

REJUNTE DE ALGUNOS FINALES DE SDCOM

Los ejercicios que al lado tienen el asterisco * son los que están saliendo los últimos años, los demás los puse por las dudas.

1 – MODULACIÓN EN AMPLITUD

1. Ejercicio

Dada la función $\phi_{AM}=12 \cdot [1+0,1 \cdot \cos(2\pi k \cdot t)] \cdot \cos(2\pi \cdot 10k \cdot t)$, se pide:

- El índice de modulación.
- La amplitud pico de la señal modulante.
- La potencia de la portadora disipada sobre una resistencia de $1 \text{ } [\Omega]$.

La fórmula general de la onda modulada en AM es:

$$\phi_{AM} = [E_c + E_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) = E_c \cos(\omega_c t) + \frac{E_m}{2} \cos[(\omega_c \pm \omega_m) t] \quad (\text{Ec. 1})$$

PUNTO A:

El índice de modulación me da una idea de la penetración de la señal modulante en la portadora. Se define como el cociente entre la amplitud de la modulante (E_m) y la amplitud de la portadora (E_c). Si la señal en AM no está distorsionada el dominio de m será de 0 a 1 . De la ecuación veo que:

$$m = \frac{E_m}{E_c} = \frac{12 \cdot 0,1}{12 \cdot 1} = \boxed{0,1 = m}$$

PUNTO B:

$$\boxed{E_m = 1,2 \text{ [V]}}$$

PUNTO C:

La potencia de la portadora P_c se la debe calcular con valores eficaces (pues trabajo con señales sinusoidales) sobre una impedancia de carga Z_L . Entonces

$$P_c = \frac{E_{c,ef}^2}{Z_L} = \left(\frac{E_c}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{Z_L} = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} \quad (\text{Ec. 2})$$

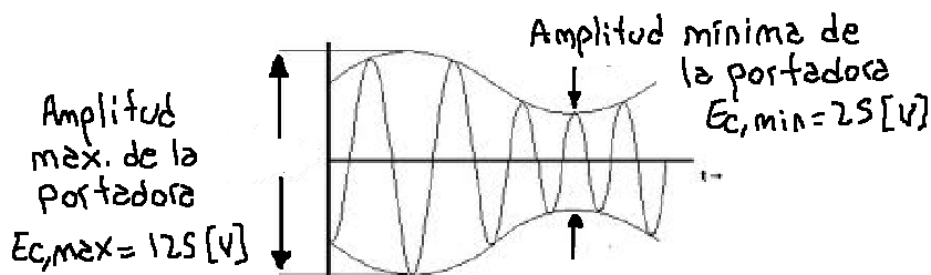
donde $E_{c,ef}$ es el valor eficaz de la portadora, y E_c la magnitud. La potencia de la portadora será

$$P_c = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{12^2}{2 \cdot 1} = \boxed{72 \text{ [W]} = P_c}$$

2. Ejercicio

Dada la señal modulada en AM de la figura, donde la portadora tiene una frecuencia de **1 [MHz]** y la modulante **100 [kHz]**, se pide:

- Índice de modulación.
- Expresión de la onda modulada.
- Espectro de líneas de la señal modulada.



PUNTO A:

Cuando no se posee los valores de E_c y E_m , se los puede calcular con $E_{c,max}$ y $E_{c,min}$ como sigue.

$$m = \frac{E_m}{E_c} = \frac{50}{75} \approx \boxed{0,67 = m}$$

$$\bullet E_m = \frac{E_{max} - E_{min}}{2} = \frac{125 - 25}{2} = 50 [V]$$

$$\bullet E_c = \frac{E_{max} + E_{min}}{2} = \frac{125 + 25}{2} = 75 [V]$$

PUNTO B:

