

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

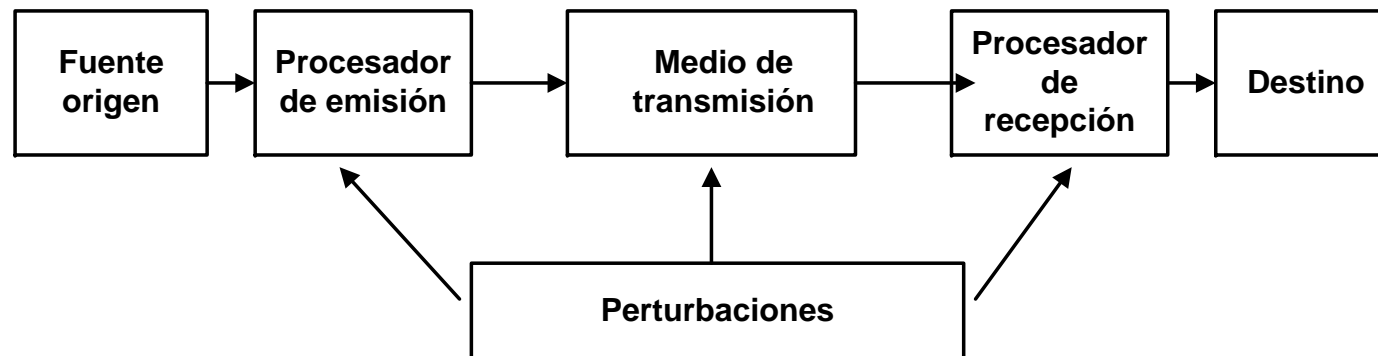


Por: Alberto Martín Pernía

INTRODUCCIÓN

Telecomunicación: es toda emisión, transmisión y recepción de signos, señales, escritos e imágenes, sonidos e informaciones de cualquier naturaleza, realizadas por hilo, radioelectricidad, medios ópticos u otros sistemas electromagnéticos

Modelo de un sistema de telecomunicación:



Medios de transmisión:

Naturales: Atmósfera, agua, tierra, etc.

Artificiales: Cables, guías de onda, fibras ópticas, etc.

Características del medio de transmisión

Atenuación

$$A = 10 \log \frac{P_T}{P_R} \quad [\text{dB}]$$

P_T : señal transmitida

P_R : señal recibida

$$3 \text{ dB} \Rightarrow \frac{P_T}{P_R} = 2$$

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P(\text{mW})}{1 \text{ mW}} \quad [\text{dBm}]$$

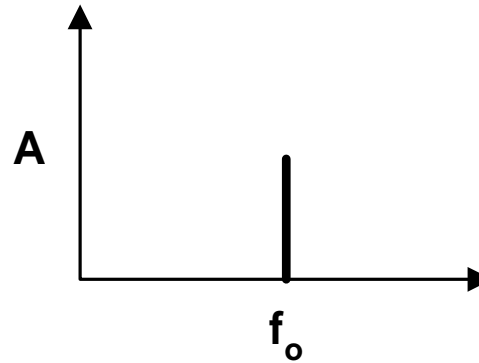
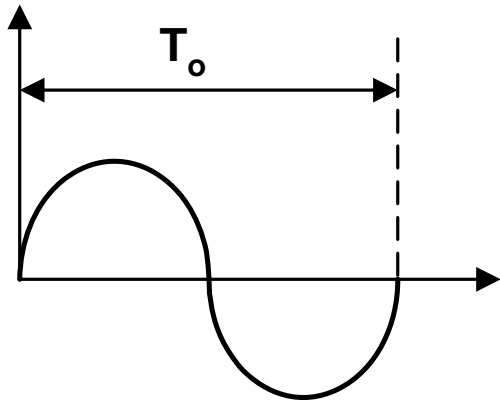
Distorsión: el medio de transmisión no es lineal y actúa distorsionando la señal

- a) modificando las características de la atenuación con la frecuencia
- b) generando frecuencias no presentes en el emisor.

Interferencias: señales de naturaleza similar o de frecuencia próxima a la señal a transmitir.

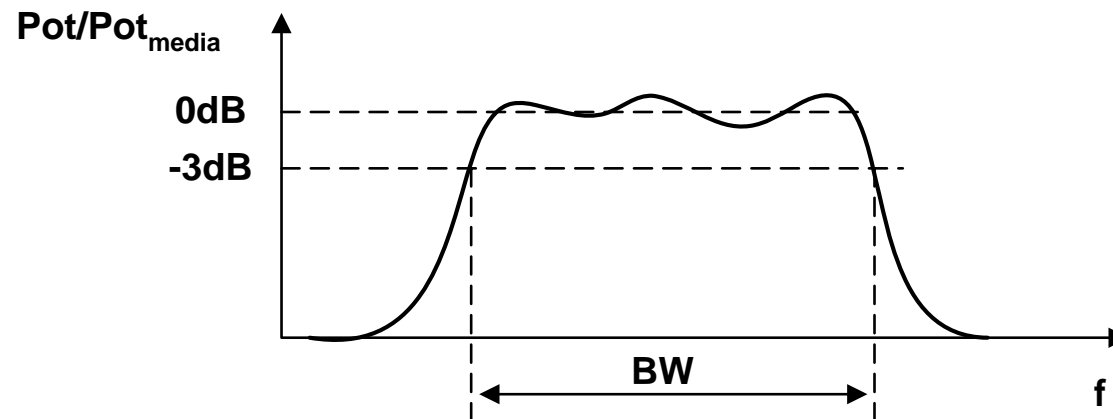
Ruido: señales indeseables que se suman a la señal útil.
Ruido térmico, ruido atmosférico, ruido ambiental

Descripción de una señal en el dominio de la frecuencia

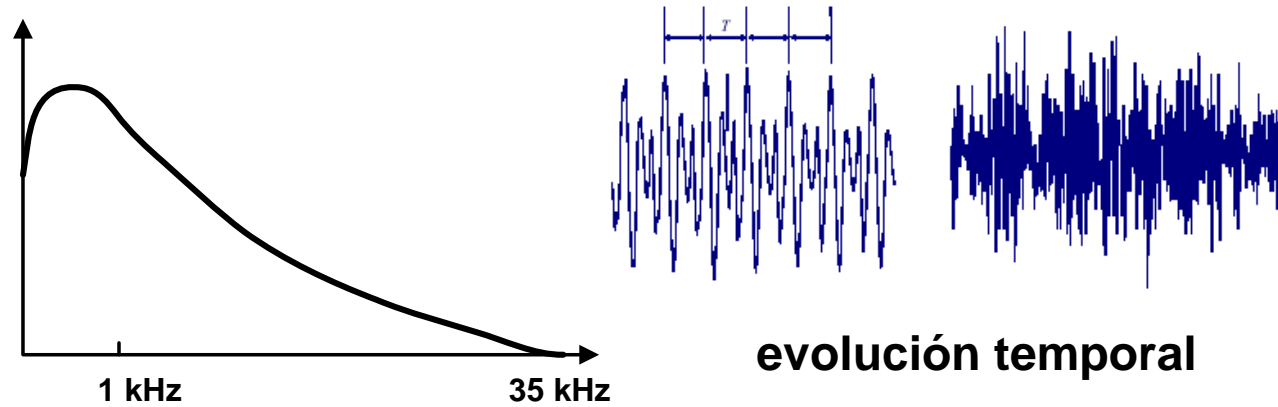


Descomposición en armónicos de Fourier

Ancho de banda



Mensajes:



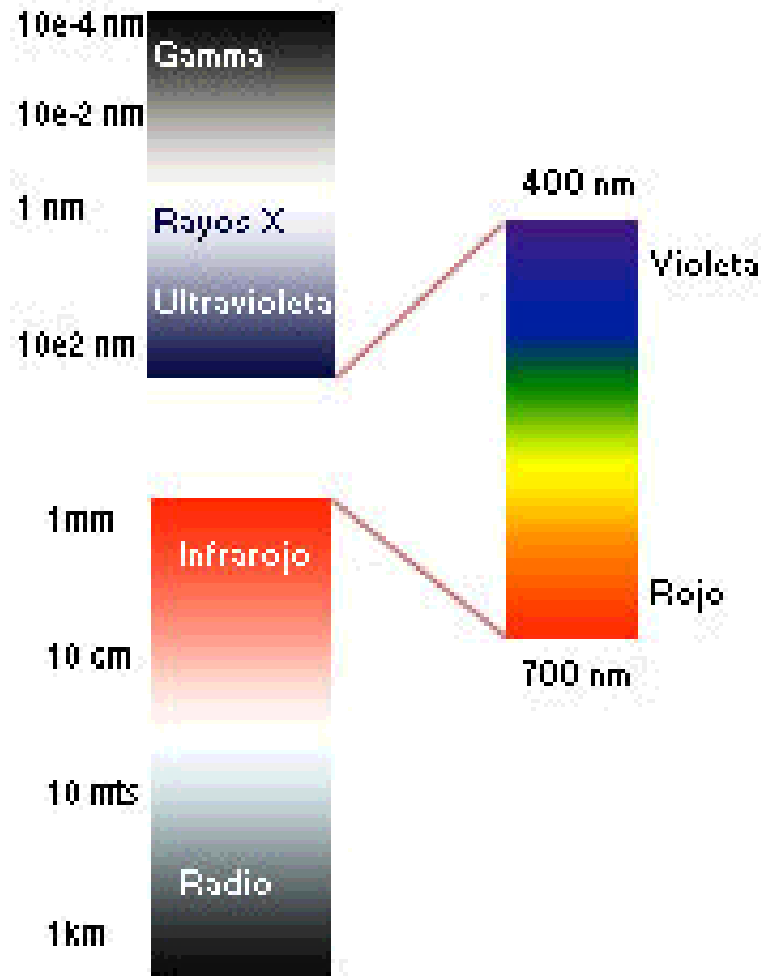
Voz	Extensión (Hz)
Soprano	247-1056
Mezzosoprano	220-900
Contralto	176-840
Tenor	132-528
Barítono	110-440
Bajo	82-396

Espectro de la voz humana

Interesa tener una alta relación **señal/ruido**

$$\rho = 20 \cdot \log \frac{\text{señal}}{\text{ruido}} \quad [\text{dB}]$$

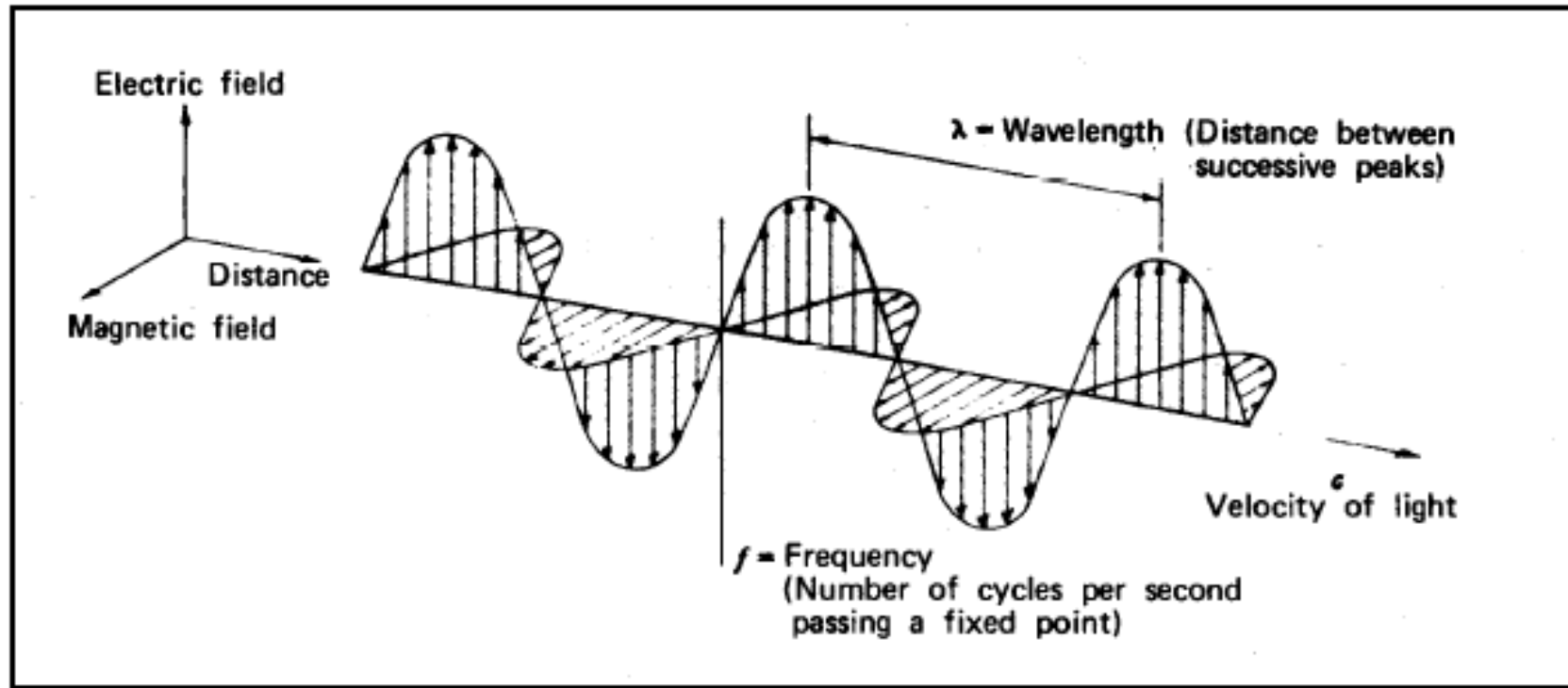
Ondas electromagnéticas (espectro):



	Longitud de onda	Frecuencia	Energía
Rayos gamma	< 10 pm	>30.0 EHz	>19.9E-15 J
Rayos X	< 10 nm	>30.0 PHz	>19.9E-18 J
Ultravioleta Extremo	< 200 nm	>1.5 PHz	>993E-21 J
Ultravioleta Cercano	< 380 nm	>789 THz	>523E-21 J
Luz Visible	< 780 nm	>384 THz	>255E-21 J
Infrarrojo Cercano	< 2.5 um	>120 THz	>79.5E-21 J
Infrarrojo Medio	< 50 um	>6.00 THz	>3.98E-21 J
Infrarrojo Lejano/submilimetrico	< 1 mm	>300 GHz	>199E-24 J
Microondas	< 30 cm	>1.0 GHz	>1.99e-24 J
Ultra Alta Frecuencia Radio	<1 m	>300 MHz	>1.99e-25 J
Muy Alta Frecuencia Radio	<10 m	>30 MHz	>2.05e-26 J
Onda corta Radio	<180 m	>1.7 MHz	>1.13e-27 J
Onda Media(AM) Radio	<650 m	>650 kHz	>4.31e-28 J
Onda Larga Radio	<10 km	>30 kHz	>1.98e-29 J
Muy Baja Frecuencia Radio	>10 km	<30 kHz	<1.99e-29 J

A mayor λ menor energía y a mayor Frec. mayor energía

Ondas electromagnéticas:

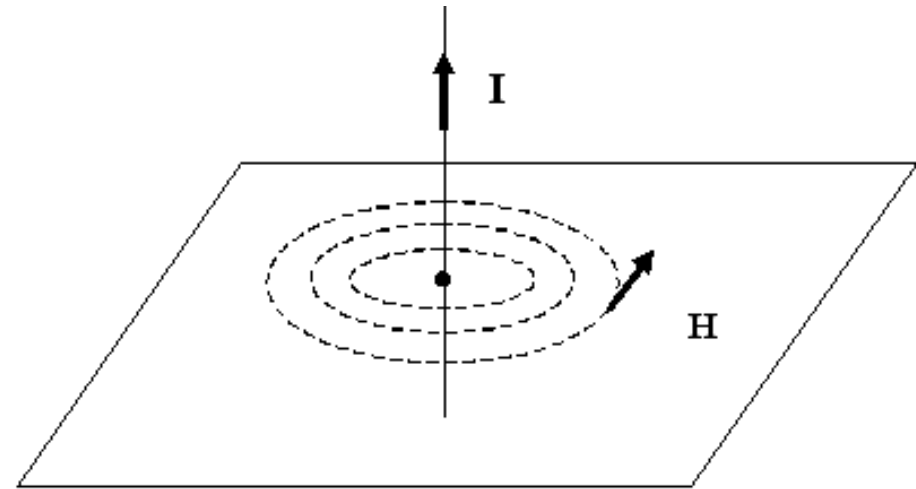


Se componen de dos campos (E, H) perpendiculares entre si y que a su vez son perpendiculares a la dirección de propagación

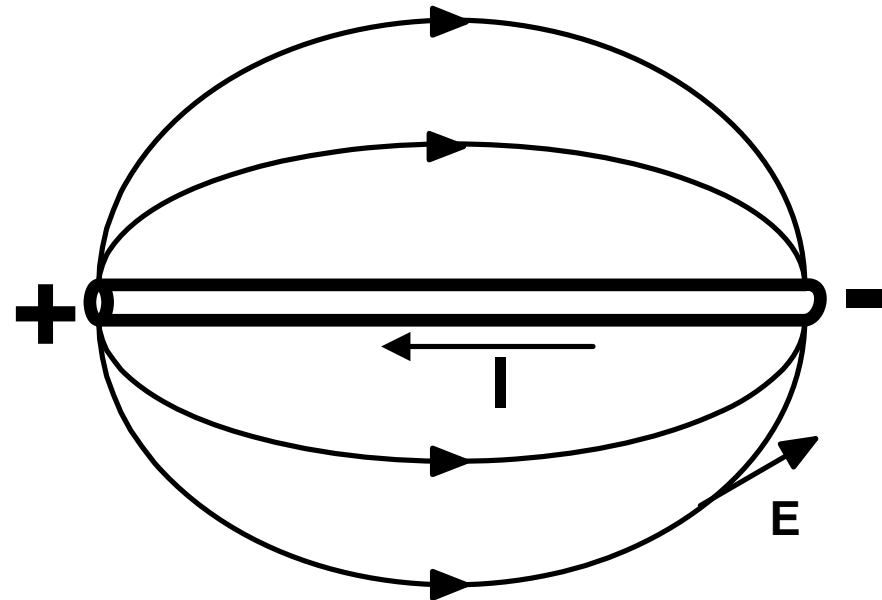
Velocidad de propagación $C = \lambda \cdot \text{Frec}$ ($C = 3 \cdot 10^8$ m/s)

Ondas electromagnéticas:

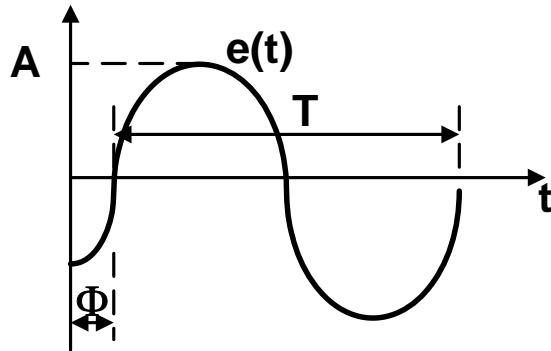
Campo magnético:



Campo eléctrico:



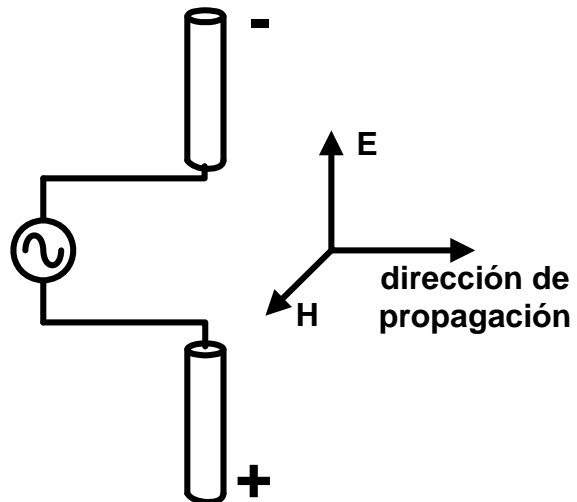
Ondas electromagnéticas:



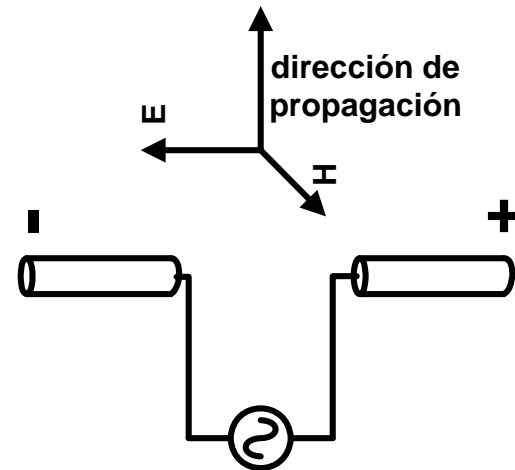
$$\lambda = C \cdot T$$
$$T = 1/f$$
$$C = \lambda \cdot f$$

Polarización de las ondas electromagnéticas:

Polarización vertical



Polarización horizontal



Antena resonantes:

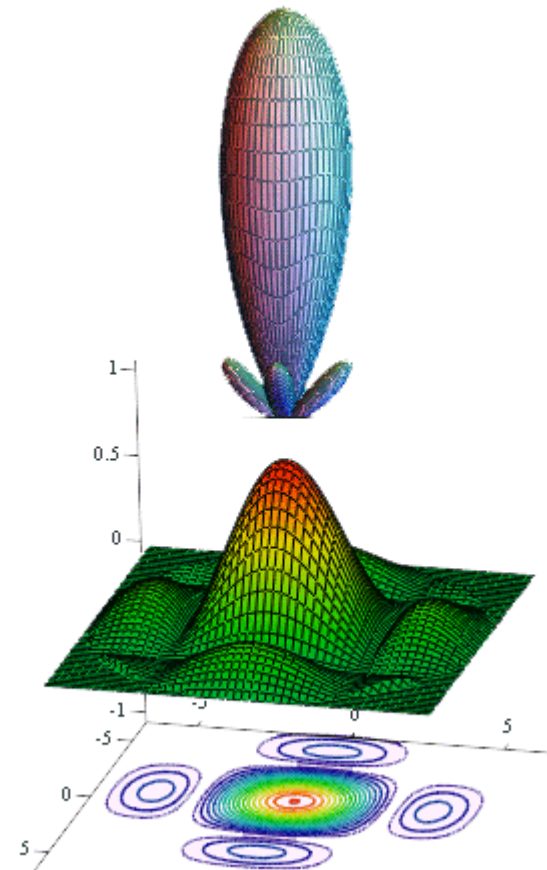
Su longitud es un múltiplo entero de la semilongitud de onda

$$\text{long} = n \cdot \frac{\lambda}{2} \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

$$f = \frac{c}{\lambda} \Rightarrow \text{long} = n \cdot \frac{150}{f(\text{MHz})} \quad [\text{m}]$$

A mayor frecuencia menor tamaño de antena

Diagrama de radiación de una antena.

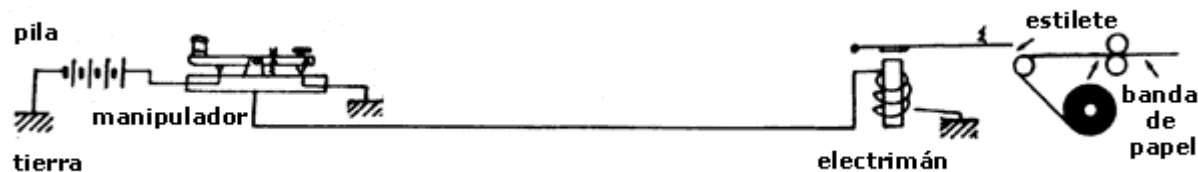


Sistemas de comunicación:

Atendiendo a la señal portadora se clasifican en :

A) Sin portadora (ej. Código Morse)

La señal transmitida esta constituida directamente por la información



**Telégrafo
eléctrico**

B) Con portadora

La información esta contenida en una onda de alta frecuencia.

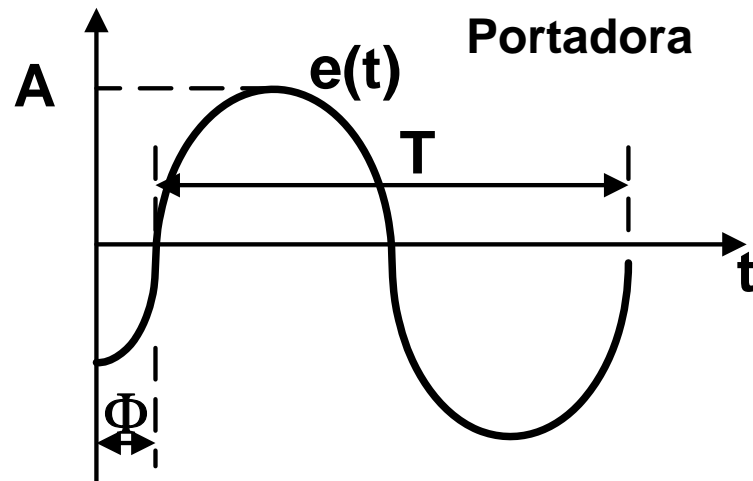
Para ello se modificarán alguno de los parámetros de la onda portadora.

Denominaremos:

Moduladora: a la señal que contiene la información (baja frecuencia)

Portadora: la señal que transporta la información (alta frecuencia)

Sistemas de comunicación:



$$e(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t + \Phi) = A \text{ sen } \Psi(t)$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = \frac{2 \cdot \pi}{T}$$

Técnicas de modulación Analógica

- Modulación de amplitud (AM):

la información se incorpora modificando A

- Modulación angular

Frecuencia modulada (FM): modificamos $(\omega \cdot t)$

Fase modulada (PM): modificamos (Φ)

Modulación de amplitud (AM)

$$u_c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$u_m(t) = A_m \cdot \cos(\omega_m t)$$

Onda AM

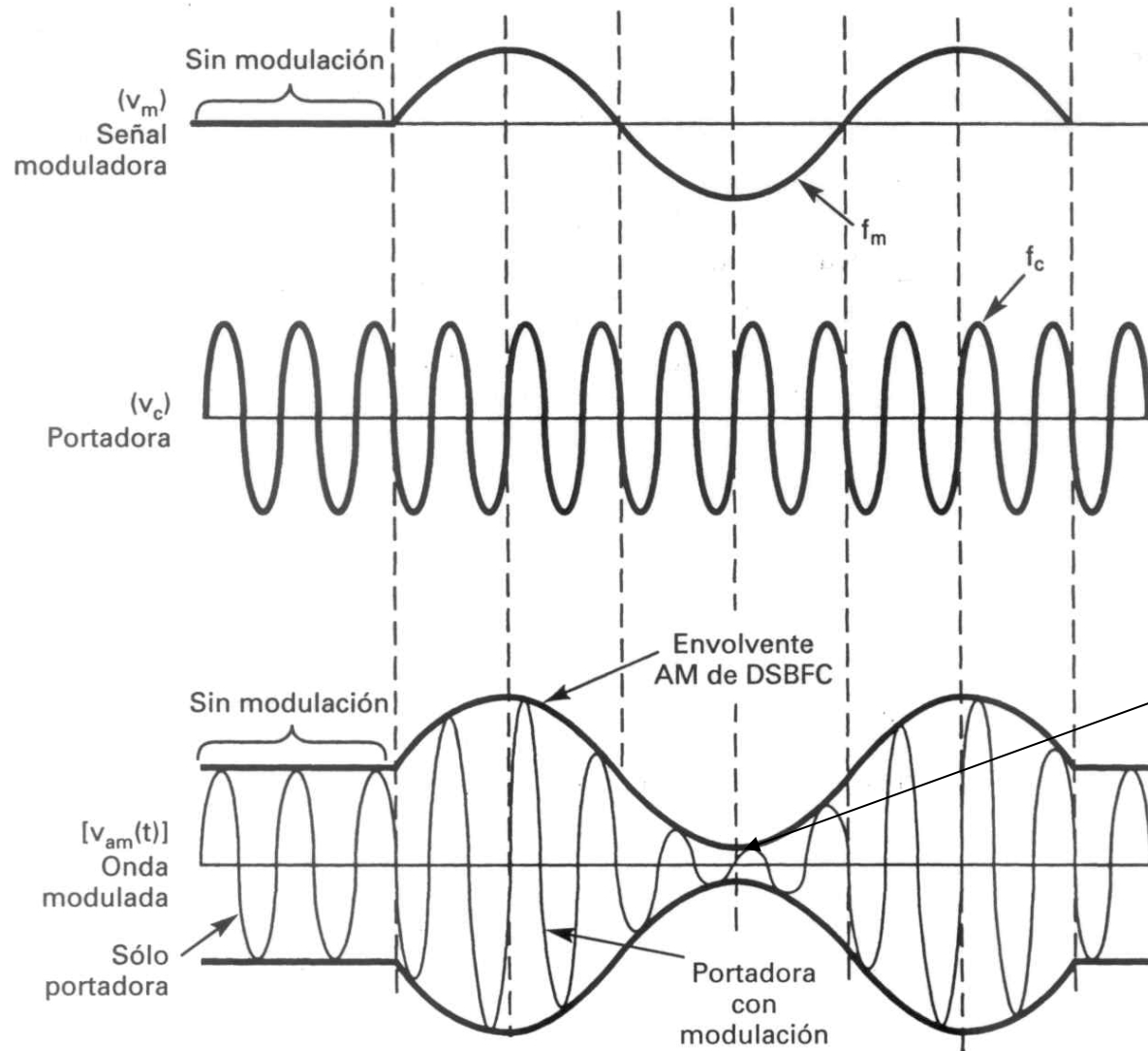
$$f(t) = [A_c + k_a \cdot u_m(t)] \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$f(t) = A_c \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_m t)] \cdot \cos(\omega_c t)$$

Indice de modulación

$$m = \frac{k_a \cdot A_m}{A_c} \cdot 100$$

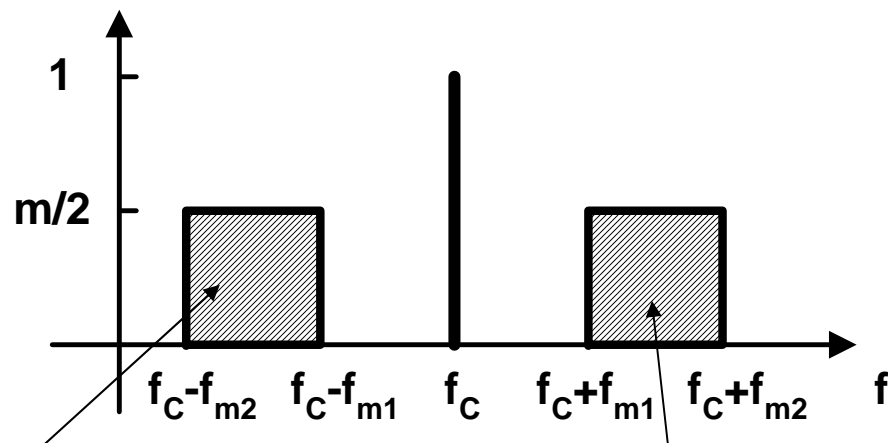
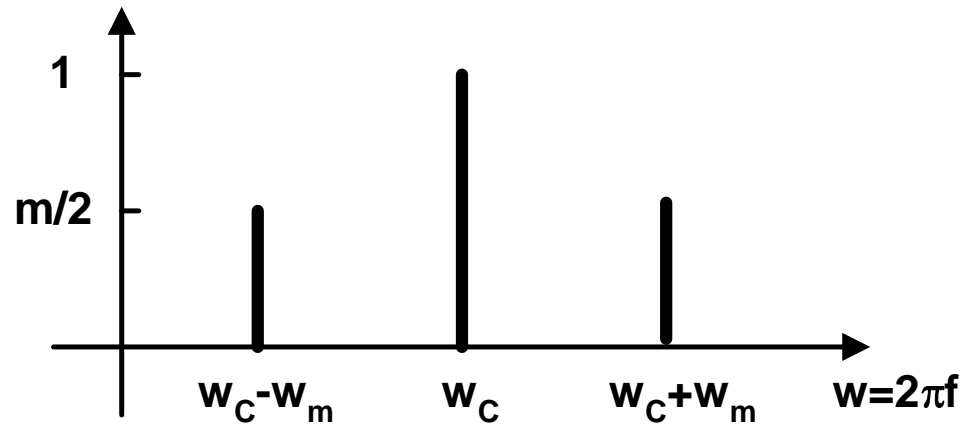
Modulación de amplitud (AM)



**Si $m > 100\%$
distorsión**

Modulación de amplitud (AM)

$$f(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t) + \frac{m \cdot A_c}{2} \cdot \cos[(\omega_c + \omega_m)t] + \frac{m \cdot A_c}{2} \cdot \cos[(\omega_c - \omega_m)t]$$



Banda lateral inferior

Banda lateral superior

Voz: 300 - 3300 Hz

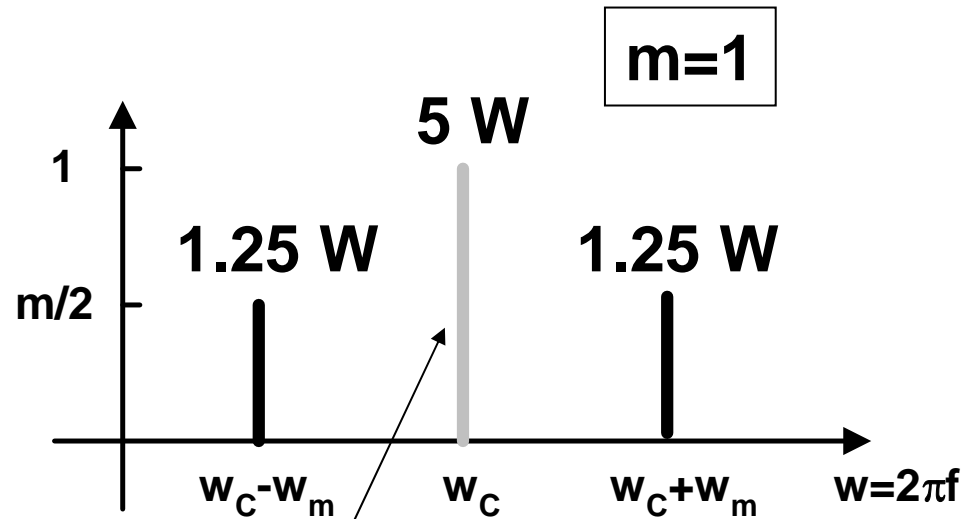
$f_{m1}=300$ $f_{m2}=3300$ Hz

$$BW = f_c + f_{m2} - (f_c - f_{m2}) = 2 \cdot f_{m2}$$

Modulación de amplitud (AM)

Doble banda lateral sin portadora (DSB)

- Se reduce la energía emitida



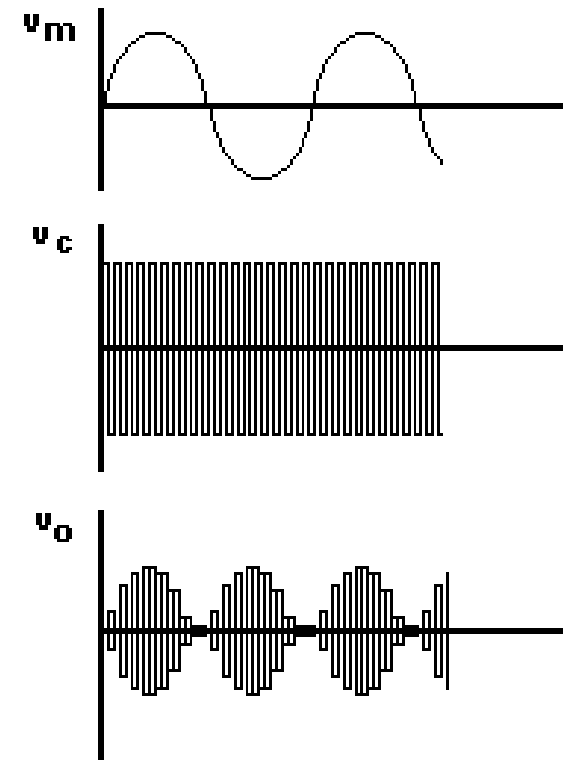
Se elimina la portadora

$$P_{\text{LSB}} = \frac{m^2}{4} \cdot P_C$$

$$P_{\text{USB}} = \frac{m^2}{4} \cdot P_C$$

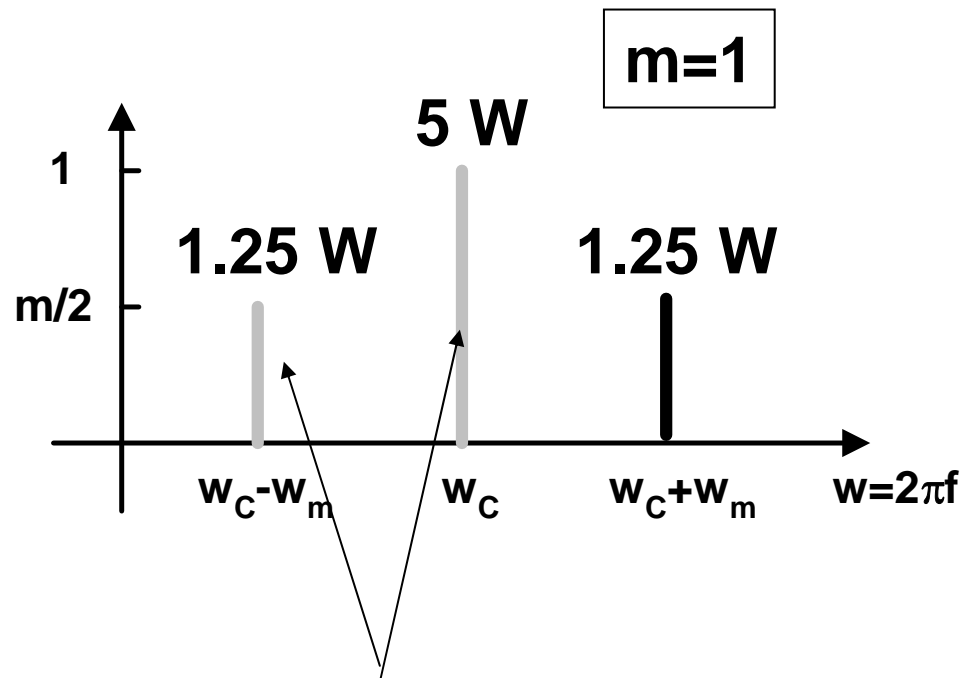
$$P_C = \frac{\left(\frac{V_C}{\sqrt{2}}\right)^2}{R}$$

Valor eficaz



Modulación de amplitud (AM)

Banda lateral única (SSB)

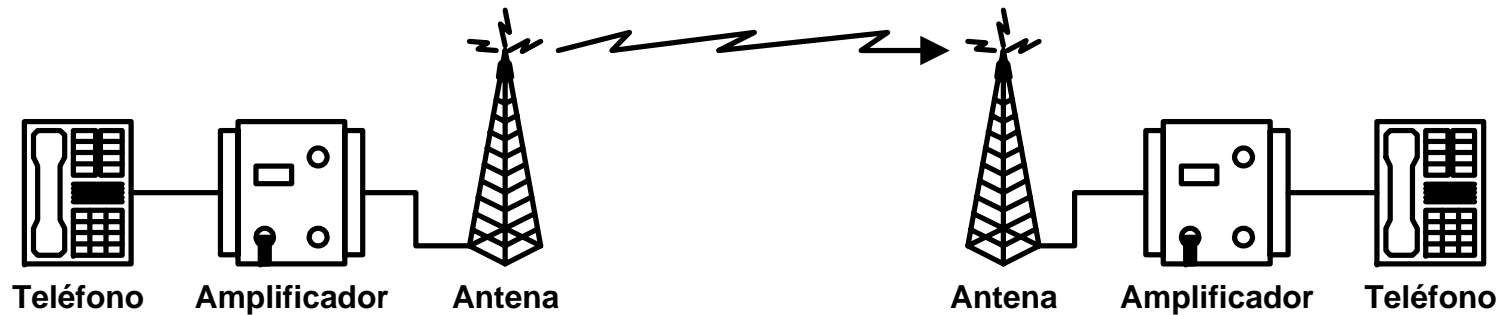


Se elimina la portadora y una banda.

