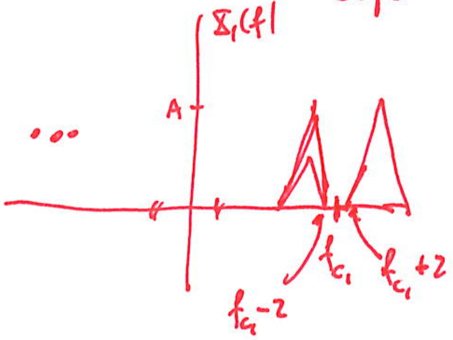
Cuestión teórica 1

1º Se utiliza un oscilador y se modula en DSB

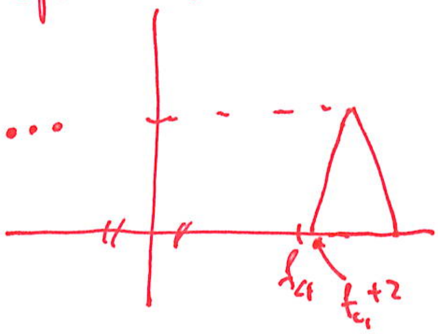
$x_1(t) = m(t)\, 2\cos(2\pi f_{c_1} t)$ $\qquad f_{c_1} = 1\,\mathrm{MHz}$

espectro de $x_1(t)$ es una señal DSB a f_{c_1}



aplicamos 1er filtro y obtenemos una seña SSB-VSB con frecuencia portadora f_{c_1}, obtenemos $x_2(t)$

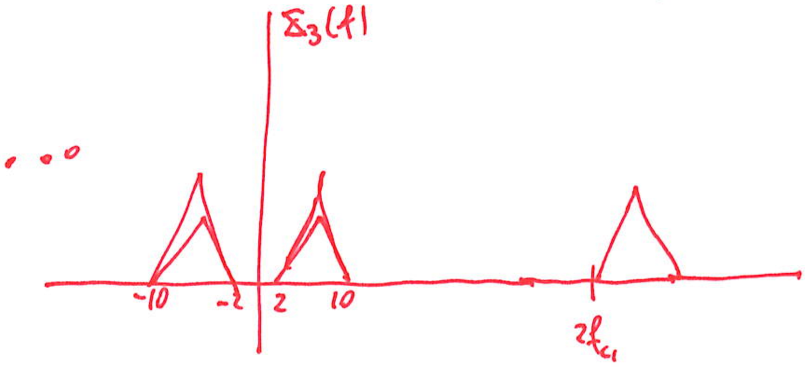
Espectro $x_2(t)$



$x_2(t) = m(t)\cos(2\pi f_{c_1} t) - \hat{m}(t)\,\mathrm{sen}(2\pi f_{c_1} t)$

2ª operación volvemos a utilizar el otro oscilador y obtenemos $x_3(t) = 2\, x_2(t)\cos(2\pi f_{c_1} t)$

$x_3(t) = m(t) + m(t)\cos(2\pi\, 2f_{c_1} t) - \hat{m}(t)\,\mathrm{sen}(2\pi\, 2f_{c_1} t)$