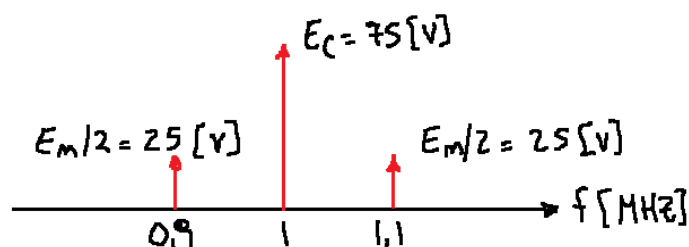
$$\phi_{AM} = E_c \cos(\omega_c t) + \frac{E_m}{2} \cos[(\omega_c \pm \omega_m)t] = \boxed{75 \cdot \cos(2\pi M \cdot t) + 25 \cdot \cos[2\pi(1 \pm 0,1)M \cdot t]} = \phi_{AM}$$

$$\bullet \omega_c = 2\pi \cdot f_c = 2\pi \cdot 1M = 2\pi M [\text{rad/seg}]$$

$$\bullet \omega_m = 2\pi \cdot f_m = 2\pi \cdot 100k [\text{rad/seg}]$$

PUNTO C:

El espectro de frecuencias serán tres barras. Dos con amplitud $E_m/2 = 25 [V]$, estas son las bandas laterales, ubicadas en $f_c \pm f_m = (\omega_c \pm \omega_m)/2\pi = (1 \pm 0,1) [MHz]$; y un con amplitud $E_c = 75 [V]$, ubicada en la frecuencia de la portadora, $f_c = \omega_c/2\pi = 1 [MHz]$.



3. Ejercicio

Dada la siguiente función $\phi_{AM}=120[1+0,6.\cos(2\pi k.t)]\cos(2\pi kt)$, se pide:

- El porcentaje de modulación.
- La amplitud pico de la señal modulante.
- La potencia total sobre una carga $Z_L=15 [\Omega]$.

PUNTO A:

$$m = \frac{E_m}{E_c} = \frac{120 \cdot 0,76}{120 \cdot 1} = \boxed{0,6 = m}$$

PUNTO B:

$$E_m = 72 [V]$$

PUNTO C:

La potencia total P_T es la suma de las potencias de la portadora (P_c) y de las dos bandas laterales (P_{2BL}). Se la define como:

$$P_T = P_c + P_{2BL} = P_c (1 + m^2 / 2) \quad (\text{Ec. 3})$$

$$P_T = P_c (1 + m^2 / 2) = 480 (1 + 0,6^2 / 2) = \boxed{566,4 [W] = P_T}$$

$$\bullet P_c = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{120^2}{2 \cdot 15} = 480 [W]$$

4. Ejercicio*

Una señal de AM es transmitida a través de una antena. Cuando no se modula, la corriente por la antena es de **15 [A]**; y cuando se modula, **17 [A]**. Hallar el índice de modulación.

Para hallar m uso la (Ec. 3), como la fórmula tiene potencias, debo ponerlas es función de las corrientes: $P_T = I_T \cdot R$ y $P_c = I_c \cdot R$, donde R es la resistencia de la antena; es la misma en ambos casos pues la antena no cambia, lo que cambia es la corriente cuando modula y cuando no modula. $I_T = 17 [A]$ porque es la corriente que circula cuando está modulando, es decir, están presentes las corrientes de la portadora y de la modulante; $I_c = 15 [A]$ pues es la corriente que circula cuando no está modulando, o sea, cuando está presente solo la corriente de la portadora.

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \rightarrow \therefore m = \sqrt{2 \left(\frac{P_T}{P_c} - 1 \right)} = \sqrt{2 \left(\frac{289 \cdot R}{225 \cdot R} - 1 \right)} = \boxed{0,754 = m}$$

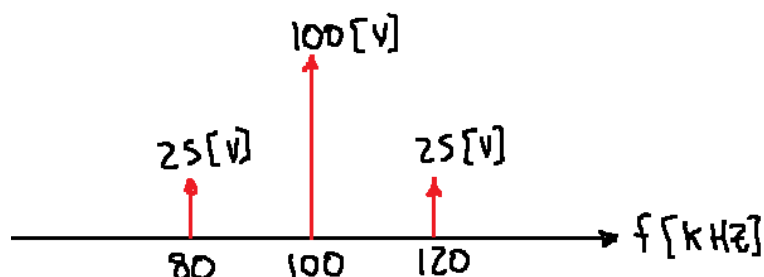
$$\bullet P_T = I_T^2 R = 17^2 R = 289 \cdot R [W]$$

$$\bullet P_c = I_c^2 R = 15^2 R = 225 \cdot R [W]$$

5. Ejercicio

Dado el siguiente espectro de líneas que representa una onda modulada en amplitud. Sabiendo que las formas de onda de la modulante y de la portadora son cosenoidales y que el sistema carga sobre una $Z_L=50\ [\Omega]$. Se pide:

- Expresión de la onda modulada.
- Potencia de la portadora.
- Potencia total.
- Rendimiento de modulación.