Podemos transmitir

- a) la banda superior: USB
- b) la banda inferior: LSB
- c) las dos bandas con información diferente: (BLI)
Banda lateral independiente

Comunicación a través de la atmósfera



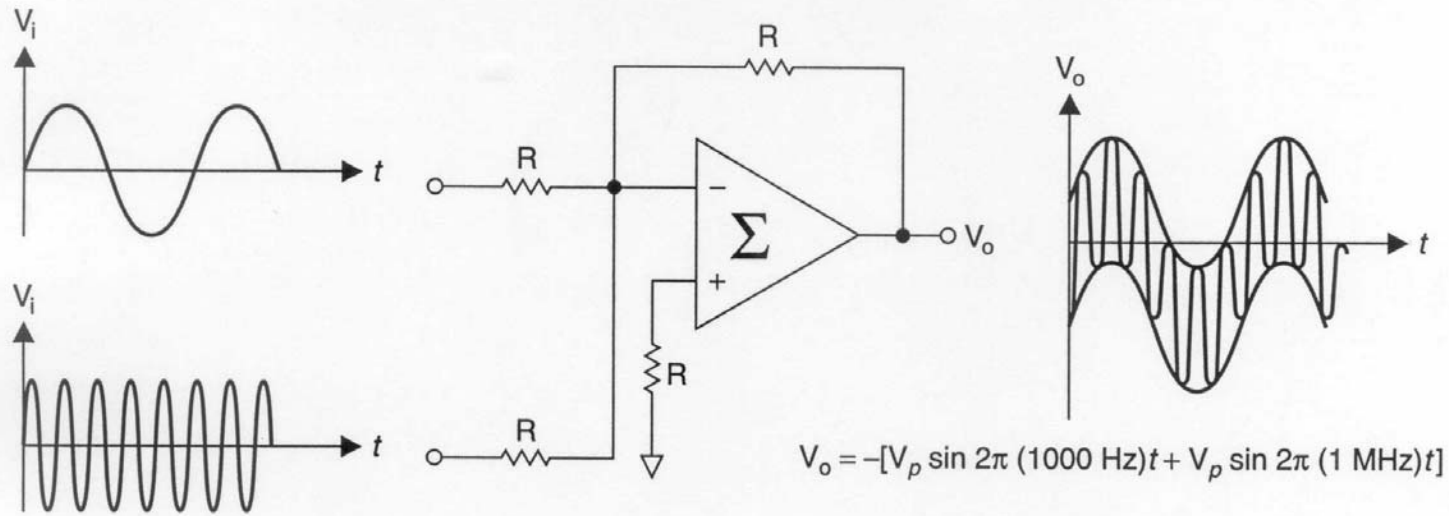
$$f = \frac{c}{\lambda} \Rightarrow \text{long} = n \cdot \frac{150}{f(\text{MHz})} \quad [\text{m}]$$

Antena resonante

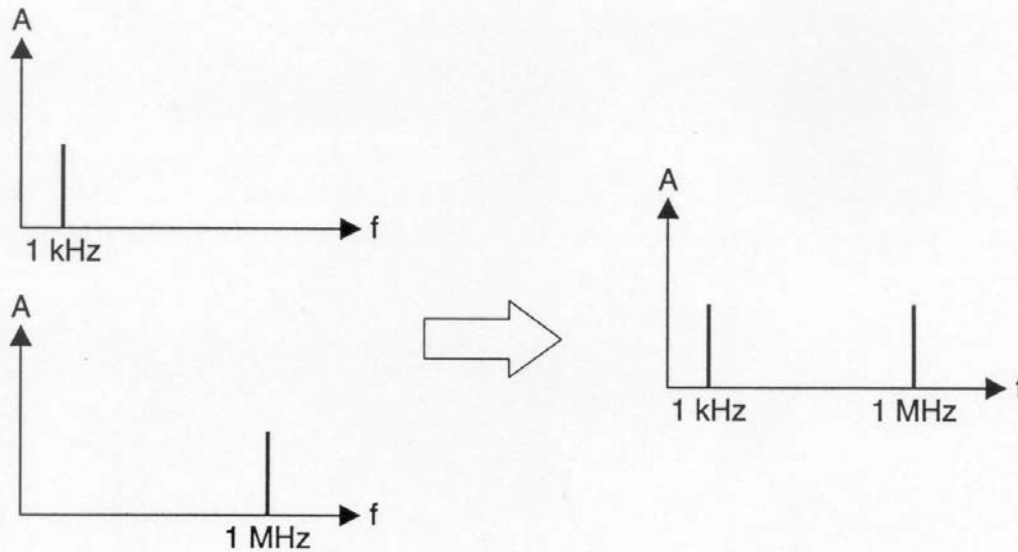
Para transmitir la voz (300-3300 Hz) directamente la longitud de la antena sería de 300 Km

Si incluimos una portadora de alta frecuencia el problema se minimiza

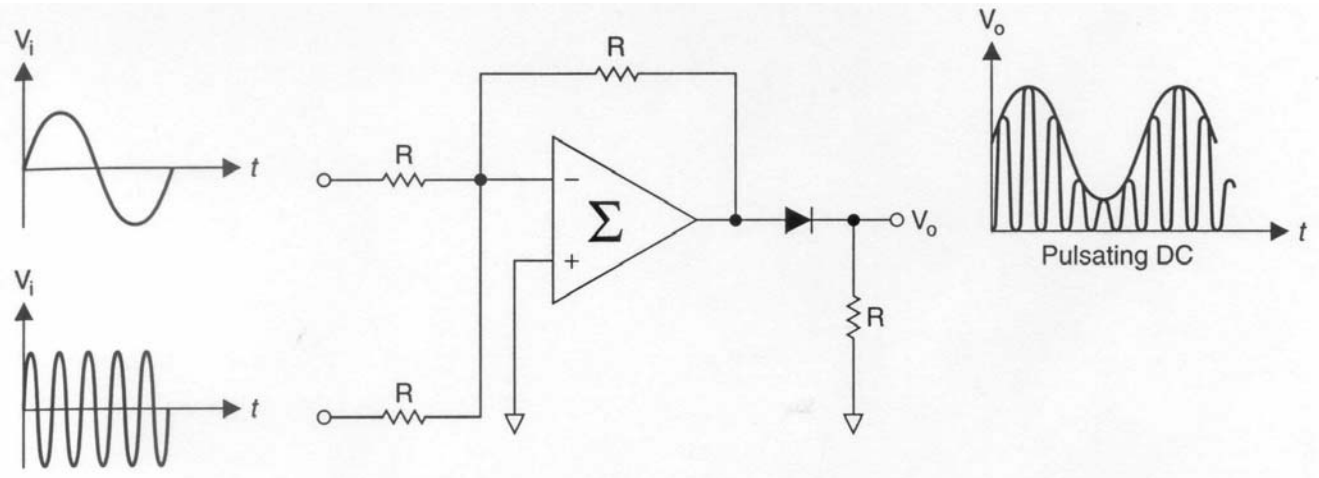
Modulación de amplitud (AM)



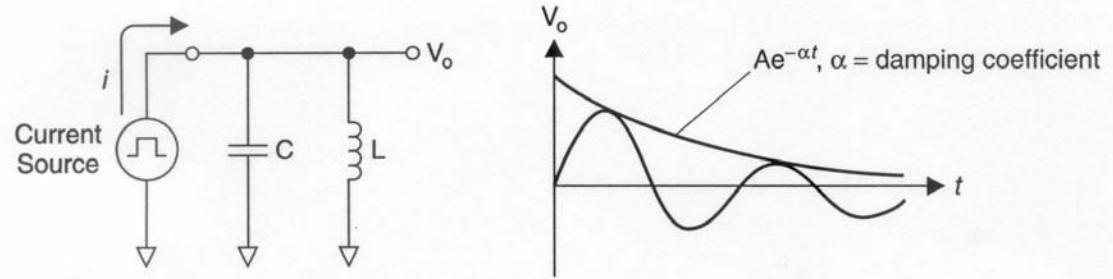
(a)



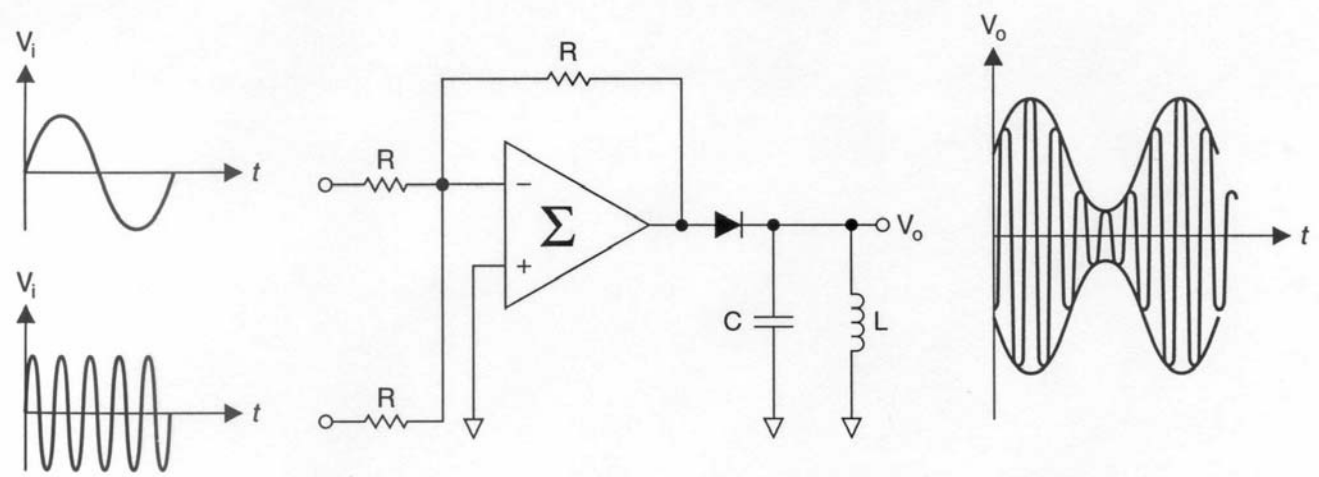
(b)



(a)



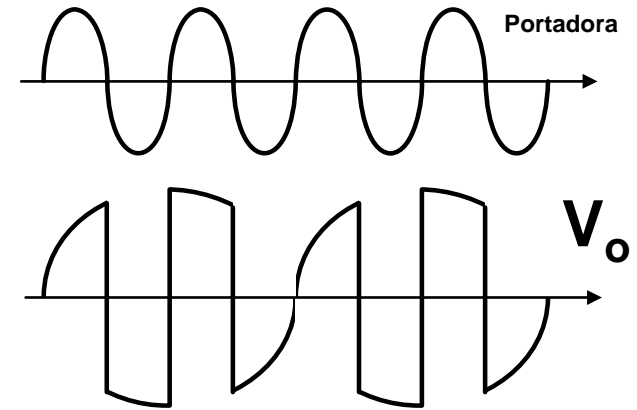
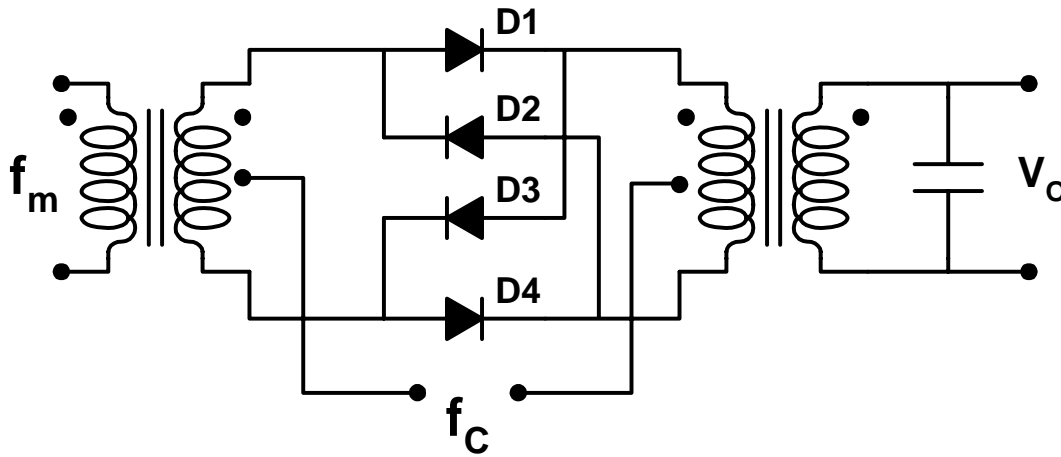
(b)



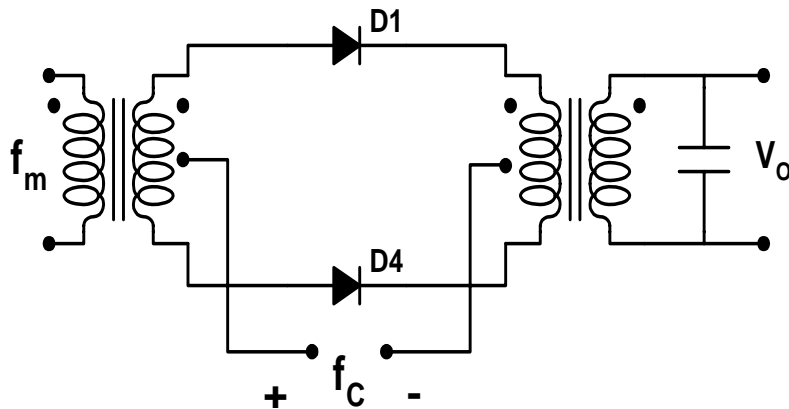
(c)

Generación de doble banda lateral sin portadora (DSB)

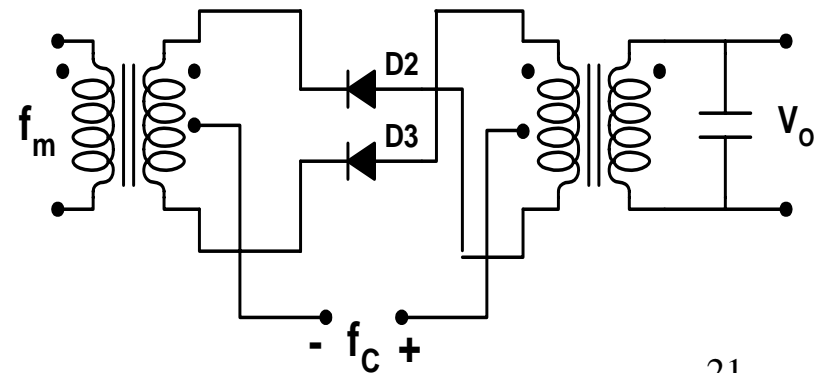
Mezclador de diodo balanceado



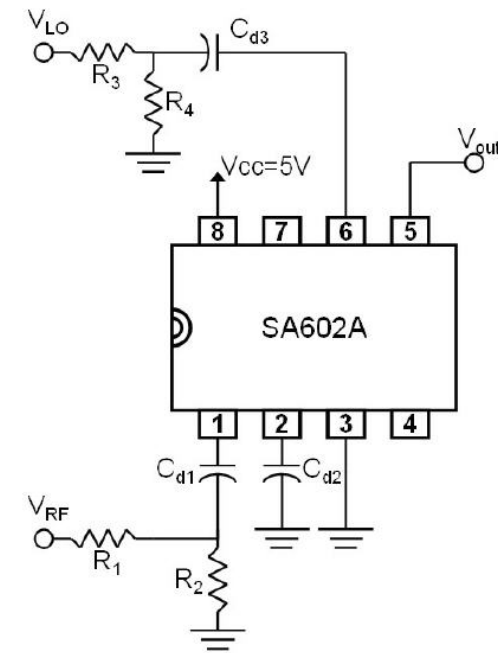
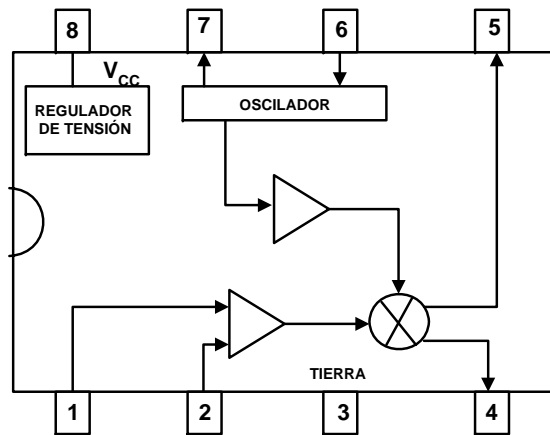
Semiciclo positivo



Semiciclo negativo



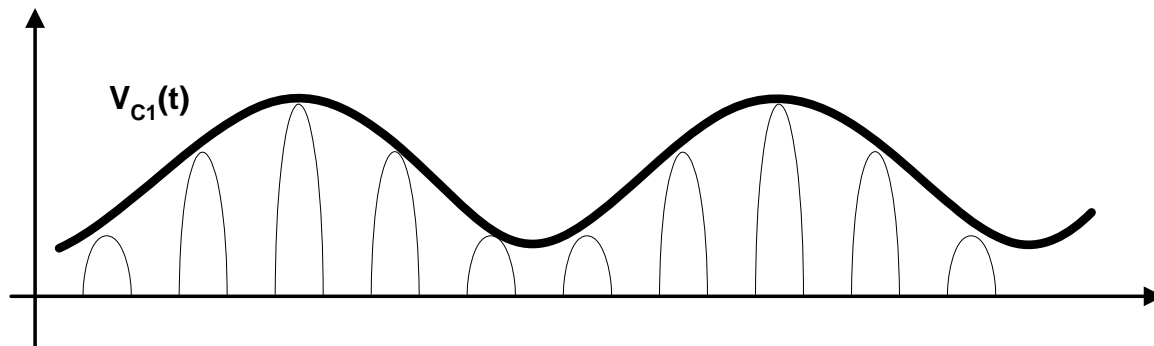
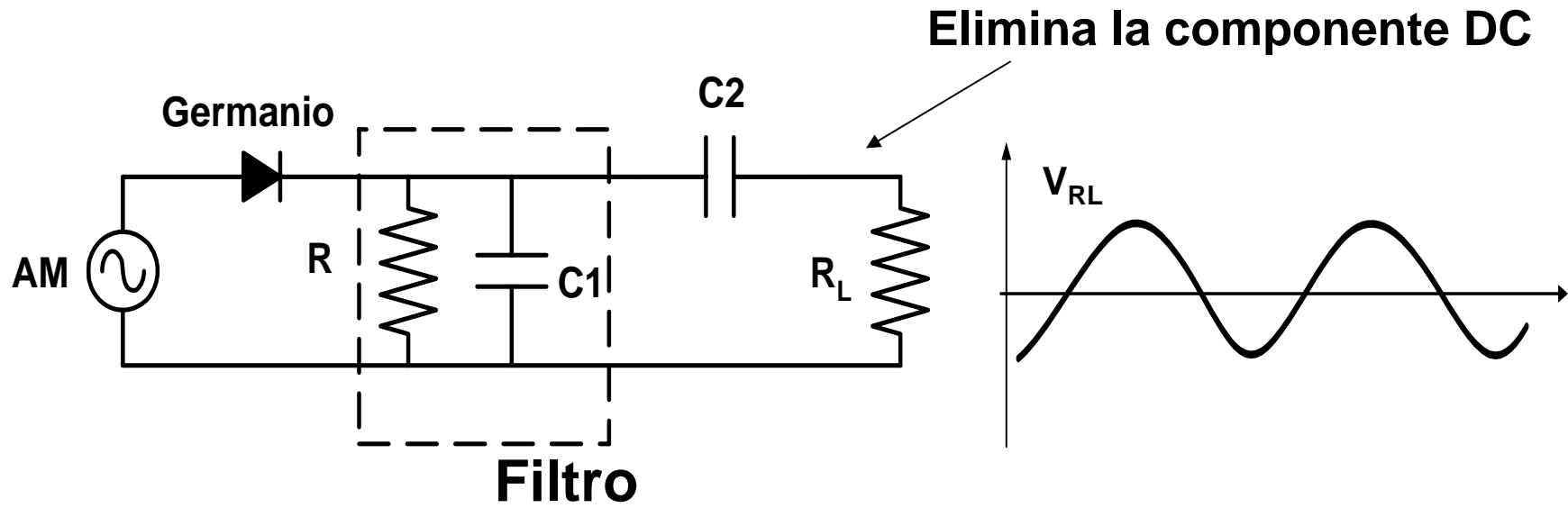
Circuito Integrado SA602A mezclador doblemente balanceado



Mezclador para modulación en AM: V_{RF} : moduladora y V_{LO} : portadora

Mezclador para demodulación en AM: V_{RF} : señal de radio y V_{LO} : portadora

Demodulación AM



Modulación FM

$$u_c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + \frac{k_f \cdot A_m}{\omega_m} \cdot \text{sen}(\omega_m t))$$

$$u_m(t) = A_m \cdot \cos(\omega_m t)$$

Onda FM

$$f(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + m_f \cdot \text{sen}(\omega_m t))$$

Desviación en frecuencia

$$\delta = k_f \cdot A_m$$

Indice de modulación

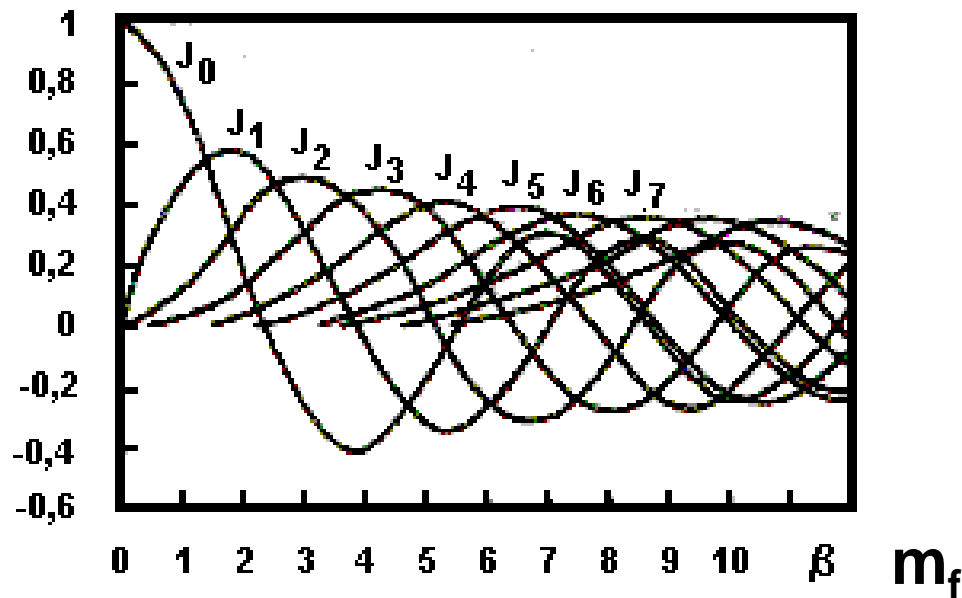
$$m_f = \frac{k_f \cdot A_m}{\omega_m}$$

Modulación FM

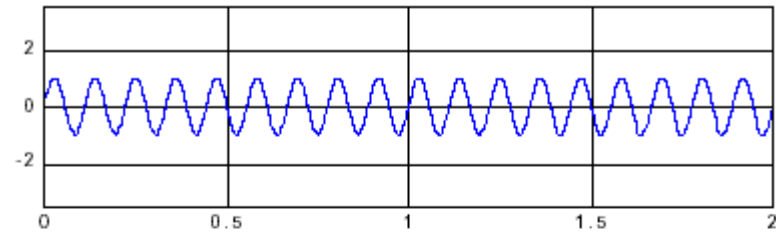
Espectro de una onda modulada en frecuencia:

$$f(t) : A_C \cdot \left[\begin{aligned} &J_0(m) \cdot \text{sen } w_C t + J_1(m) [\text{sen}(w_C + w_m)t - \text{sen}(w_C - w_m)t] + \\ &J_1(m) [\text{sen}(w_C + 2 \cdot w_m)t - \text{sen}(w_C - 2 \cdot w_m)t] + \dots \end{aligned} \right]$$

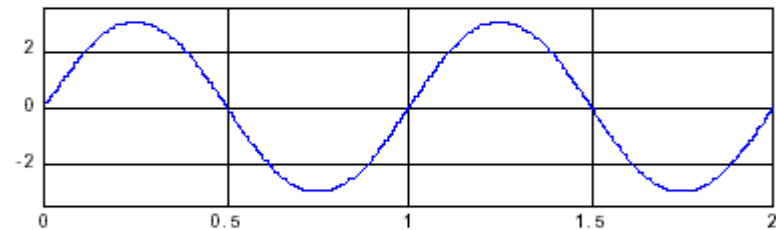
Funciones de Bessel



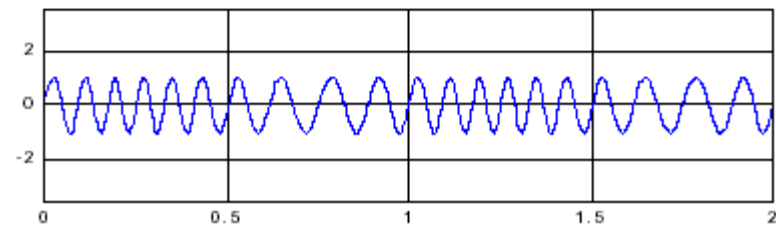
Señal Portadora



Señal Moduladora o Mensaje (Banda Base)



Onda modulada en frecuencia



Modulación FM

Coeficientes de Bessel

TABLE 4-1
Bessel functions of the first kind

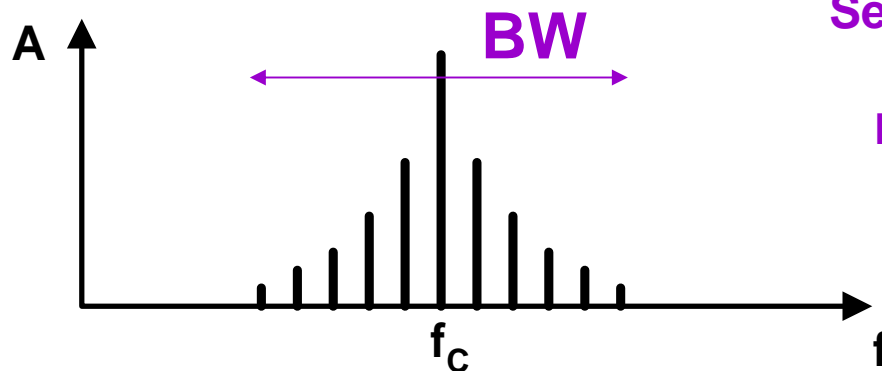
Modulation Index (m_f)	Carrier Frequency J_0	n or order of sidebands															
		J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}	J_{15}	J_{16}
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	-0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

Source: E. Cambi, *Bessel Functions*, Dover Publications, Inc., New York, N.Y., 1948. Courtesy of the publisher.

Modulación FM

Características:

- Mayor insensibilidad al ruido
- Mayor calidad de sonido
- Ocupa más ancho de banda que AM
- Toda la energía transmitida en FM contiene información
- Los circuitos de modulación y demodulación son mas complejos que en AM
- Se generan más armónicos que en AM por lo que las frecuencias utilizadas han de ser superiores (MHz)
- Se propaga por onda directa
- El espectro es simétrico respecto a la portadora



Se puede estimar el ancho de banda:

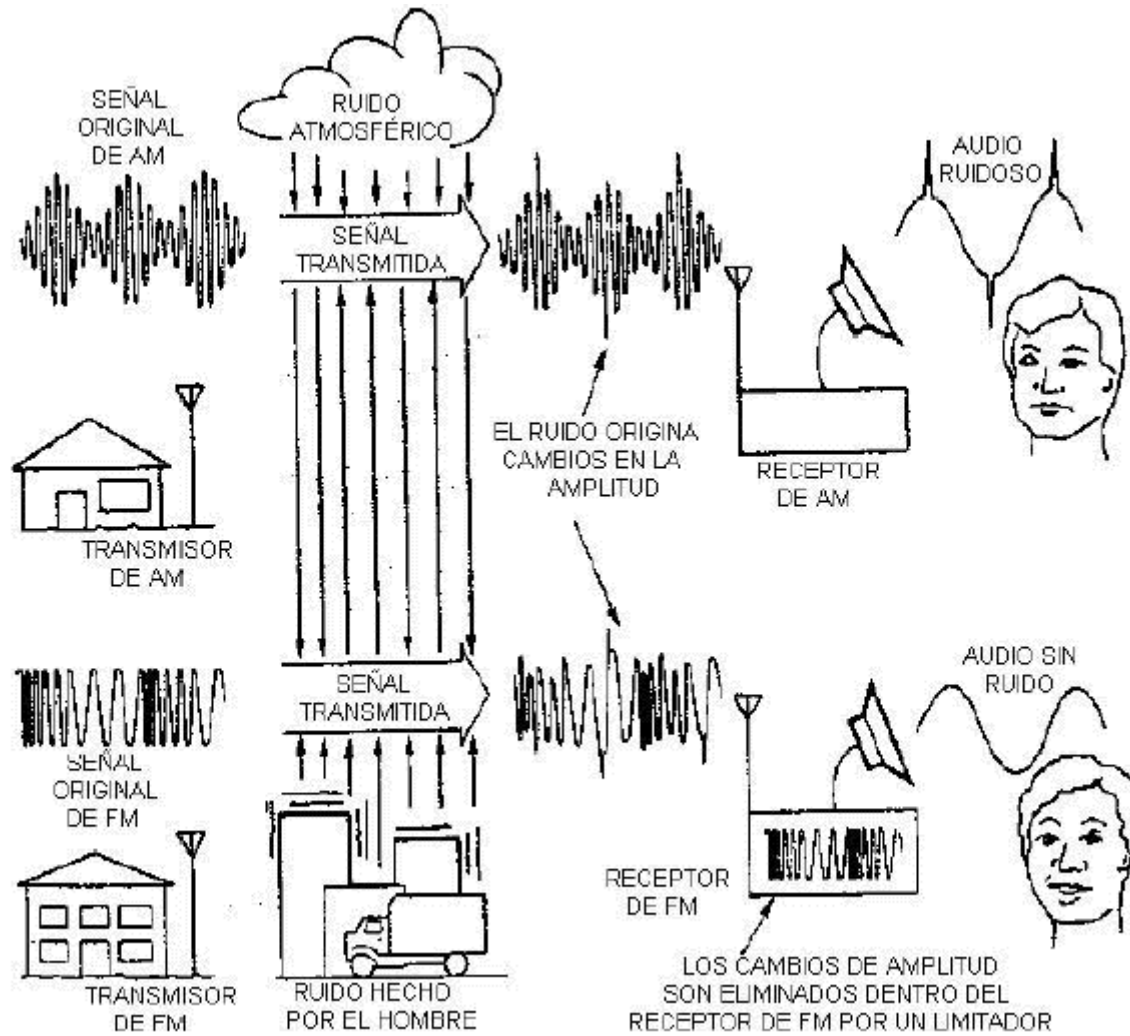
$$BW=2 \cdot N \cdot f_m$$

N: número de coef. Bessel considerados

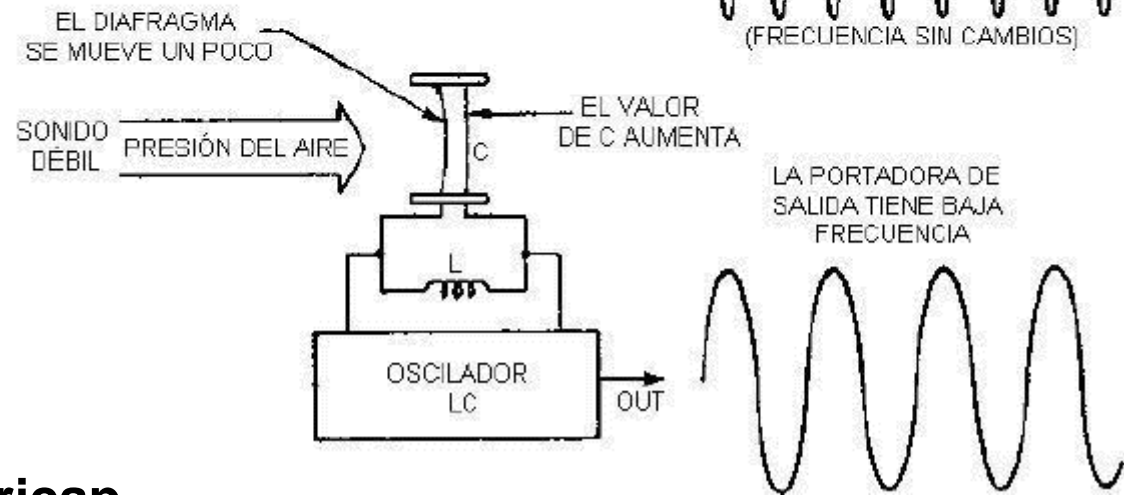
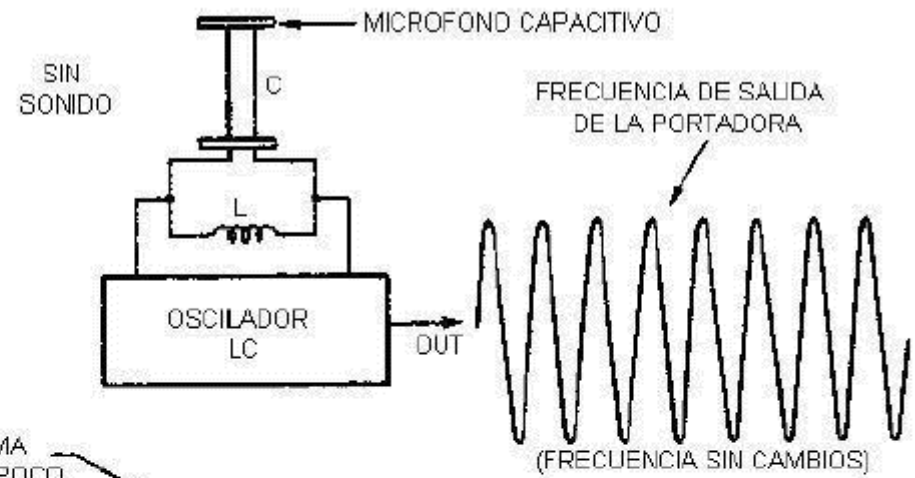
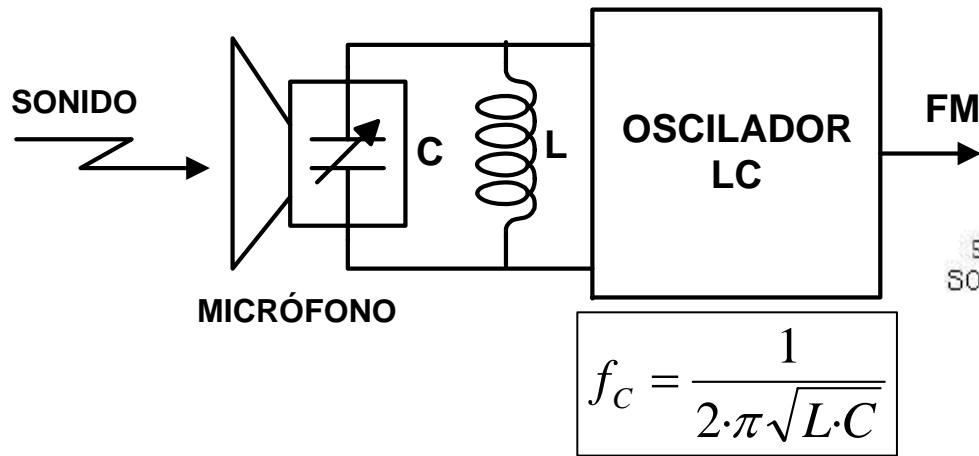
Formula de Carson:

$$BW \approx 2 \cdot f_m \cdot (1 + m_f)$$

Comparación de las señales de FM y AM

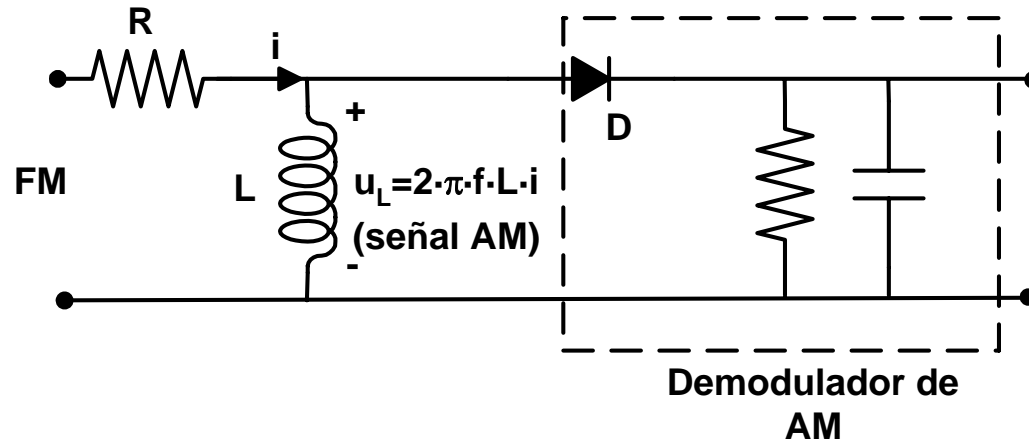


Generación FM

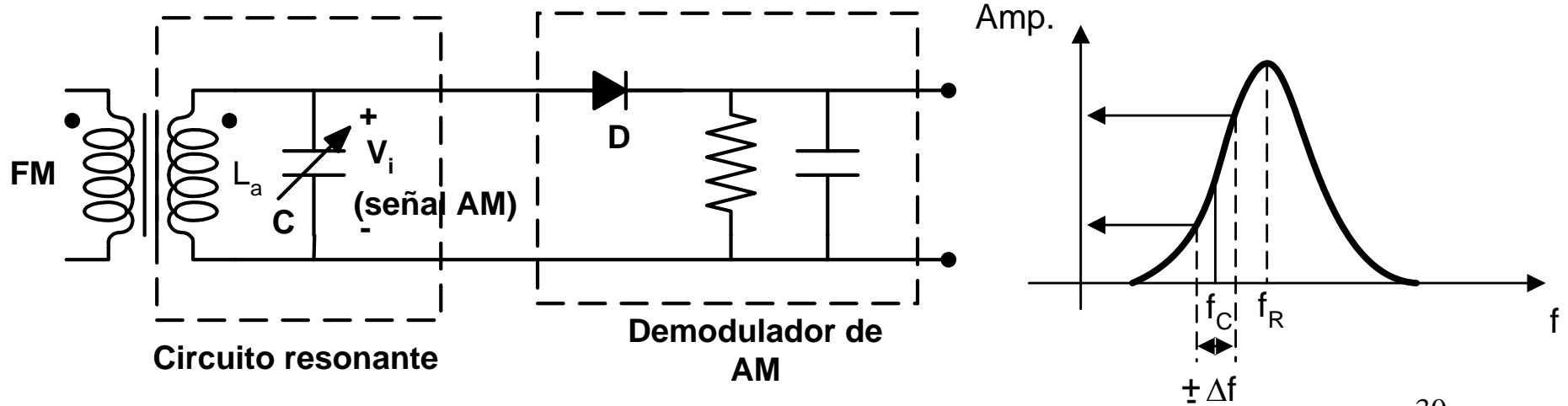


Como condensador variable se suele utilizar un diodo varicap

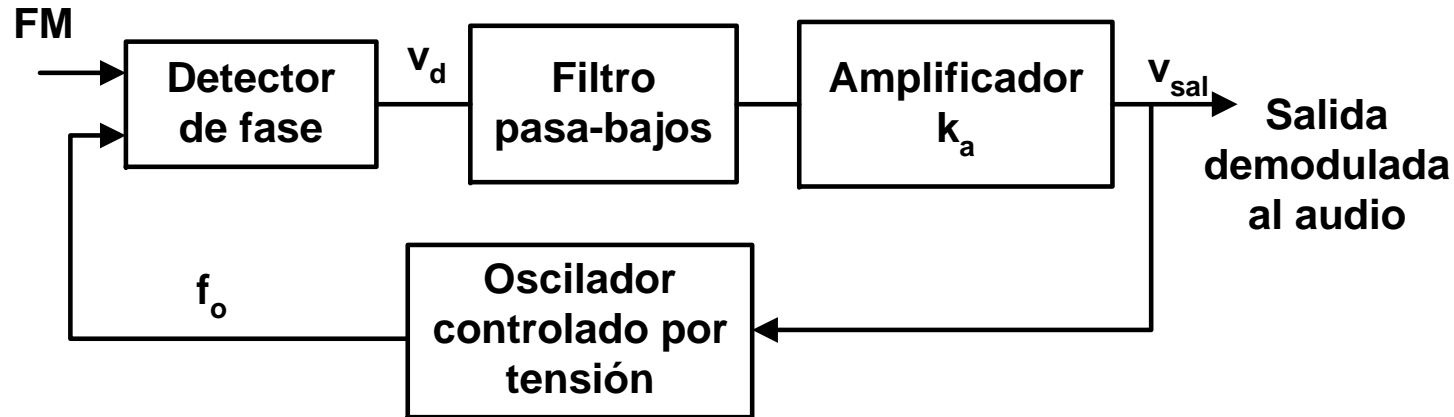
Demodulación de FM



Detector de pendiente balanceado



Demodulación de FM con lazo de fase cerrada



Este tipo de demoduladores se realiza con circuitos integrados (PLL) como por ejemplo el XR-2212