con segundo filtrado

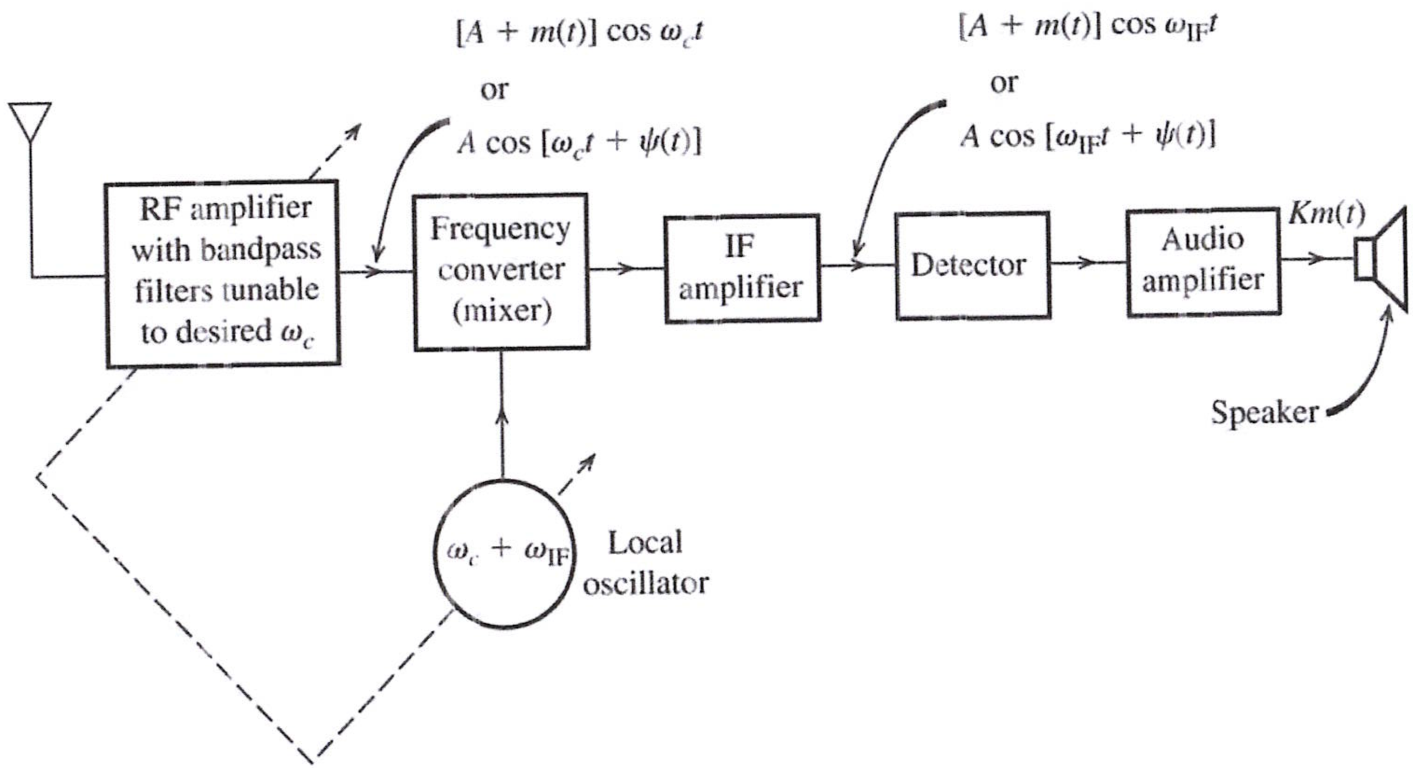
eliminamos términos en banda base y obtenemos $x_4(t)$ que es la señal VSB deseada

Receptor superheterodino I

P2

- Necesidad de disponer de un receptor **barato** y **eficiente** para la radio comercial.

- **Solución:** receptor superheterodino



Receptor superheterodino II

- **Etapa RF.** Consta de un filtro ajustable y un amplificador, que selecciona la estación deseada sintonizando el filtro a la banda en frecuencia correcta.
- **Mezclador.** Traslada la frecuencia portadora f_c a una frecuencia fija (IF, *Intermediate Frecuency*) de 455 kHz.

  Para ello se utiliza el oscilador local cuya frecuencia f_{LO} es 455 kHZ por encima de la frecuencia portadora f_c es decir,

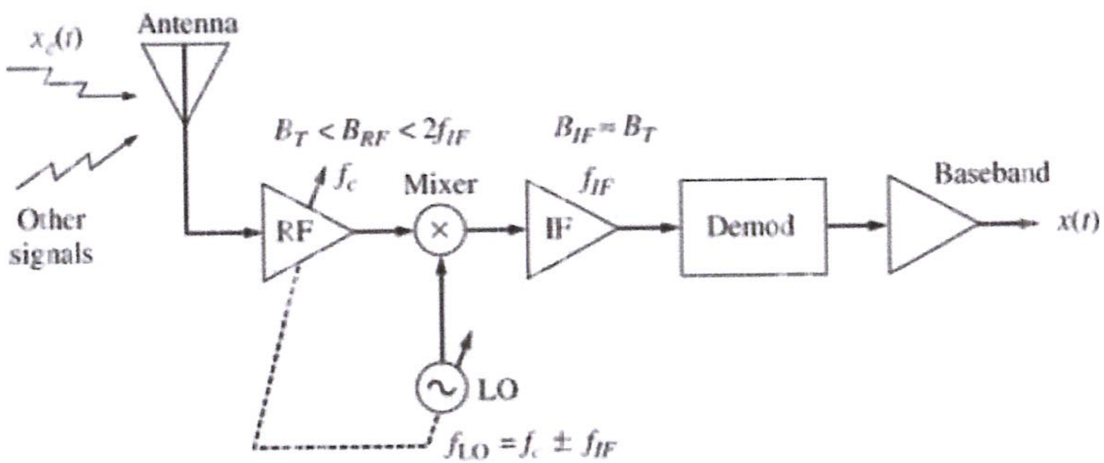
  $$f_{LO} = f_c + f_{IF}$$

  La sintonización del oscilador local y el filtro ajustable se realiza de forma conjunta de forma que siempre se verifica la relación anterior.
- Cada estación se traslada a la frecuencia IF, **fija** y **baja**, por el conversor de frecuencia, donde se realiza la demodulación.

