

# EMISORES - RECEPTORES

T-1

- Ganancia de conversión

en tensión

$$G_c = \frac{V_{FI, FI} |_{MAX}}{V_{RF, RF} |_{MAX}}$$

en potencia

$$G_c = \frac{P_{FI, FI}}{P_{RF, RF}}$$

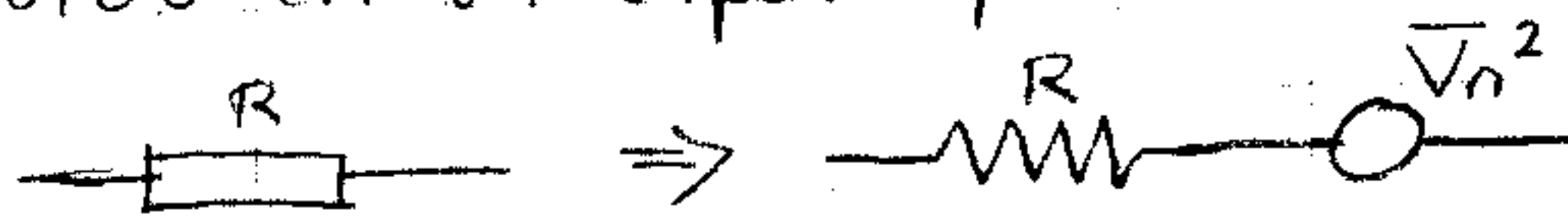
- Transconductancia de conv.

$$G_c = \frac{I_{FI, FI} |_{MAX}}{V_{RF, RF} |_{MAX}}$$

$V_{FI, FI}$ : En la salida de FI señal a la frec. de FI.

## T-2 CABEZAL DE RADIOFRECUENCIA

- Ruido en un dipolo pasivo



$$\overline{V_n^2} = 2KT R \quad V^2/Hz$$

- Ancho de Bda equivalente de ruido

$$B_N = \frac{\int_0^\infty |H(\omega)|^2 d\omega}{|H_{max}|^2}$$

En general  $B_N \approx B_{-3dB}$

- Ruido en cuadripolos (En adaptación de impedancias)



$$P_{no} = G \cdot P_{ni} + P_{no}' \triangleq G \cdot P_{ni}'$$

Ruido equiv. a la entrada para cuadrip no ruidoso

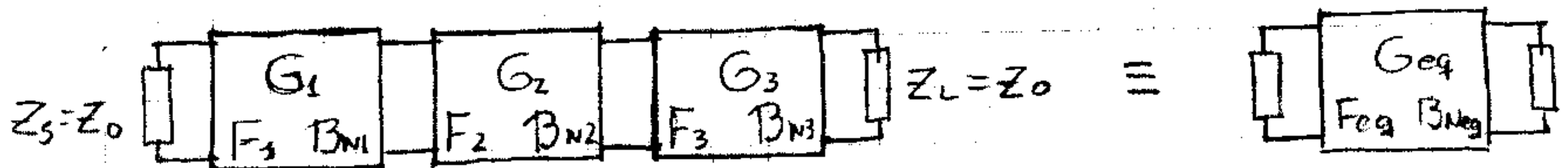
$$P_{no} = K (T_s + T_e) B_N \cdot G$$

$$F = \frac{P_{no}}{P_{no, ni}} \Big|_{T_s = T_0}$$

$$T_e = (F - 1) T_0$$

$$F_{atenuador} = L$$

- Cuadripolos en cascada



$$G_{eq} = \prod_i G_i$$

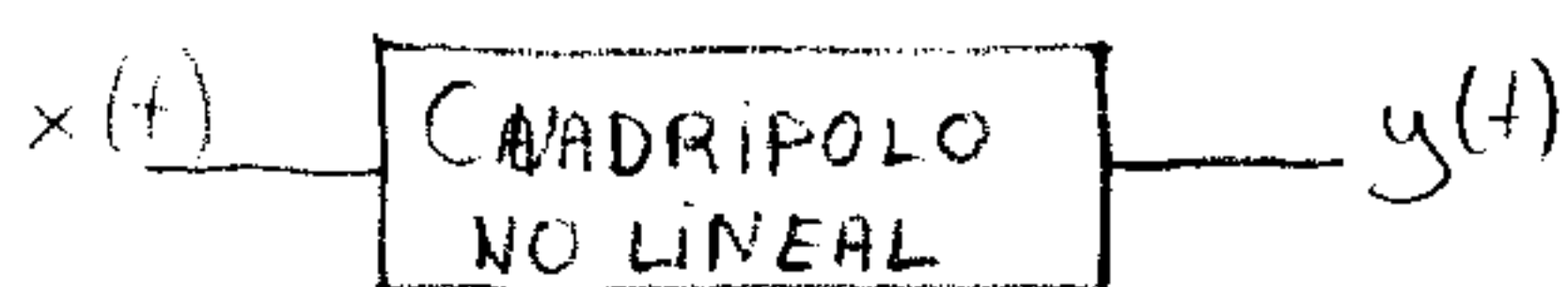
$$B_{neg} = \min_i \{ B_{ni} \}$$

Si el último cuadripolo tiene el  $B_N$  más estrecho:

Fórmula Fris

$$F_{eq} = F_1 + \sum_{i=2}^M \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} G_j}$$