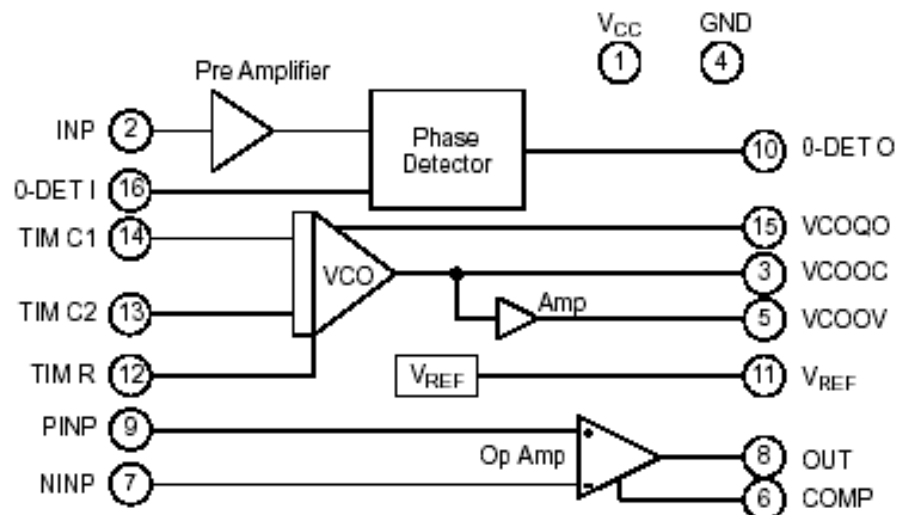
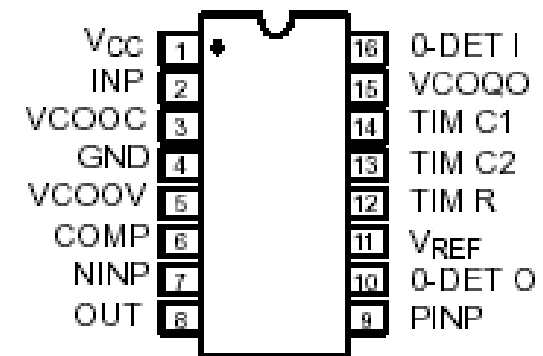


Figure 1. XR-2212 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")

Demodulación de FM con lazo de fase cerrada

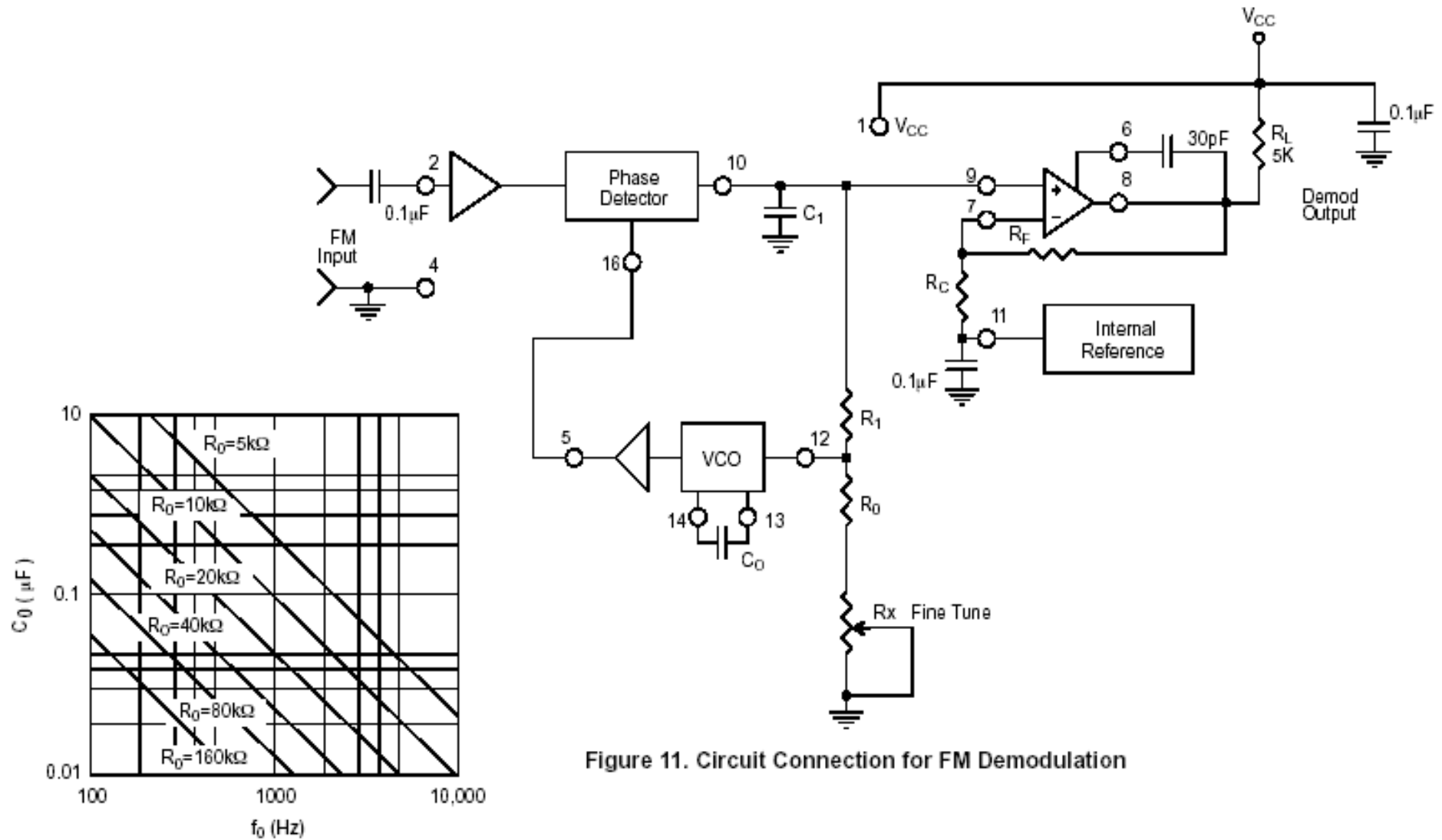
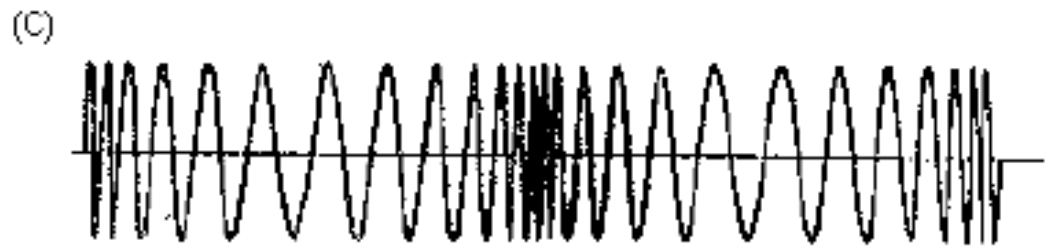
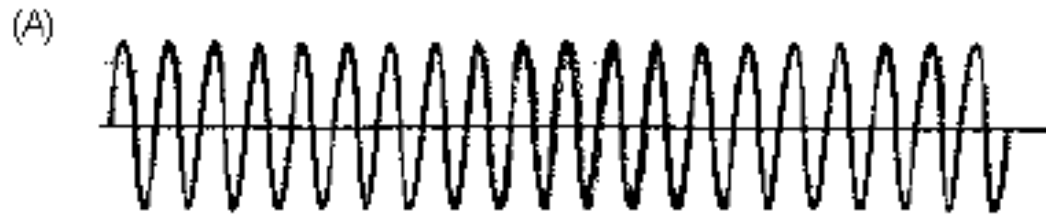


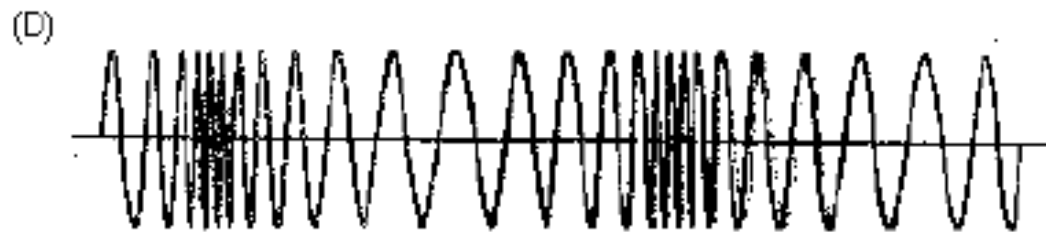
Figure 6. VCO Frequency vs. Timing Resistor

Figure 11. Circuit Connection for FM Demodulation

Demodulación de PM



PM



FM

Figura 5.5 - I n fase y en frecuencia.

Comparación FM-PM

Onda PM

$$f(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + m_p \cdot \text{sen}(\omega_m t))$$

Indice de modulación

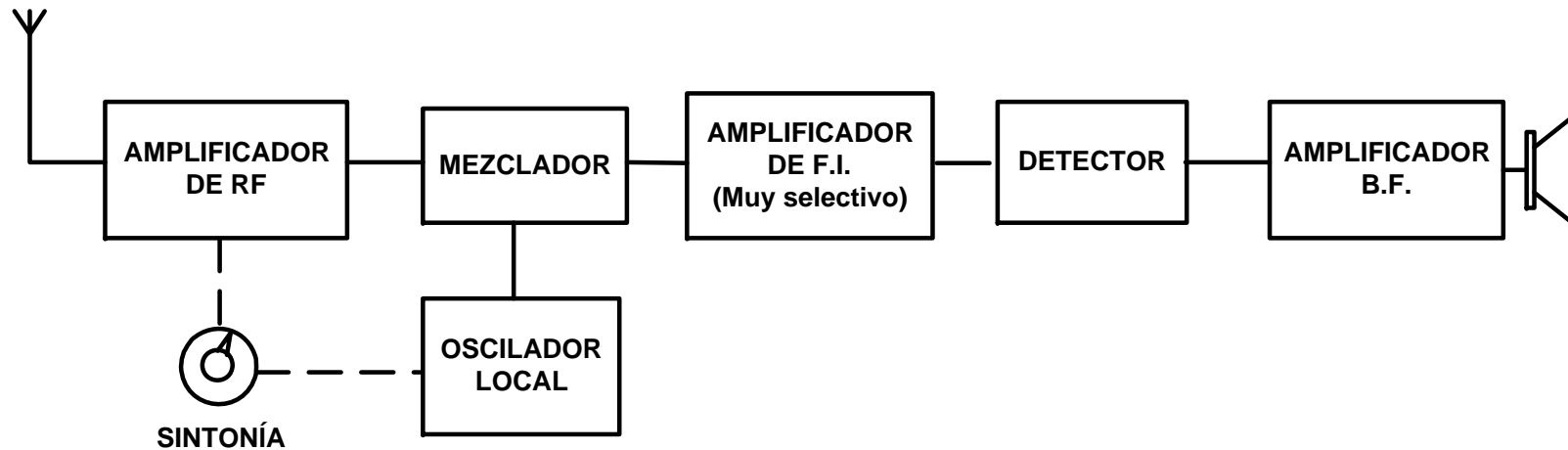
$$m_p = k_p \cdot A_m$$

Onda FM

$$f(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + m_f \cdot \text{sen}(\omega_m t))$$

$$m_f = \frac{k_f \cdot A_m}{\omega_m}$$

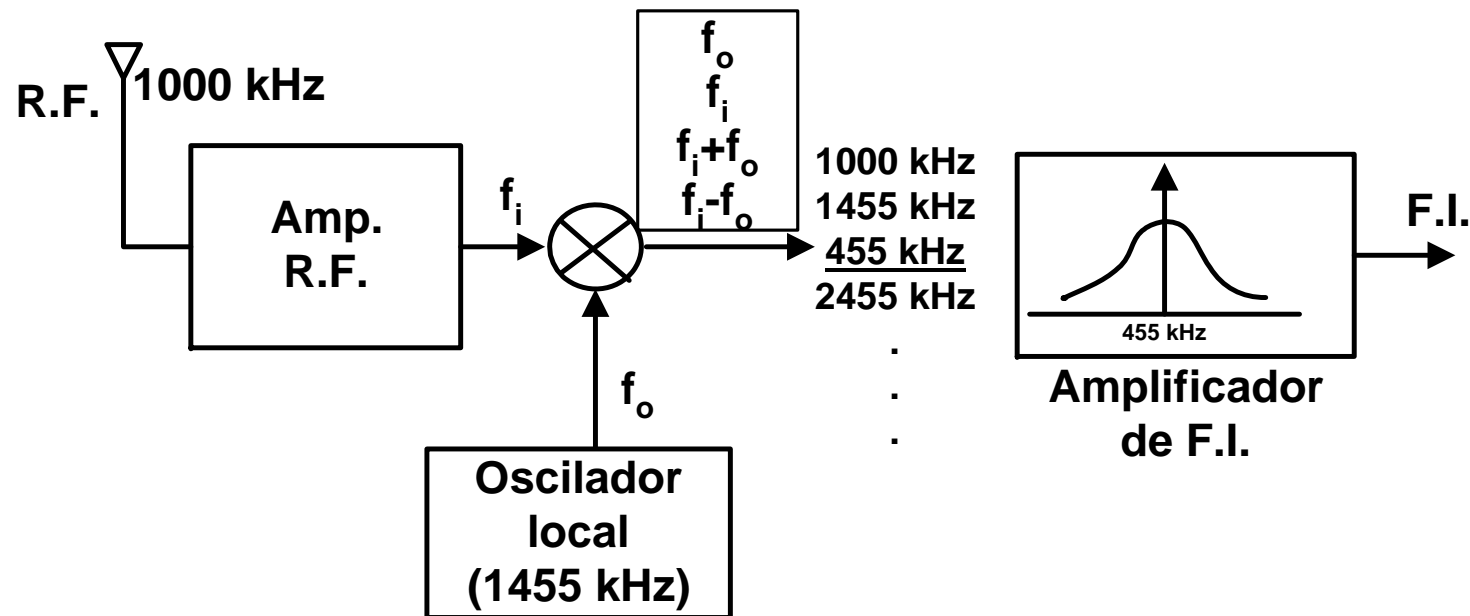
Receptor superheterodino



Mezclador: circuito no lineal capaz de generar una señal de F.I. modulada igual que la señal de R.F.

Oscilador local: proporciona una señal de F.I. (455 kHz (AM) 10.7MHz (FM)) por encima o por debajo de la señal sintonizada en R.F.

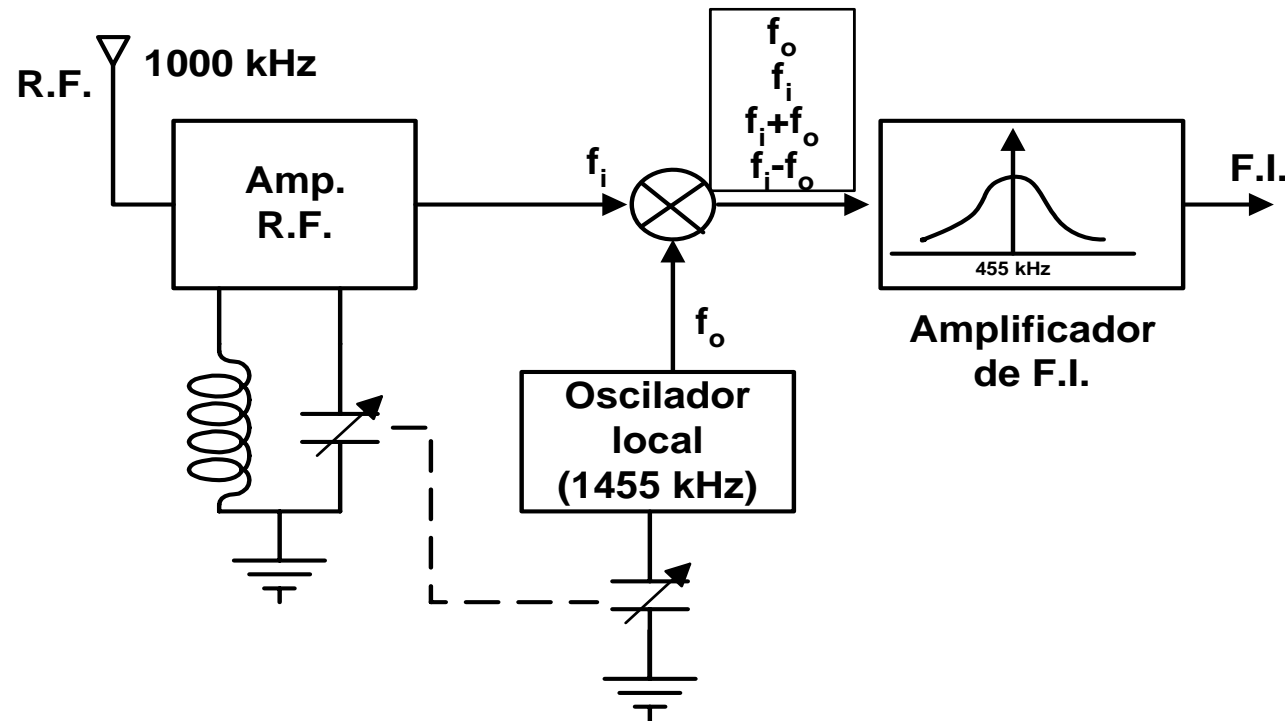
Receptor superheterodino



A la salida del filtro F.I. Tendremos la misma información que en la entrada (misma modulación) pero trasladada a frec. Intermedia.

Para cambiar de emisora cambiamos la frecuencia del oscilador local

Receptor superheterodino



Frecuencia imagen: existen otras frecuencias que mezcladas con f_o dan como resultado la frec. Intermedia (ej. $f_i=1910$ kHz; $f_i-f_o=455$ kHz). Sintonizaríamos otras emisoras también.

Para evitarlo el Amp de R.F. Debe rechazar la frec. Imagen y dicha selectividad ha de ser variable. El circuito de rechazo de la frec. Imagen ha de estar acoplado con el oscilador local.

Receptor superheterodino

La separación entre la frec. imagen y la frec. intermedia es = $2 \times F.I.$

PROBLEMA:

Si queremos sintonizar 25 MHz la frec. imagen estaría en ≈ 26 MHz
(separación entre una frec y su imagen es $2 \cdot F.I. = 1$ MHz)

Nos encontramos con la frec. imagen muy próxima a la frec que deseamos sintonizar

Solución:

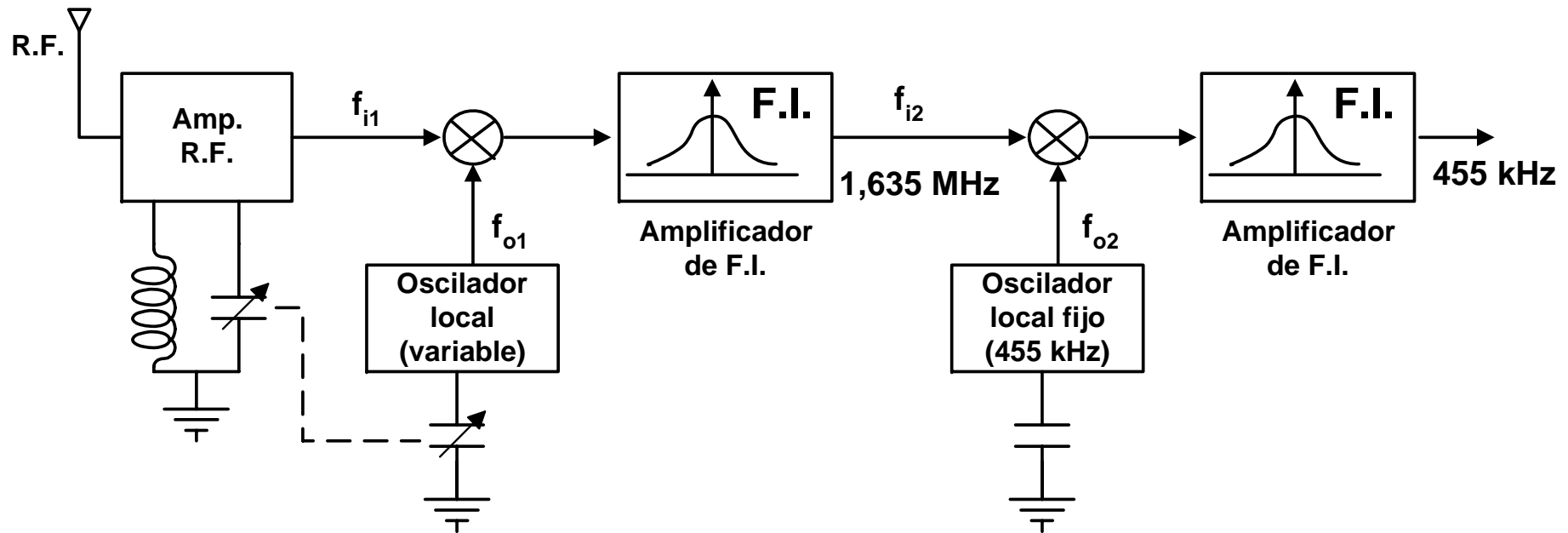
- a) aumentar la F.I. Esto complica el amplificador de F.I.
(son menos selectivo)
- b) los circuitos resonantes han de ser muy selectivos (complicado)
(utilizar filtros a cristal ya que son muy selectivos)

Receptor superheterodino

c) Superheterodino de doble conversión

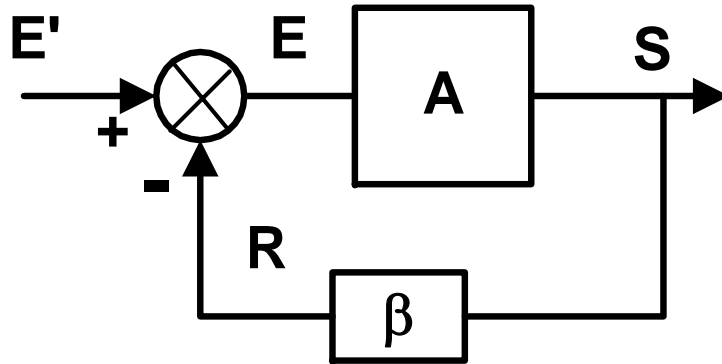
se utilizan dos etapas con dos frecuencias intermedias (F.I.):

- Una a 1,625 MHz más fácil de filtrar y seleccionar en la entrada
- otra a 455 kHz más baja para tener una mayor selectividad en el amplif. de F.I.



Si queremos recibir 15 MHz el primer oscilador trabajaría a 16,625 MHz. La frecuencia imagen estaría en $15\text{MHz} + 2 \cdot 1,625\text{ MHz} = 18,25\text{ MHz}$ suficientemente alejada para ser filtrada en el amplif. de radio frecuencia.

Oscilador



Sistema realimentado

$$S = A \cdot E$$

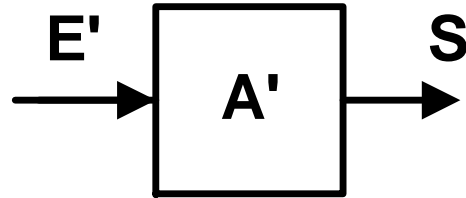
$$R = S \cdot \beta$$

$$E = E' - S \cdot \beta$$

$$\Rightarrow E' = E + S \cdot \beta = \frac{S}{A} + S \cdot \beta = S \cdot \left(\frac{1 + A \cdot \beta}{A} \right)$$

$$A' = \frac{S}{E'} = \left(\frac{A}{1 + A \cdot \beta} \right)$$

Oscilador



$$A' = \frac{S}{E'} = \left(\frac{A}{1 + A \cdot \beta} \right)$$

Realimentación negativa:

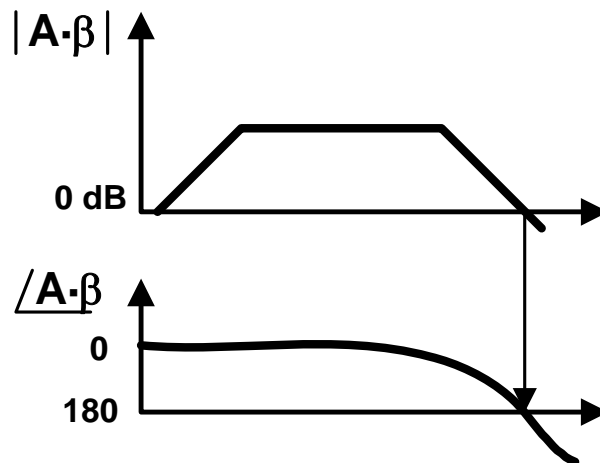
$$|1 + A \cdot \beta| > 1 \Rightarrow A \cdot \beta > 0$$

Realimentación positiva:

$$|1 + A \cdot \beta| < 1 \Rightarrow A \cdot \beta < 0$$

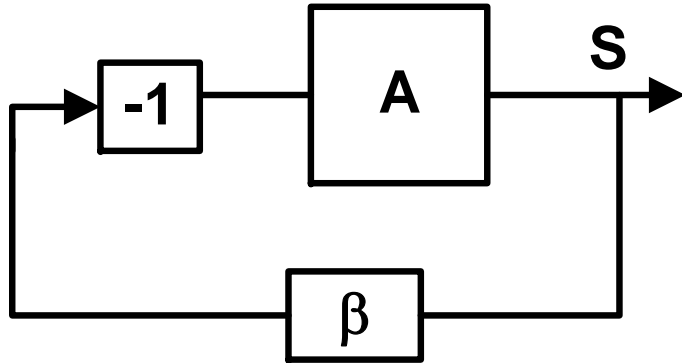
Sist. oscilatorio:

$$|1 + A \cdot \beta| = 0 \Rightarrow A \cdot \beta = -1$$

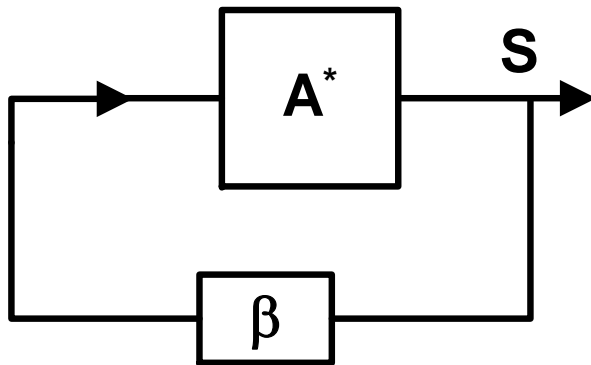


$$\Rightarrow \begin{cases} |A \cdot \beta| = 1 \\ \arg(A \cdot \beta) = 180^\circ \end{cases}$$

Oscilador



$$|1 + A \cdot \beta| = 0 \Rightarrow A \cdot \beta = -1$$
$$\Rightarrow \begin{cases} |A \cdot \beta| = 1 \\ \arg(A \cdot \beta) = 180^\circ \end{cases}$$



Para que comience a oscilar

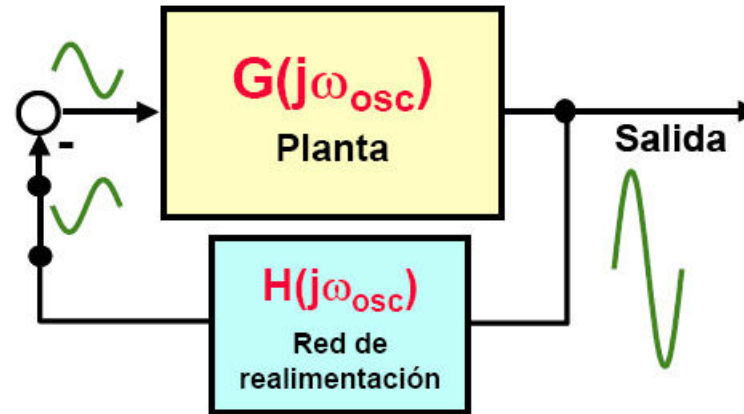
$$\Rightarrow \begin{cases} |A^* \cdot \beta| > 1 \\ \arg(A^* \cdot \beta) = 0^\circ \end{cases}$$

**En baja frecuencia β se realiza con condensadores y resistencias.
En radio frec. suele realizarse con elementos reactivos.**

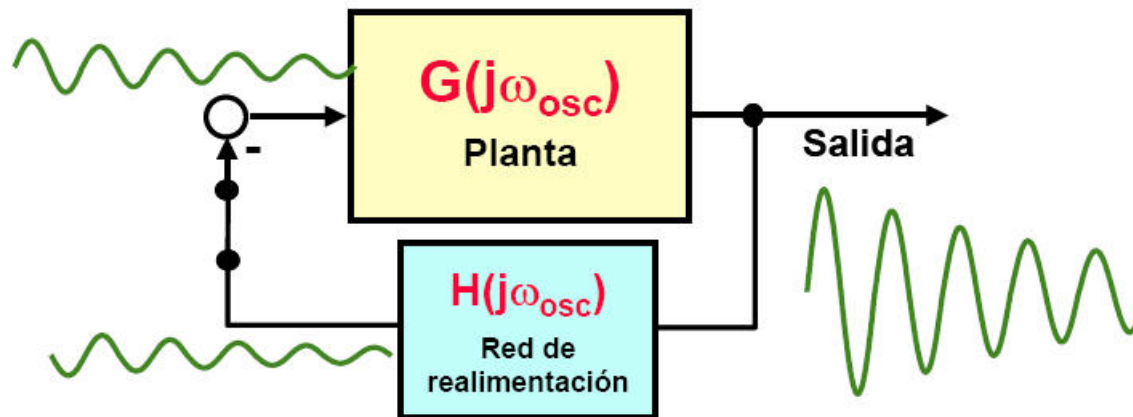
En oscilación:

$$|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| = 1$$

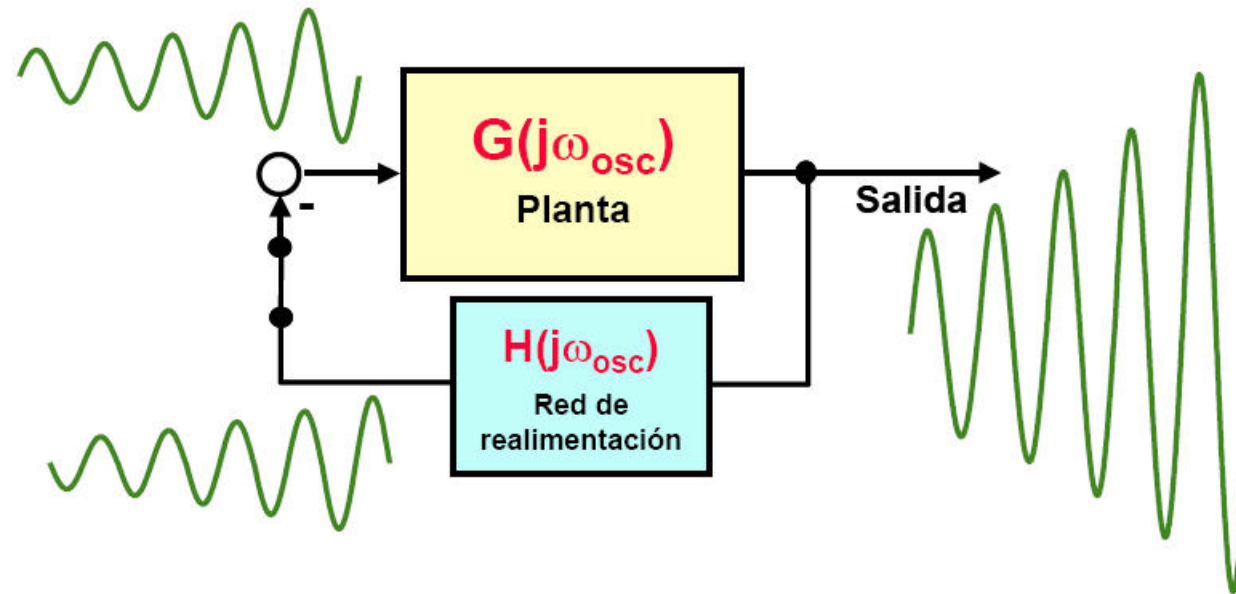
$$\angle G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc}) = 180^\circ$$



Si $|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| < 1$ cuando el desfase es 180° , entonces la oscilación se extinguirá



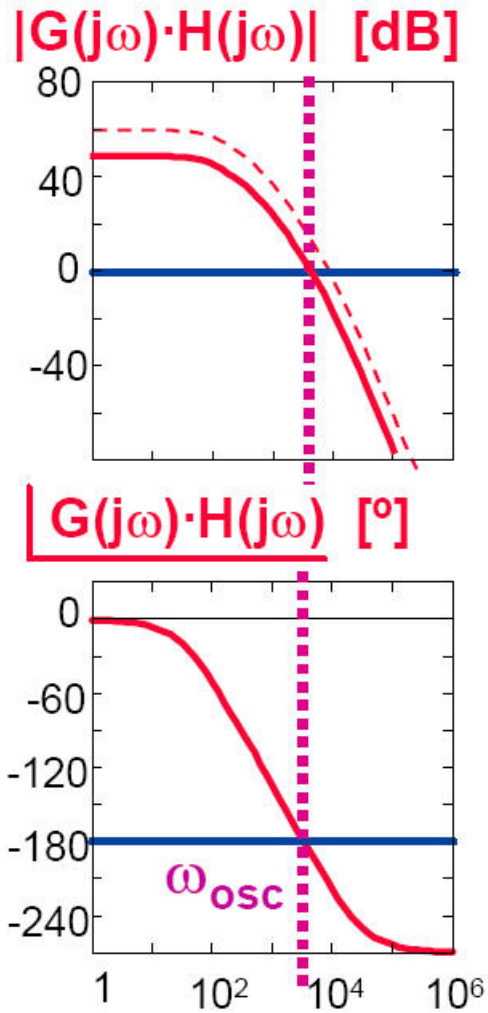
En realidad si $|G(j\omega_{osc}) \cdot H(j\omega_{osc})| > 1$ cuando el desfase es 180° , las magnitudes empezarán a crecer constantemente



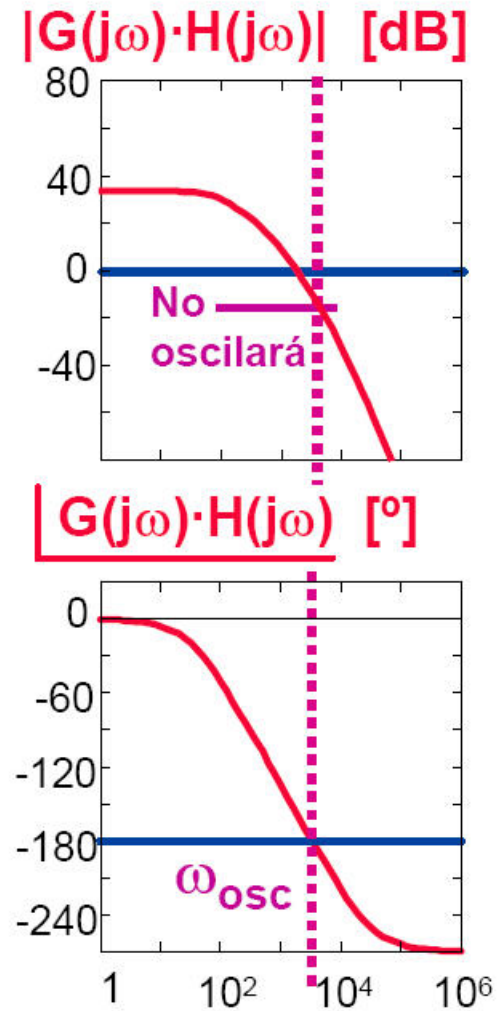
¿Existe un límite a este crecimiento?

Evidentemente sí, por razones energéticas hay límites. Incluso el sistema podría destruirse al crecer la magnitud de salida.

➤ Cuando ya oscila.

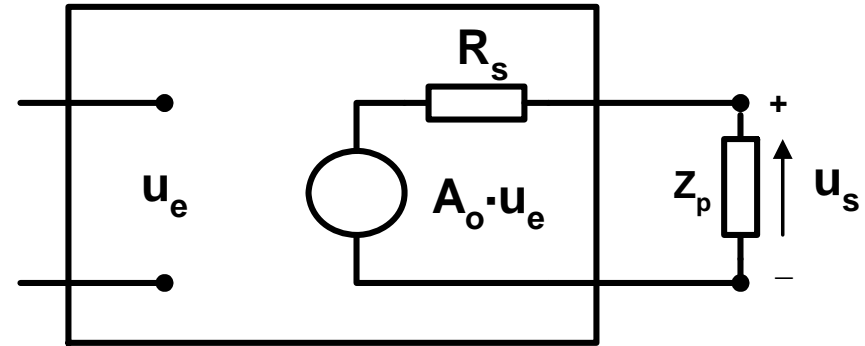
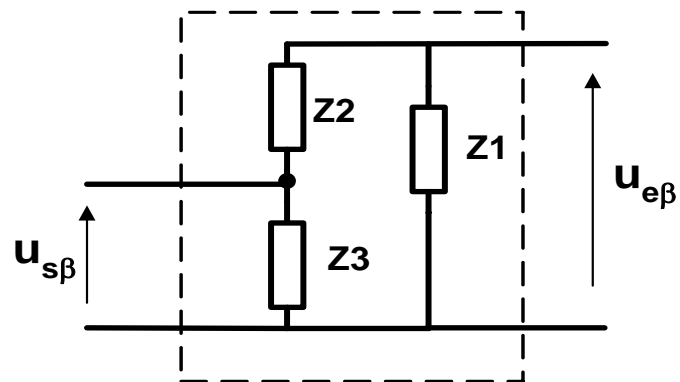
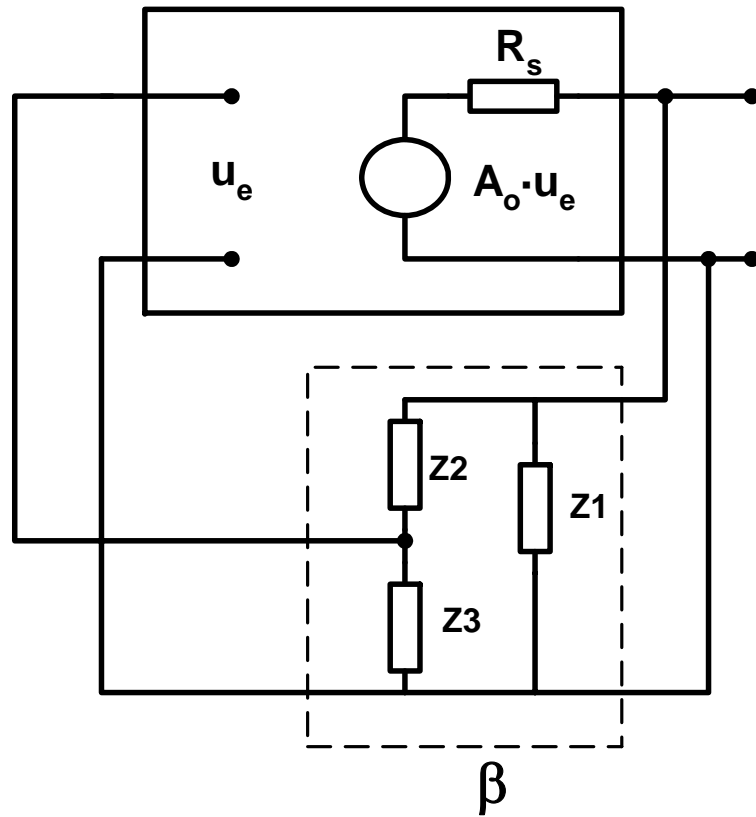


➤ Para que no oscile.