Receptor superheterodino III

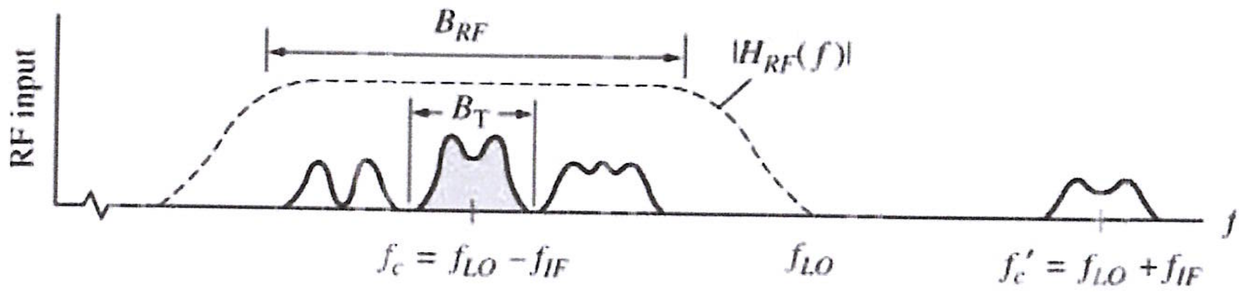
- **Razones** de esta forma de proceder:
  - **Conseguir la selectividad adecuada.** Es difícil conseguir un filtro paso-banda con una forma adecuada si la frecuencia central f_c es muy grande, que se empeora si el filtro es ajustable.

    Por lo tanto, el filtro RF no proporciona la selectividad adecuada, introduciría mucha interferencia de canales adyacentes.
  - **La etapa IF realiza una amplificación adicional** que aumenta la selectividad adecuada y facilita la detección por envolvente.

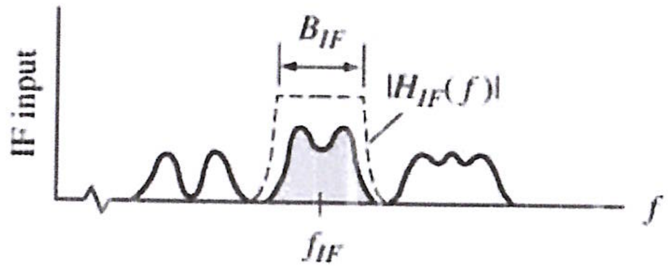


Receptor superheterodino IV

- Función adicional
  - A la entrada de la etapa IF existen muchas componentes de canales adyacentes que se eliminan en esta etapa.
  - Es aquí donde se implementa la selectividad.
  - Etapa RF tiene como fin eliminar las **frecuencias imagen**.



(a)