# \* DISTORSIÓN NO LINEAL



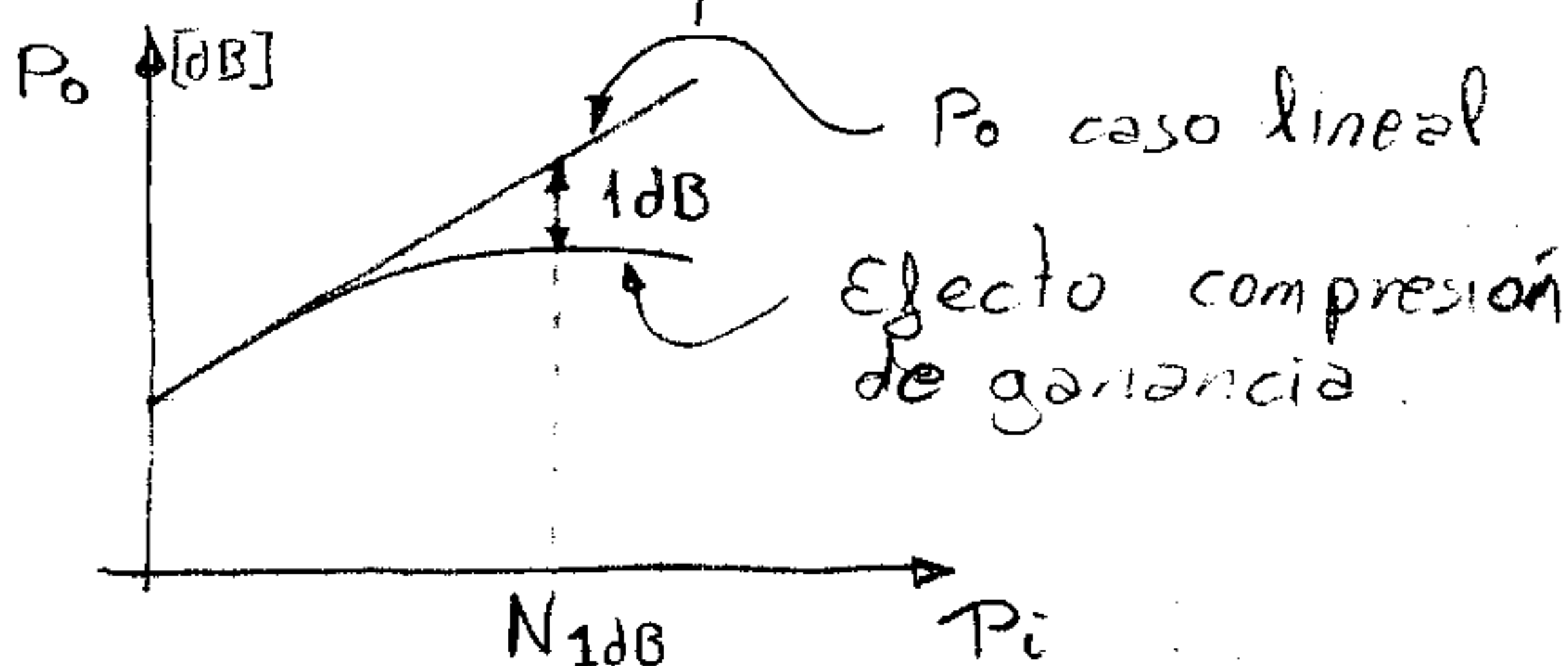
$$y(t) = ax(t) - cx^3(t)$$

$$x(t) = A \cos \omega_0 t + I \cos \omega_0 t \quad (\text{Señal} + \text{Interferencia})$$

$$y(t) = aA \left[ 1 - \frac{3c}{4a} A^2 - \frac{3c}{2a} I^2 \right] \cos \omega_0 t + \frac{1}{4} c A^3 \sin 3\omega_0 t + \dots$$

Compresión de ganancia      Desensibilización      Armónico

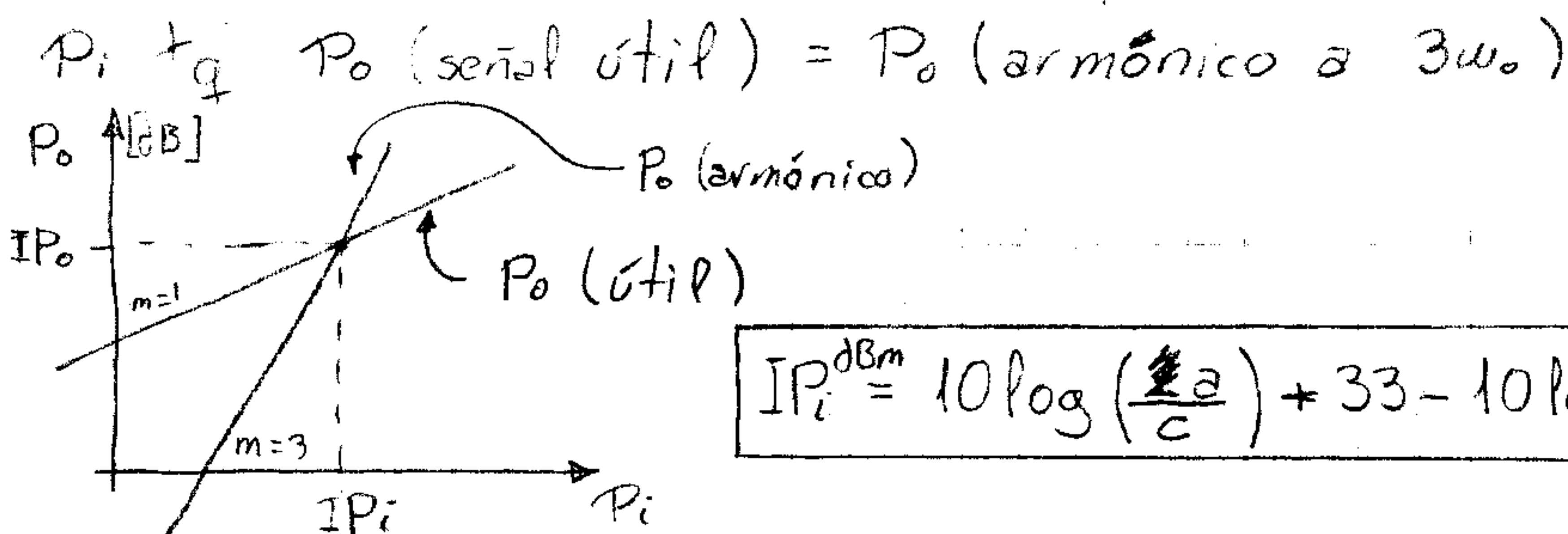
## - Nivel de compresión



\* Se calcula teniendo en cuenta únicamente los términos de señal útil y compresión de ganancia.