ATE-UO EC 22

Oscilador



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

$$A^* = \frac{u_s}{u_e} = A_o \cdot \frac{Z_p}{R_s + Z_p}$$

$$\beta = \frac{u_{s\beta}}{u_{e\beta}} = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

Condiciones de oscilación

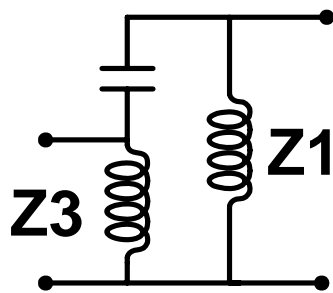
$$\begin{cases} \arg(A^* \cdot \beta) = 0^\circ \\ |A^* \cdot \beta| > 1 \end{cases} \quad A^* \cdot \beta = \frac{A_o \cdot Z_1 \cdot Z_3}{R_s (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1 (Z_2 + Z_3)}$$

Z_i son números complejos sin parte real, y el producto de dos de estos complejos es un real, luego:

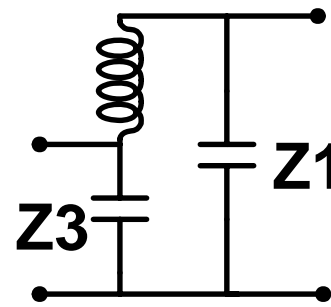
$$\text{Arg}(A^* \cdot \beta) = 0 \Rightarrow Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0, \text{ (es el único término con parte imaginaria)}$$

$$\text{En oscilación } (Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0) \quad \arg(A^* \cdot \beta) = \arg\left(\frac{A_o \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)}\right) = \arg\left(\frac{A_o \cdot Z_3}{-Z_1}\right) = 0^\circ$$

Configuración en Emisor Común $\Rightarrow A_o < 0 \Rightarrow Z_1$ y Z_3 han de ser del mismo tipo



OSC. HARTLEY



OSC. COLPITTS

Condiciones de oscilación

$$\begin{cases} \arg(A^* \cdot \beta) = 0^\circ \\ |A^* \cdot \beta| > 1 \end{cases} \Rightarrow |A^* \cdot \beta| = \left| \frac{A_o \cdot Z_3}{Z_1} \right| > 1 \Rightarrow |A_o| > \frac{Z_1}{Z_3}$$

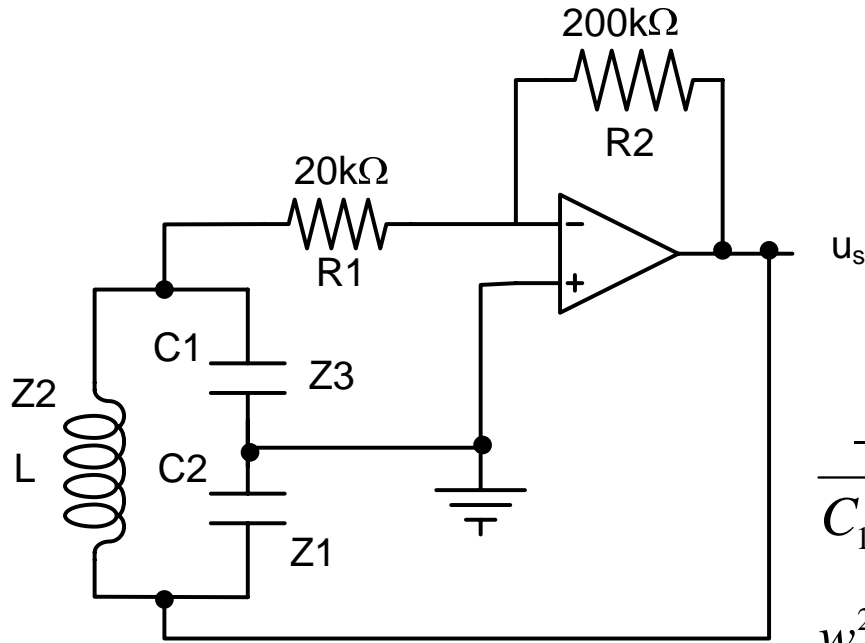
$$\text{Arg}(A^* \cdot \beta) = 0 \Rightarrow Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{-1}{C_1 \cdot \omega_o} - \frac{1}{C_2 \cdot \omega_o} + L \cdot \omega_o = 0 \Rightarrow \omega_o \quad \text{Frecuencia de oscilación}$$

Aspectos constructivos:

- **Condensadores tipo NPO, estiroflex**
(C no depende de la Temperatura)
- **Alimentaciones muy estables**

Oscilador de Colpist



Si $L=1\mu\text{H}$ y $f_o=500\text{kHz}$ ¿ C_1, C_2 ?

$$\begin{cases} \arg(A^* \cdot \beta) = 0^\circ \\ |A^* \cdot \beta| > 1 \end{cases}$$

$$|A_o| > \frac{Z_1}{Z_3}$$

$$\frac{-1}{C_1 \cdot \omega_o} - \frac{1}{C_2 \cdot \omega_o} + L \cdot \omega_o = 0 \Rightarrow L \cdot \omega_o^2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L \cdot C_p} \rightarrow f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_p}} = 500\text{kHz}$$

$$|A_o| > \frac{Z_1}{Z_3} = \frac{C_1}{C_2}$$

$$A_o = \frac{R_2}{R_1} = \frac{200\text{K}}{20\text{K}} = 10 = \frac{C_1}{C_2}$$

$$\rightarrow C_1 = 1\mu\text{F}, \quad C_2 = 110\text{nF}$$



OSCILADORES DE FRECUENCIA VARIABLE

Hay que hacer variar uno de los elementos reactivos de la red de realimentación.

Tipos:

- Con control manual
- Controlado por tensión (*Voltage Controlled Oscillator, VCO*)

Con control manual de la frecuencia

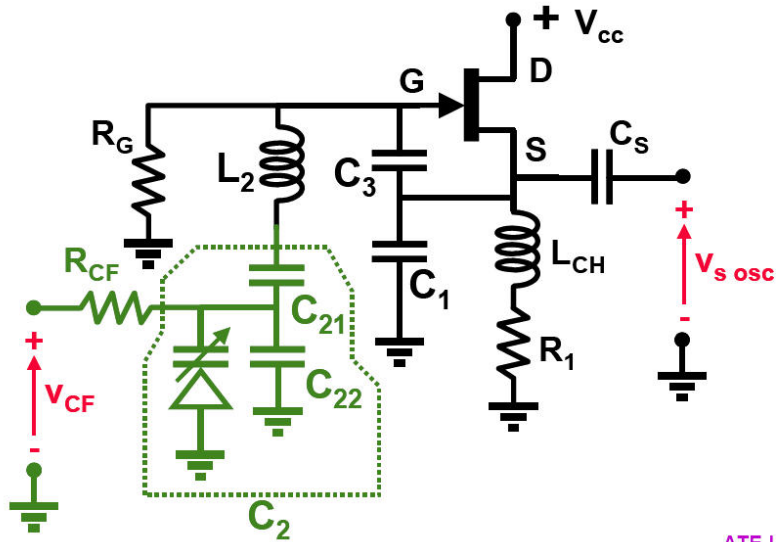
Usando un condensador variable



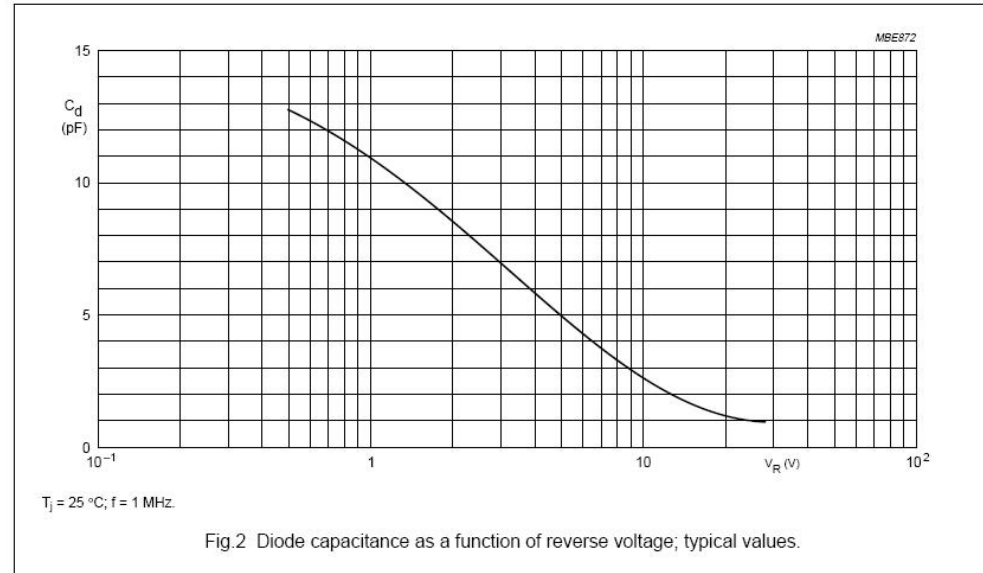
Oscilador controlado por tensión (utilización de diodos varicap)

VHF variable capacitance diode

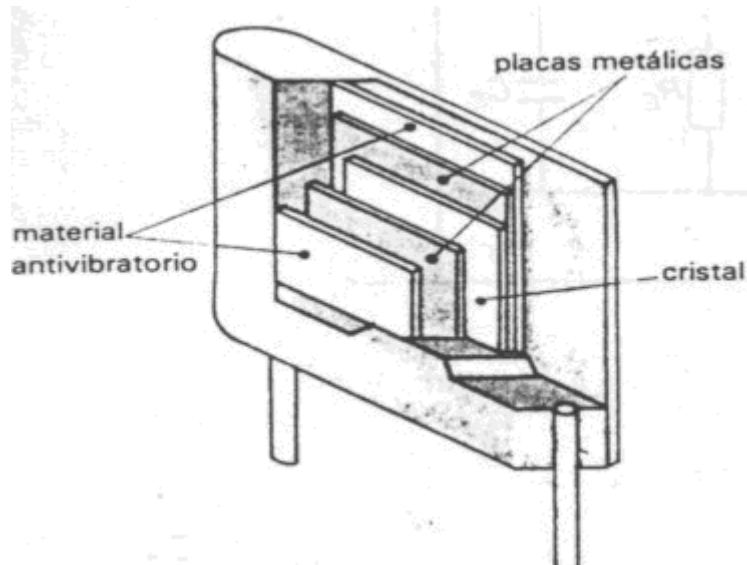
BB131



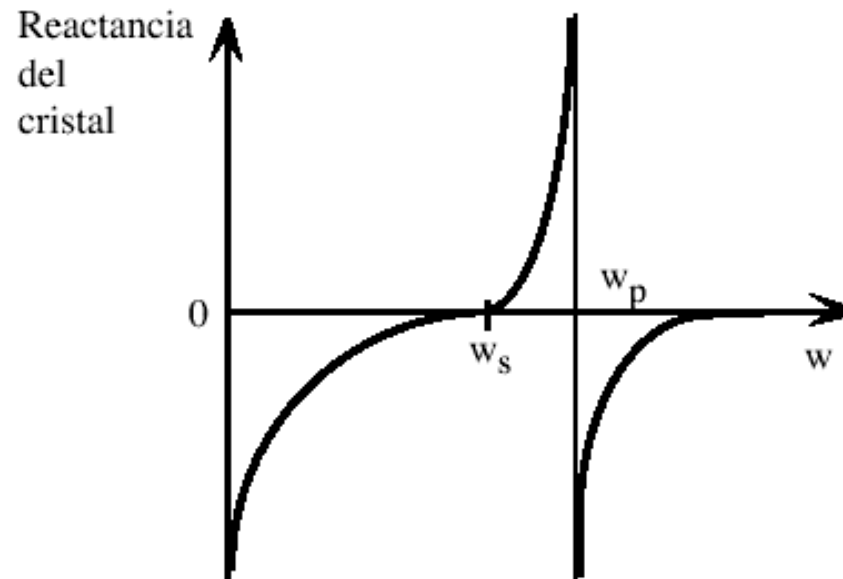
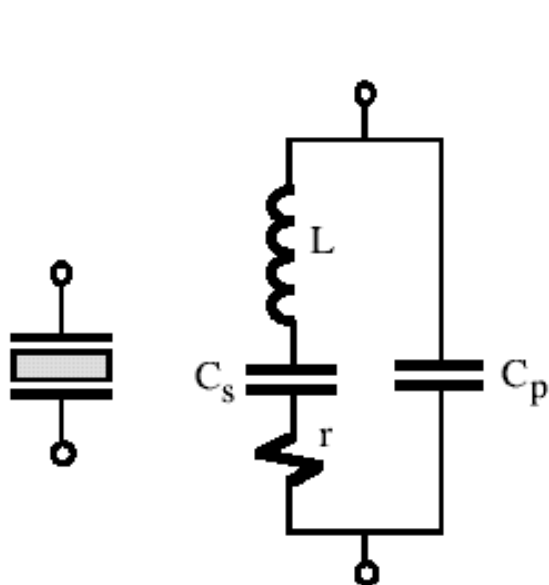
GRAPHICAL DATA



Osciladores de cristal



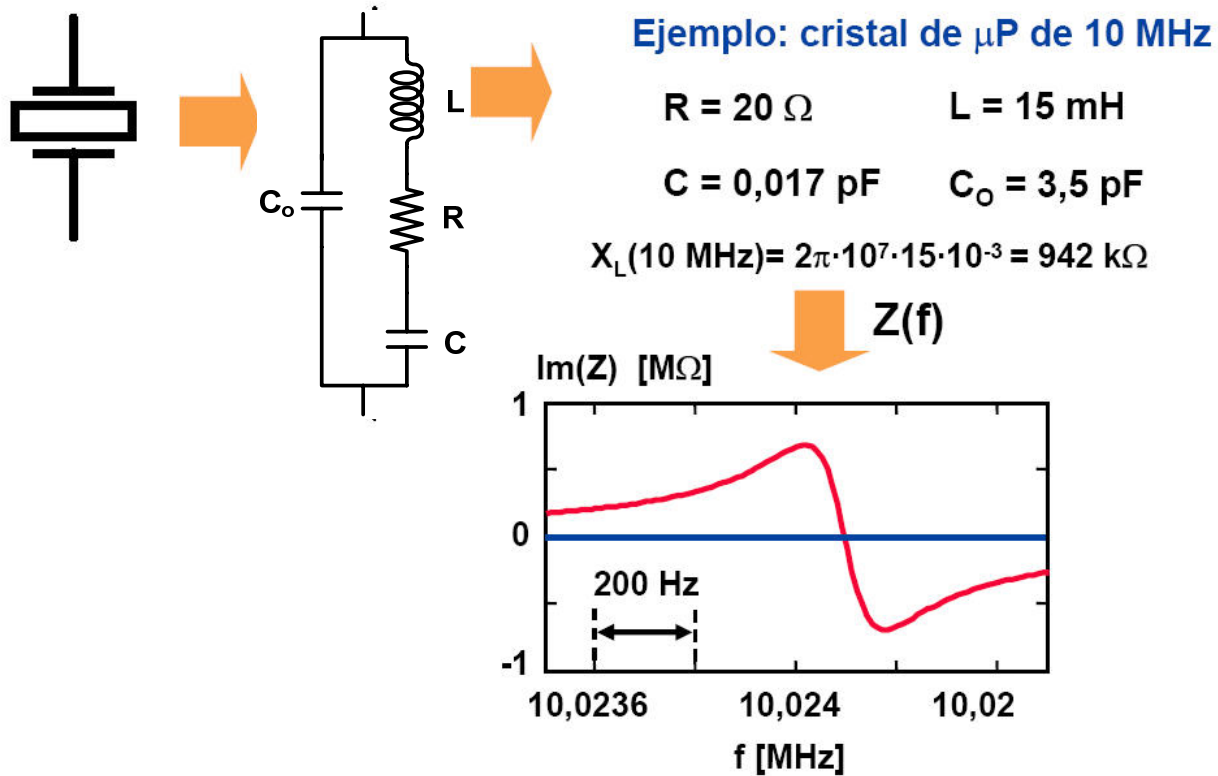
- Basados en el efecto piezoeléctrico
- Tienen un comportamiento como bobina en un margen de frecuencias muy estrecho.
- Se sustituye la bobina del Colpitts por el cristal.
- Tienen un comportamiento muy estable con la temperatura



Cristales piezoeléctricos



Modelo simplificado (alrededor de una de las frecuencias en las que se produce comportamiento inductivo)

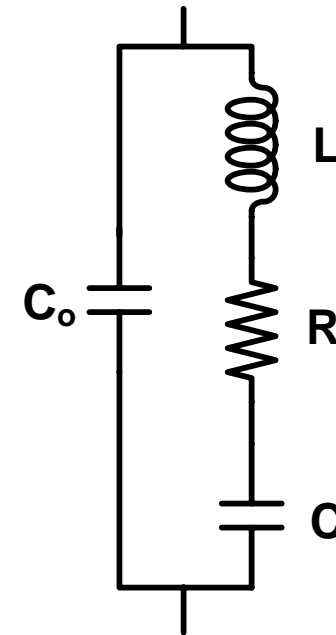
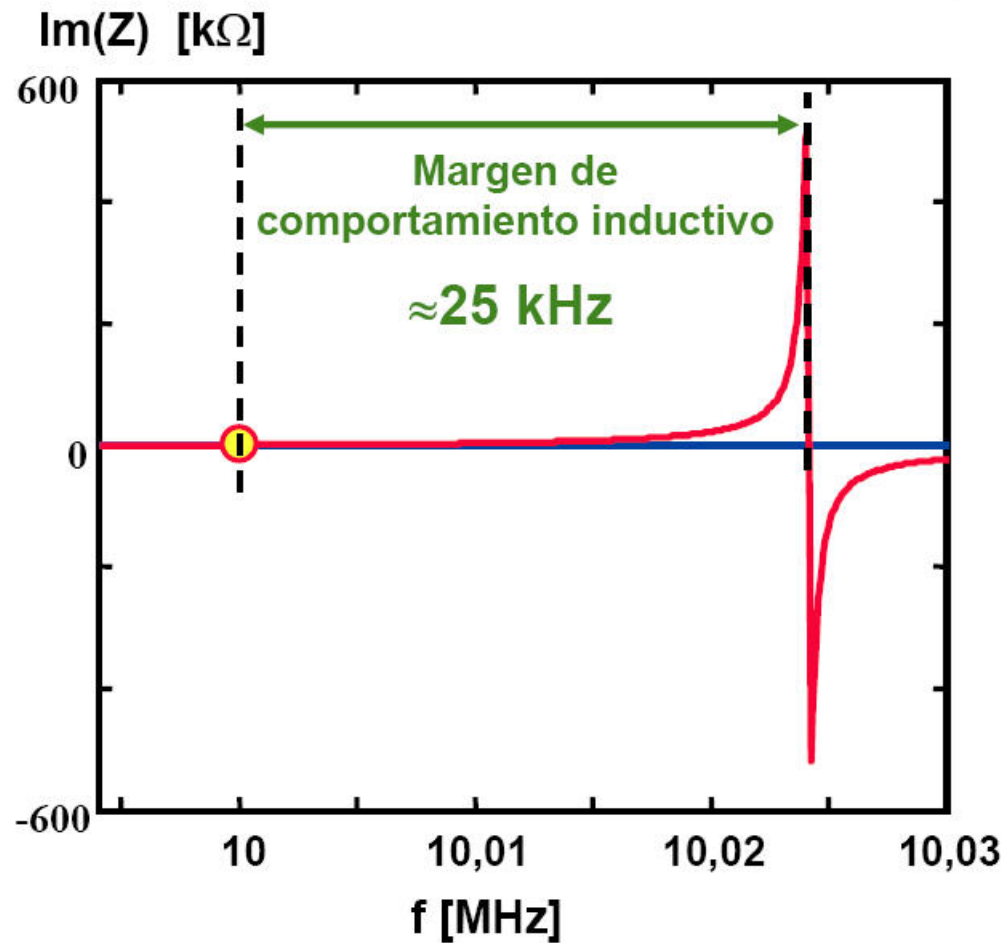


Cristales piezoeléctricos

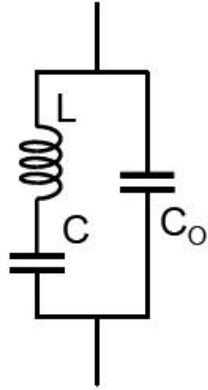
En otra escala

Ejemplo: cristal de μP de 10 MHz

$R = 20 \Omega$ $L = 15 \text{ mH}$ $C = 0,017 \text{ pF}$ $C_o = 3,5 \text{ pF}$



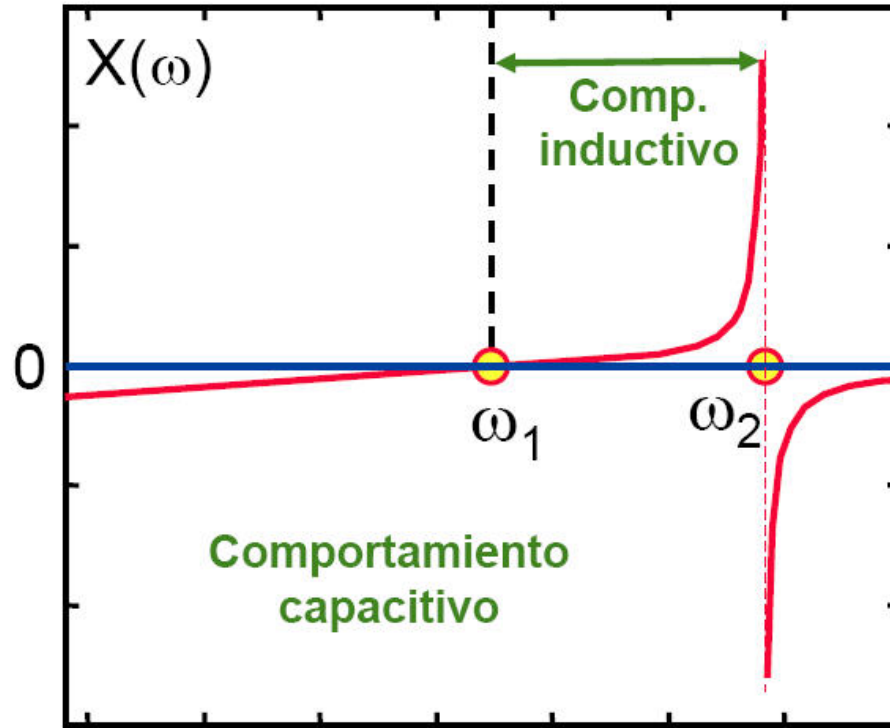
Cristales piezoeléctricos



Resumen:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad C_S = \frac{C \cdot C_0}{C + C_0} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_S}}$$

$$Z(j\omega) = jX(\omega) \quad X(\omega) = \frac{-(\omega_1/\omega_2)^2}{C_0 \cdot \omega} \cdot \frac{(1 - (\omega/\omega_1)^2)}{(1 - (\omega/\omega_2)^2)}$$

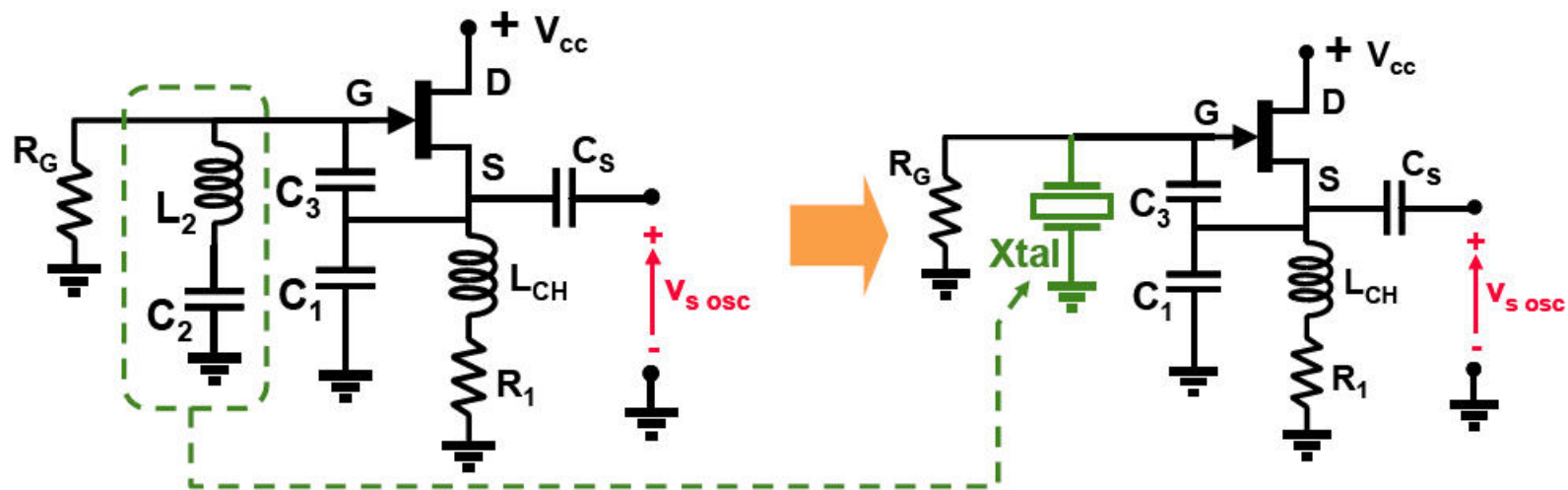


Osciladores a cristal

Se basan en el uso de una red de realimentación que incluye un dispositivo piezoeléctrico (típicamente un cristal de cuarzo). Tipos:

- Basados en la sustitución de una bobina por un cristal de cuarzo en un oscilador clásico (Colpitts, Clapp, Hartley, etc.) \Rightarrow El cristal de cuarzo trabaja en su zona inductiva.
- Basados en el uso del cristal de cuarzo en resonancia serie.

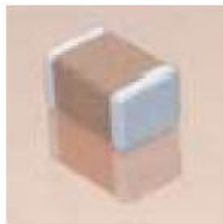
Basados en la sustitución de una bobina por un cristal (I)



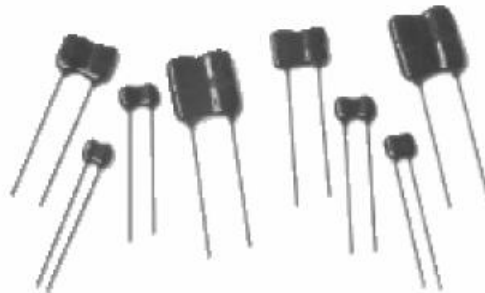
Condensadores adecuados para osciladores de alta frecuencia

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

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



Cerámicos NP0



Mica



Styroflex.

Oscilador de precisión XR-2209

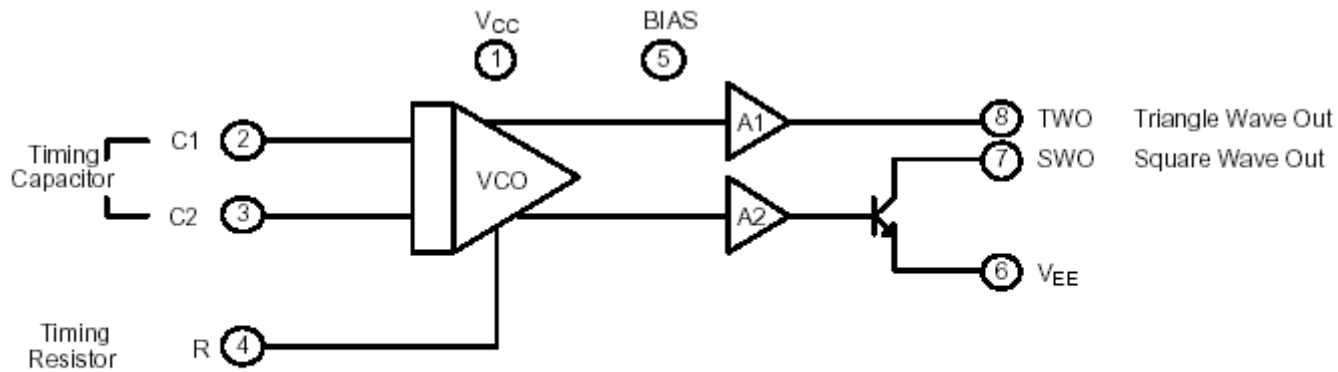
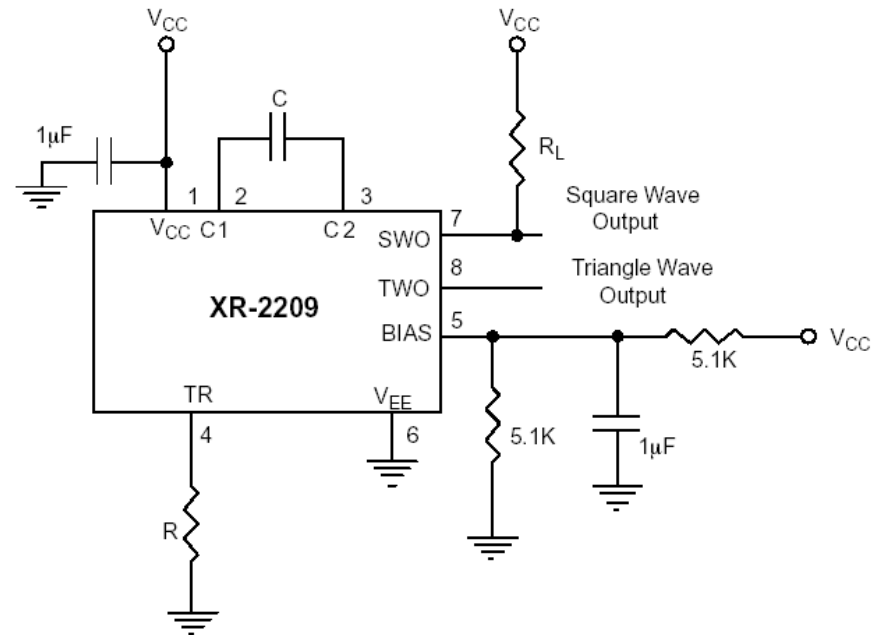
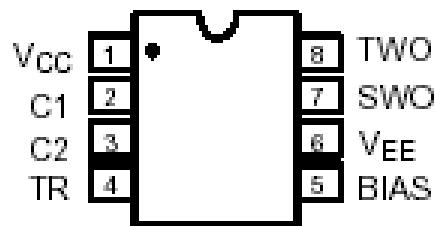


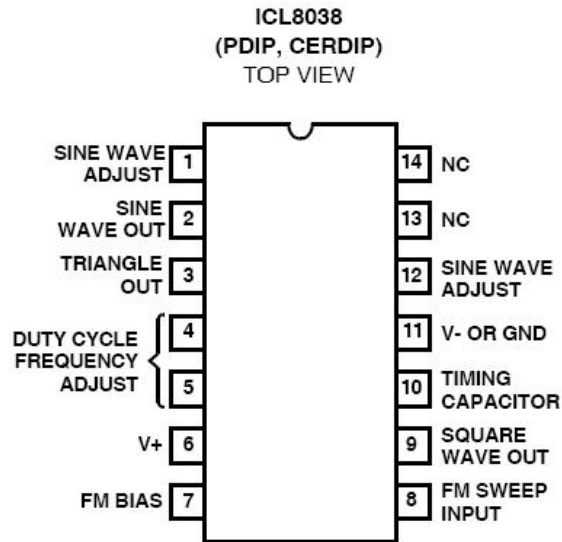
Figure 1. XR-2209 Block Diagram



XR-2206 AM/FM, FSK, V/F, VCO

ICL8038

Pinout



Functional Diagram

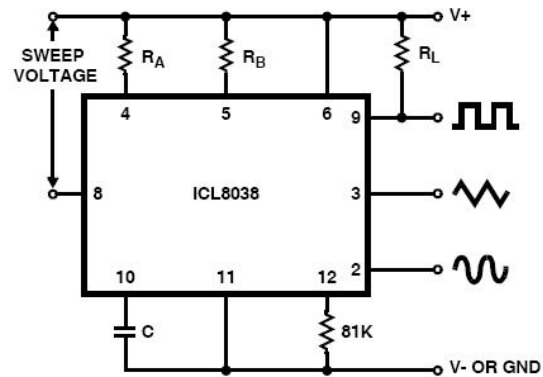
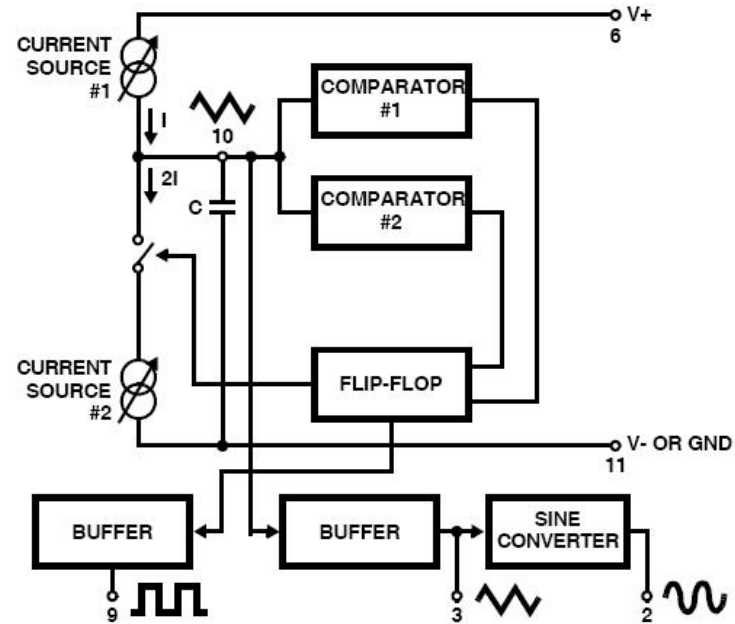


FIGURE 5B. CONNECTIONS FOR FREQUENCY SWEEP
FIGURE 5.

Oscilador controlado por tensión VCO

El ICL8038 es un generador de ondas triangular, cuadrada y sinusoidal de baja distorsión y alta linealidad con frecuencias de salida que varían desde 0.01Hz hasta 300KHz. En la figura 10.20 se presenta una aplicación típica de este circuito cuya frecuencia de salida varía con la tensión de entrada V_i . Las amplitudes pico-pico de salida son: V_{CC} para la salida cuadrada, $0.33V_{CC}$ para la triangular y $0.22V_{CC}$ para la sinusoidal, todas ellas centradas a $V_{CC}/2$. La resistencia R_{THD} de $100k\Omega$ sirve para reducir el THD de la salida sinusoidal. La frecuencia de salida viene dada por la siguiente ecuación

$$f_o = 3 \left(1 - \frac{R_B}{2R_A} \right) \frac{V_i}{CR_A V_{CC}} \quad (10.34)$$

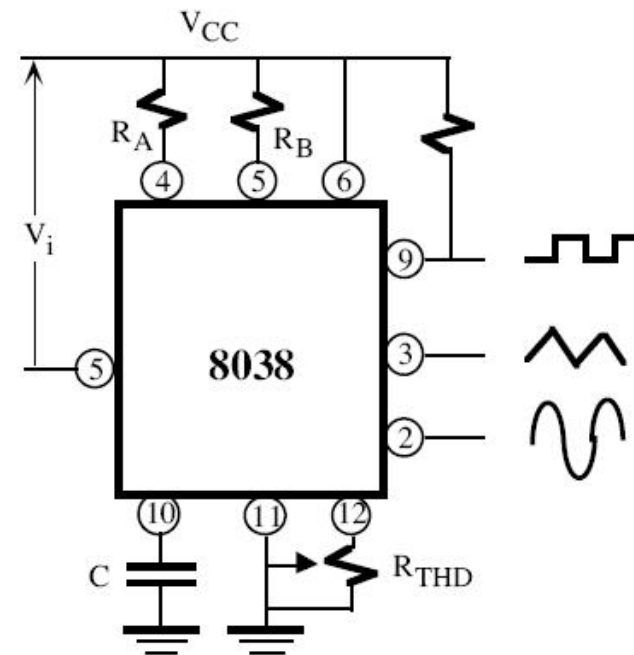
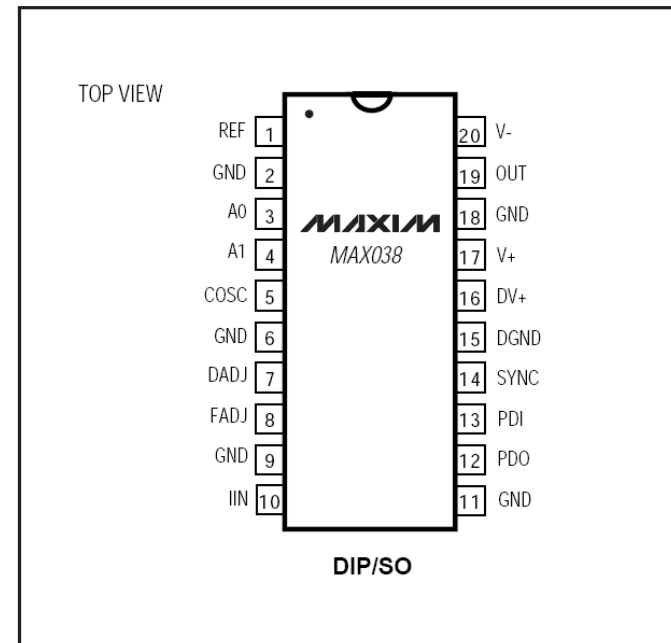
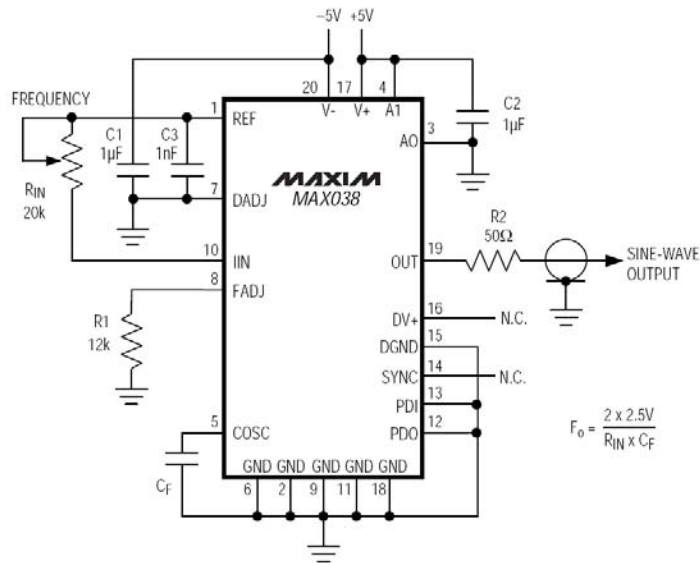


Figura 10.20. Generador VCO 8038.