4. Generación de señales FM

P3

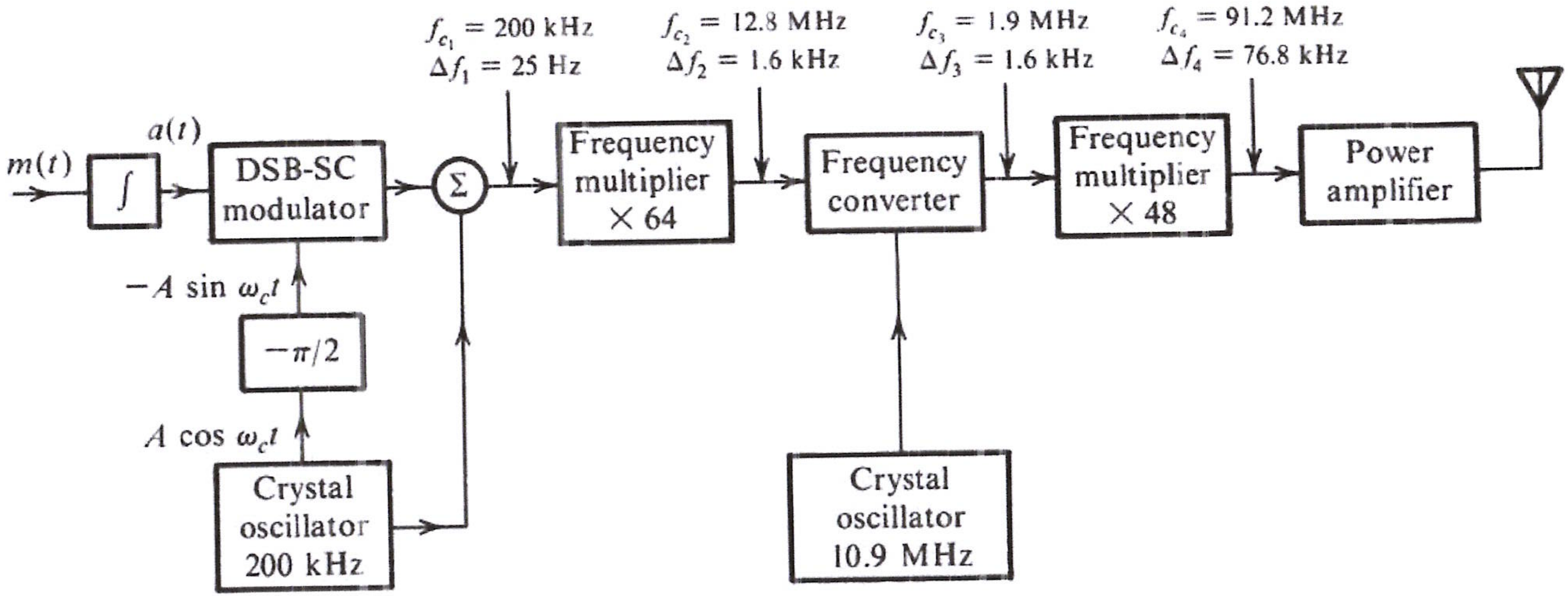
Básicamente existen dos métodos de generación de señales FM, la generación indirecta y la generación directa.

El método indirecto Armstrong

Se basa en partir de una señal FM de banda angosta generada a partir de un modulador lineal, y aumentar la desviación de frecuencia mediante un multiplicador de frecuencia. Este multiplicador se puede implementar mediante un dispositivo no lineal y un filtro paso-banda adecuado.

$$e_o(t) = [e_i(t)]^2 \qquad e_i(t) = \varphi_{FM}(t) = \cos\left(\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau\right)$$

$$e_o(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\left(2\omega_c t + 2k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau\right)$$



Generador indirecto Armstrong

Distorsión en el método Armstrong I

El método Armstrong tiene la ventaja de su estabilidad en frecuencia, pero sufre del inconveniente de introducir distorsiones no lineales de amplitud y frecuencia causados por la aproximación usada en la generación NBFM.

$$\varphi_{FM}(t) = A[\cos\omega_c t - k_f a(t)\sin\omega_c t] = AE(t)\cos[\omega_c t + \theta(t)]$$

$$E(t) = \sqrt{1 + k_f^2 a^2(t)} \qquad \theta(t) = \tan^{-1} k_f a(t)$$

la distorsión de amplitud ocurre porque $E(t)$ no es constante. Este es un problema menor dado que la variación de amplitud puede ser eliminada mediante un *limitador paso-banda* como veremos más adelante.

Sin embargo también aparece un efecto de distorsión no lineal en la fase dada por $\theta(t) = \tan^{-1} k_f a(t)$. Esta desviación hace que aparezca una distorsión no lineal en la frecuencia, que afecta a la señal que se transmite.

Ruido de cuantización en cuantización uniforme

P4

- Otra forma de ver las muestras cuantizadas

$$y(n) = x(n) + e(n)$$

- Para cuantización uniforme se cumple, $-\frac{\Delta}{2} \leq e(n) \leq \frac{\Delta}{2}$
- Esta señal ruido verifica que
  - Es un ruido blanco

$$E[e(n)e(n+m)] = 0 \qquad \forall m \neq 0$$

  El error cometido en una muestra es estadísticamente independiente del error cometido en otras muestras.
  - No está correlacionado con la señal de entrada

$$E[x(n)e(n+m)] = 0 \qquad \forall m$$

  - Tiene una distribución uniforme en cada intervalo de cuantización

$$p_e(e) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta} & \text{si } -\frac{\Delta}{2} \leq e \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

cuestión 5

Sistemas AM y FM en canal con ruido

PSD del ruido $\frac{N}{2}$ $W/_{Hz}$

- AM $\quad SNR = \frac{\mu^2 P_m}{1+\mu^2 P_m}\gamma = \frac{\mu^2 P_m}{1+\mu^2 P_m}\frac{S_i}{NB}$

Dado el sistema de modulación μ - fija, $m(t)$ la deseada (B fijo, y P_m fija) el único parametro para aumentar la SNR es S_i potencia a la entrada del demodulador y eso se consigue aumentando la potencia de transmisión.