$$N_{1dB}(\text{voltios}) = \sqrt{\frac{4a}{3c} (1 - 10^{-0.05})}$$

## - Punto de intercepción (IP)



$$IP_i^{dBm} = 10 \log \left( \frac{2a}{c} \right) + 33 - 10 \log R_L$$

## - Nivel de Bloqueo

$$I \uparrow \Rightarrow P_o(\text{interf.}) = P_o(\text{útil}) \Rightarrow P_o = 0$$

$$I_{\text{BLOC}} = \sqrt{\frac{2a}{3c}}$$

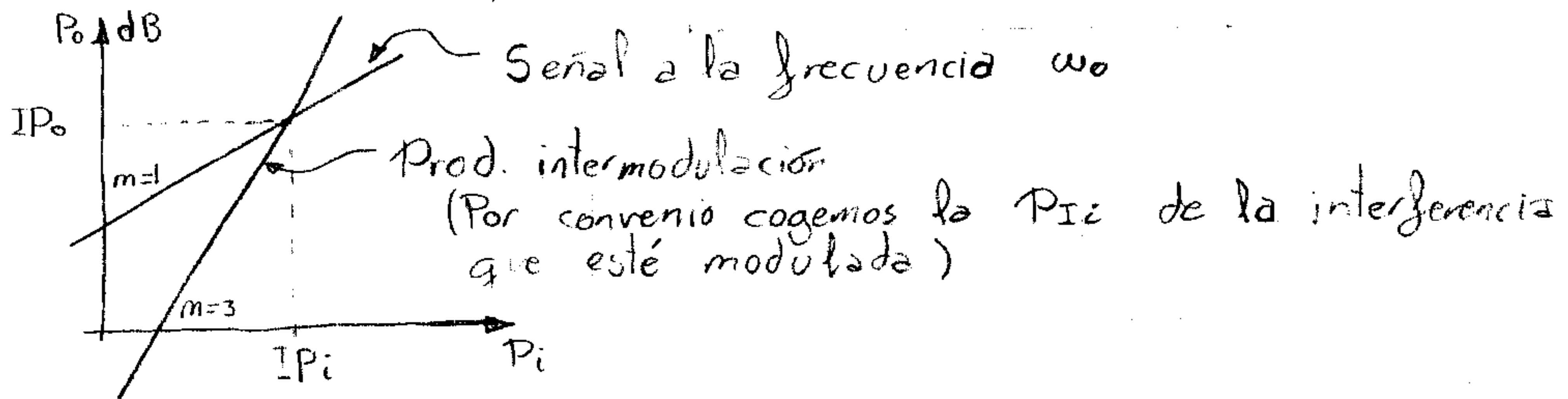
## \* PRODUCTOS DE INTERMODULACIÓN

$$x(t) = I_1 \cos \omega_1 t + I_2 \cos \omega_2 t \longrightarrow y(t) = f = |n f_1 \pm m f_2|$$

Los prod. de intermodulación más nocivos son los de orden 3.

$$y(t) = \dots + \frac{3c}{4} I_1^2 I_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2) + \dots$$

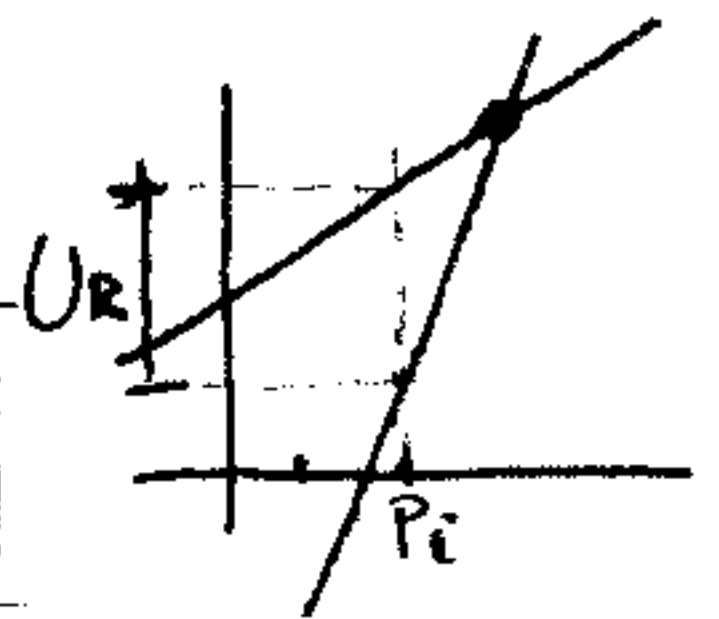
- Punto de intercepción (consideramos  $I_1 = I_2$ )



- Rechazo a la salida (Para una  $P_i$  determinada)

$$U_R (\text{dB}) = P_{o \text{ util}} (\text{dBm}) - P_{o \text{ intermod}} (\text{dBm})$$

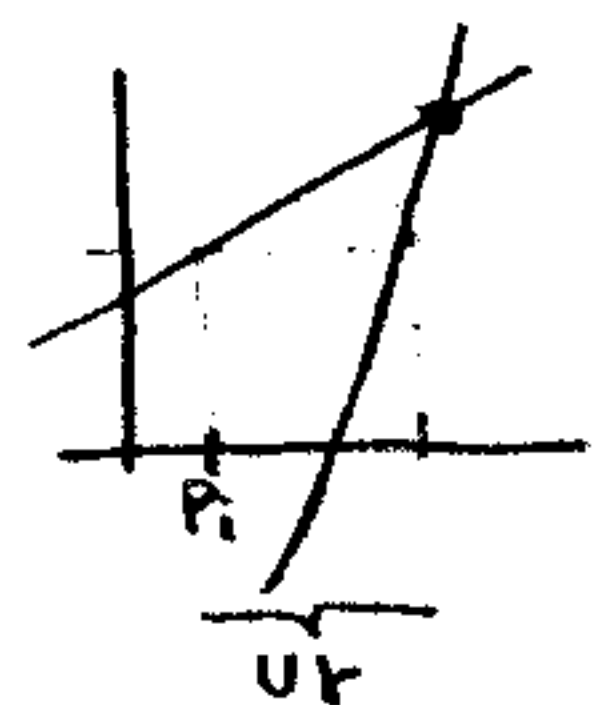
$$U_R (\text{dB}) = (m-1) [IP_i (\text{dBm}) - P_i (\text{dBm})]$$



- Rechazo a la entrada (Para una  $P_i$  det)

$$U_R (\text{dB}) = \Delta P_i \mid P_o (\text{util}) = P_o (\text{intermod})$$

$$U_R (\text{dB}) = \frac{m-1}{m} [IP_i (\text{dBm}) - P_i (\text{dBm})]$$



- Margen dinámico libre de espúreos

$$SFDR (\text{dB}) = P_{i \text{ intermod}} (\text{dBm}) - P_{n \acute{e}} (\text{dBm})$$