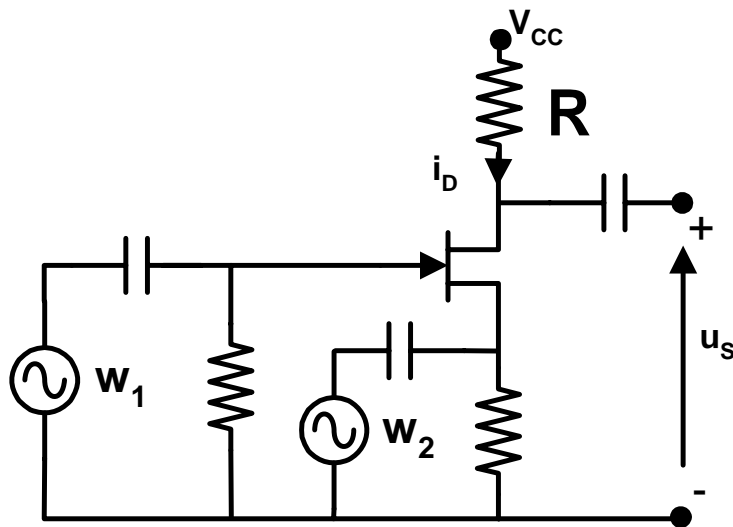
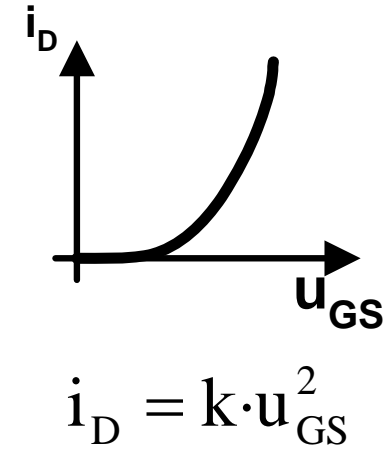
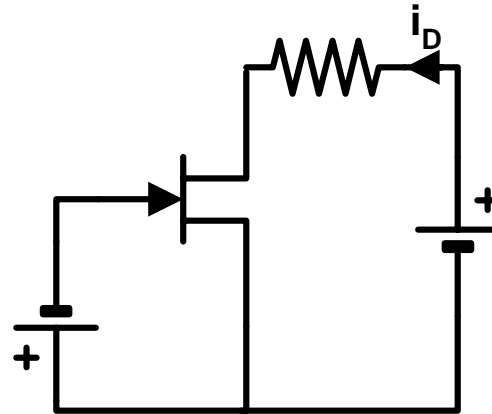
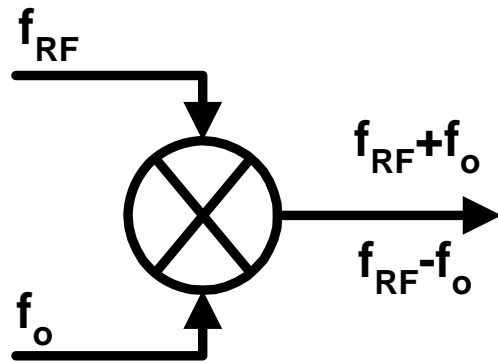
Generador de funciones de alta frecuencia MAX-038

Margen de frecuencias: 0.1Hz-20MHz
Ciclo de trabajo ajustable 15%-85%

Precision Function Generators
Voltage-Controlled Oscillators
Frequency Modulators
Pulse-Width Modulators
Phase-Locked Loops
Frequency Synthesizer
FSK Generator—Sine and Square Waves



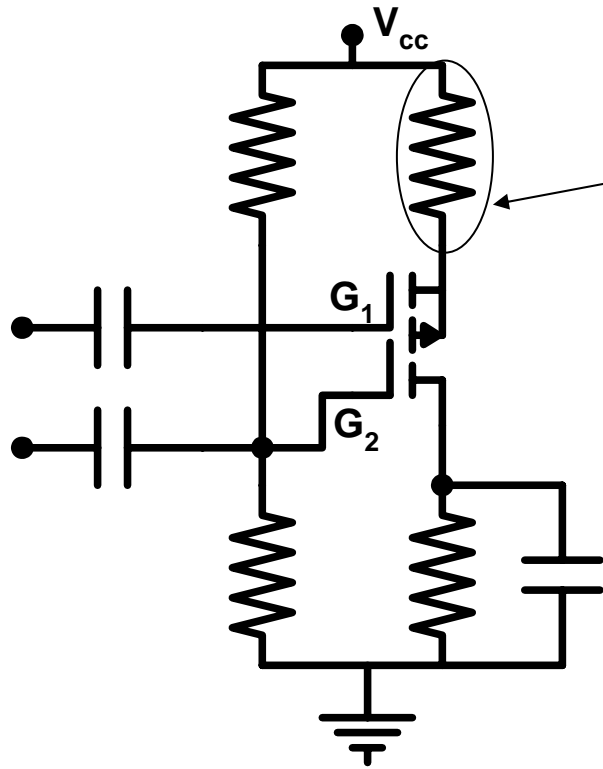
Mezcladores



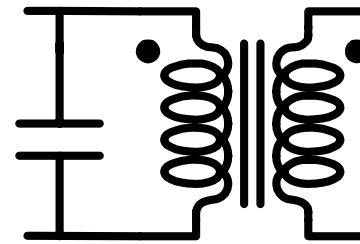
$$u_{GS} = A_1 \cdot \text{sen}(w_1 t) + A_2 \cdot \text{sen}(w_2 t)$$

Mezcladores

MOSFET de doble puerta

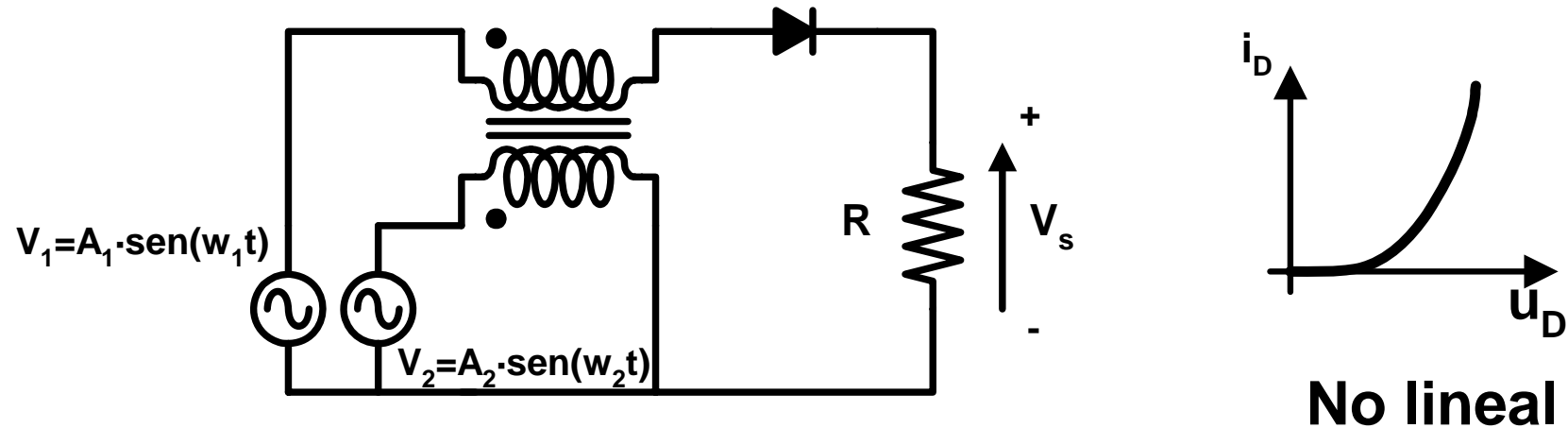


Podemos sustituirlo por un circuito resonante que filtre las componentes de alta frecuencia y solo pase $\omega_2 - \omega_1$



Mezcladores

Mezclador con diodo



$$i_D = I_S \cdot \left(e^{\frac{v_D}{v_T}} - 1 \right); v_T = 26\text{mV}$$

$$i_D = I_S \cdot \left(e^{\frac{v_1 + v_2}{v_T}} - 1 \right) = k_1(v_1 + v_2) + k_2(v_1 + v_2)^2 + \dots \text{ (desarrollo de Taylor)}$$

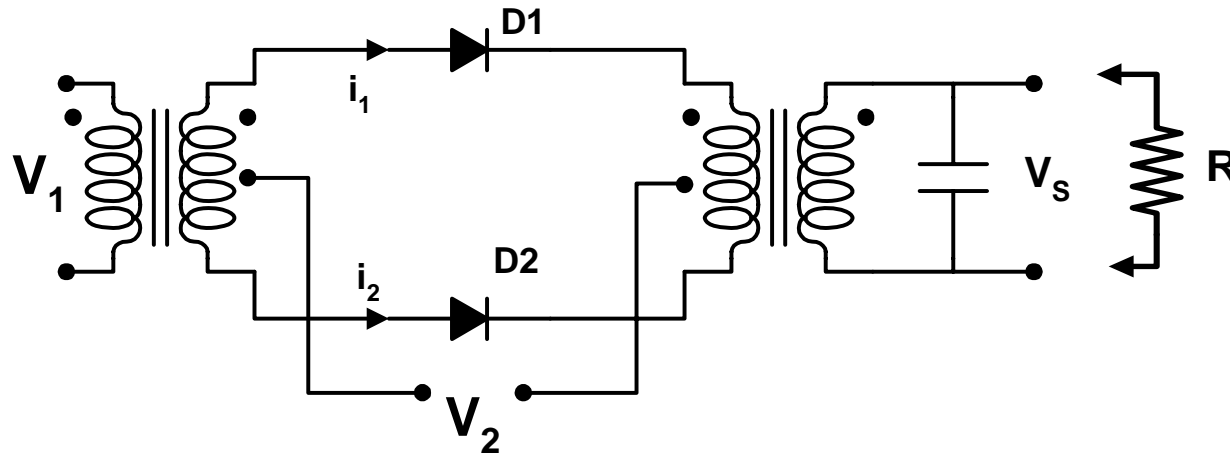
despreciando términos de orden superior

$$V_s = i_D \cdot R = R \left[k_1(v_1 + v_2) + k_2(v_1 + v_2)^2 \right]$$

Aparecen: $w_1, w_2, 2w_1, 2w_2, w_1 + w_2, w_2 - w_1$

Mezcladores

Mezclador balanceado



despreciando términos de orden superior

$$i_1 = k_1(v_1 + v_2) + k_2(v_1 + v_2)^2 \quad (\text{desarrollo de Taylor})$$

$$i_2 = k'_1(v_2 - v_1) + k'_2(v_2 - v_1)^2 \quad (\text{si los diodos son iguales } k_1 = k'_1)$$

$$V_s = (i_1 - i_2) \cdot R =$$

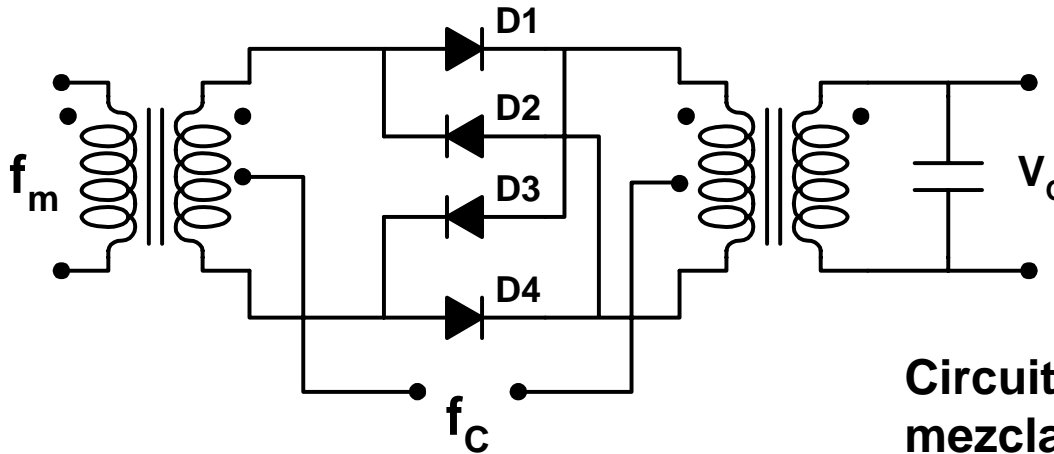
$$\left\{ \begin{array}{l} V_s = R \cdot (k_1 \cdot 2v_1 + k_2 \cdot 4v_1v_2) \\ v_1 = A_1 \cdot \text{sen}(w_1 t) \\ v_2 = A_2 \cdot \text{sen}(w_2 t) \end{array} \right. \Rightarrow$$

Aparecen: w_1 , w_1+w_2 , w_2-w_1

se ha eliminado w_2

Mezcladores

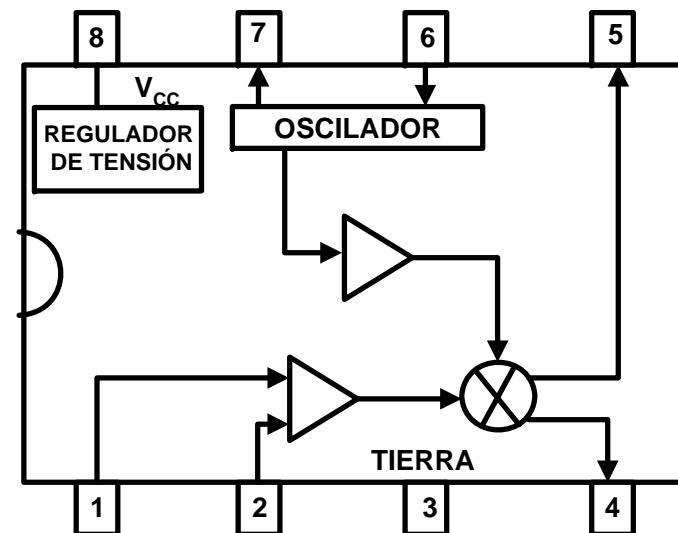
Mezclador en anillo o doblemente balanceado



**Circuito Integrado SA602A
mezclador doblemente balanceado**

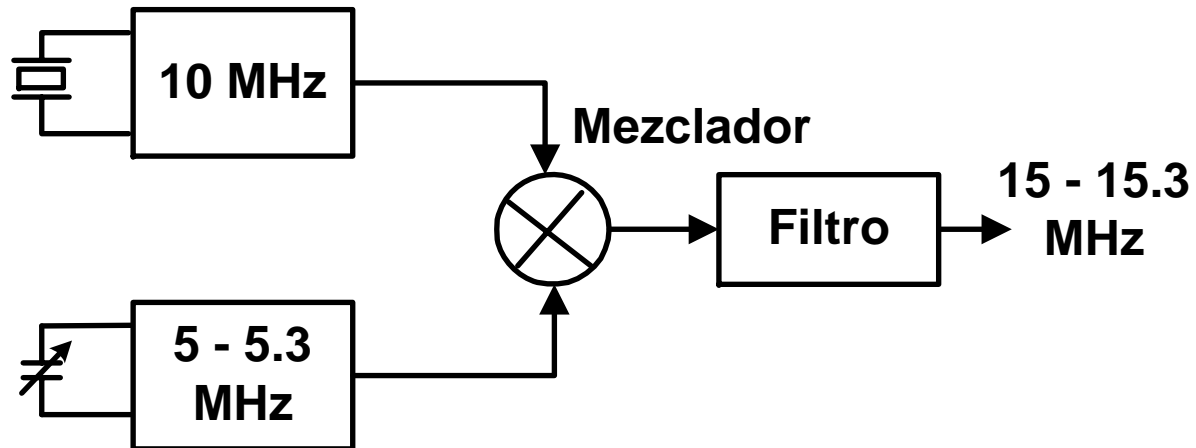
**Aparecen: w_1+w_2 , w_2-w_1
se ha eliminado w_1 y w_2**

Se utilizan diodos schottky



Mezcladores

Oscilador que varíe entre 15 y 15.3 MHz

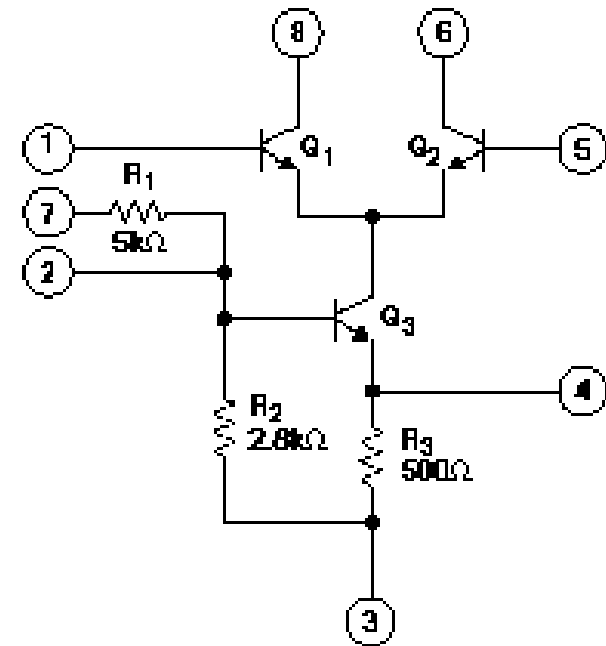
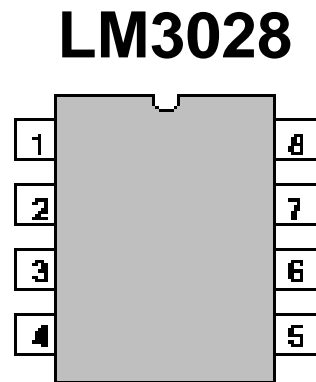
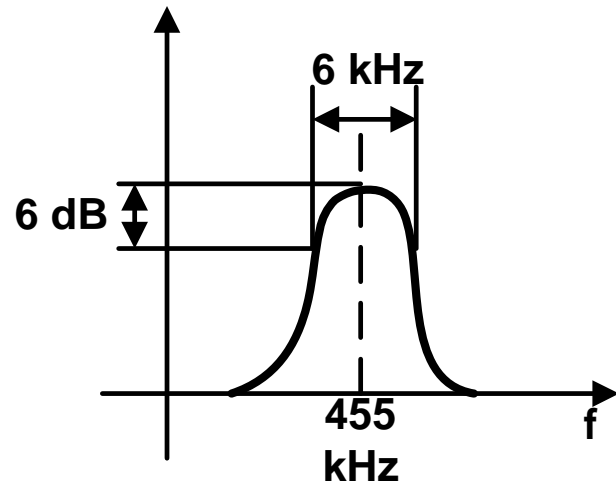


Amplificador de frecuencias intermedias

Ha de ser muy selectivo.

Se realizara con varias etapas sintonizadas a la F.I.

Las bobinas se realizan con polvo de hierro o ferrita (toroides)

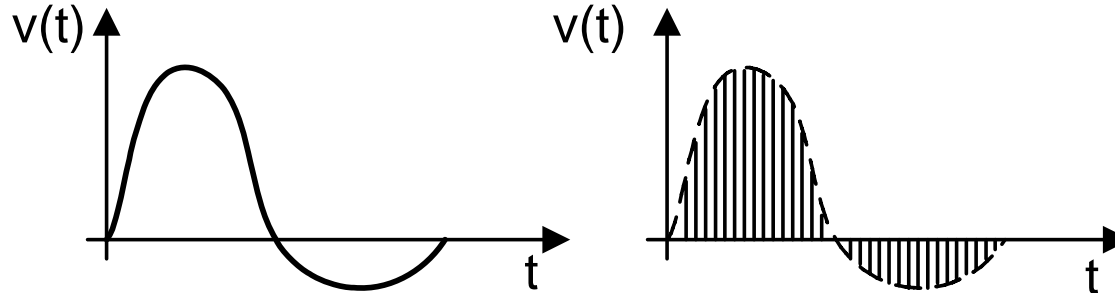


TRANSMISIÓN DIGITAL



TRANSMISIÓN DIGITAL

Se transmite la señal a intervalos regulares de tiempo



Tipos de modulación:

Cuantificada: la información se aproxima por un número finito de valores, PCM

No cuantificada: los parámetros que varían del impulso lo hacen de forma continua en función de la información: PAM, PWM, PPM

**VENTAJA: MAYOR INMUNIDAD AL RUIDO QUE LA TRANSMISIÓN ANALÓGICA
PERMITEN TRANSMISIONES A MAYOR DISTANCIA**

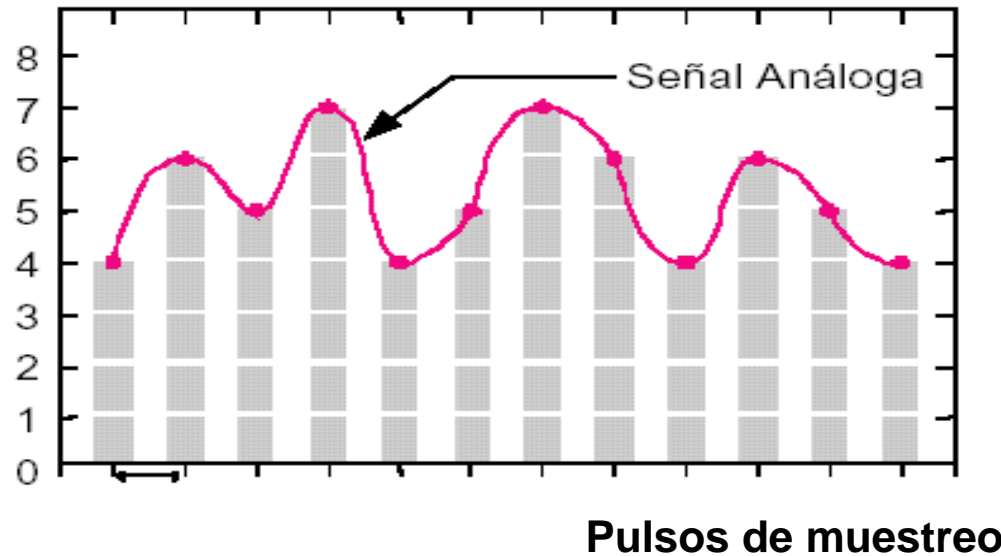
Circuitería digital de escaso coste

Pulsos digitales pueden ser almacenados

Pueden aplicarse circuitos de detección y corrección de errores

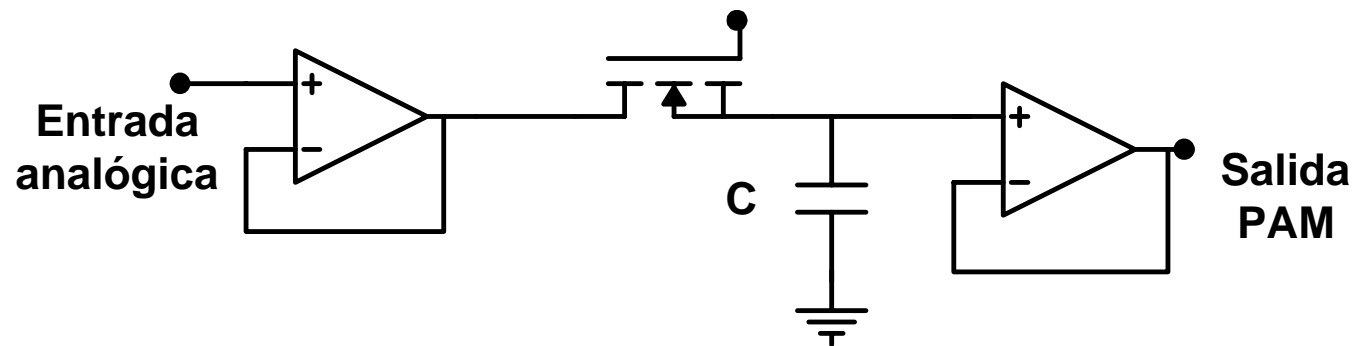
MODULACIÓN POR AMPLITUD DE IMPULSOS (PAM)

PAM: Modulación por Amplitud de Pulso



Variable: Amplitud de pulso

Constantes: Duración de pulso,
Posición de Pulso

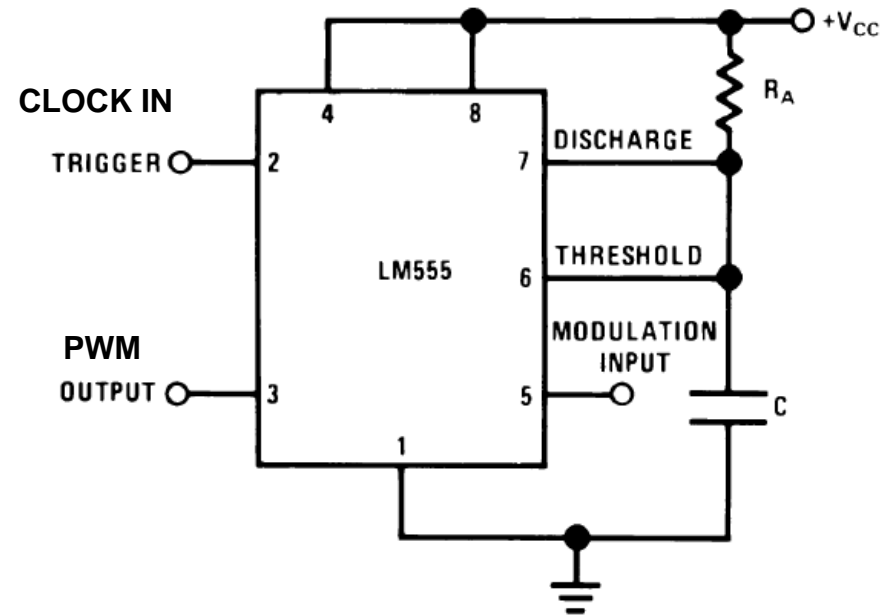
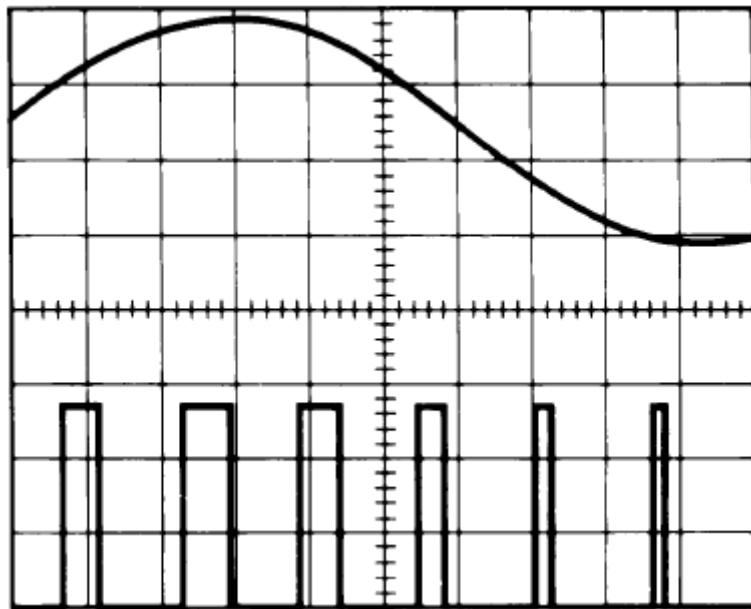


Frecuencia de muestreo = 2 · Frec. Máxima de entrada

MODULACIÓN POR ANCHURA DE IMPULSOS (PWM)

Se varía la anchura de los impulsos proporcionalmente al valor instantáneo de la onda moduladora.

Presenta un rendimiento superior a PAM.

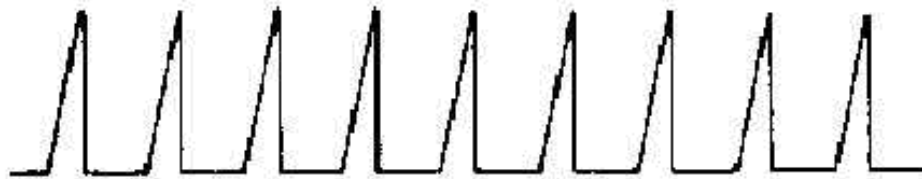


MODULACIÓN POR ANCHURA DE IMPULSOS (PWM)

(A) MODULATING SIGNAL

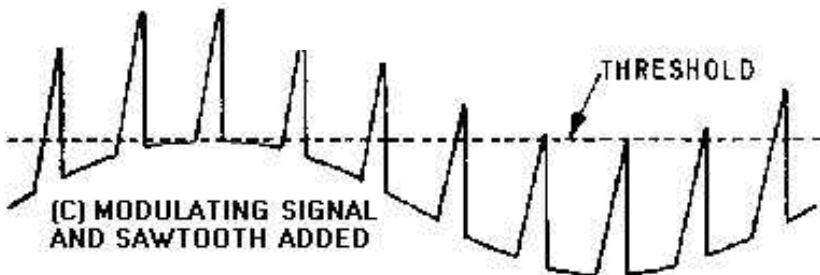


Figure 2-44A.—Pulse-duration modulation (pdm). MODULATING SIGNAL.

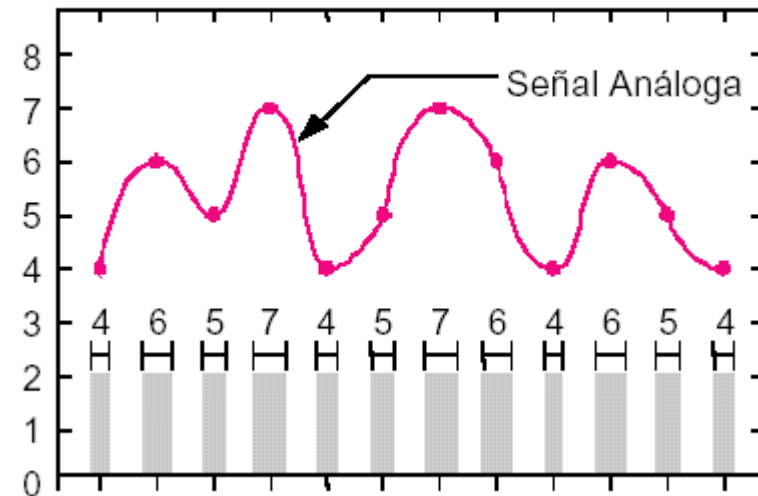


(B) REPETITIVE SAWTOOTH PULSES

Figure 2-44B.—Pulse-duration modulation (pdm). REPETITIVE SAWTOOTH PULSES.

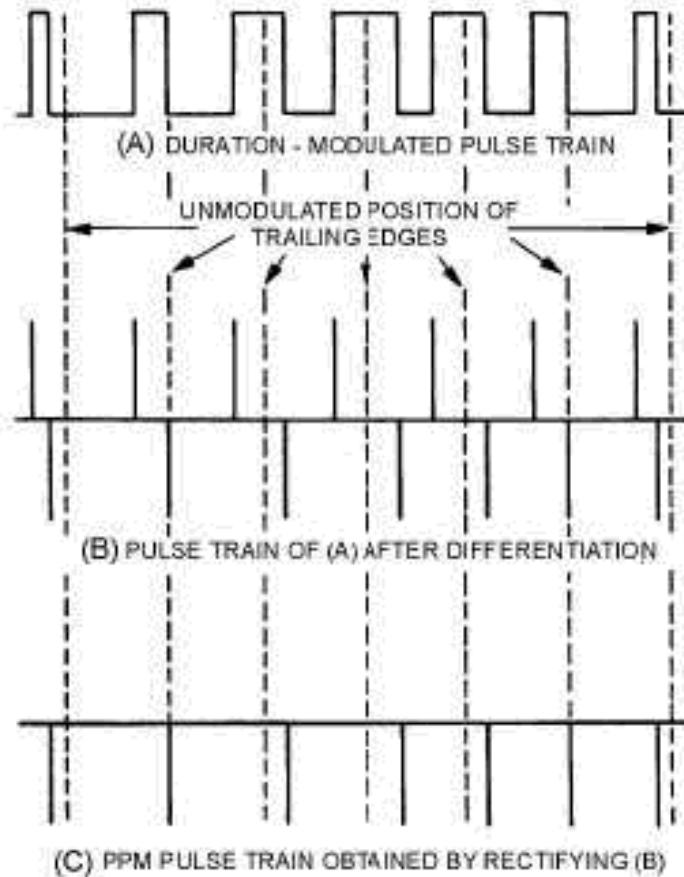


PDM: Modulación por Duración de Pulso

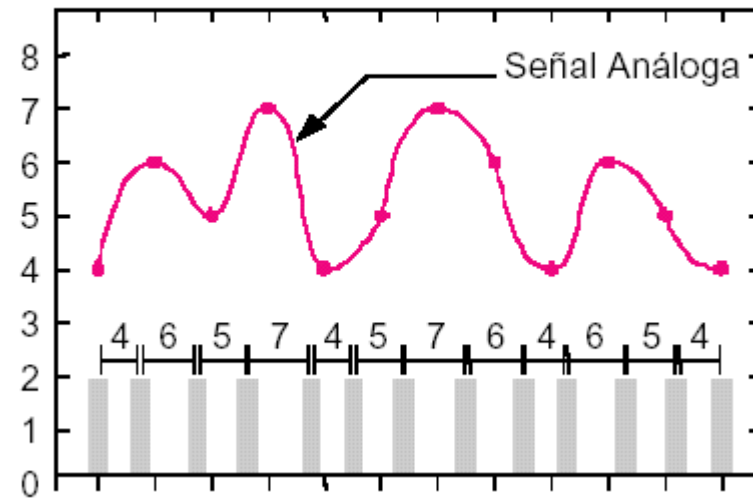


Variable: Duración del pulso
constantes: Amplitud del pulso
Posición del pulso

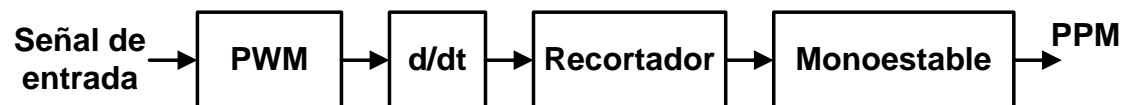
MODULACIÓN POR POSICIÓN DE IMPULSOS (PPM)



PPM: Modulación por Posición de Pulso



Variable: Posición del pulso
constantes: Amplitud del pulso
 Duración del pulso

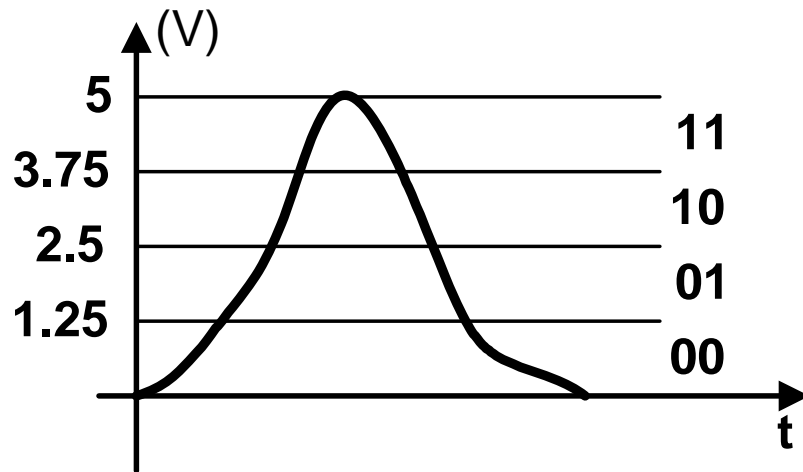


MODULACIÓN POR CODIFICACIÓN DE IMPULSOS (PCM)

Convertidor A/D



N: número de niveles
n: número de bits



Resolución

$$\frac{V_{\max}}{2^n}$$

Mínimo incremento de la variable analógica necesario para modificar el bit menos significativo

MODULACIÓN POR CODIFICACIÓN DE IMPULSOS (PCM)

Ventajas:

- Permite efectuar numerosas transmisiones sin pérdidas por degradación
- Se presta para ser empleada en sistemas de multiplexado en el tiempo

Inconvenientes:

- Introduce un error ya que no se transmite el valor exacto, sino el discreto más próximo

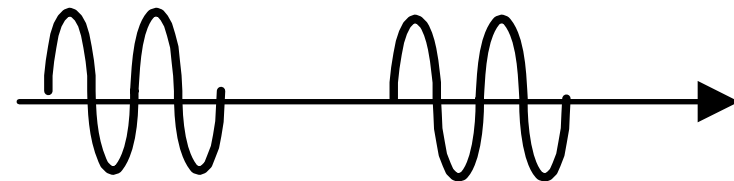
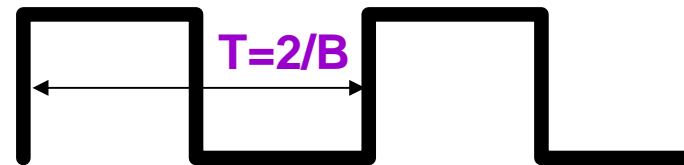
MODULACIÓN DIGITAL

Modulación por desplazamiento de amplitud (ASK)

* Características

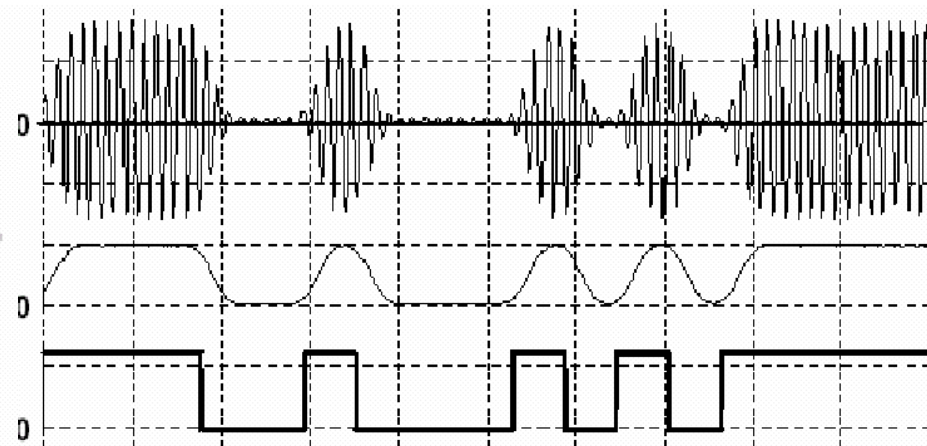
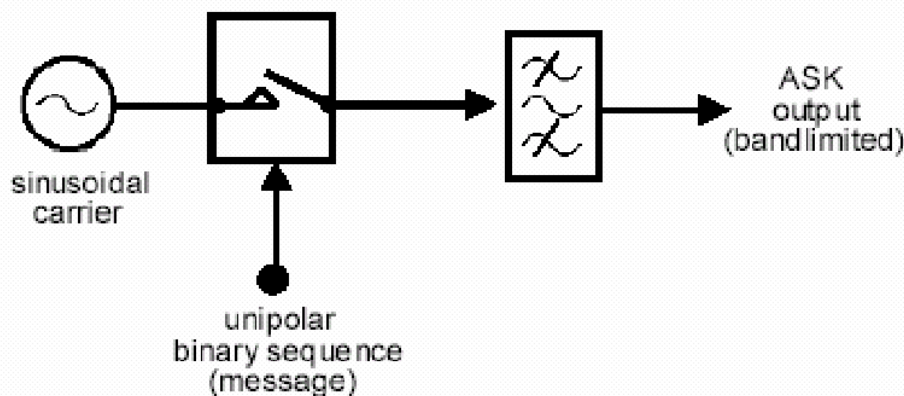
- Portadora a frecuencia constante
- Fácil detección
- Fácil emisión
- Le afecta el ruido exterior
- Ancho de banda: doble de la señal de datos a transmitir

B: Baudios (bits por seg.)



$$v_{am}(t) = [1 + v_m(t)] \cdot \left[\frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c t) \right]$$

