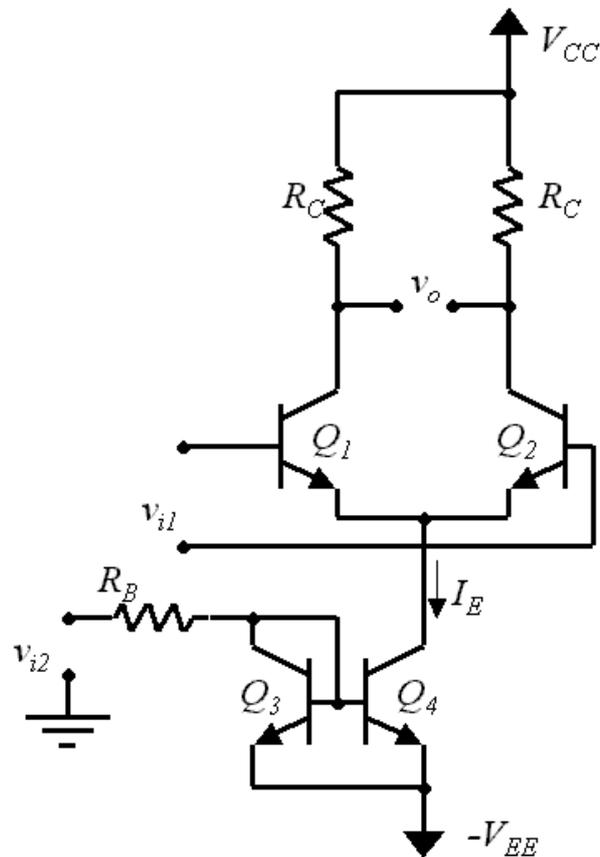
- Estabilidad:
 - Menos estable cuanto mayor es la ganancia
 - Más estable cuanto mayor es el aislamiento entre puertos RF, LO y IF
 - Más estable cuanto más separadas están las frecuencias RF, LO y IF
 - Para mejorar la estabilidad se puede intentar anular la impedancia externa en cada puerto para todas 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

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

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

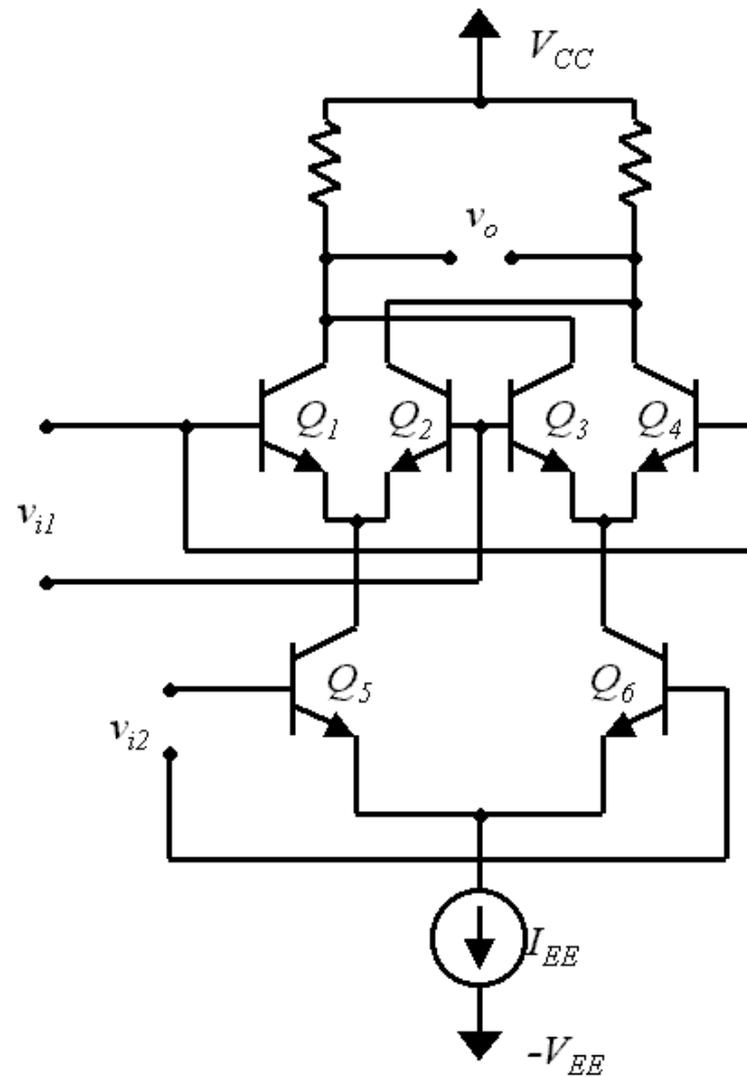
$$= \frac{v_{i2}}{R_B} + \frac{V_{B2} - V_{BE.on} + V_{EE}}{R_B}$$

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

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

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

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