- FM $\quad SNR = 3\beta^2\frac{P_m}{m_p^2}\gamma = 3\beta^2\frac{P_m}{m_p^2}\frac{S_i}{NB}$

Al igual que con AM podemos aumentar la SNR aumentando la potencia de transmisión.

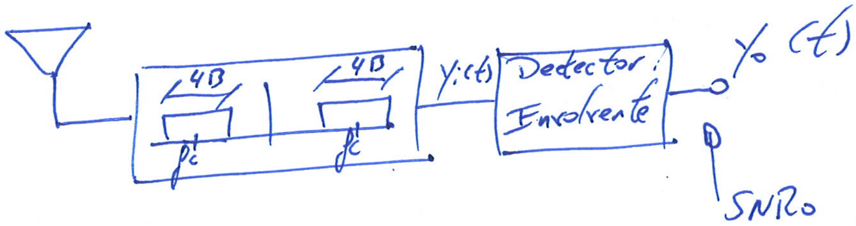
Pero haciendo uso de la propiedad intercambio ancho de banda - SNR, si aumentamos el ancho de banda de la señal modulada en FM aumentamos β y por tanto aumenta la SNR.

Sin embargo, hay que tener cuidado de que al aumentar β no se entre en la región por debajo de la γ umbral.

PROBLEMAS

(1)

a) SNRo

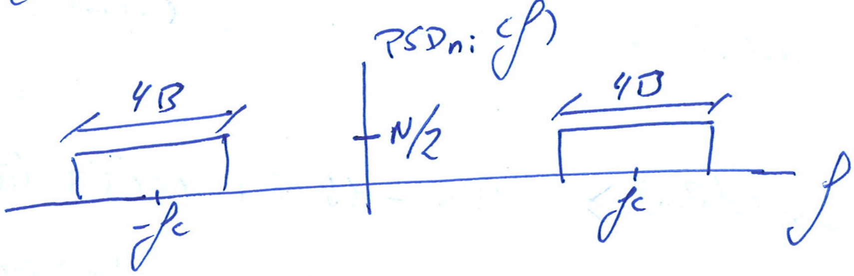


La única diferencia con las transparencias de teoría es que el filtro tiene un ancho de banda de 4B, en vez de 2B, por lo que la SNRo será la mitad (la señal pasa inalterada, pero el ruido es el doble)

Es decir:

$$Y_i(t) = A(1+\mu m(t)) \cos w_c t + n_i(t)$$

$$Y_o(t) = A\mu m(t) \cos w_c t + n_o(t)$$



$$S_i = \frac{A^2}{2}\left(1+\mu^2 \overline{m^2(t)}\right)$$

$$N_i = 2 \cdot \frac{N}{2} \cdot 4B = 4NB$$

$$S_o = A^2 \mu^2 \overline{m^2(t)}$$

$N_o = 4NB$ (ocurría como en DSB, el ruido se trasladaba a banda base).

$$\boxed{SNR_o} = \frac{A^2\mu^2\overline{m^2(t)}}{4NB} = \frac{1}{2}\,\frac{A^2\mu^2\overline{m^2(t)}}{2NB}\,\frac{1+\mu^2\overline{m^2(t)}}{1+\mu^2\overline{m^2(t)}} =$$

$$= \frac{1}{2}\,\underbrace{\frac{A^2}{2}\left(1+\mu^2\overline{m^2(t)}\right)}_{S_i} \cdot \frac{1}{NB} \cdot \frac{\mu^2\overline{m^2(t)}}{1+\mu^2\overline{m^2(t)}} = \boxed{\frac{1}{2}\,\frac{\mu^2\overline{m^2(t)}}{1+\mu^2\overline{m^2(t)}}\,\gamma}$$

b) Modelo de Tierra plana, espacio libre

$$L\,(dB) = 32'44 + 20\log_{10} d(km) + 20\log_{10} f(MHz)$$

$d = 20\,km$

$f_c = 450\,MHz$

$$L = 32'44 + 20\log_{10} 20 + 20\log_{10} 450 = \underline{111'53\ dB}$$

c) $SNR_o \geq 40\ dB$

$A_c\ /\ SNR_o \geq 10^4$ $\Rightarrow$ $\frac{1}{2}\frac{\mu^2\overline{m^2(t)}}{1+\mu^2\overline{m^2(t)}}\cdot\gamma \geq 10^4 \rightarrow \underline{\gamma \geq 10^5}$