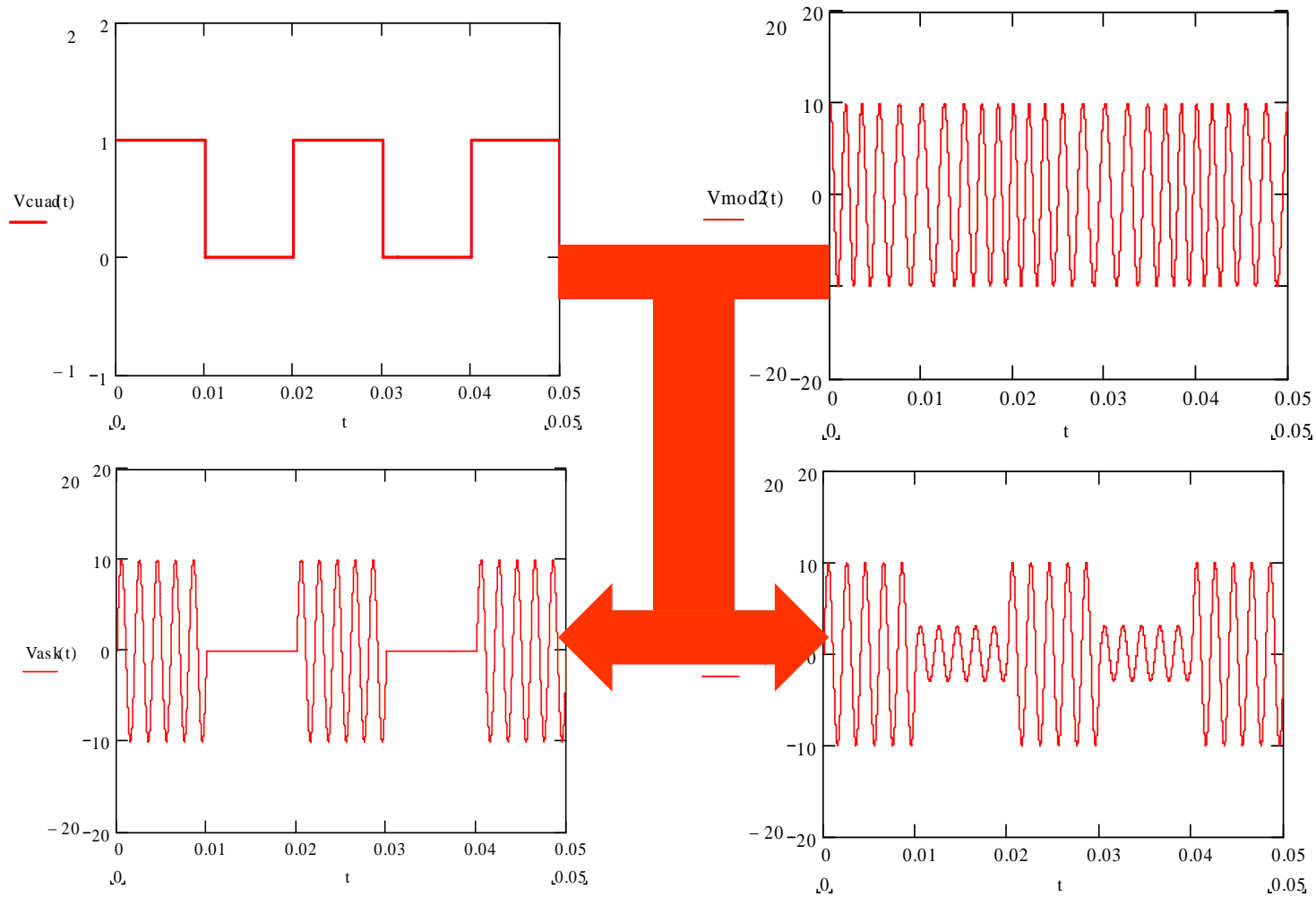
v_m señal binaria moduladora



MODULACIÓN DIGITAL

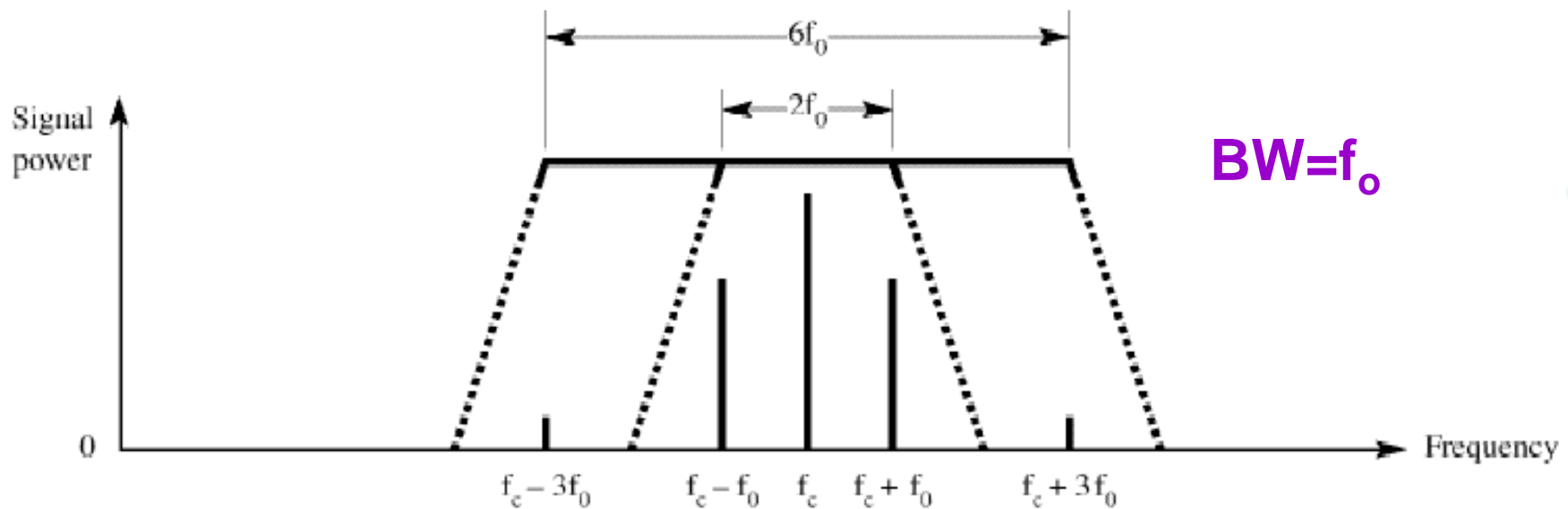
Sistemas digitales de portadora analógica

Modulación ASK (Amplitude Shift Key Modulation)



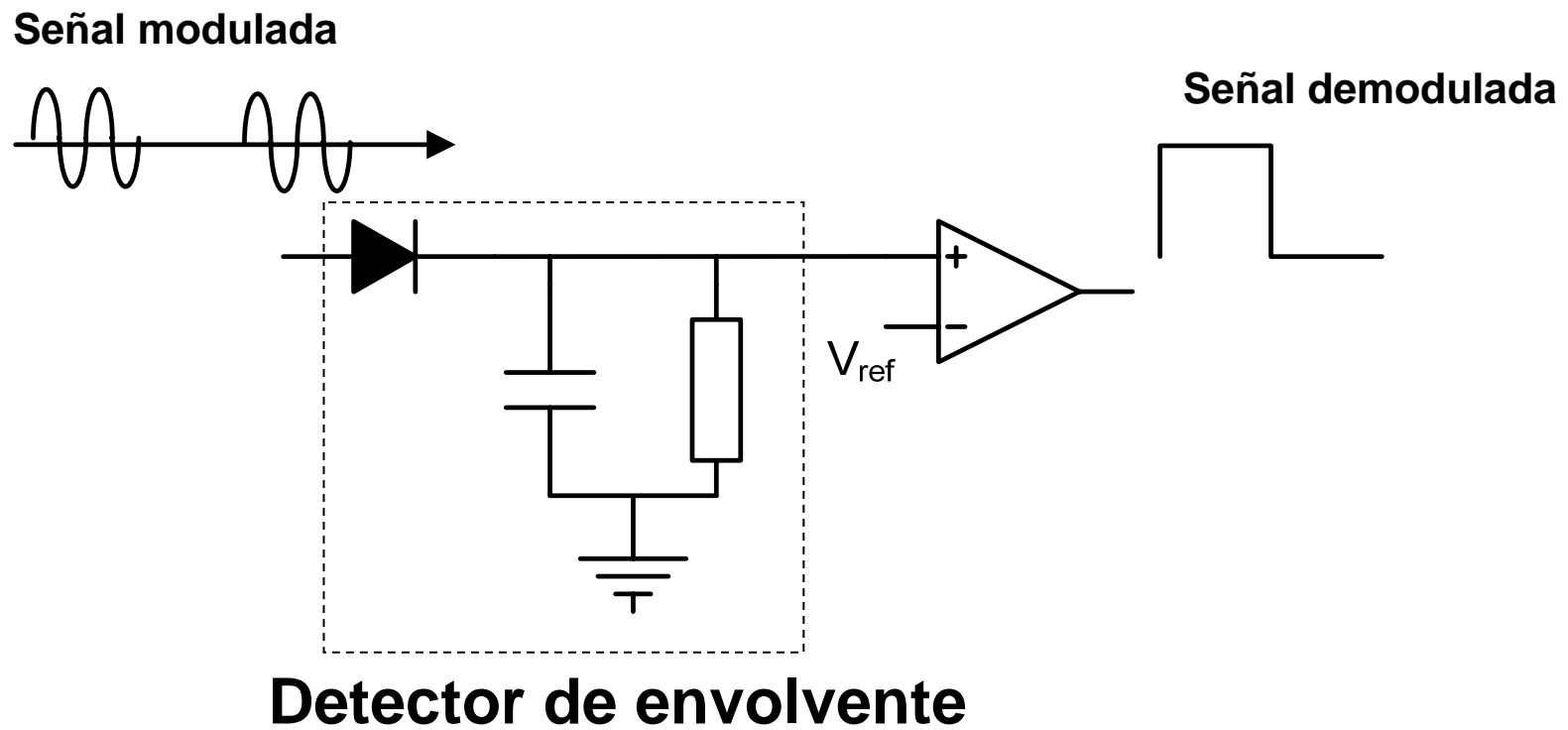
Modulación por desplazamiento de amplitud (ASK)

El ancho de banda es inferior a FSK o PSK pero la inmunidad al ruido es más reducida

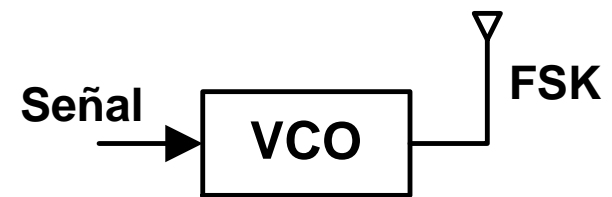
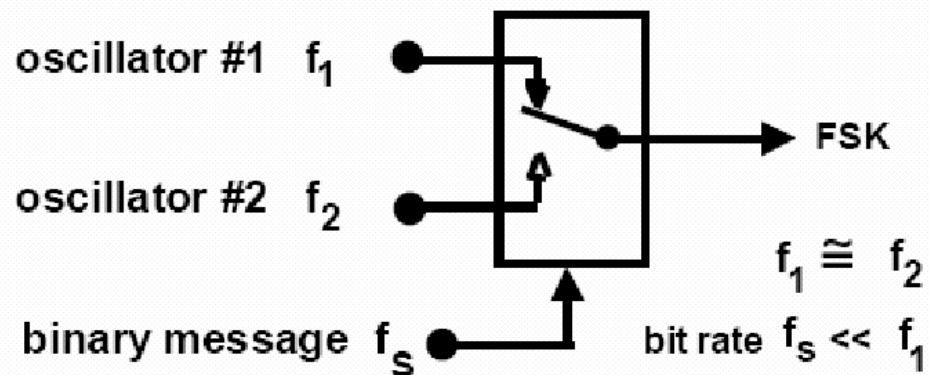
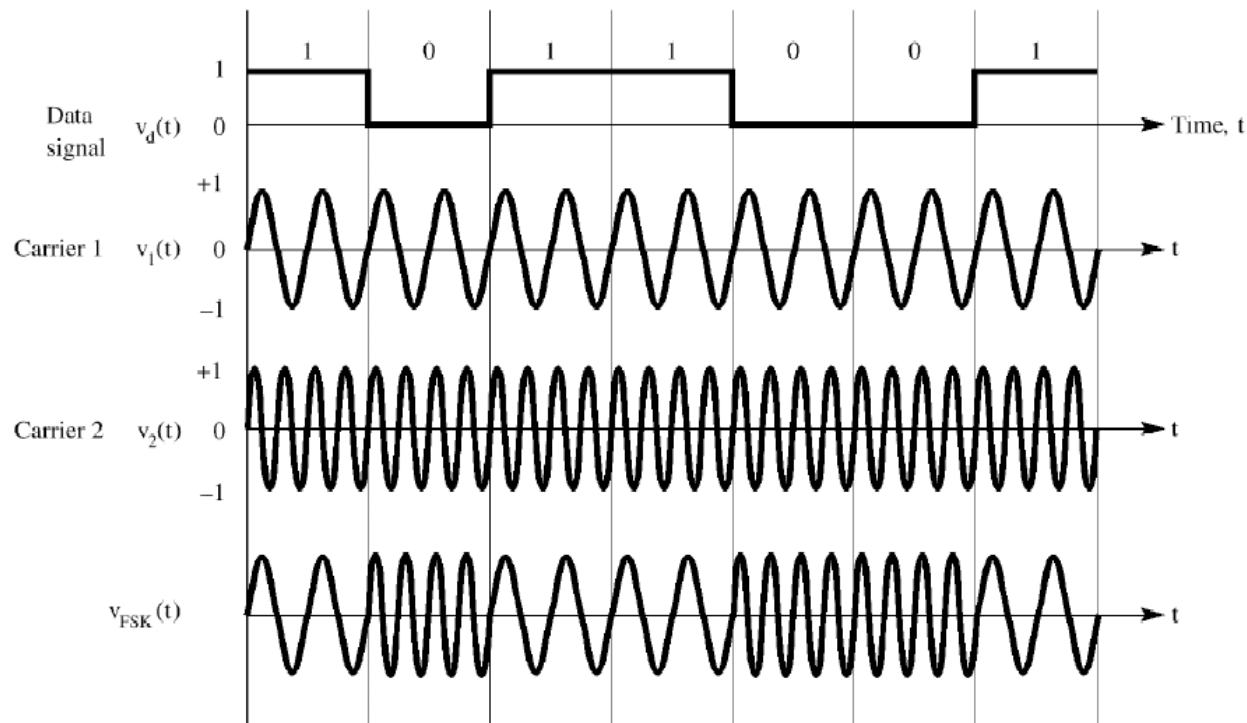


Puede considerarse el ancho de banda igual a los baudios
Ej. 1200 baudios \Rightarrow ancho de banda $BW=1200\text{Hz}$

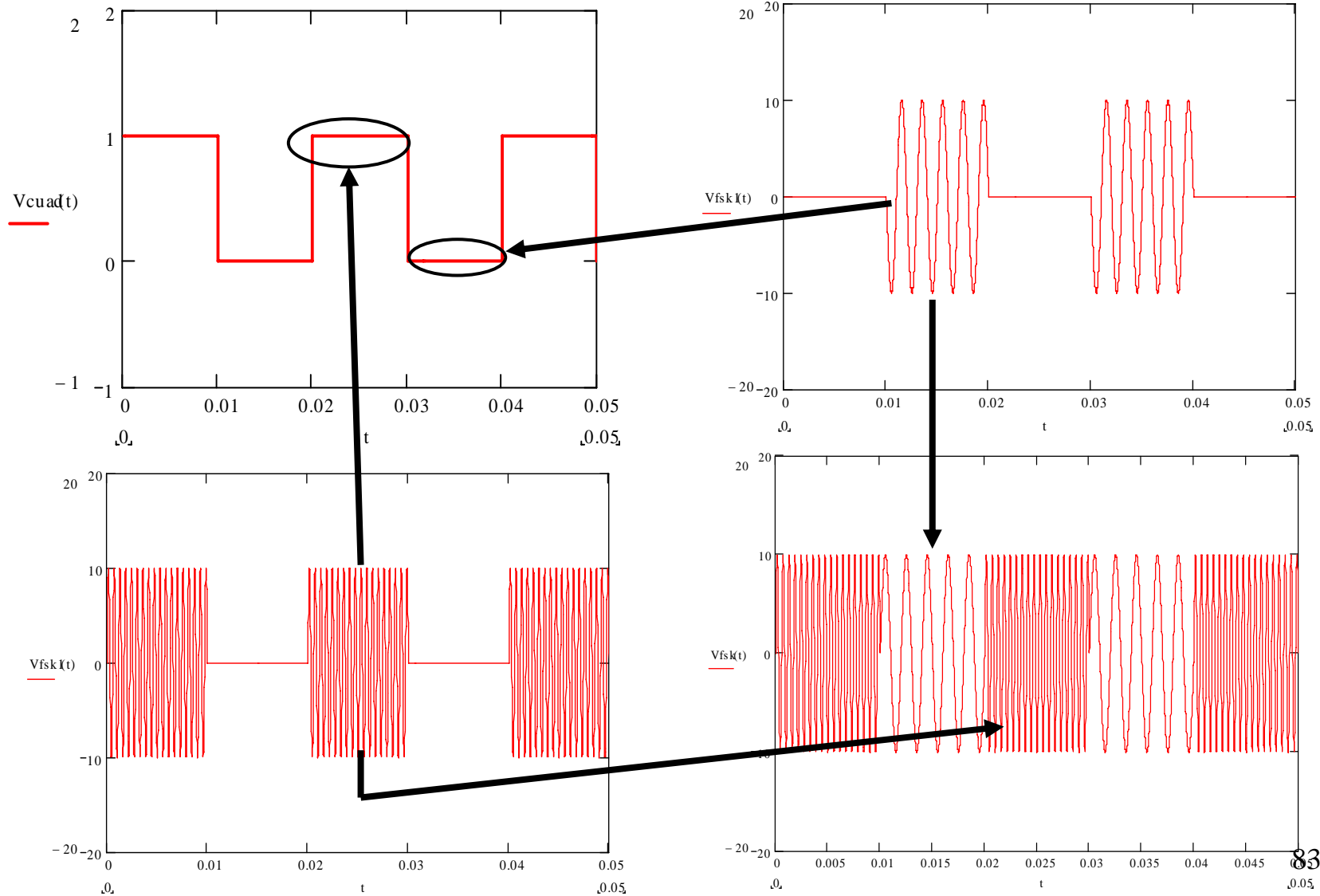
Demodulador (ASK)



Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK)

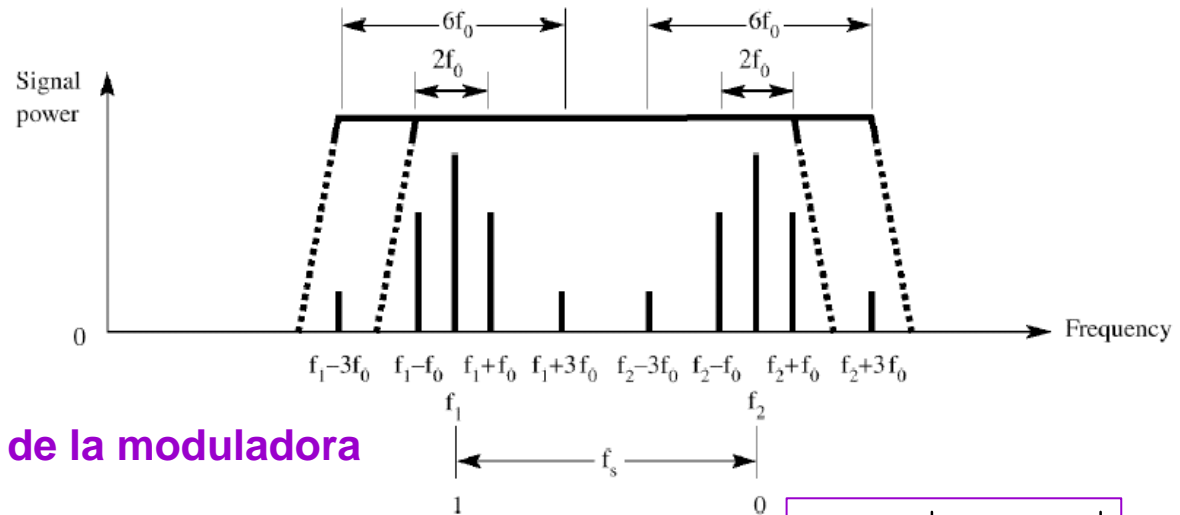


Modulación FSK (Frequency Shift Key modulation): Se puede ver como dos ASK



Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK)

Espectro



B: Baudios (bits por seg.)

$f_0 = B/2$ (frecuencia máxima de la moduladora)

La frecuencia de la señal modulada puede variar $\pm \Delta f$

El índice de modulación m_f será

$$\Delta f = \frac{|f_1 - f_2|}{2}$$

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_0}$$

Con el índice de modulación podemos identificar los coeficientes de Bessel y deducir el ancho de banda:

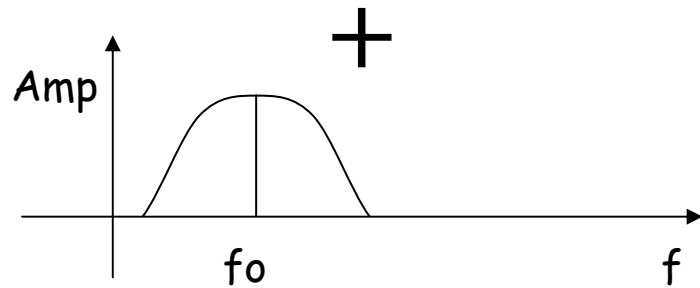
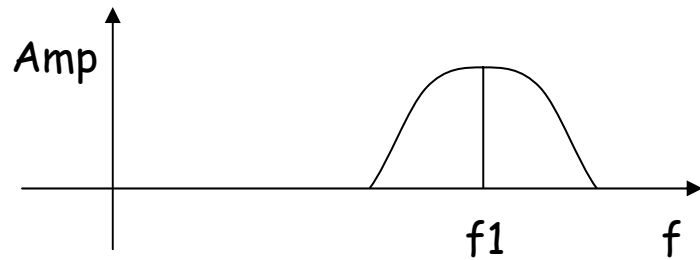
$$BW = 2 \cdot N \cdot f_0$$

N: Número de coeficientes de Bessel considerados

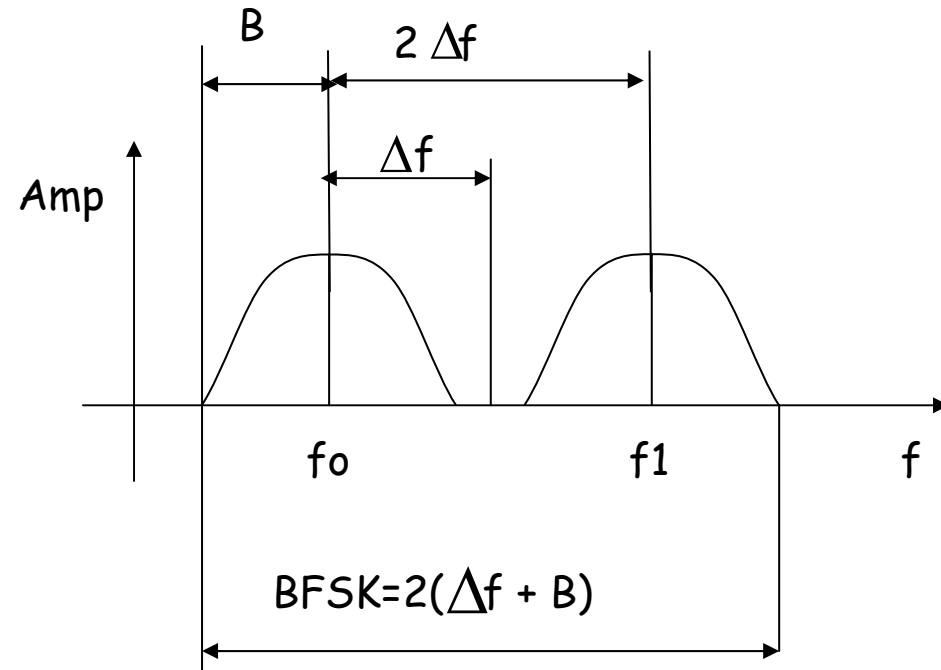
La frecuencia central del BW será:

$$f_c = f_1 + \frac{BW}{2}$$

$$f_1 < f_2$$



+



$$\beta = \frac{\Delta f}{B}$$

$$B_{FSK} = 2 \cdot B \cdot (1 + \beta)$$

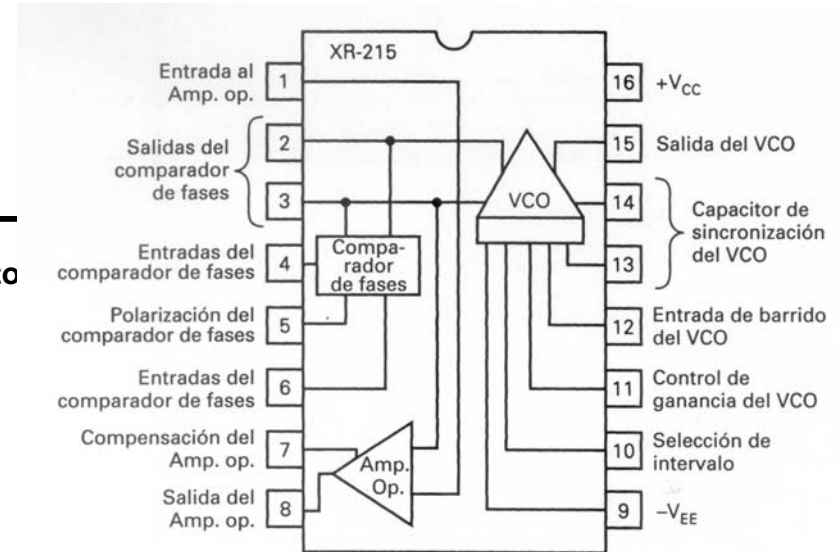
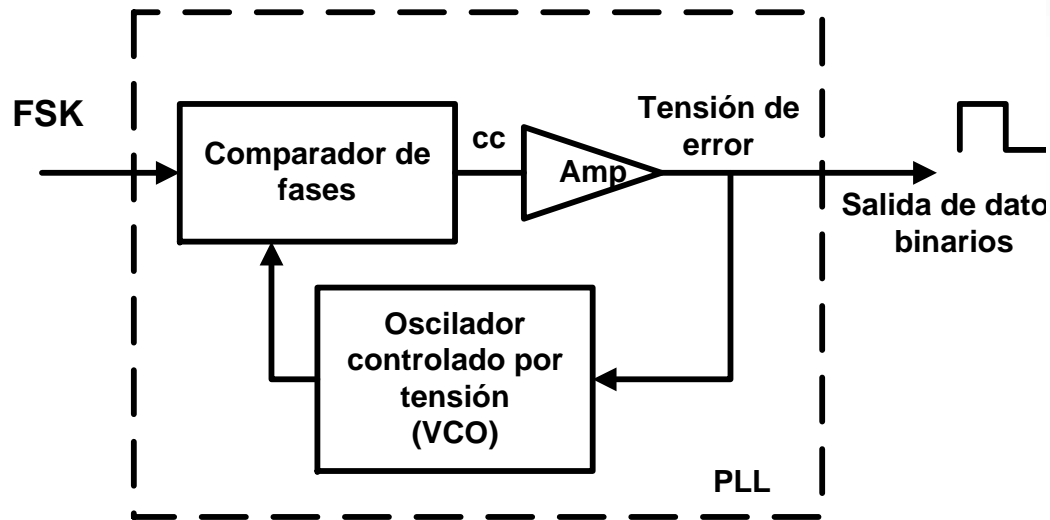
$$\Delta f = B$$

$$B_{FSK} = 4 \cdot B$$

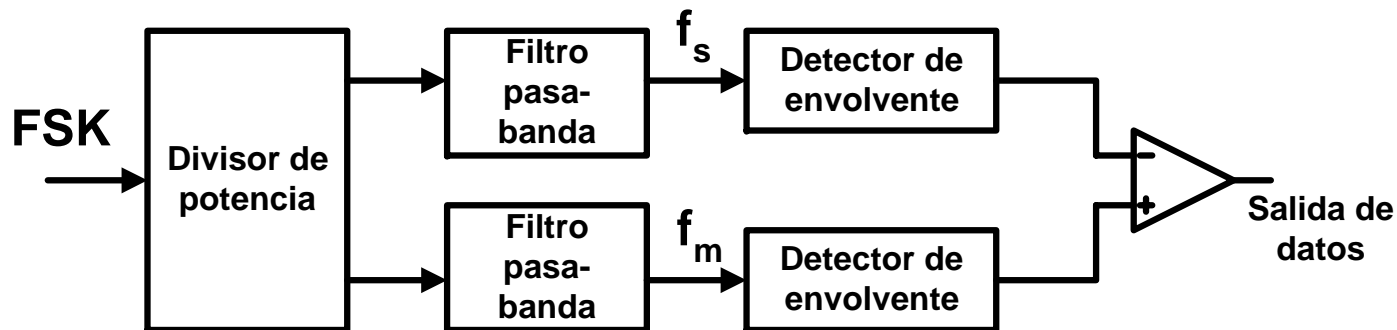
Aunque Δf puede ser menor que B , el ancho de banda preciso es siempre mayor que $2B$

Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK)

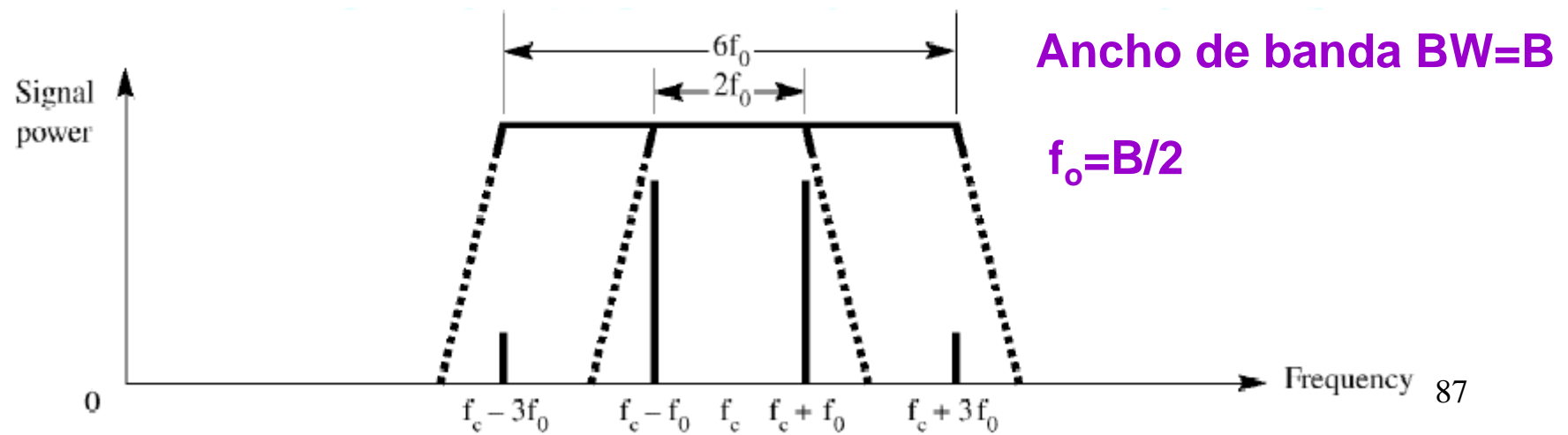
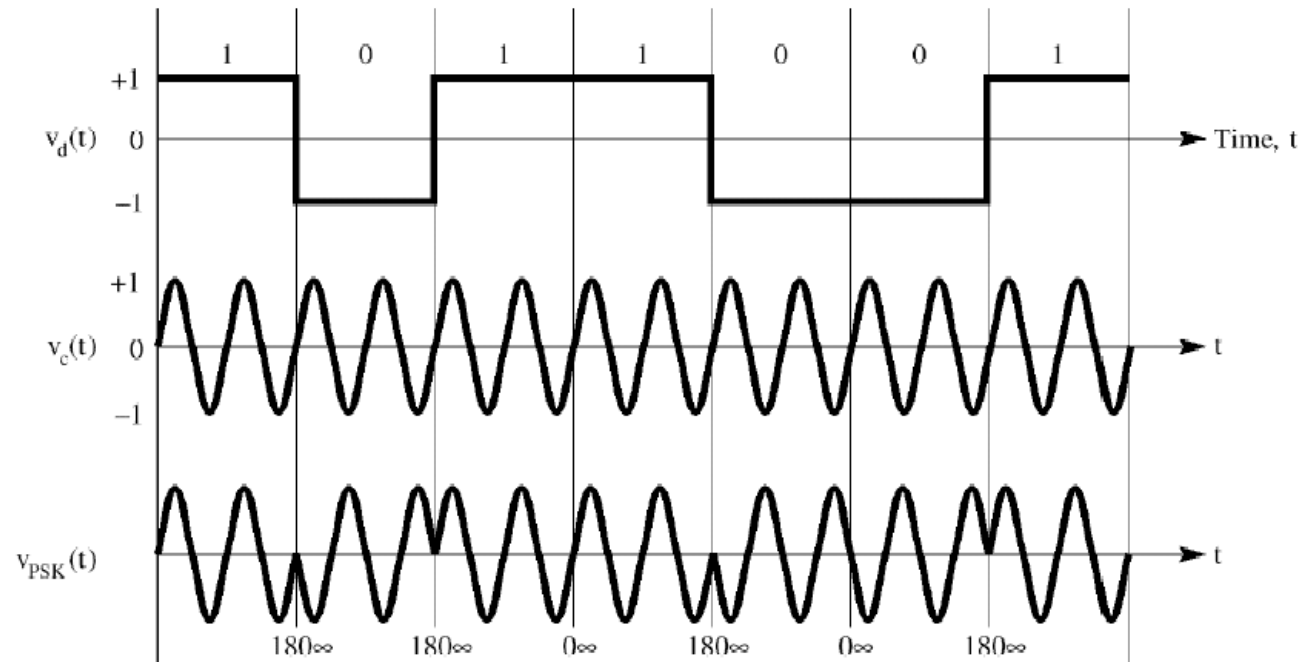
Receptor: Demodulador PLL-FSK



Demodulador FSK no coherente

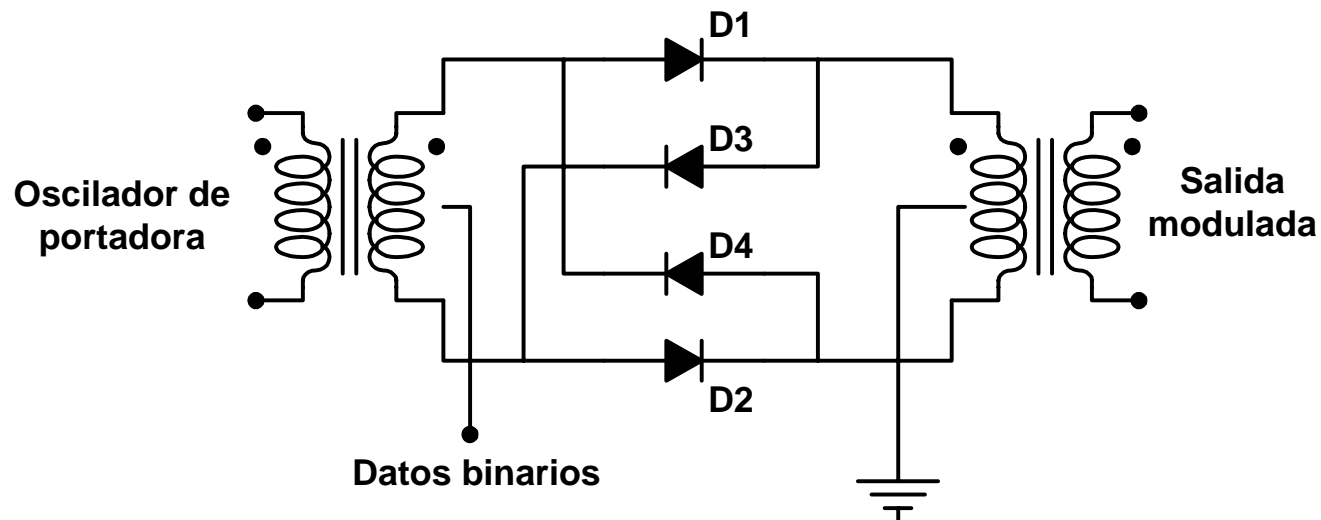
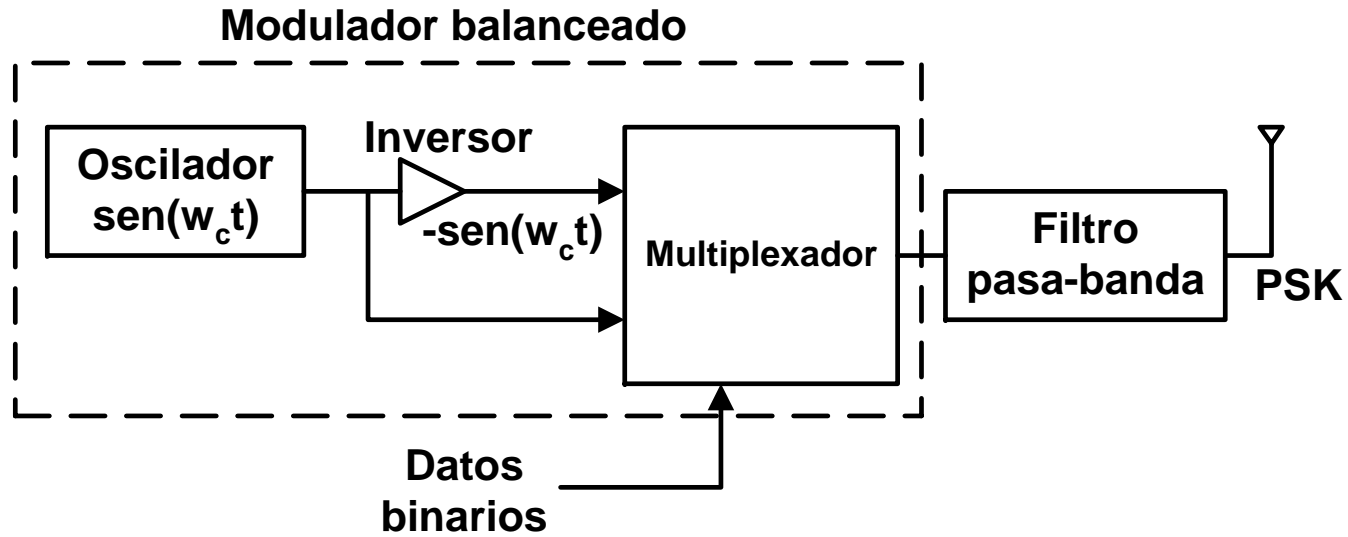


Modulación por desplazamiento de fase (PSK)

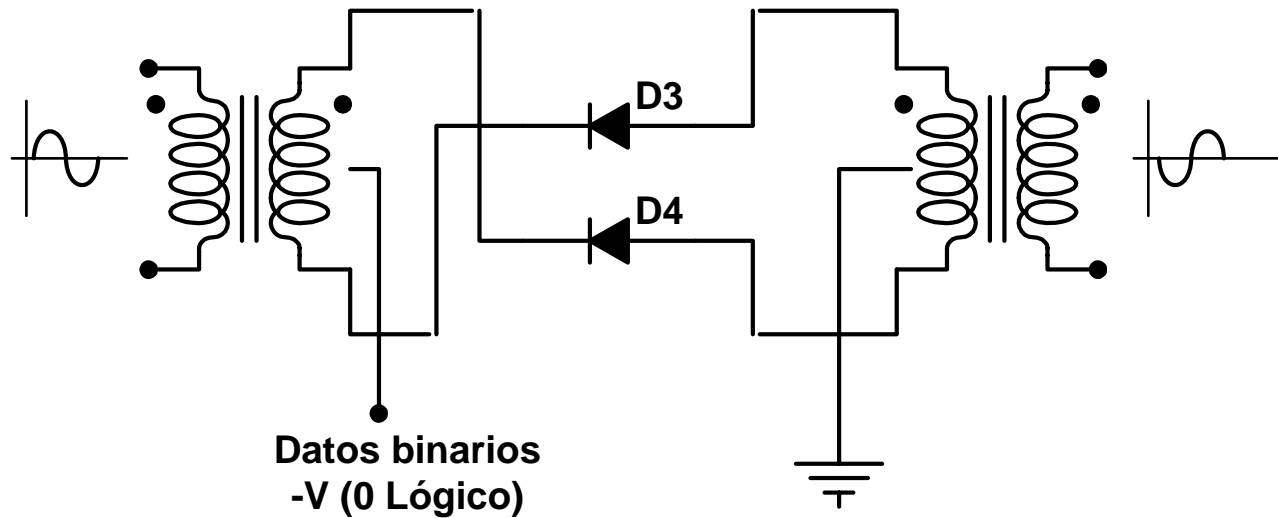
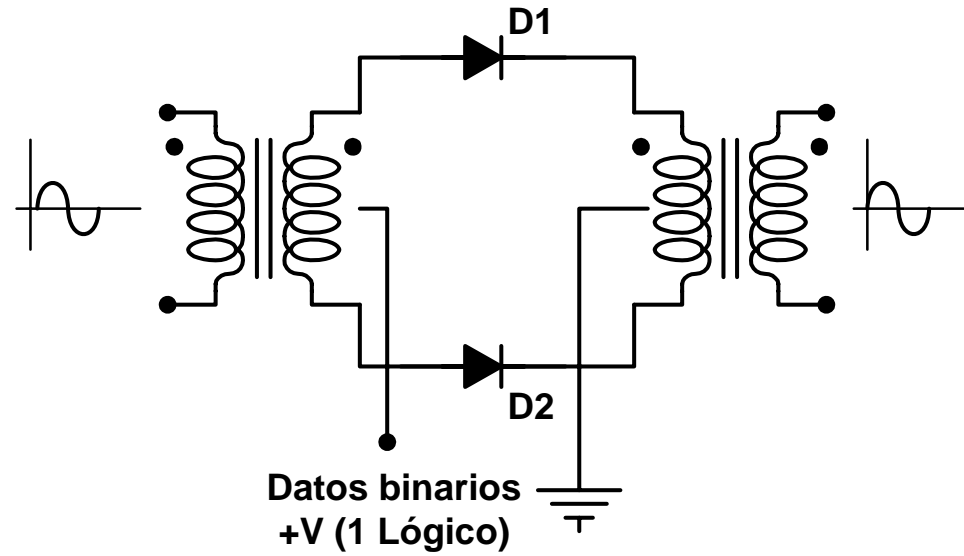


Modulación por desplazamiento de fase (PSK)