PUNTO A:

$$\phi_{AM}(t) = [E_c + E_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) = E_c \cos(\omega_c t) + \frac{E_m}{2} \cos[(\omega_c \pm \omega_m)t]$$

$$\phi_{AM}(t) = 100 \cdot \cos(2\pi \cdot 100k \cdot t) + 25 \cdot \cos[2\pi(100 \pm 20)k \cdot t]$$

PUNTO B:

$$P_c = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{100^2}{2 \cdot 50} = 100\ [\text{W}] = P_c$$

PUNTO C:

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = 100 \left(1 + \frac{0,5^2}{2}\right) = 112,5\ [\text{W}] = P_T$$

$$m = \frac{E_m}{E_c} = \frac{50}{100} = 0,5$$

PUNTO D:

$$\eta = \frac{m^2}{2 + m^2} = \frac{0,5^2}{2 + 0,5^2} = 0,1111 = 11,11\ [\%] = \eta$$

6. Ejercicio

Un transmisor de AM tiene una potencia total $P_T=20\ [\text{kW}]$ y un $m=1$.

- Potencia de la portadora cuando no modula.
- Potencia total transmitida con un $m=0,8$.
- Potencia de las bandas laterales con un $m=0,7$.
- Potencia total con un $m=0,6$, una banda lateral suprimida y la portadora reducida en 26 [dB].

PUNTO A:

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \rightarrow \therefore P_c = \frac{P_T}{1 + m^2/2} = \frac{20k}{1 + 1^2/2} = 13,33\ [\text{kW}] = P_c$$

PUNTO B:

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = 13,33k \left(1 + \frac{0,8^2}{2}\right) \approx 17,6\ [\text{kW}] = P_T$$

PUNTO C:

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = P_c + \frac{P_c \cdot m^2}{2} = P_c + P_{2BL} \quad \Rightarrow P_{2BL} = \frac{P_c \cdot m^2}{2} = \frac{13,33k \cdot 0,7^2}{2} \approx \boxed{3,27 \text{ [kW]}} = P_{2BL}$$

PUNTO D:

$$P_T = P_c' + \frac{P_c' \cdot m^2}{4} = 33,5 + \frac{33,3 \cdot 0,6^2}{4} = \boxed{36,5 \text{ [W]}} = P_T$$

$$\bullet P_c' = P_c \cdot 10^{-26/10} = 13,3k \cdot 10^{-2,6} \approx 33,5 \text{ [W]}$$

P_c' es la potencia de la portadora reducida en **26 [dB]**. El segundo término de P_T está dividido por 4 porque se ha suprimido una portadora ($P_{1BL} = P_{2BL}/2$).

Cuando la portadora no modula, el índice de modulación es $m=0$, pero como la potencia de la portadora es siempre la misma (module todo, algo o nada) lo que hago es calcular la P_c cuando $m=1$ (en el punto a), porque esos datos (remarcados en negrita y rojo en la tabla) sí me da el enunciado.

m	P_c [kW]	P_{2BL} [kW]	P_T [kW]
0	13,33	0	13,3
0,5	13,33	4,27	17,6
0,7	13,33	3,27	16,6
1	13,33	6,67	20

7. Ejercicio

A un modulador de AM de radiodifusión en la banda de broadcasting se le aplica una tensión de portadora de $1500 \cdot \cos(2\pi M \cdot t)$ [V]. Para realizar mediciones como modulante interesa una señal en $1000 \cdot \cos(2\pi k \cdot t)$. La señal modulada, acoplada por un coaxial sin pérdidas ($Z_0=75 \text{ }[\Omega]$), es conectada a un amplificador lineal que tiene **4 [dB]** de ganancia. La salida va a la antena ($G=0 \text{ [dB]}$) por medio de un coaxial ($Z_0=75 \text{ }[\Omega]$ y con un largo igual al de la antena) cuya atenuación es de **1,5 [dB]** cada **100** metros. Se pide:

- a) Frecuencia de la portadora.
- b) Frecuencia de la modulante.
- c) Índice de modulación.
- d) Altura típica de la antena.
- e) Tipo de polarización (justificar).
- f) Tipo de propagación de esta onda.
- g) Potencia total a la salida de la antena.

$$f_c(t) = 1,5k \cdot \cos(2\pi M \cdot t)$$

$$f_m(t) = 1k \cdot \cos(2\pi k \cdot t)$$

PUNTO A:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{2\pi M}{2\pi} = \boxed{1 \text{ [MHz]}} = f_c$$

PUNTO B:

$$f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{2\pi k}{2\pi} = \boxed{1 \text{ [kHz]}} = f_m$$

PUNTO C:

$$m = \frac{E_m}{E_c} = \frac{1k}{1,5k} \approx \boxed{0,67 = m}$$

PUNTO D:

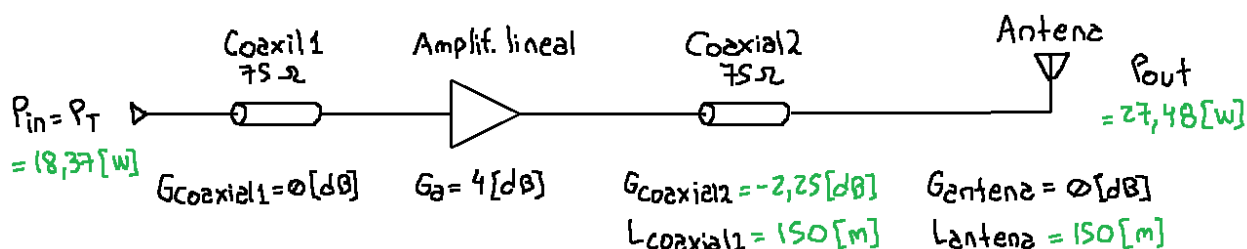
$$L_{\text{antena}} = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2 \cdot f} = \frac{300M}{2 \cdot 1M} = \boxed{150 \text{ [m]}} = L_{\text{antena}}$$

PUNTO E:

Vertical. (Ni idea por qué.)

PUNTO F:

Terrestre. (Tampoco ni idea.)

PUNTO G:

$$P_{out} = P_{in} \cdot G_{sist} = 18,37k \cdot 1,5 = \boxed{27,48 [kW]} = P_{out}$$

$$\bullet P_{in} = P_T = P_c \left(1 + m^2 / 2\right) = 15k \left(1 + 0,67^2 / 2\right) \approx 18,37 [kW]$$

$$\bullet P_c = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{(1,5k)^2}{2 \cdot 75} = 15 [kW]$$

$$\bullet G_{sist} = 10^{G_{sist,dB}/10} = 10^{1,75/10} \approx 1,5$$

$$\bullet G_{sist,dB} = G_{coaxial1,dB} + G_{a,dB} + G_{coaxial2,dB} + G_{antena,dB} = 4 + 0 - 2,25 = 1,75 [dB]$$

$$\bullet G_{coaxial1,dB} = 0 [dB] \quad (\text{se da como dato})$$

$$\bullet G_{amplif,dB} = 4 [dB] \quad (\text{se da como dato})$$

$$\bullet G_{coaxial2} = -\frac{1,5 [dB]}{100 [m]} \cdot L_{coaxial2} = -\frac{1,5 [dB]}{100 [m]} \cdot L_{antena} = -\frac{1,5}{100} 150 = -2,25 [dB]$$

$$\bullet G_{antena,dB} = 0 [dB] \quad (\text{se da como dato})$$

8. Ejercicio

Una portadora de $10 \cdot \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [A] es modulada en amplitud con doble banda lateral por un tono cosenoidal de 10 [kHz] con índice de 90%. El sistema carga sobre una línea de 75 [Ω]. Se pide:

- Potencia de la portadora.
- La tensión pico de la banda lateral inferior.
- La potencia total de salida.
- La expresión de la onda en tensión.
- La razón entre la potencia de las dos bandas y la potencia total.