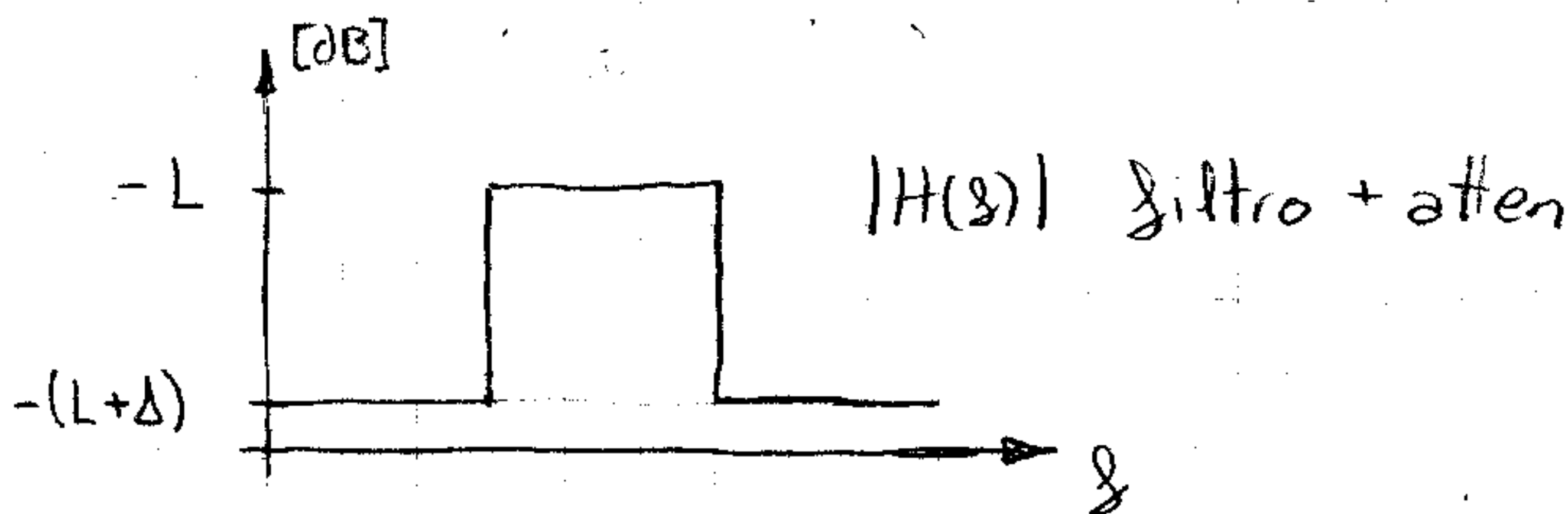
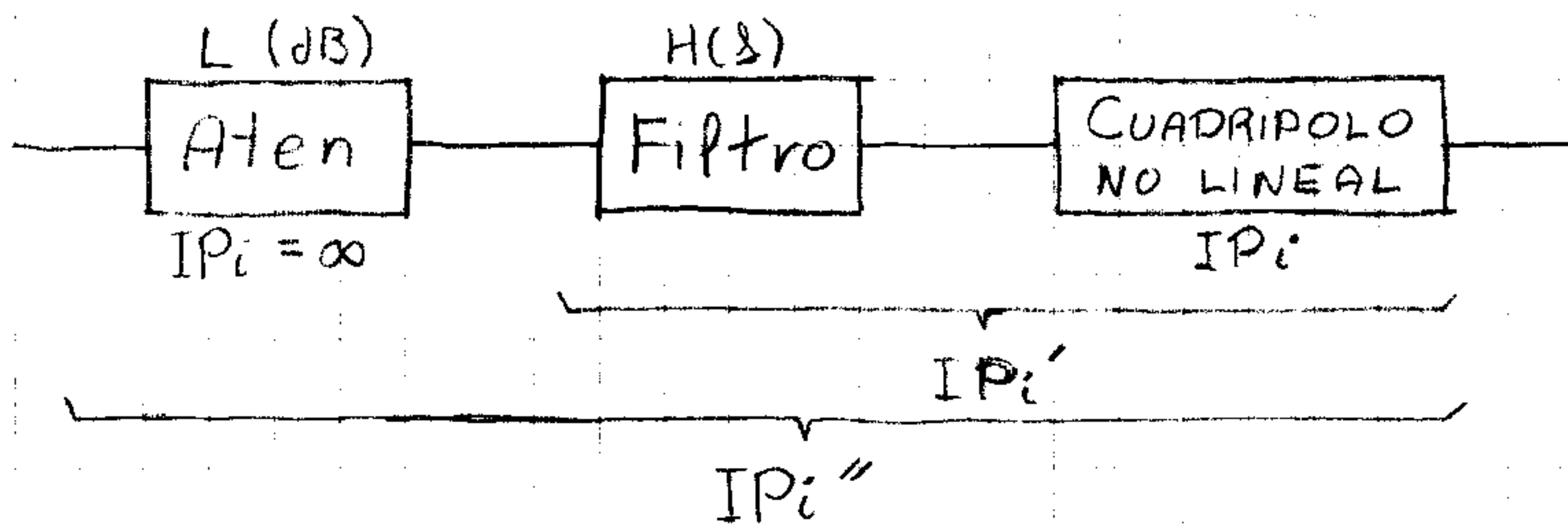
$$SFDR (\text{dB}) = \frac{m-1}{m} [IP_i (\text{dBm}) - P_{n \acute{e}} (\text{dBm})]$$

Con  $P_i = P_N$

Cuadripolos en cascada

$$\left[ \frac{1}{IP_{i,TOT}} \right]^Q = \left[ \frac{1}{IP_{i,1}} \right]^Q + \left[ \frac{G_1}{IP_{i,2}} \right]^Q + \dots + \left[ \frac{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}{IP_{i,N}} \right]^Q \quad Q = \frac{m-1}{2}$$