$(\gamma \geq \gamma_{th} = 10\ ✓)$

Del diagrama de bloques: $x(t) = A_c(1+\mu\, m(t))\cos w_c t$

$$\gamma \geq 10^5 \rightarrow \frac{S_i}{NB} \geq 10^5 \rightarrow S_i \geq 2.10^{-3}\ W = 2\,mW$$

$S_i \geq 3\,dBm$

Siguiendo el diagrama: $S_i\,(dBm) = S_x\,(dBm) + G_{Tx}\,(dB) - L\,(dB) + G_{Rx}\,(dB) + \underbrace{10\log_{10}|H(f=f_c)|^2\,(dB)}_{0\,dB\ (\text{Ganancia filtro})}$

$S_x\,(dBm) \geq 3\,dBm - 15\,dB + 111'53\,dB - 5\,dB$

$S_x\,(dBm) \geq 94'53\ dBm$ $(2'8379\ MW)$

$$S_x = \frac{A_c^2}{2}(1+\mu^2\overline{m^2(t)}) \geq 2'84.10^6\ W\ ;\ \boxed{A_c \geq 2'43.10^3\,V}$$

d) $\gamma \geq 10 = \gamma th \rightarrow S_i \geq 2.10^{-7}\,W\ (-37\,dBm)$

$S_x \geq 54'53\,dBm$ $(0'284.10^6\ W)$

$$S_x = \frac{A_c^2}{2}(1+\mu^2\overline{m^2(t)}) \geq 0'284.10^6\ W\ ;\ \boxed{A_c \geq 674{,}09\,V}$$

Problema 2

señal mensaje $m(t) = \text{sinc}(t) + \text{sinc}^2(t)$, modulante

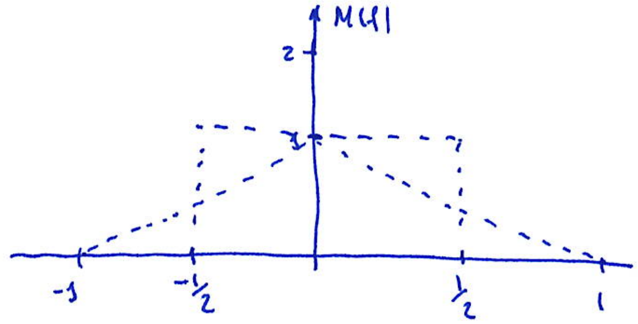
modulación SSB-V - resultado $x_{VSB}(t)$ portadora f_{c_1}

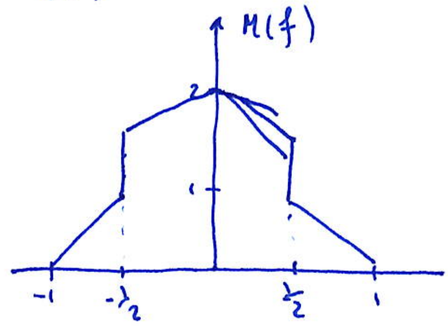
$x_{VSB}(t)$ modula en AM a una portadora $f_{c_2} \gg f_{c_1}$

resultado $x_{AM}(t)$

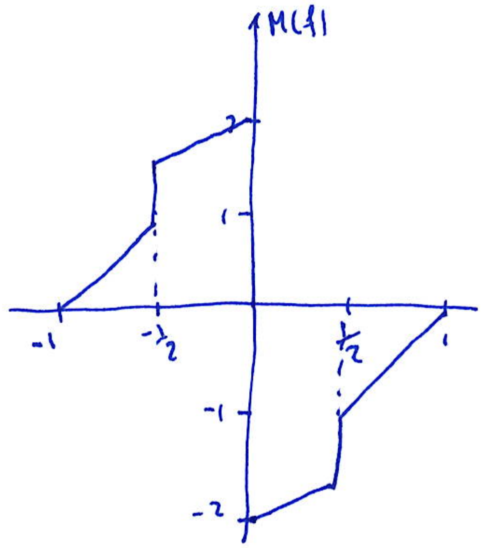
a) representar $M(f)$ y $\hat{M}(f)$

para $m(t) \xrightarrow{TF} M(f) = \Pi(f) + \Delta(f)$





$\hat{m}(t)$ transf. de Hilbert de $m(t) \xrightarrow{T.F.} \hat{M}(f) = -j\,\text{sgn}(f)\,M(f)$