Emisor PSK

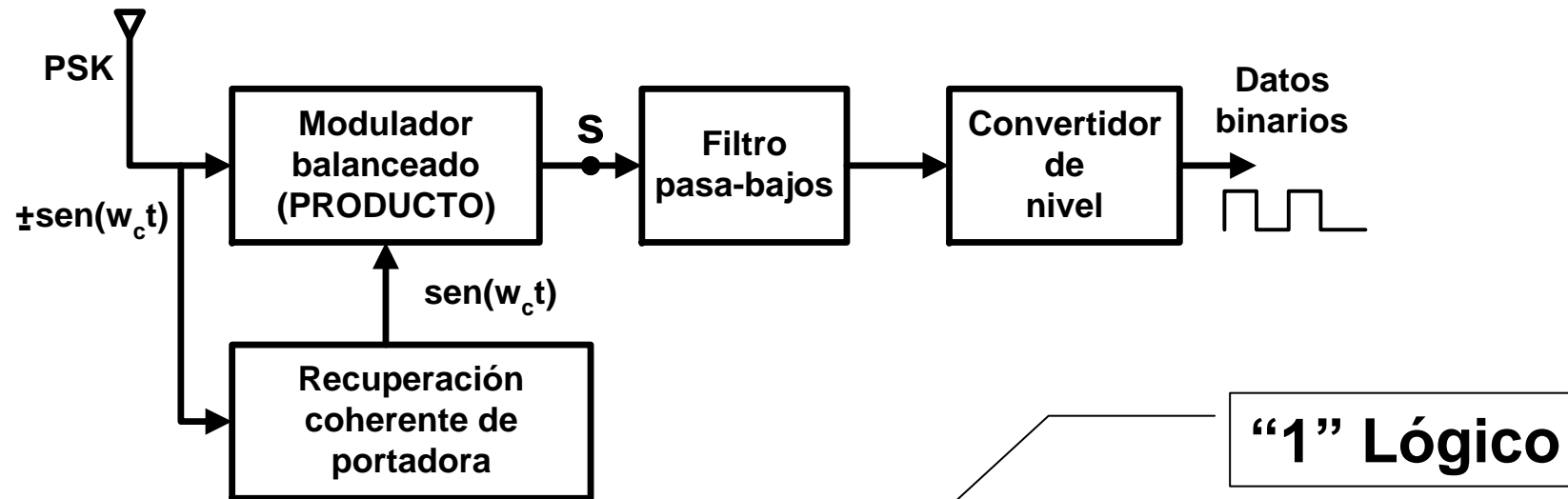


Modulación por desplazamiento de fase (PSK)



Modulación por desplazamiento de fase (PSK)

Receptor PSK



$$v_s = \text{sen}(w_c t) \cdot \text{sen}(w_c t) = \text{sen}^2(w_c t) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \cdot \cos(2w_c t) \right)$$

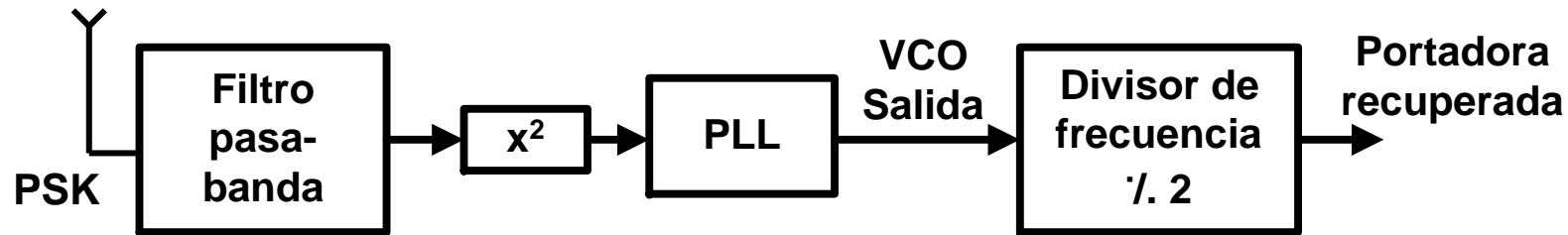
Se filtra

“1” Lógico

$$v_s = -\text{sen}(w_c t) \cdot \text{sen}(w_c t) = -\text{sen}^2(w_c t) = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \cdot \cos(2w_c t) \right)$$

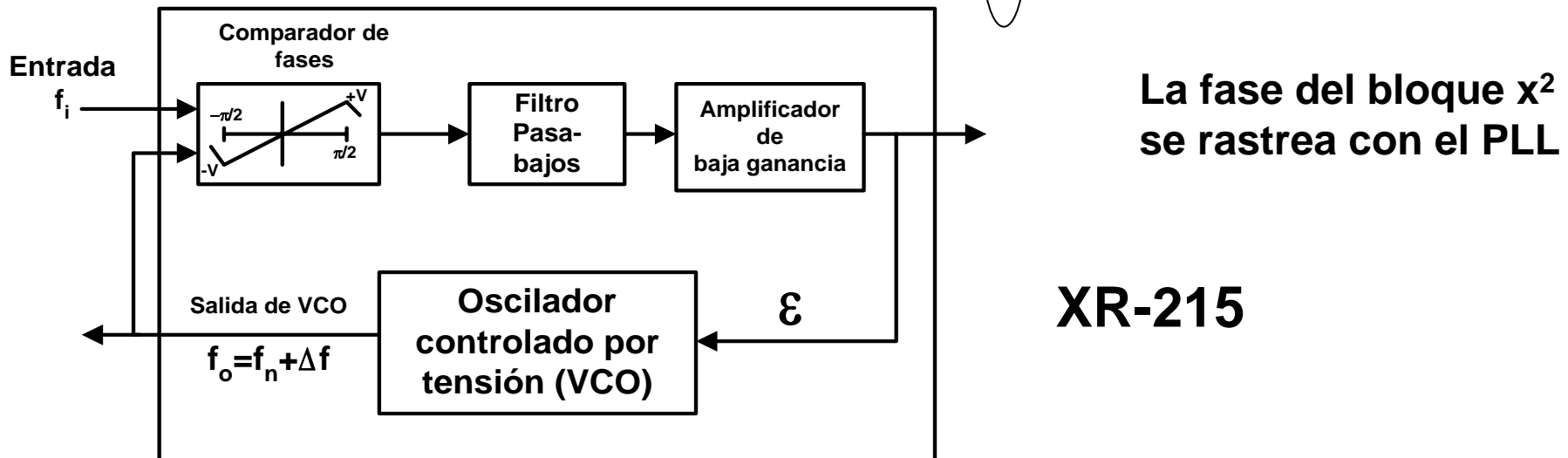
“0” Lógico

Recuperación coherente de portadora



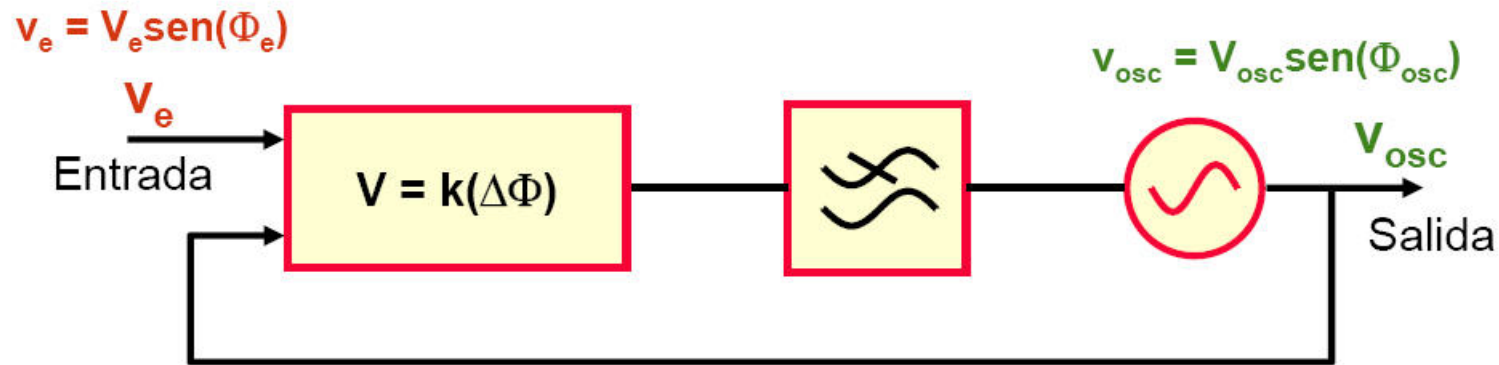
salida = $\text{sen}(w_c t) \cdot \text{sen}(w_c t) = \text{sen}^2(w_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2w_c t)$ **Se filtra**

salida = $-\text{sen}(w_c t) \cdot [-\text{sen}(w_c t)] = \text{sen}^2(w_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2w_c t)$

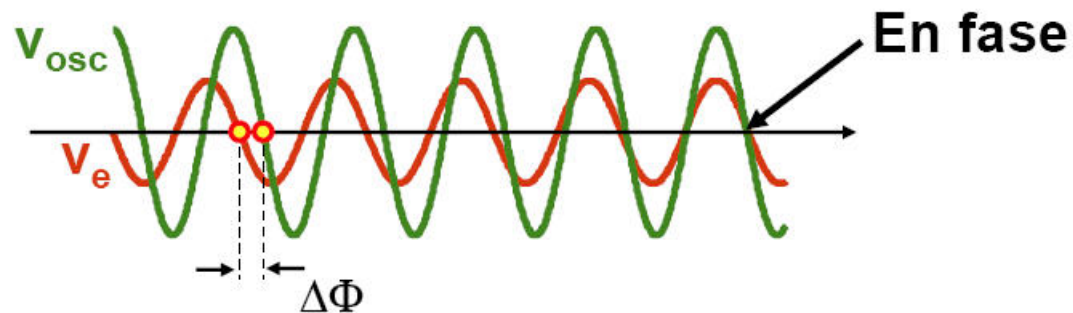


- Dos señales con igual fase tienen igual frecuencia
- Si $f_i \neq f_o$; la tensión aplicada al VCO (ϵ) se modifica hasta que ambas frecuencias se igualen (sist. Realimentado)

Estructura básica de un PLL

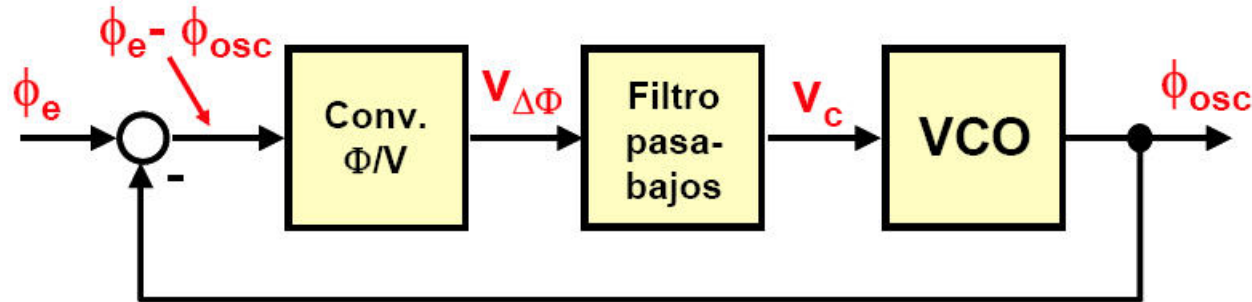


Muy importante: como lo que se comparan son las fases de las señales de salida y entrada y como la ganancia de la red de realimentación es 1, el sistema tenderá a anular la diferencia de fases entre estas señales. Los niveles de tensión de ambas no serán similares.



Estructura básica de un PLL

Diagrama de bloques relativo a ω_{osc0}



Como: $\omega_{osc} = \omega_{osc0} + 2\pi \cdot K_V \cdot v_c \Rightarrow \Phi_{osc} = \omega_{osc0} \cdot t + 2\pi \cdot K_V \cdot \int_0^t v_c \cdot dt$

Ahora referimos la fase absoluta Φ_{osc} a la frecuencia ω_{osc0} :

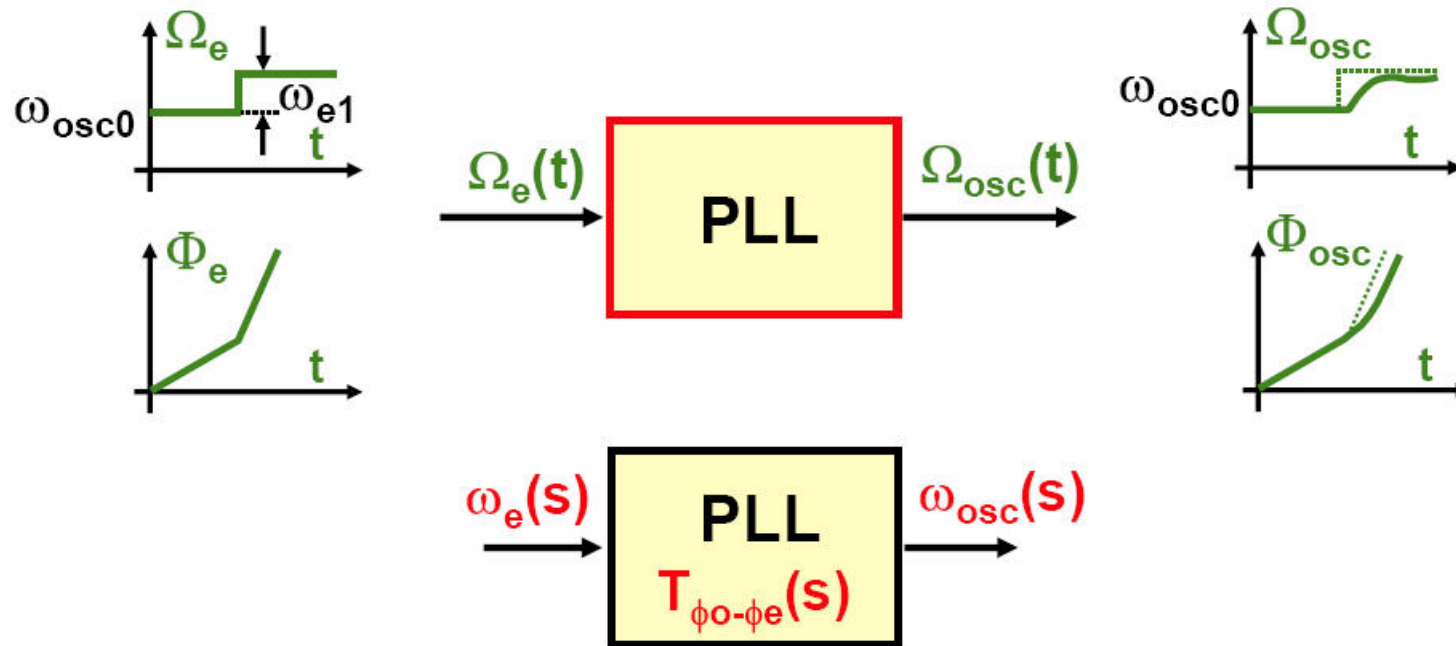
$$\Phi_{osc} = \omega_{osc0} \cdot t + \phi_{osc}(v_c)$$

Siendo $\phi_{osc}(v_c) = 2\pi \cdot K_V \cdot \int_0^t v_c \cdot dt$ la fase relativa

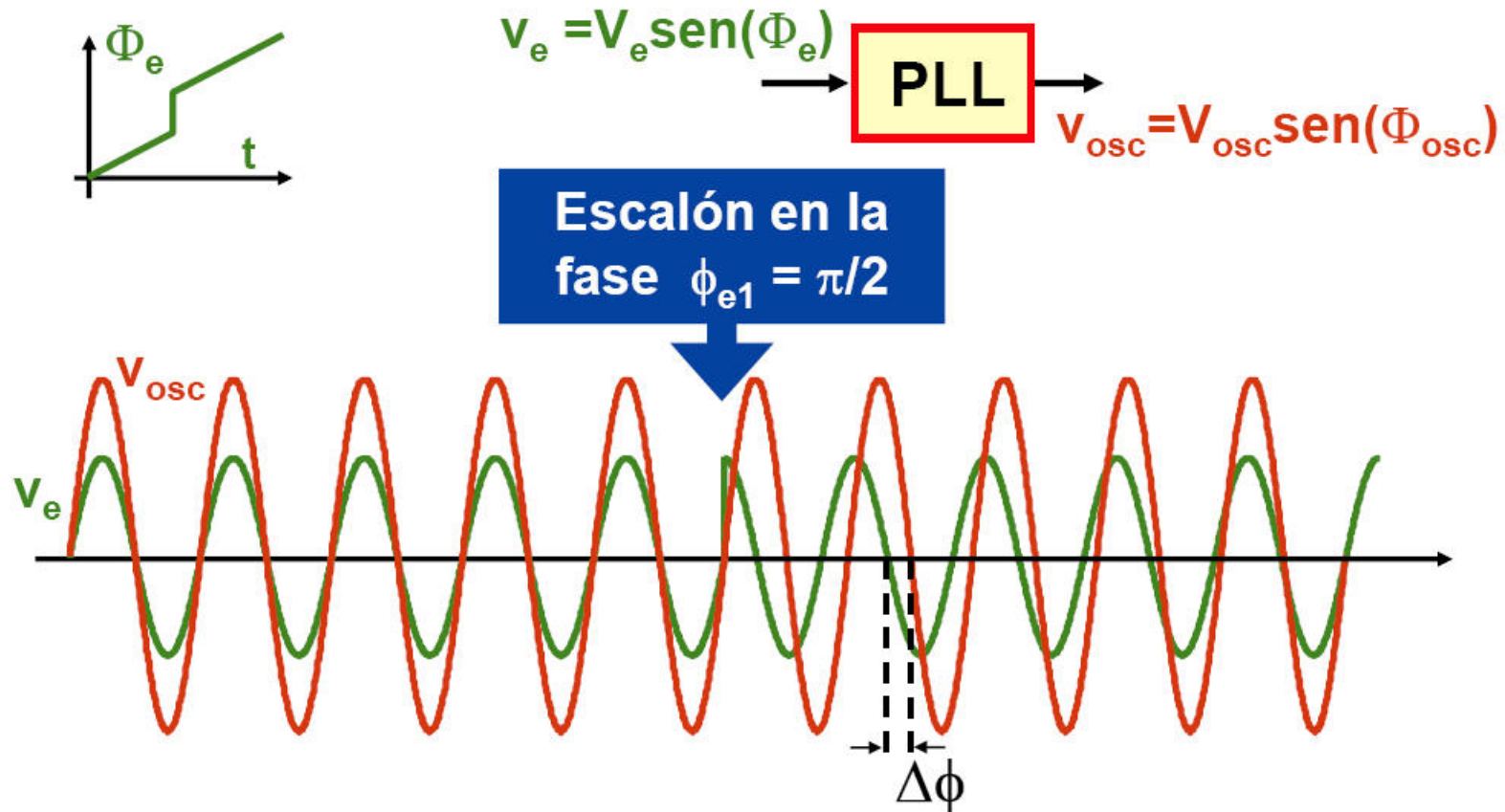
Hacemos lo mismo (referir a la frecuencia ω_{osc0}) la fase absoluta Φ_e :

$$\Phi_e = \omega_{osc0} \cdot t + \phi_e$$

Respuesta temporal

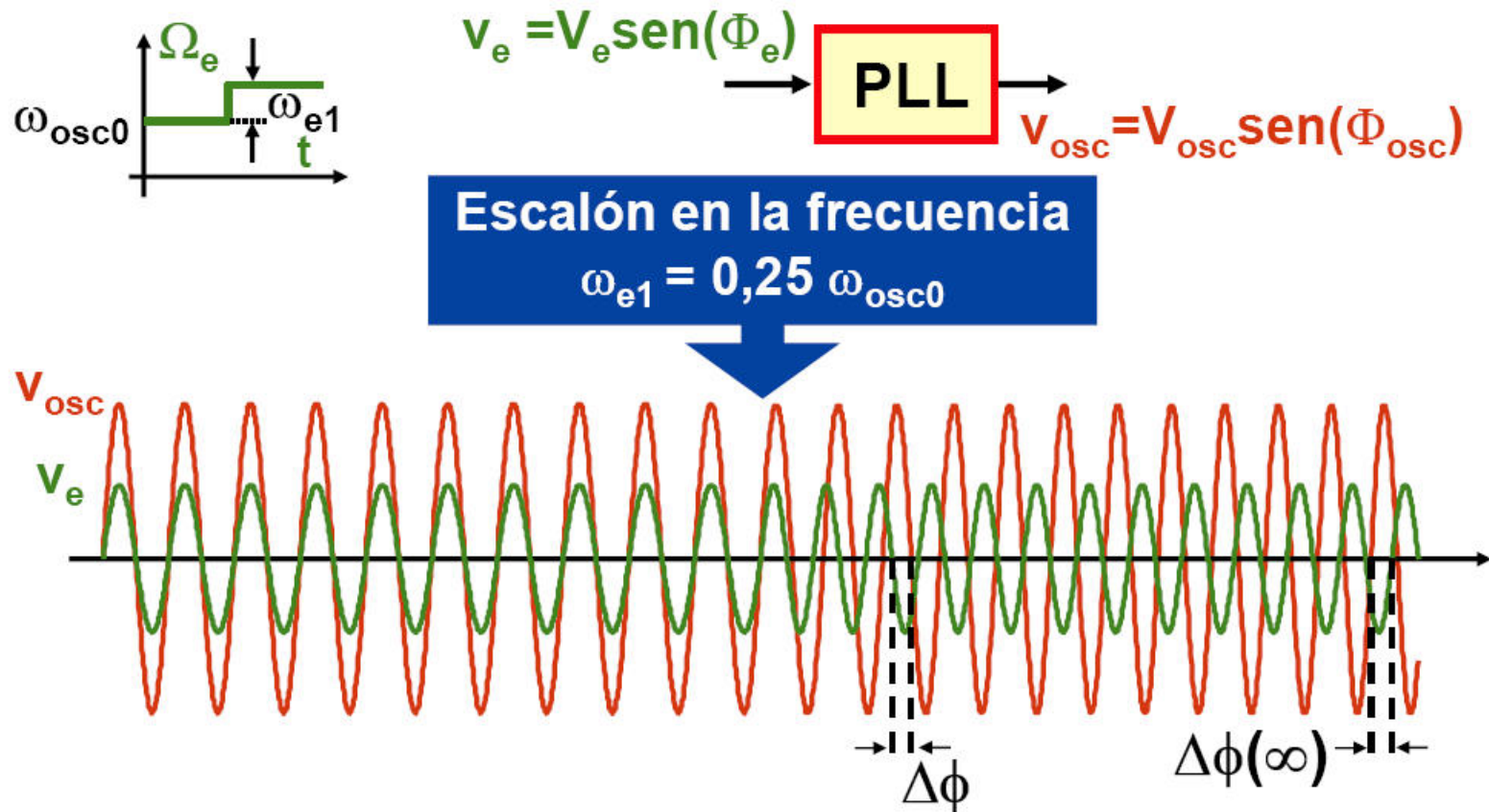


Evolución de las señales ante un escalón en la fase de entrada:



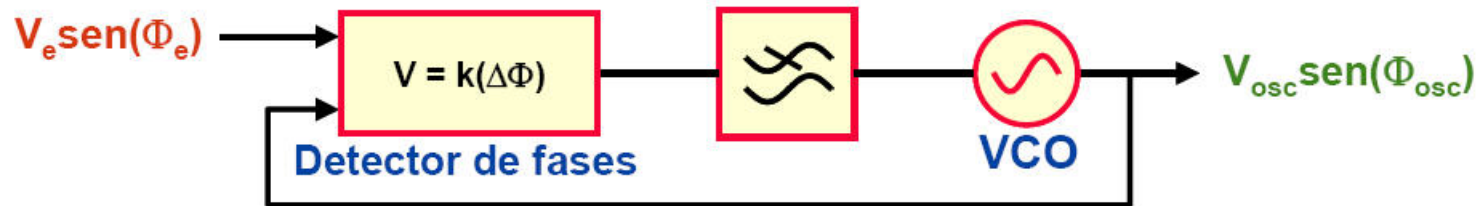
La diferencia de fases entre las señales de entrada y salida acaba anulándose y la frecuencia de ambas señales coincidiendo

Evolución de las señales ante un escalón en la frecuencia de entrada:



Es necesario que exista diferencia de fases en régimen permanente para que cambie la frecuencia de salida de tal forma que la frecuencia de ambas señales coincidan.

Realización física de las partes de un PLL



Detectores de fases

Detectores analógicos \Rightarrow Detector basado en un mezclador.

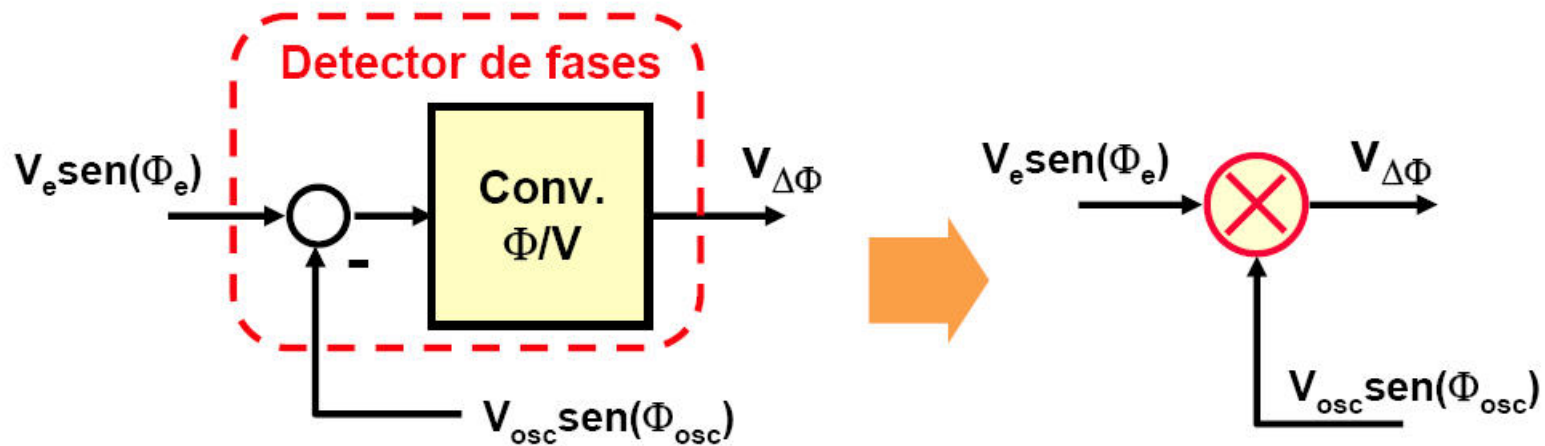
Detectores digitales \Rightarrow {
Detector basado en "puerta o exclusiva".
Detector basado en "biestable RS activado por flancos".
Detector Fase-Frecuencia.

VCOs

Osciladores de onda senoidal.

Osciladores de onda cuadrada.

Detector de fases basado en mezclador (I)



$$v_{\Delta\Phi} = K_m \cdot V_e \cdot \text{sen}(\Phi_e) \cdot V_{\text{osc}} \cdot \text{sen}(\Phi_{\text{osc}}) = K_{\Delta\Phi} \cdot [\cos(\Phi_e - \Phi_{\text{osc}}) - \cos(\Phi_e + \Phi_{\text{osc}})],$$

siendo $K_{\Delta\Phi} = V_e \cdot V_{\text{osc}} \cdot K_m / 2$. Como: $\Phi_e = \omega_{\text{osc}0} \cdot t + \phi_e$ y $\Phi_{\text{osc}} = \omega_{\text{osc}0} \cdot t + \phi_{\text{osc}} \Rightarrow$

$$v_{\Delta\Phi} = K_{\Delta\Phi} \cdot [\cos(\phi_e - \phi_{\text{osc}}) - \cos(\phi_e + \phi_{\text{osc}} + 2 \cdot \omega_{\text{osc}0} \cdot t)]$$

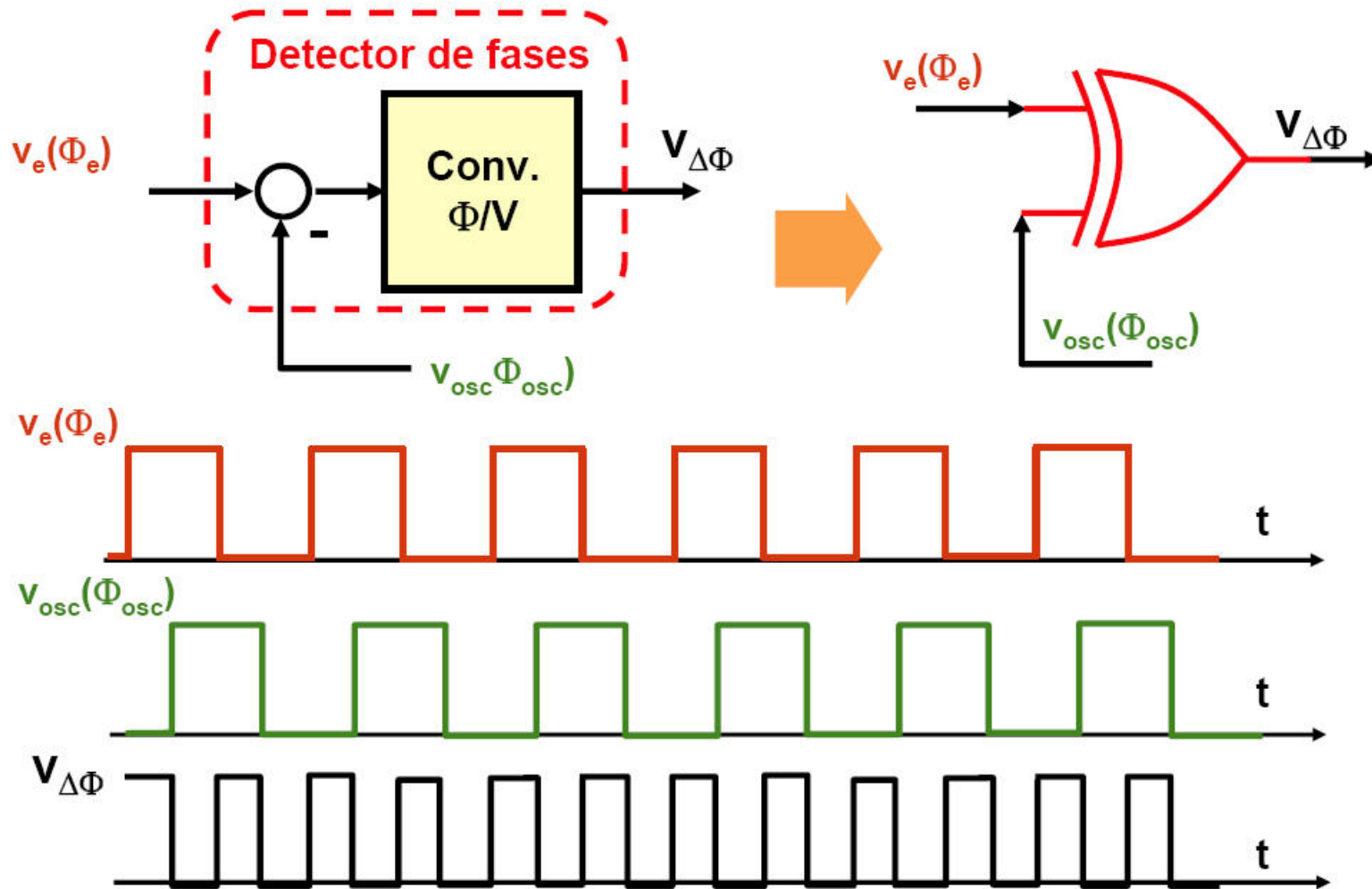
El segundo término se elimina por filtrado y queda:

$$v_{\Delta\Phi} = K_{\Delta\Phi} \cdot \cos(\phi_e - \phi_{\text{osc}}) = K_{\Delta\Phi} \cdot \text{sen}(\pi/2 + \phi_e - \phi_{\text{osc}})$$

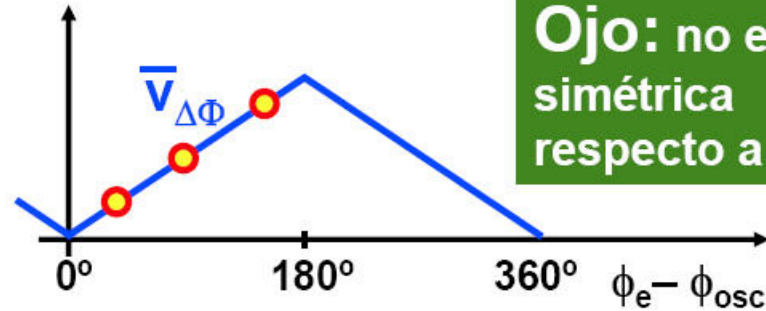
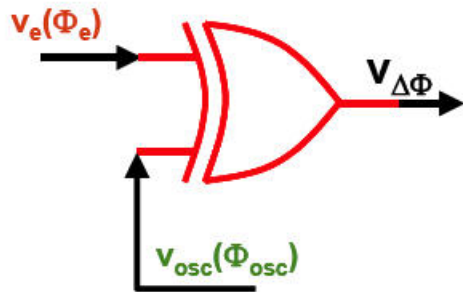
Se aproxima el seno por el ángulo para valores pequeños de éste:

$$v_{\Delta\Phi} \approx K_{\Delta\Phi} \cdot (\pi/2 + \phi_e - \phi_{\text{osc}})$$

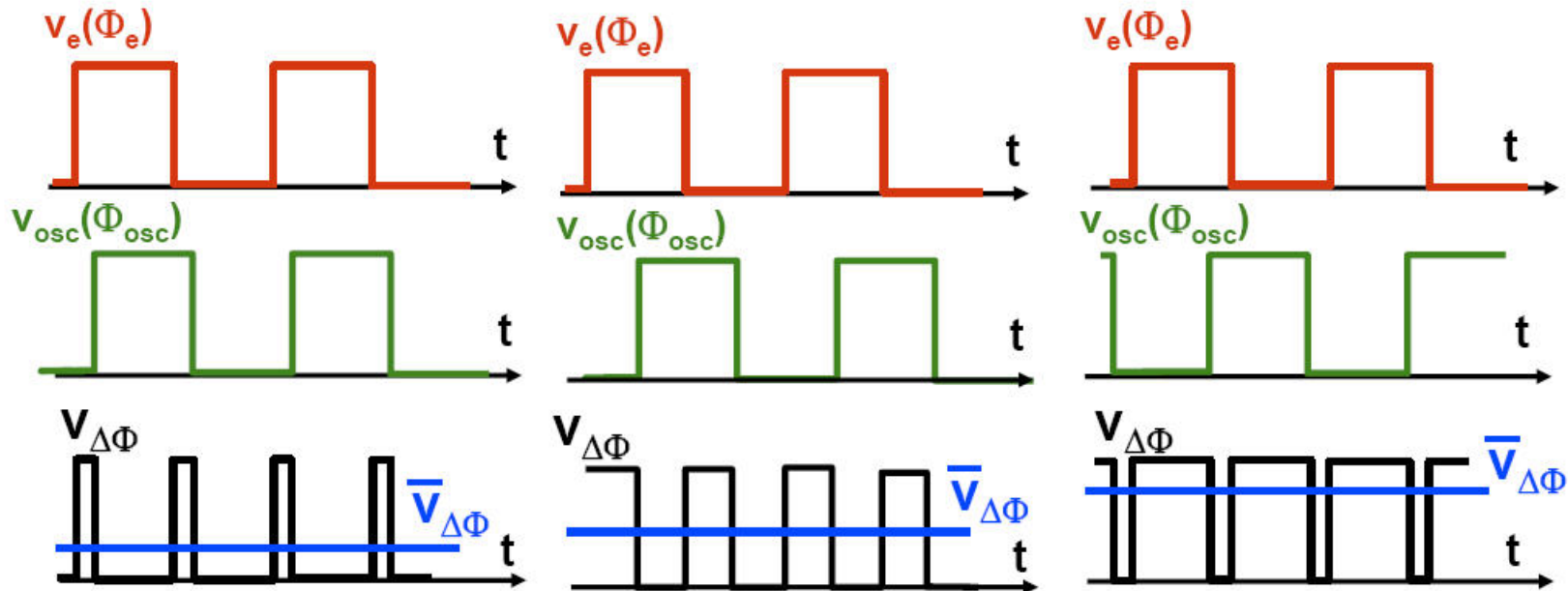
Detector de fases basado en "puerta o exclusiva"



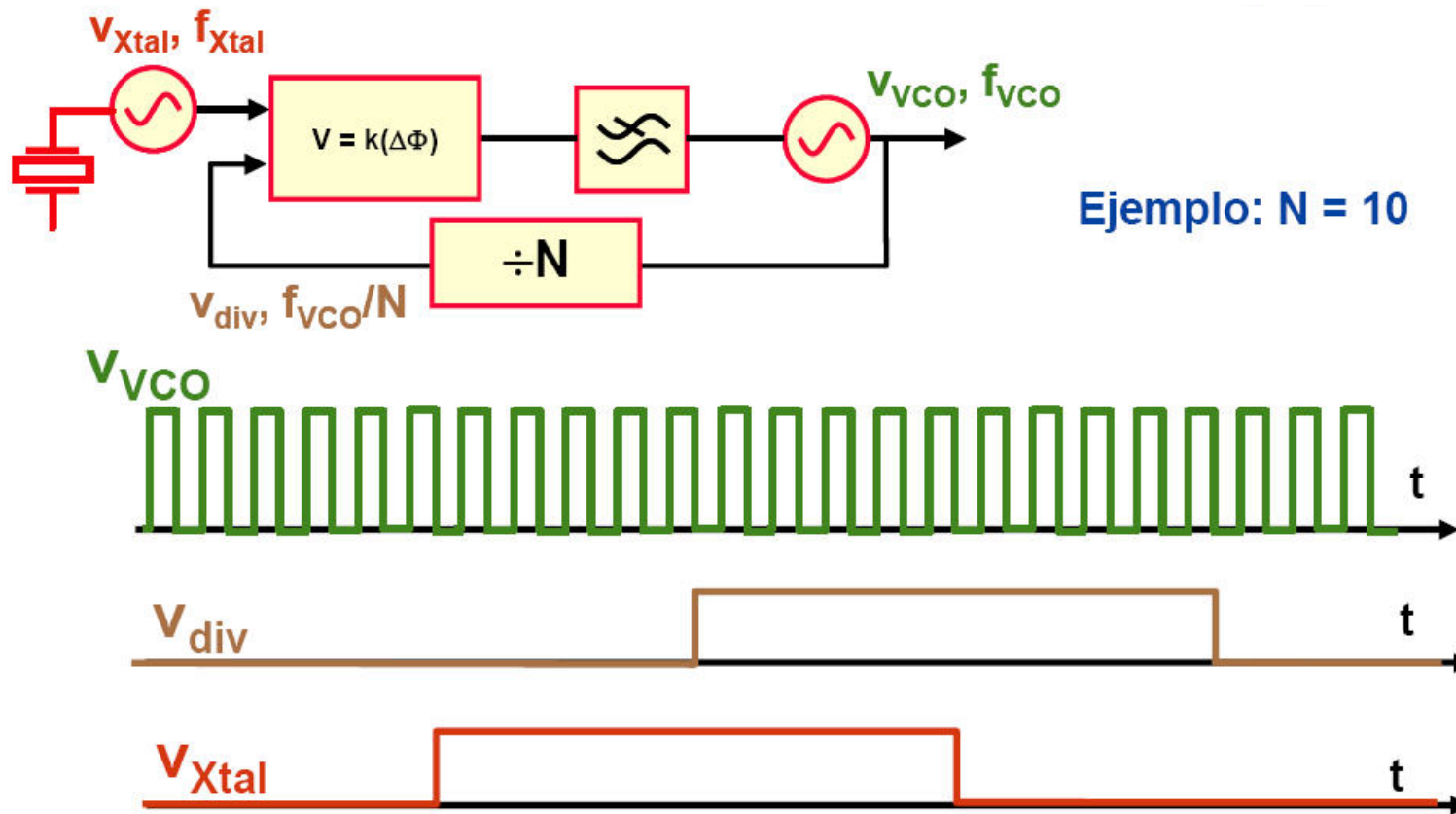
Detector de fases basado en “puerta o exclusiva” (II)



Ojo: no es simétrica respecto a 0°



Sintetizadores de frecuencia con PLLs



Cuando el PLL está enganchado, $f_{Xtal} = f_{VCO}/N \Rightarrow f_{VCO} = f_{Xtal} \cdot N$

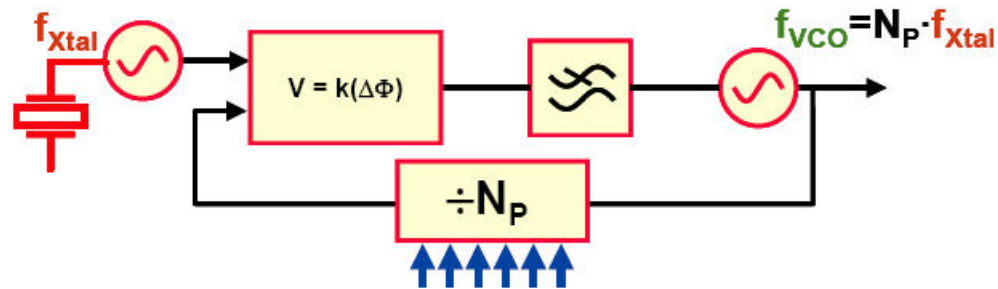
Luego podemos cambiar la frecuencia cambiando N .