Efecto de la selectividad sobre el IP

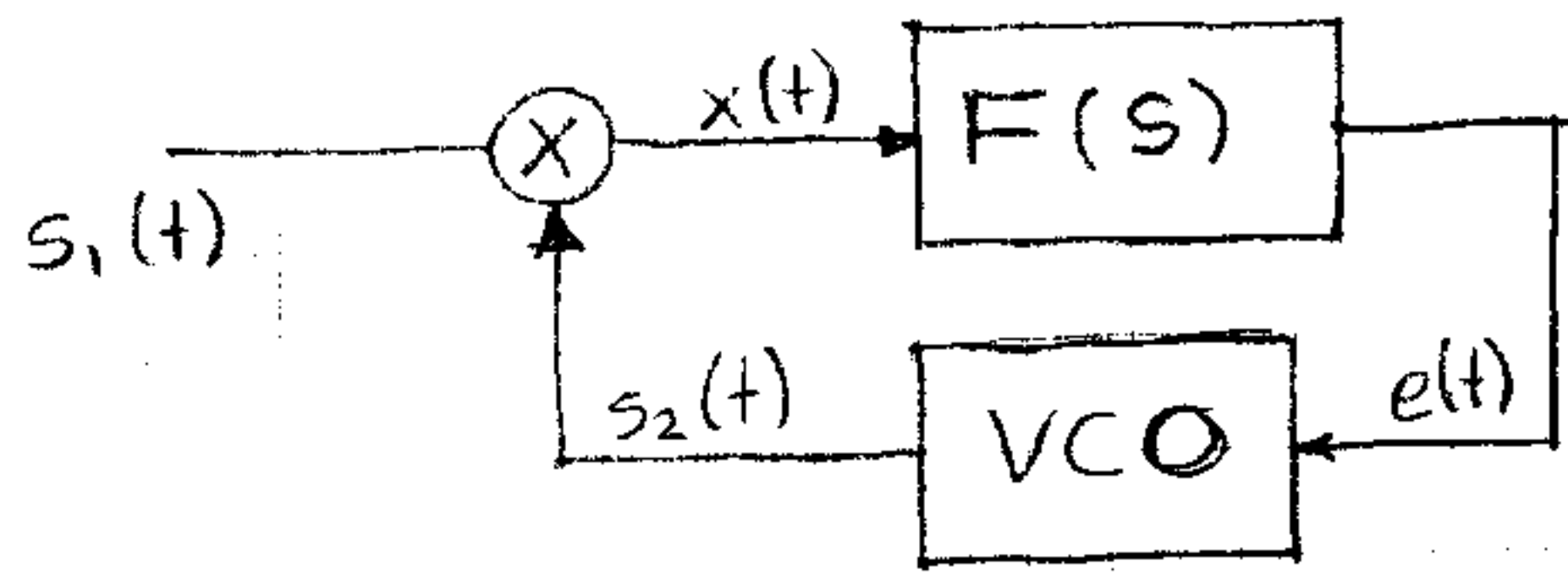


$$IP_{i''}(\text{dBm}) = IP_{i'}(\text{dBm}) + L(\text{dB})$$

$$IP_{i''}(\text{dBm}) = IP_i(\text{dBm}) + \frac{m}{m-1} \Delta(\text{dB}) + L(\text{dB})$$

$IP_i$  equivalente de todos los cuadripolos posteriores al filtro

# T3 - PLL



$$s_1(t) = \sqrt{2} A \sin(\omega_0 t + \theta_1(t))$$

$$s_2(t) = \sqrt{2} \sin(\omega_0 t + \theta_2(t))$$

$$x(t) = AK_1 \sin(\phi(t))$$

Error de fase

## - PLL en fase de seguimiento

$$H(s) = \frac{AKF(s)}{s + AKF(s)}$$

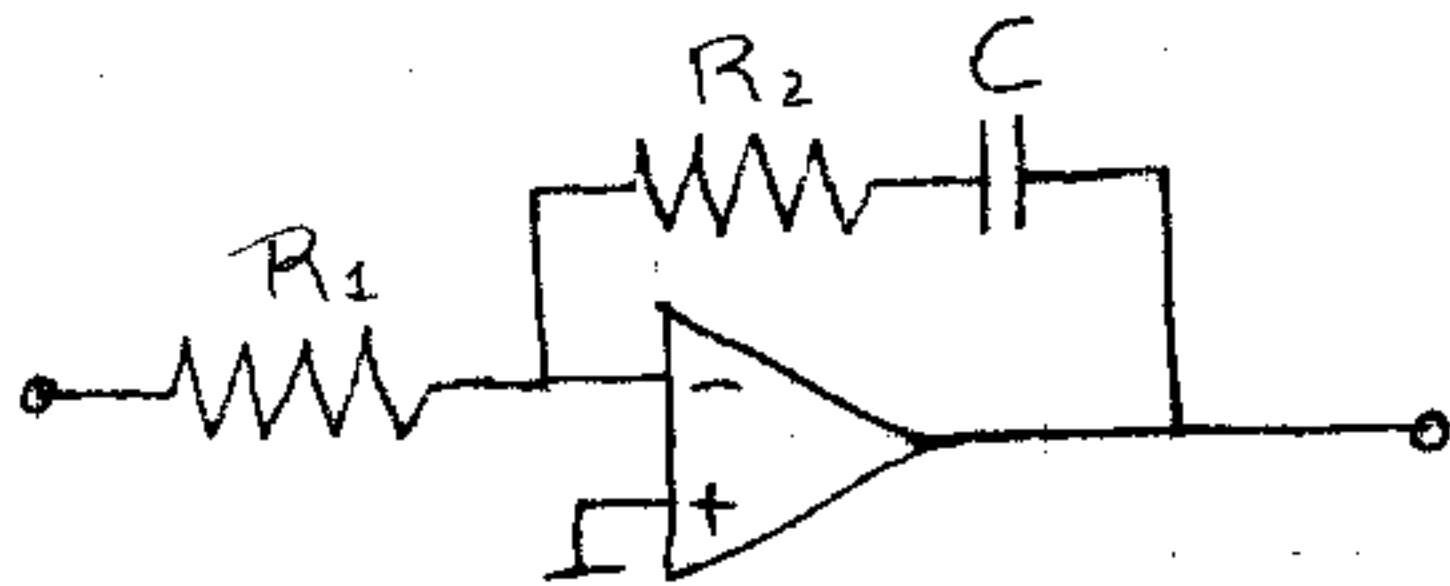
ganancia comparador de fase  
sensibilidad VCO

$$K = K_1 \cdot K_2$$

$K_1$  [rad/seg]  
 $K_2$  [rad/V]