b) Expresión de la señal $x_{AM}(t)$, espectro y ancho de banda

1º $m(t)$ se modula en USB

expresión de $x_{USB}(t)$

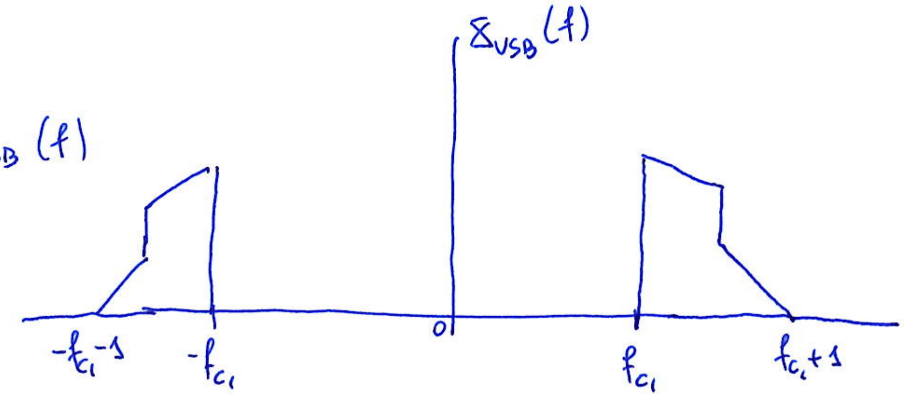
$$x_{USB}(t) = m(t)\cos(\omega_{c_1}t) - \hat{m}(t)\,\mathrm{sen}(\omega_{c_1}t)$$

posteriormente $x_{USB}(t)$ se modula en AM

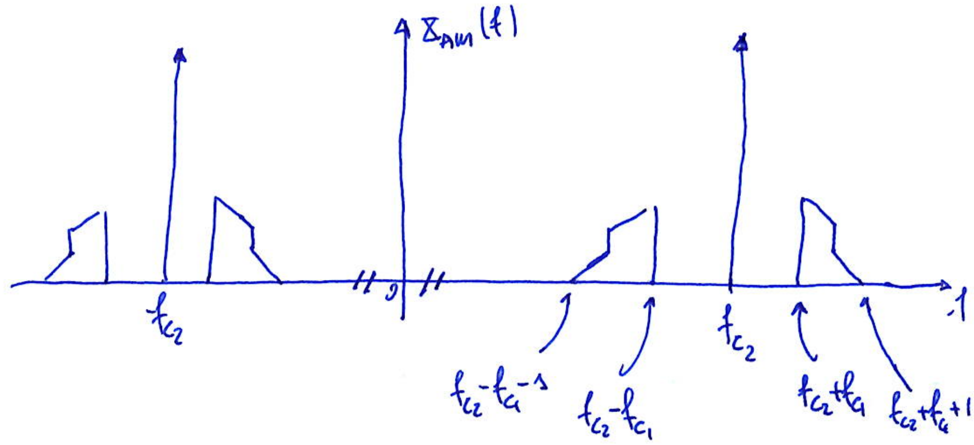
$$x_{AM}(t) = \left[A_c + x_{USB}(t)\right]\cos(\omega_{c_2}t)$$

Espectros

$X_{USB}(f)$



$X_{AM}(f)$



Ancho de banda de $X_{AM}(f)$

$$f_{c_2}+f_{c_1}+1-(f_{c_2}-f_{c_1}-1) = 2(f_{c_1}+1)$$

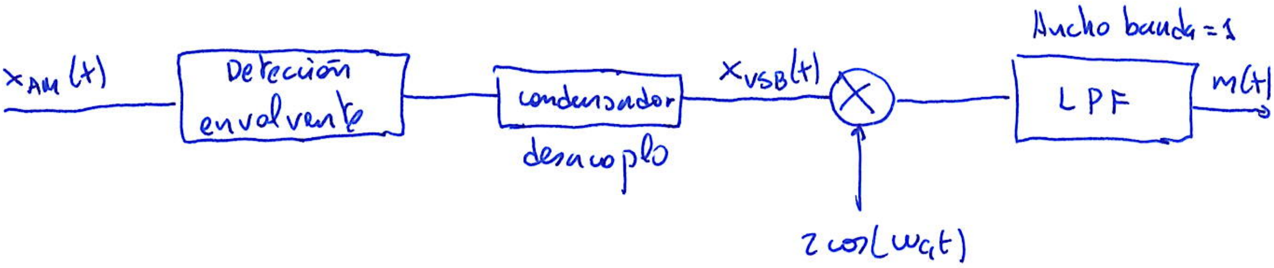
- Demodulación de $x_{AM}(t)$ para obtener $m(t)$