PUNTO A:

$$P_c = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{(I_c \cdot Z_L)^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{I_c^2 \cdot Z_L}{2} = \frac{10^2 \cdot 75}{2} = \boxed{3,75 [kW]} = P_c$$

PUNTO B:

$$P_{1BL} = \frac{V_c^2}{Z_L} = \frac{(V_p / \sqrt{2})^2}{Z_L} = \frac{V_p^2}{2 \cdot Z_L} \rightarrow \therefore V_p = \sqrt{2 \cdot P_{1BL} \cdot Z_L} = \sqrt{2 \cdot (759,37) \cdot 75} = \boxed{337,5 [V]} = V_p$$

$$\bullet P_{1BL} = \frac{P_T - P_c}{2} = \frac{5,27k - 3,75k}{2} = 759,37 [W]$$

$$\bullet P_T = P_c \left(1 + m^2 / 2\right) = 3,75k \left(1 + 0,9^2 / 2\right) \approx 5,27 [kW]$$

PUNTO C:

$$P_T = 5,27 [\text{kW}]$$

PUNTO D:

$$\phi_{AM}(t) = [E_c + E_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) [\text{V}] = [750 + 675 \cdot \cos(2\pi k \cdot t)] \cos(2\pi \cdot 10 \text{M} \cdot t) [\text{V}] = \phi_{AM}$$

$$E_m = m \cdot E_c = m \cdot I_c \cdot Z_L = 0,9 \cdot 10 \cdot 75 = 675 [\text{V}]$$

PUNTO E:

$$\eta = \frac{P_{2BL}}{P_T} \cdot 100 = \frac{2 \cdot P_{1BL}}{P_T} \cdot 100 = \frac{2 \cdot 759,37}{5,27k} \cdot 100 = 28,81 [\%] = \eta$$

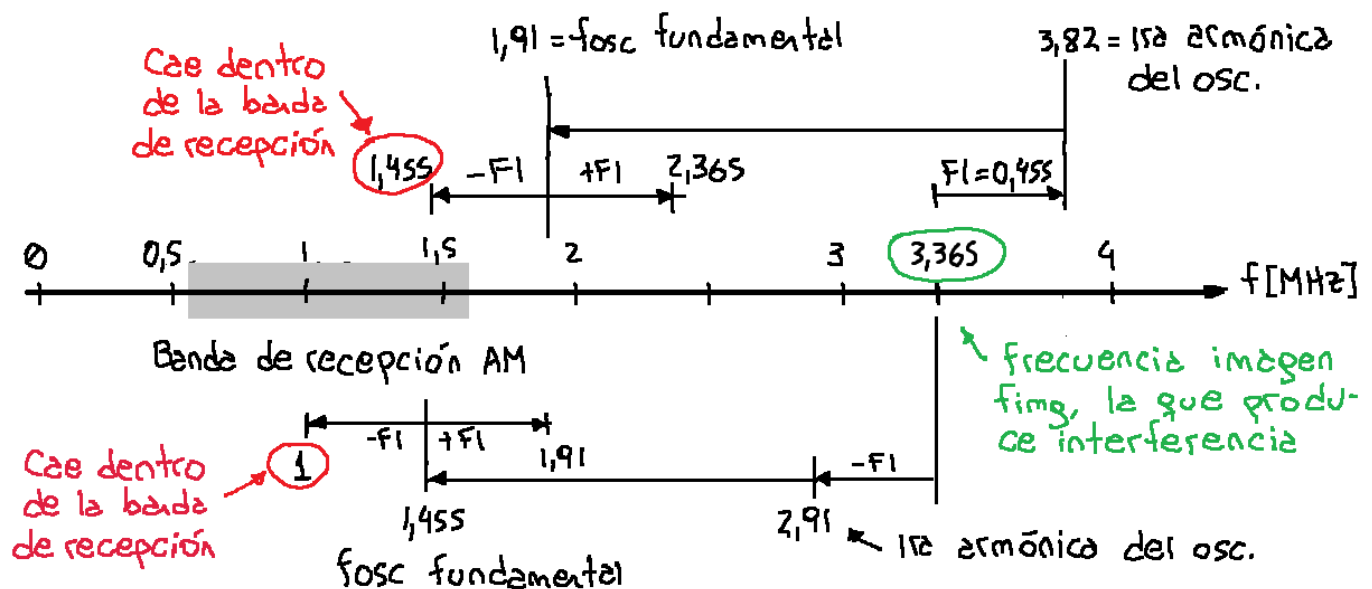
9. Ejercicio*

En un determinado momento en un receptor de radiodifusión en AM (540-1600 [kHz]) se escucha una emisión que opera en 3,365 [MHz]. Se pide:

- Determinar por qué ocurre esto.
- Los posibles lugares del dial en donde se podría escuchar.