Para tener buena estabilidad de frecuencia y también la posibilidad de tener saltos controlados, se desarrollaron los sintetizadores de frecuencia

Ejemplos de sintetizadores de frecuencia con PLLs (I)

Sintetizador para transmisor de CB (*Citizens Band*) de 26,965 MHz hasta 27,405 MHz en saltos de 10 kHz (I)

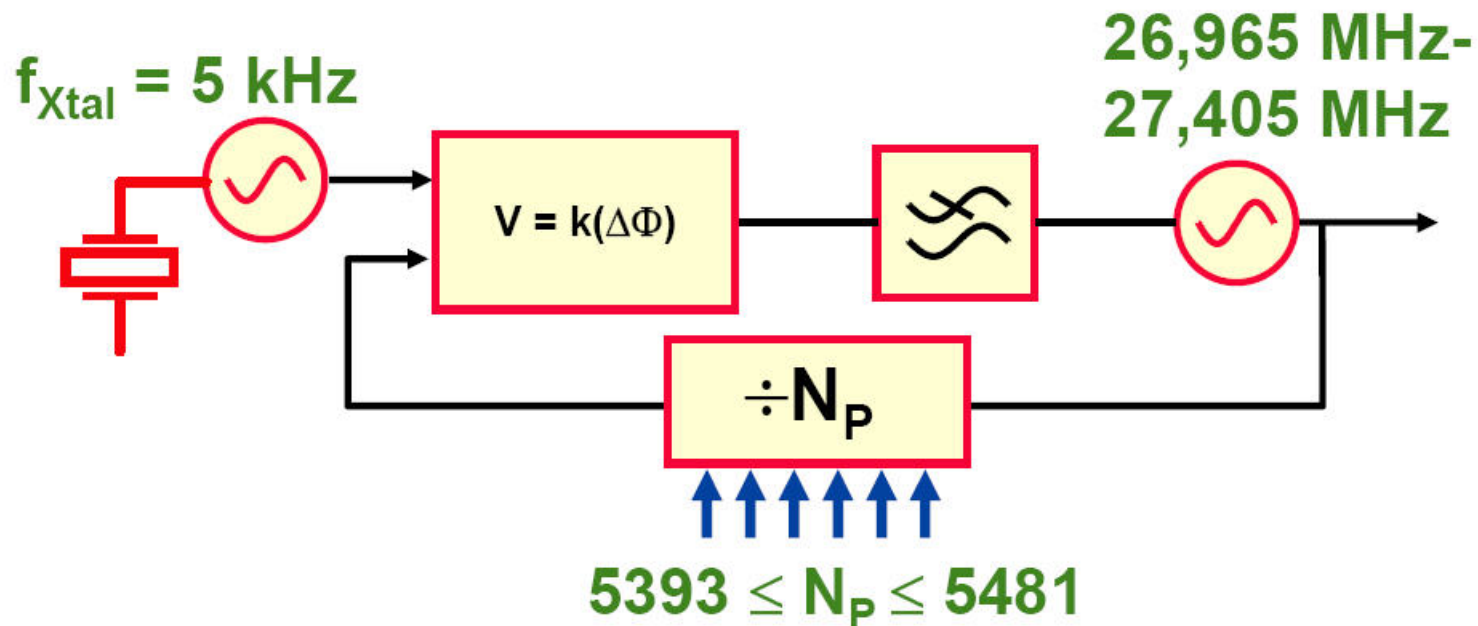
1º- Con sintetizador con divisor programable:



- Como necesitamos $\Delta f = 10$ kHz, supongamos que elegimos $f_{xtal} = 10$ kHz.
- Y como $f_{vco} = N_p \cdot f_{xtal}$, entonces sería $N_{p \min} = 2696,5$ y $N_{p \max} = 2740,5$. Pero esto no es válido porque los divisores deben ser números enteros. Tenemos que multiplicar estos valores por 2 ($N_{p \min} = 5393$ y $N_{p \max} = 5481$) y dividir f_{xtal} por 2 ($f_{xtal} = 5$ kHz).

Ejemplos de sintetizadores de frecuencia con PLLs (II)

Sintetizador para transmisor de CB de 26,965 MHz
hasta 27,405 MHz en saltos de 10 kHz (II)



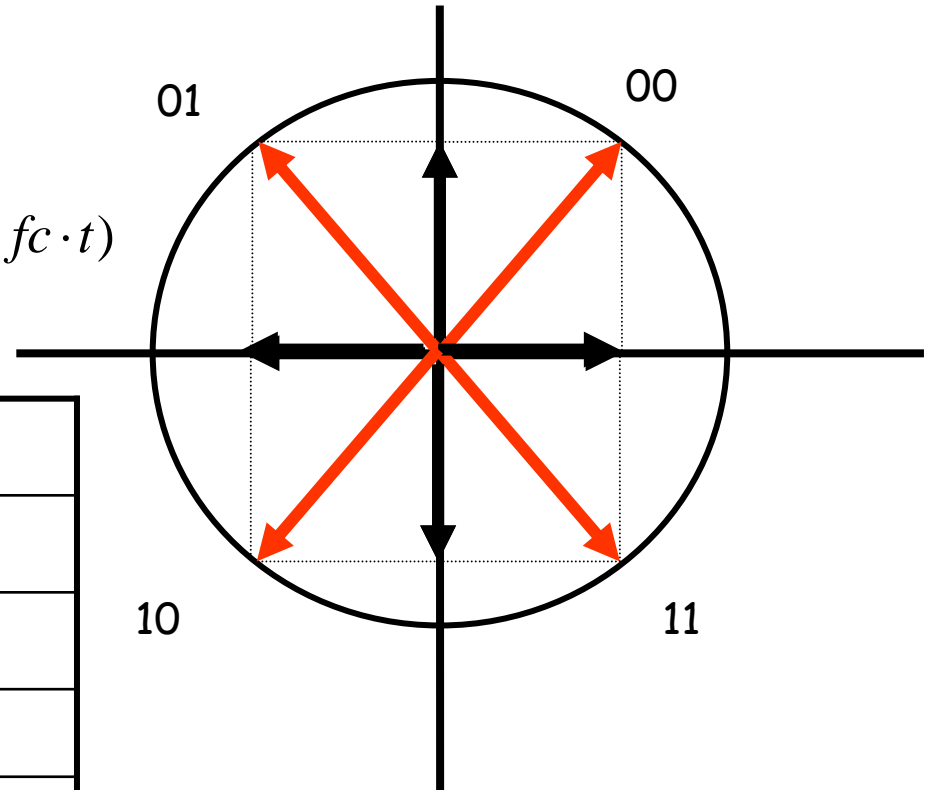
- Se generan frecuencias a saltos de 5 kHz (no es un problema).
- El divisor programable es una frecuencia bastante alta (aunque posible)

Modulaciones QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

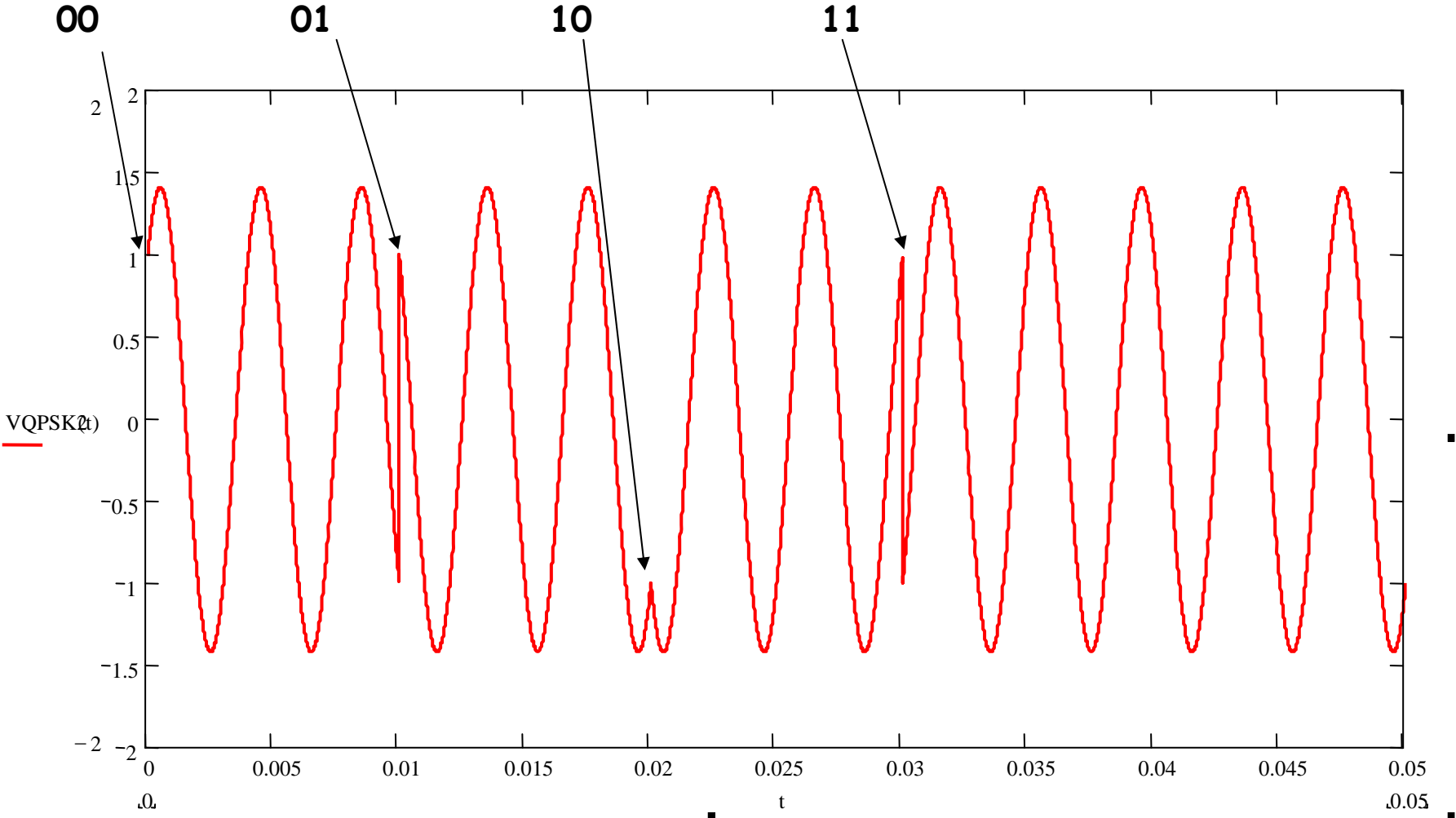
Concepto de DIBIT

$$V_c(t) = a \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) + b \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$$

DIBIT	Fase	a	b
00	$\pi/4$	+1	+1
01	$3\pi/4$	-1	+1
10	$-3 \cdot \pi/4$	-1	-1
11	$-\pi/4$	+1	-1



Modulaciones QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)



En general, QPSK

Modulación QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

$$V_c(t) = a \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) + b \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$$

hacemos variar su valor (en módulo)

Supongamos cuatro bits: separamos en dos grupos, que pasan a modular la fase y cuadratura

Dibit	a
00	1/3
01	-1/3
10	1
11	-1

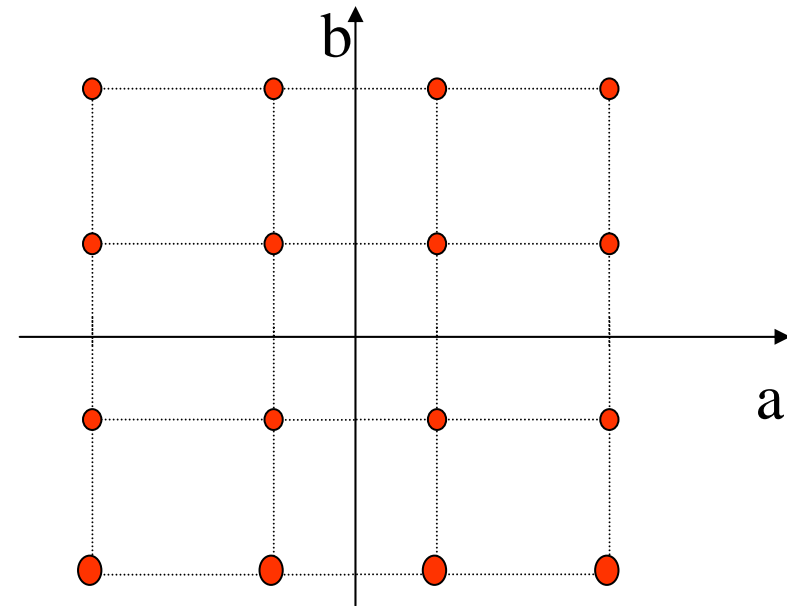
Dibit	b
00	1/3
01	-1/3
10	1
11	-1

Dibit	a
00	1/3
01	-1/3
10	1
11	-1

Dibit	b
00	1/3
01	-1/3
10	1
11	-1

Información	a	b
0000	1/3	1/3
0001	1/3	-1/3
0010	1/3	1
0011	1/3	-1
0100	-1/3	1/3
0101	-1/3	-1/3
0110	-1/3	1
0111	-1/3	-1
1000	1	1/3
1001	1	-1/3
1010	1	1
1011	1	-1
1100	-1	1/3
1101	-1	-1/3
1110	-1	1
1111	-1	-1

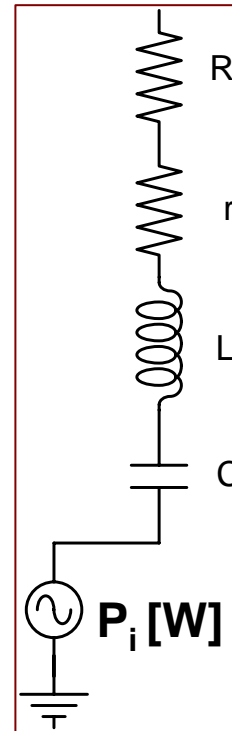
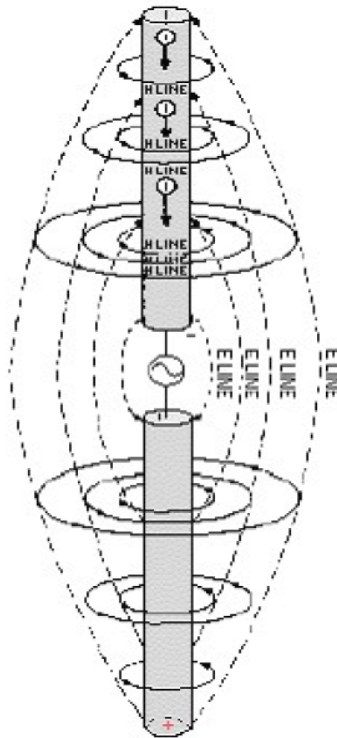
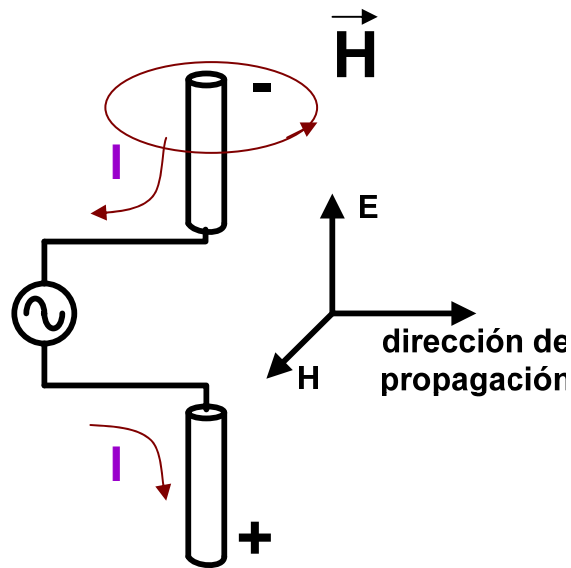
Mas distancia 16QAM que 16 QPSK



Resumen:

- Necesario reconstruir, Nyquist
- Generalmente, se muestrea (moduladora analógica portadora digital) y se cuantifica, dando lugar a los PCM (PAM => PCM)
- Portadora analógica: ASK, FSK, PSK, QPSK y QAM
- Concepto de multibit: aumentamos la cantidad de información
- Diferencias QPSK y QAM

Antenas



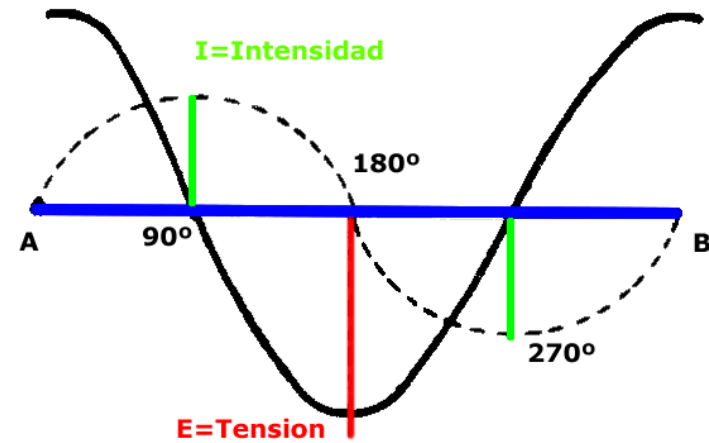
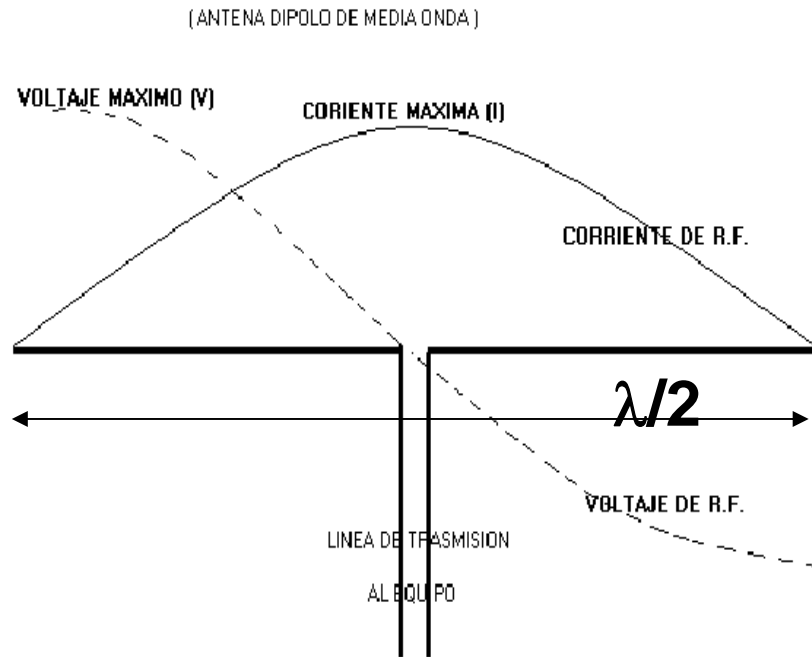
R: resistencia a la radiación
r: resistencia ohmica

Coefficiente de eficiencia de la antena

Potencia radiada

$$P_r = \eta P_i$$

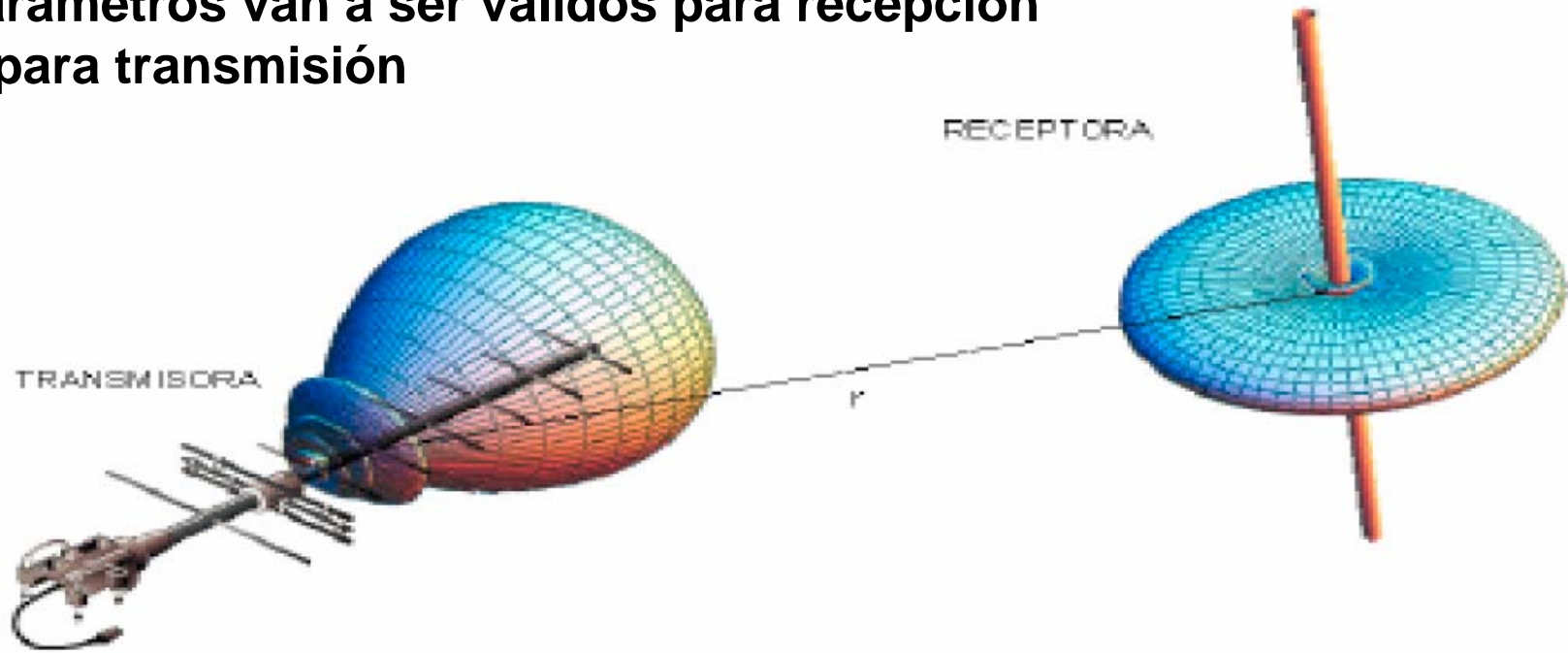
$$\eta = \frac{R}{R + r}$$



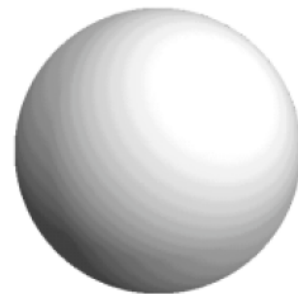
Polarización: depende de la posición del campo eléctrico respecto al suelo
 polarización horizontal \rightarrow E paralelo a la tierra
 polarización vertical \rightarrow E perpendicular a la tierra

T^{ma} de reciprocidad

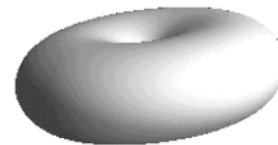
Los parámetros van a ser válidos para recepción como para transmisión



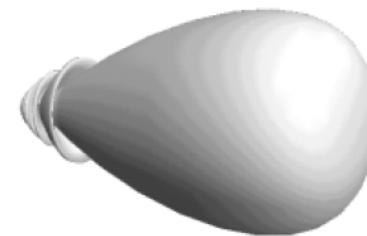
REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LAS CARACTERÍSTICAS DE RADIACIÓN DE LAS ANTENAS



ISOTRÓPICO



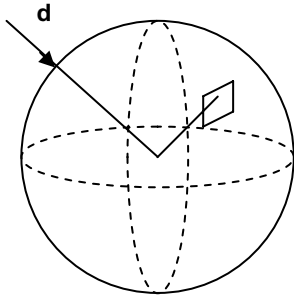
OMNIDIRECCIONAL



DIRECTIVO
Tipo pincel

Antena Isotrópica

Radia igual potencia en todas las direcciones “Pt”



$$Dp = \frac{Pt}{S} = \frac{Pt}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad [W / m^2]$$

Si colocamos una antena receptora de área efectiva A a una distancia d

$$Pr = \frac{Pt \cdot A}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad [W] \quad \text{Potencia recibida}$$

El área efectiva de una antena isotrópica es:

$$A = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad \text{Cociente entre potencia recibida y densidad de potencia en el punto considerado.}$$

Para cualquier otra antena de ganancia “Gr” respecto a la isotrópica :

$$A = Gr \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

Potencia radiada efectiva

$$ERP = G_r \cdot P_e$$

P_e : pot. Eléctrica en terminales 112

Bandas de frecuencia

Banda	Denominación	frec. mínima	frec. máxima	λ máxima	λ mínima
ELF	Extremely Low Frequency	-	3 kHz	-	100 km
VLF	Very Low Frequency	3 kHz	30kHz	100 km	10 km
LF	Low Frequency	30 kHz	300 kHz	10 km	1 km
MF	Medium Frequency	300 kHz	3 MHz	1 km	100 m
HF	High Frequency	3 MHz	30 MHz	100 m	10 m
VHF	Very High Frequency	30 MHz	300 MHz	10 m	1 m
UHF	Ultra High Frequency	300 MHz	3 GHz	1 m	10 cm
SHF	Super High Frequency	3 GHz	30 GHz	10 cm	1 cm
EHF	Extremely High Frequency	30 GHz	300 GHz	1 cm	1 mm

Banda	Denominación	frec. mínima	frec. máxima	λ máxima	λ mínima
	Región submilimétrica	300 GHz-	800 GHz	1 mm-	0,4 mm
IR	Infrarrojo	800 GHz	400 THz	0,4 mm	0,8 μ m
V	Visible	400 THz	750 THz	0,8 μ m	0,4 μ m
UV	Ultravioleta	750 THz	10000 THz	400 nm	12 nm

Bandas de frecuencia

En Televisión y FM se utilizan otras denominaciones como Banda I, Banda II, Banda III, IV y V

Banda	frec. mínima	frec. máxima	Canales
I	47 MHz	68 MHz	2,3,4 VHF
II	88 MHz	108 MHz	FM
III	174 MHz	230 MHz	5 al 12 VHF
IV	470 MHz	606 MHz	21 al 37 UHF
V	606 MHz	862 MHz	38 al 69 UHF

A frecuencias de microondas se utilizan otras denominaciones, como bandas L,C,S,X, que provienen de los primeros tiempos del radar.

Banda	frec. mínima	frec. máxima	λ máxima	λ mínima
L	1 GHz	2 GHz	30 cm	15 cm
S	2 GHz	4 GHz	15 cm	7.5 cm
C	4 GHz	8 GHz	7.5 cm	3.75 cm
X	8 GHz	12.4 GHz	3.75 cm	2.42 cm
Ku	12.4 GHz	18 GHz	2.42 cm	1.66 cm
K	18 GHz	26.5 GHz	1.66 cm	1.11 cm
Ka	26.5 GHz	40 GHz	11.1 mm	7,5 mm
mm	40 GHz	300 GHz	7.5 mm	1 mm

Ganancia de la antena

Ganancia de directividad:

G_d = Densidad de potencia en la dirección principal / D_p (isotrópica)

Para la misma potencia de emisión en ambas antenas

G_d = Potencia radiada por una isotrópica / Pot. Radiada por la antena real

Con igual potencia de alimentación

$$G_d = \frac{3 \cdot 10^4}{\Delta\varphi \cdot \Delta\theta}$$

$\Delta\theta$: anchura del haz en el plano vertical

$\Delta\varphi$: anchura del haz en el plano horizontal

Ganancia de potencia:

G_p = Densidad de potencia en la dirección principal / D_p (isotrópica)

Para la misma potencia de alimentación en ambas antenas

G_p = Potencia con que se excita una isotrópica / Pot. De excitación de la antena real

Para la misma densidad de potencia en la dirección principal

Rendimiento de la antena η

$$G_p = G_d \cdot \eta \quad \eta = \frac{R}{r + R}$$

R : resistencia de radiación

r : resistencia ohmica

R: resistencia de radiación

Resistencia que disiparía una energía eléctrica igual a la E. radiada

$$R = \frac{\text{Potencia emitida}}{I_{\max}^2}$$

En el punto de alimentación

Antena receptora

Densidad de potencia recibida:

$$Dp = \frac{\left| \frac{\vec{E}_{\max}}{\sqrt{2}} \right|^2}{z_{\phi}} \quad [w / m^2]$$

Impedancia característica del medio

$$z_{\phi} = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = 377 \Omega$$

En una antena isotrópica:

d: distancia
E: valor eficaz del campo eléctrico
recibido a una distancia "d"

$$Dp = \frac{P_t}{4 \cdot \pi \cdot d^2} = \frac{|E|^2}{377} \quad [w / m^2]$$

Antena receptora isotrópica

$$Dp = \frac{P_t}{4 \cdot \pi \cdot d^2} = \frac{|E|^2}{377} \quad [w/m^2] \quad \Rightarrow \quad E [mV/m] = \frac{\sqrt{30 \cdot P_t [w]}}{d [Km]}$$

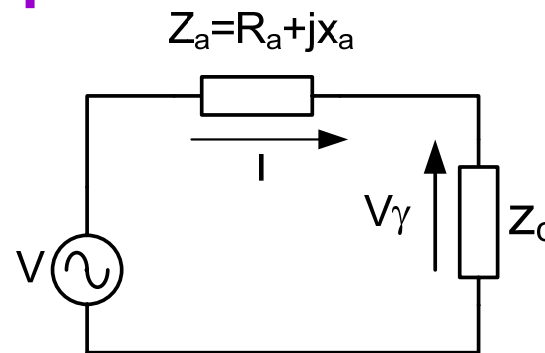
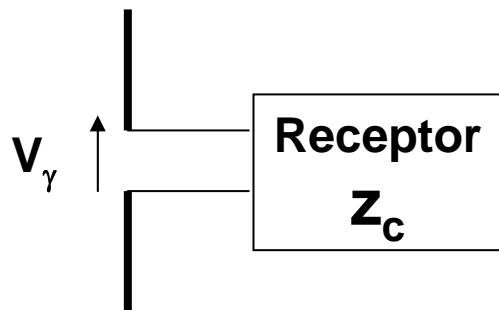
Antena receptora no isotrópica

$$P_t = Gd \cdot P$$

P: potencia radiada

Pt: potencia radiada en la dirección principal

Modelo de antena receptora



$$R_a: r+R$$

r: resistencia de pérdidas

R: resistencia de radiación

I: corriente en el punto de alimentación

$$R = \frac{P}{I^2} = 80 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad [\Omega]$$

Ej. Un hilo de corriente uniforme de 1 m de longitud tendría una resistencia de radiación de 7,89 a 30 MHz y 789 a 300 MHz

Potencia transferida a la carga será:

$$P_e = \frac{V^2 \cdot R_c}{(R_a + R_c)^2 + (x_a + x_c)^2}$$

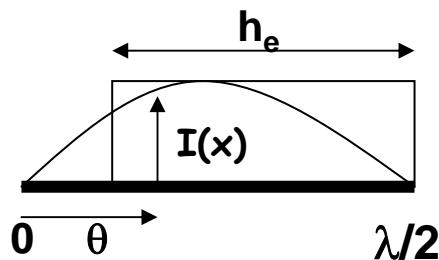
En valor eficaz

Potencia disipada en la antena:

$$P_e = \frac{V^2 \cdot R_a}{(R_a + R_c)^2 + (x_a + x_c)^2}$$

En valor eficaz

Altura efectiva "h_e":



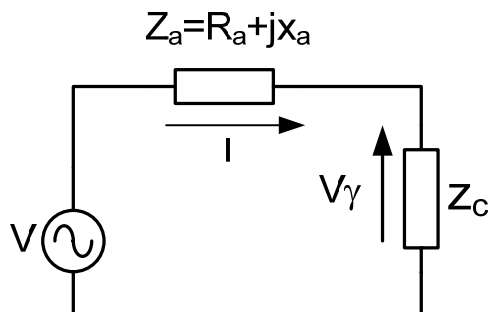
$$I(x) = I \cdot \text{sen}(\theta)$$

El área del rectángulo = área bajo la senoide \Rightarrow

$$h_e = \lambda / \pi$$

La tensión captada por el dipolo de media onda (V):

$$V = E \cdot h_e = \frac{E \cdot \lambda \cdot G}{\pi} \quad \text{En una antena adaptada } Z_a = Z_c^*$$



$$V_\gamma = \frac{E \cdot \lambda \cdot G}{2 \cdot \pi}$$

Longitud de la antena:

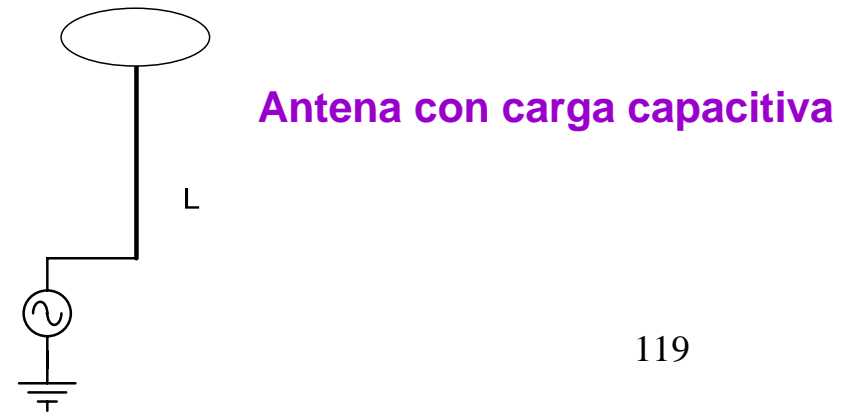
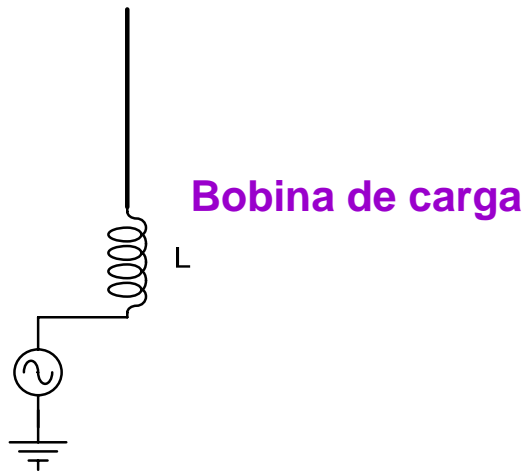
$$f = \frac{c}{\lambda} \Rightarrow \text{long} = n \cdot \frac{150}{f(\text{MHz})} \quad [\text{m}]$$

Antena resonante

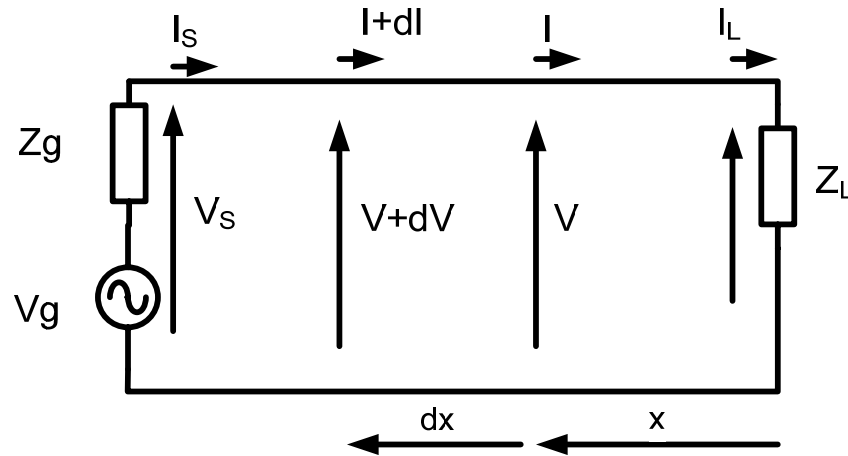
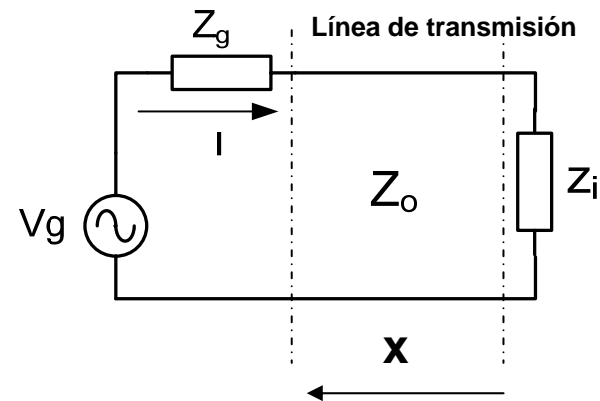
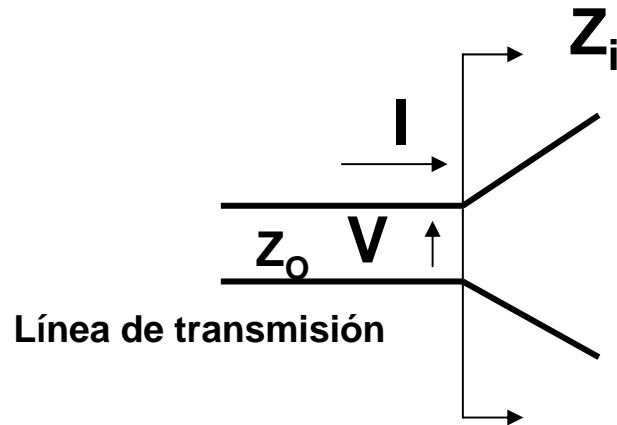
Carga de la antena:

Podemos aumentar la longitud eléctrica de una antena sin variar su longitud física

Cálculo mediante software



Líneas de transmisión



$$V(x) = \underbrace{V_1 \cdot e^{\gamma \cdot x}}_{\text{Onda incidente}} + \underbrace{V_2 \cdot e^{-\gamma \cdot x}}_{\text{Onda reflejada}}$$

$$I(x) = \frac{V_1}{Z_\phi} \cdot e^{\gamma \cdot x} - \frac{V_2}{Z_\phi} \cdot e^{-\gamma \cdot x}$$

$$V_1 = \frac{V_L + Z_\phi \cdot I_L}{2} \quad V_2 = \frac{V_L - Z_\phi \cdot I_L}{2}$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \quad \text{Línea sin pérdidas}$$

Si $Z_L = Z_\phi$ no existe onda reflejada. Línea adaptada

Coeficiente de reflexión

Relación entre tensión incidente y tensión reflejada en ese punto

$$\Gamma = \frac{z_i - z_o^*}{z_i + z_o^*}$$

Una línea de transmisión sin pérdidas

$$z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Una línea de transmisión esta adaptada si : $z_o = z_i$

ROE

ROE (Relación de onda estacionaria) es una medida de la energía enviada por el transmisor que es reflejada por el sistema de transmisión y vuelve al transmisor. Se admite como máximo Un ROE de 2, es decir un 12% de potencia perdida.

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

En la carga

Potencia transmitida “ P_T ”

$$P_T = P_i - P_r = \frac{|V_1|^2}{2 \cdot Z_\phi} [1 - |\Gamma|^2]$$

P_i : Potencia incidente
 P_r : Potencia reflejada

$$P_i = \frac{|V_1|^2}{2 \cdot Z_\phi} \quad P_r = \frac{|V_1|^2}{2 \cdot Z_\phi} |\Gamma|^2$$

Pérdidas de retorno

$$P.R.(dB) = 10 \log \frac{P_{ref}}{P_{inc}} = 20 \log |\Gamma|$$

Problema: Una antena radia isotrópicamente, si $E=50\text{mV m}^{-1}$
A una distancia 1 Km calcular:

- a) potencia radiada
- b) Resistencia de radiación si la corriente terminal de la antena es $I=3.5\text{A}$

Solución:

$$Dp = \frac{\left| \frac{\vec{E}_{\max}}{\sqrt{2}} \right|^2}{Z_{\phi}} \quad [w/m^2]$$

a) $P=2 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot Dp= 2 \cdot \pi \cdot (10^3)^2 \cdot 0.05^2/377=41.7 \text{ W}$

b) $P=I^2 \cdot R ; R=41.7/3.5^2=3.4\Omega$