Como hay una doble modulación hay que hacer 2 demodulaciones

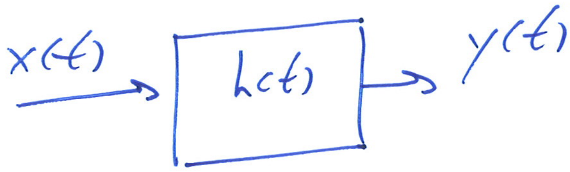
1º se demodula por detección de envolvente y se obtiene $x_{VSB}(t)$

2º se demodula coherentemente $x_{VSB}(t)$ multiplicando por $2\cos(w_{c_1} t)$ y luego filtrando paso-baja

resultado: $m(t)$



(3)



$x(t) = \cos(t) \cdot \cos(2\pi f_c t)$ $\qquad$ $H(f) = TF\{h(t)\} = \Pi\left(\frac{f-f_c}{2}\right)$

a) $\tilde{x}(t)$

$\tilde{x}(t) = x_I(t) + j\, x_Q(t)$.

De la expresión canónica de una señal paso banda:

$x(t) = x_I(t) \cos \omega_c t - x_Q(t) \sin \omega_c t$.

Comparando términos: $x_I(t) = \cos(t)$; (un tono de frecuencia $\frac{1}{2\pi}$ Hz)

$x_Q(t) = 0$

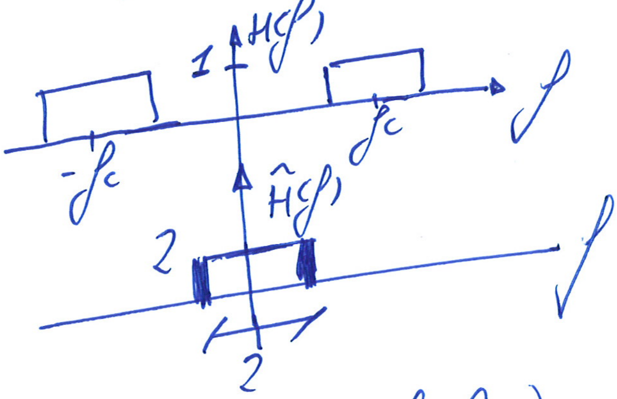
$$\boxed{\tilde{x}(t) = \cos(t)}$$

b) $y(t) = Re\{y_+(t)\} = Re\{\tilde{y}(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\}$

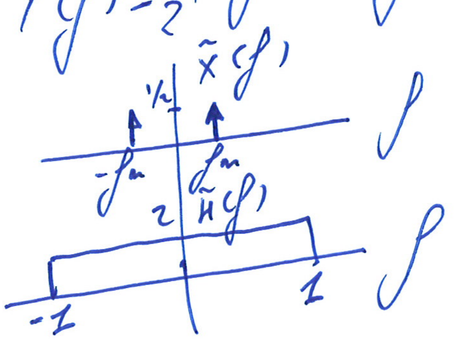
$\tilde{y}(t) = \frac{1}{2}(\tilde{x}(t) * \tilde{h}(t))$ ó $\tilde{Y}(f) = \frac{1}{2}\tilde{X}(f)\tilde{H}(f)$

$\tilde{X}(f) = \frac{1}{2}(\delta(f-f_m) + \delta(f+f_m)]$ con $f_m = 1/2\pi$ Hz

$\tilde{H}(f) = 2\Pi(f/2)$



$\tilde{Y}(f) = \frac{1}{2}\tilde{X}(f) \cdot \tilde{H}(f)$



$f_m = 1/2\pi$

$\tilde{Y}(f) = \frac{1}{2}(\delta(f-f_m) + \delta(f+f_m))$

↳ $\tilde{y}(t) = \cos 2\pi f_m t = \cos(t)$

$\tilde{y}(t) = y_I(t) + j\, y_Q(t)$

$\rightarrow \boxed{y(t) = Re\{\tilde{y}(t) e^{j\omega_c t}\} = \cos(t)\cos(\omega_c t) = x(t)}$