PUNTO A:

Se debe a dos cosas: la primera es que el oscilador local no tiene una buena etapa de filtrado y está produciendo armónicas que actúan como osciladores adicionales; la segunda es que la entrada del sistema de sintonizado no es lo suficientemente selectiva y deja pasar no solo frecuencias AM sino también frecuencias, por lo menos, de hasta 3,365 [MHz].

PUNTO B:

La señal que está produciendo interferencias es la de 3,365 [MHz], así que esta es la frecuencia imagen. Suponiendo que el oscilador local produzca una armónica, ésta se puede ubicar en las frecuencias $3,365 \pm 0,455$ [MHz] para producir una $F1 = 455$ [kHz] (que es la $F1$ usada en el sintonizado de AM comercial) y generar así interferencias que se van a sintonizar en la banda del receptor AM.

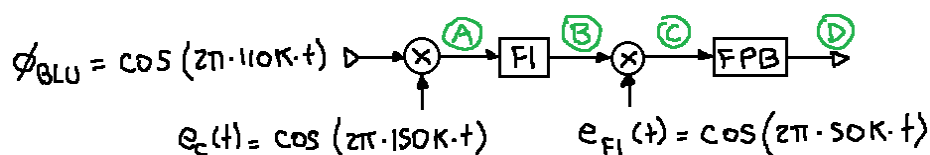
Suponiendo que la primera armónica del oscilador esté en $(3,365 + 0,455)M = 3,82$ [MHz], eso quiere decir que la frecuencia del oscilador está en $3,82M/2 = 1,91$ [MHz]. Entonces las frecuencias en donde la frecuencia imagen va a interferir son $f_{sin} = f_{osc} \pm F1 = (1,91 \pm 0,455)$ [MHz], es decir en 1,455 [MHz] y en 2,365 [MHz]. Solo la primera se encuentra en la banda de sintonización del receptor del ejercicio (520 – 1600 [kHz]).

Suponiendo ahora que la primera armónica este en $(3,365-0,455)M=2,91$ [MHz], eso quiere decir que la frecuencia del oscilador está en $2,91M/2=1,455$ [MHz]. Entonces las frecuencias en donde la frecuencia imagen va a interferir son $f_{\text{sin}}=f_{\text{osc}}\pm FI=(1,455\pm 0,455)$ [MHz], o sea en 1 [MHz] y en 1,91 [MHz]. Solo la primera se encuentra en la banda de sintonización del receptor del ejercicio ($520-1600$ [kHz]).