Orden PLL = Orden filtro + 1

### o Filtro activo



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

$$\tau_1 = R_1 C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

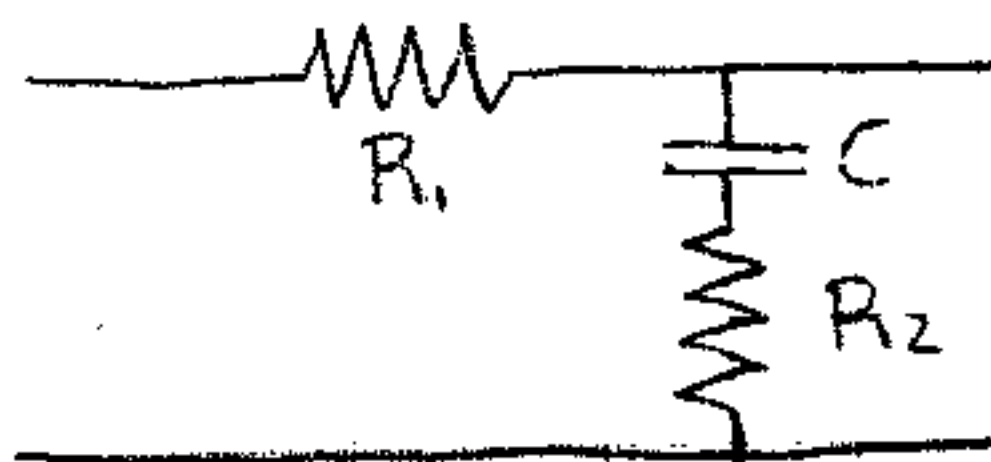
$$\omega_n = \sqrt{\frac{AK}{\tau_1}}$$

↑  
frec. natural PLL

$$\xi = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$$

↑  
Factor amortiguamiento (normalmente  $\xi = 0.7$ )

### o Filtro pasivo



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

## - Modelo PLL en presencia de ruido

$$\overline{\Theta_{ni}^2} = \frac{N_0 B_i}{2 A^2} = \frac{1}{2 SNR_i}$$

$$N_0 [V^2/Hz]$$

$$\overline{\Phi_{nr}^2} = \frac{N_0 B_L}{A^2} = \frac{1}{SNR_i} \cdot \frac{B_L}{B_i}$$

$$\text{jitter} = \sqrt{\overline{\Phi_{nr}^2}}$$

APLL 1er orden

$$B_L = \frac{AK}{4} [Hz]$$

APLL 2º orden

$$B_L = \frac{\omega_n}{2} \left( \xi + \frac{1}{4\xi} \right) [Hz]$$

## - PLL en fase de adquisición

### o Margen de Hold-in

PLL inicialmente enganchado, máximo desplazamiento respecto  $\omega_0$  manteniendo el enganche.

$$\Delta\omega_H = \pm AKF(0)$$

Filtro activo  $\Delta\omega_H = \infty$

Filtro pasivo  $\Delta\omega_H = AK$

### o Margen de Pull-in

PLL inicialmente NO enganchado, máxima diferencia entre la recibida y  $\omega_0$  a la que el PLL es capaz de enganchar.

$$\Delta\omega_P = \frac{8}{\pi} \sqrt{2\xi\omega_n AK - \omega_n^2}$$

$$T_P \approx \frac{2\pi(\Delta\omega)^2}{2\xi\omega_n^3}$$

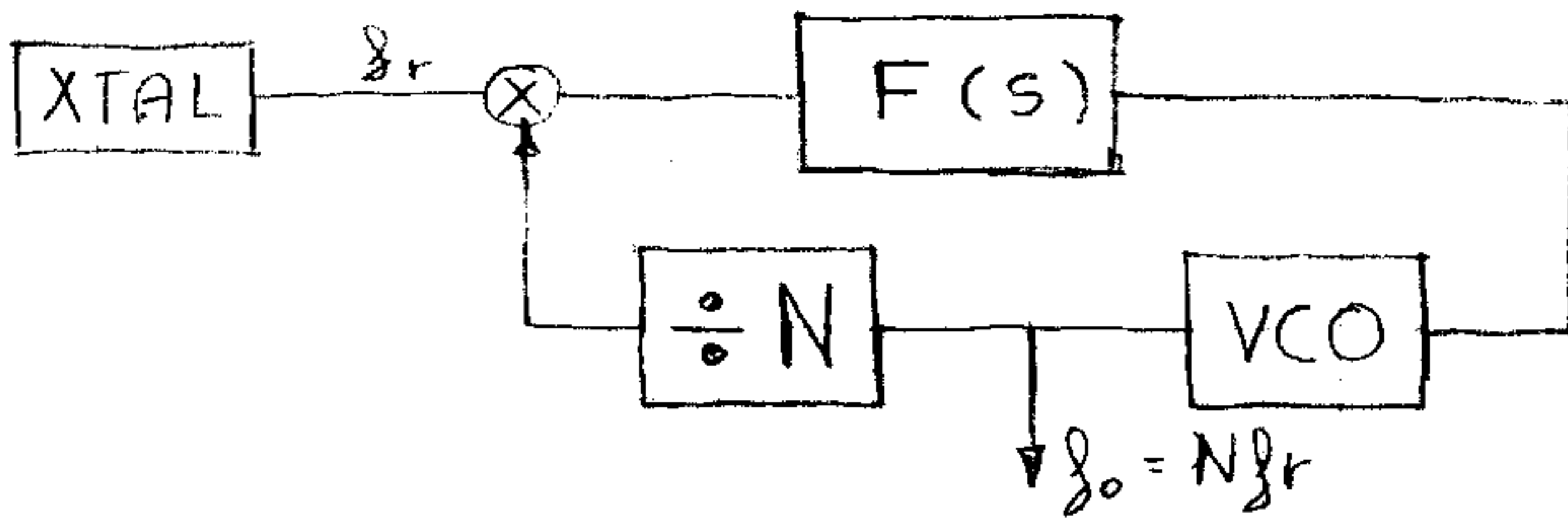
### o Margen de Lock-in

IDEM Pull-in sin que  $\phi(t)$  recorra más de un ciclo.

$$\Delta\omega_L \approx 2\xi\omega_n$$

$$T_L \approx 1/\xi\omega_n$$

# 1-4 SINTETIZADORES DE FRECUENCIA



- En fase de seguimiento

$$H(s) = \frac{\frac{AK}{N} F(s)}{s + \frac{AK}{N} F(s)}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{AK}{N} \frac{1}{\tau_1}}$$

$$\xi \approx \frac{\omega_n}{2} \tau_2$$

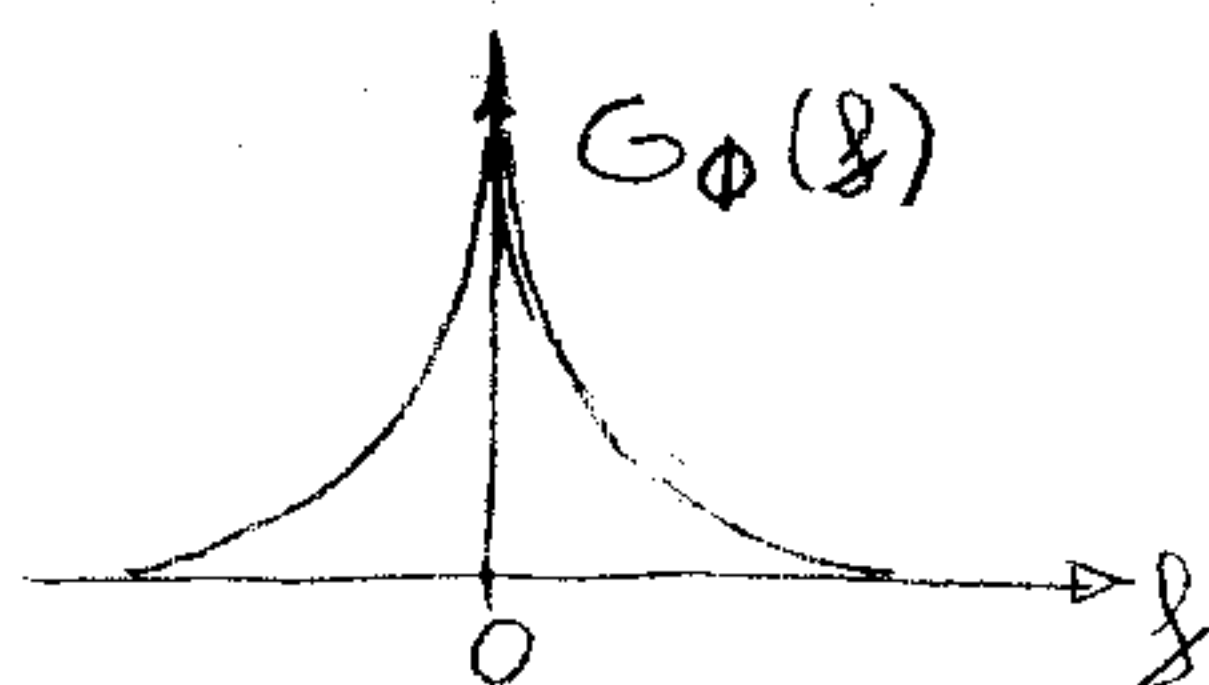
- En fase de adquisición (cambio de frecuencia)

$$\Delta\omega_L \approx 2\xi\omega_n \geq \frac{2\pi(f_{o,max} - f_{o,min})}{N_{min}}$$

$$T_L \approx \frac{1}{f_n} \quad N_{min} = \frac{f_{o,min}}{f_r}$$

\* Ruido de fase en un sintetizador de frecuencia

- Densidad espectral de ruido de fase (pureza espectral)



$$G_\phi(f) = \frac{KT_o F}{8PQ^2} \left(\frac{f_o}{f}\right)^2 \quad [\text{rad}^2/\text{Hz}]$$

Para  $\Delta f < f_n$  Domina el ruido de la señal de referencia  
 Para  $\Delta f > f_n$  " " " " " " " " del VCO

$$\overline{\theta^2} = 2 \left( \int_0^{f_n} G_\phi(f) \Big|_{f_o=f_r} df + \int_{f_n}^{\infty} G_\phi(f) \Big|_{f_o=f_{VCO}} df \right)$$

• Compromiso tiempo conmutación ↔ pureza espectral

$$T_L \approx \frac{1}{f_n} \gg \frac{1}{f_r} \quad \text{Para garantizar que no haya señales espurias}$$

## \* Señales espurias

- Debidas a:
  - Rizado tensión alimentación.
  - Vestigios señal referencia a la salida detector de fase.

$$\theta_0(t) = \omega_1 t + \beta \sin(2\pi f_e t)$$

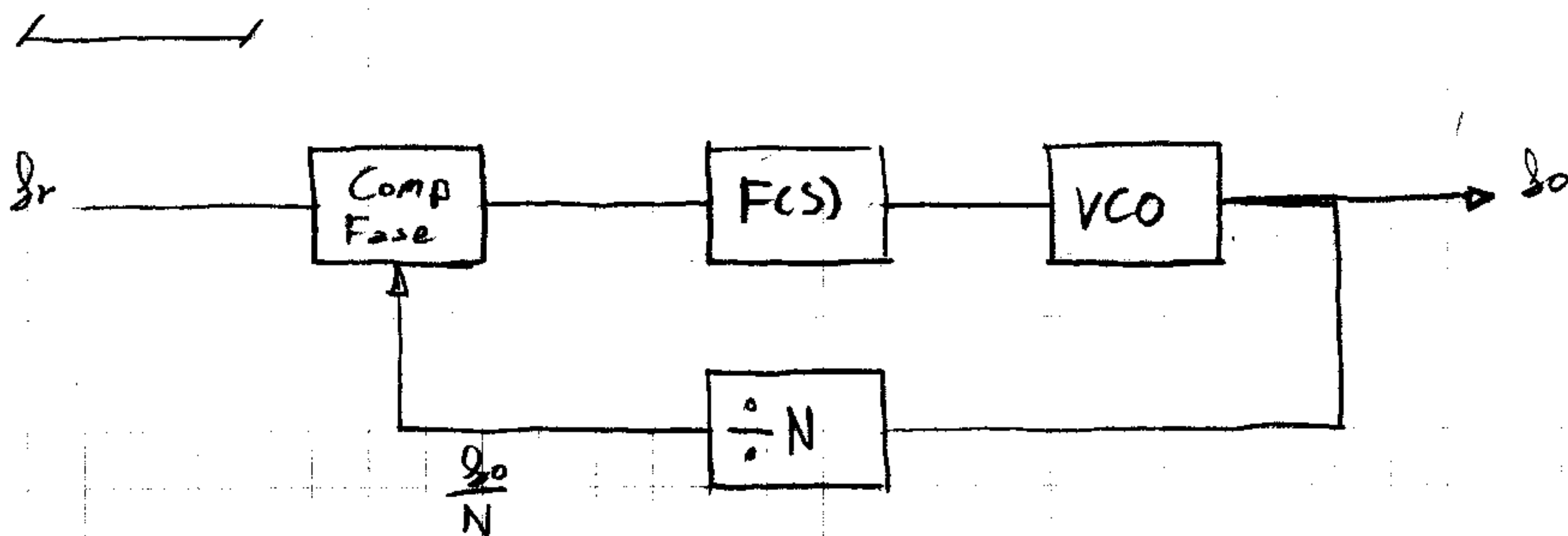
$$\omega_1 = \omega_0 + k_2 V_{DC}$$

$$\beta = \frac{\sqrt{2} A_E K_2}{2\pi f_e}$$

- Rechazo de espurias a la salida

$$U_r(\text{dB}) = 20 \log \frac{2}{\beta} = 20 \log \frac{4\pi f_e}{\sqrt{2} A_E K_2}$$

$$[k_2] = \text{rad/V}$$



$$G_{\phi_0}(s) = N^2 G_{\theta_r}(s) |H(s)|^2 + G_{\theta_{VCO}}(s) |1 - H(s)|^2$$



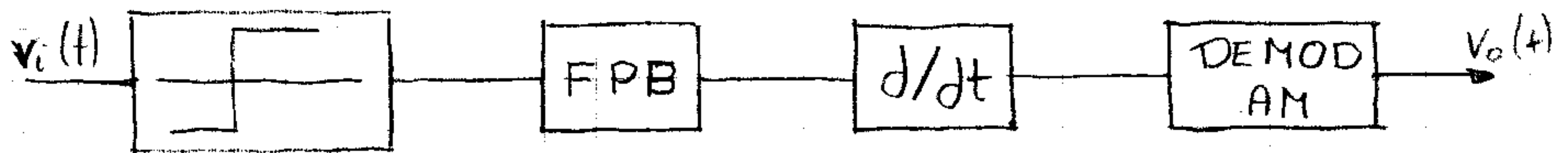
# T-5 MODULADORES Y DEMODULADORES FM

Señal FM  $\Rightarrow$  
$$v(t) = A \cos \left( 2\pi f_0 t + 2\pi f_d \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \right)$$

Para un error menor al 1%

$$f_0 \geq 150 f_d$$

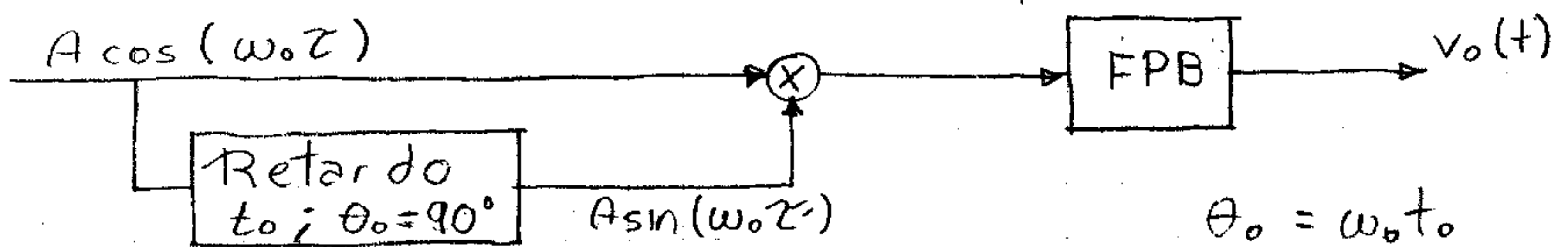
## - Demoduladores de FM



$$v_o(t) \approx 2\pi B f_0 \left[ 1 + \epsilon'(t) + \frac{f_d}{f_0} x(t) \right]$$

la señal residual  $\epsilon'(t)$  enmascara la señal  $x(t)$

## o Realización práctica

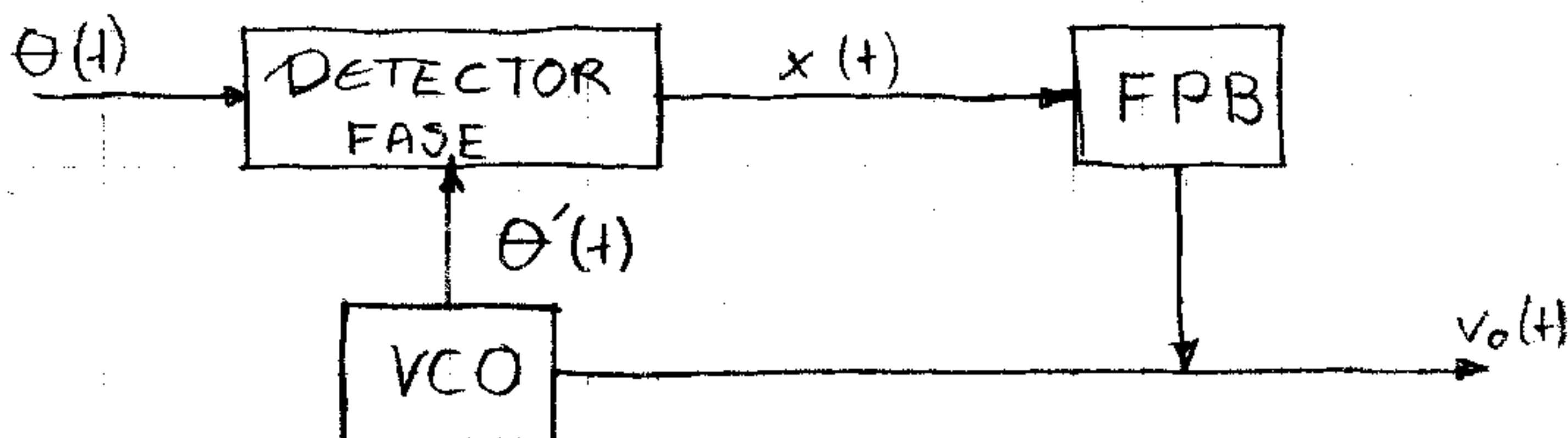


Condiciones :

$$t_0 \leq \frac{1}{\pi f_m}$$

$$t_0 \leq \frac{0.2}{\pi f_d}$$

## - Demoduladores con PLL



$$V_o(s) = \frac{2\pi f_d}{K_2} H(s) X(s) \Rightarrow v_o(t) = \frac{2\pi f_d}{K_2} x(t)$$

Condiciones :

$$f_n > B_{x(t)}$$

$$f_n \geq \frac{f_d}{2\epsilon}$$