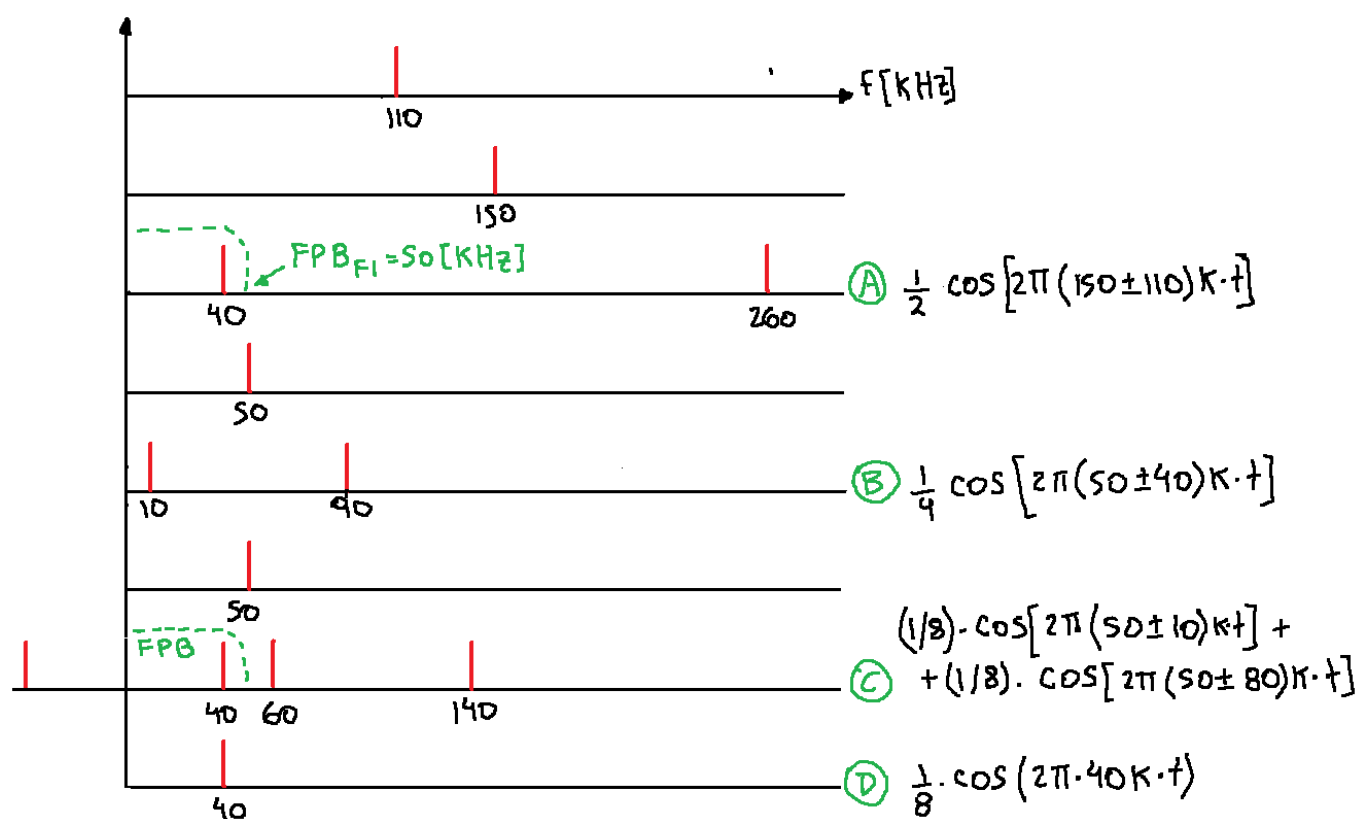
Es decir que las frecuencias posibles dentro del dial en donde la frecuencia de imagen de 3,365 [MHz] podría producir interferencia son 1 [MHz] y 1,455 [MHz].

10. Ejercicio*

El siguiente diagrama corresponde a un proceso de recepción superheterodino de una señal de BLU superior de banda base en 10 [kHz]. La portadora resultante en FI debe ser de 50 [kHz]; la detección sincrónica y los filtros son de ganancia unitaria. Determinar las expresiones analíticas en los puntos A, B, C y D.



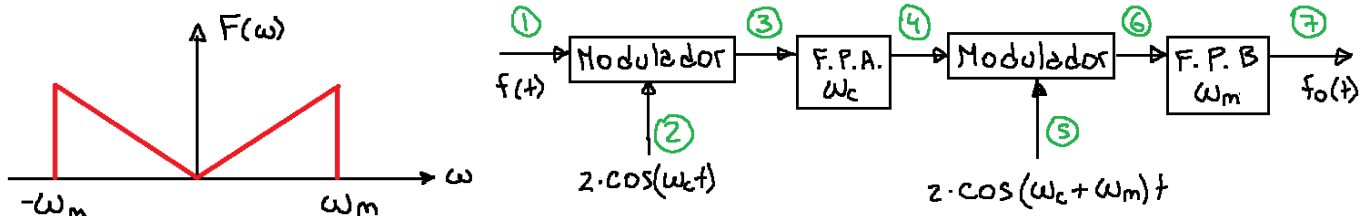
A este ejercicio lo resolví mediante el gráfico de espectro, no sé si estará bien. En la hoja me puso: "Está bien resuelto pero debió ordenar metodológicamente las expresiones".



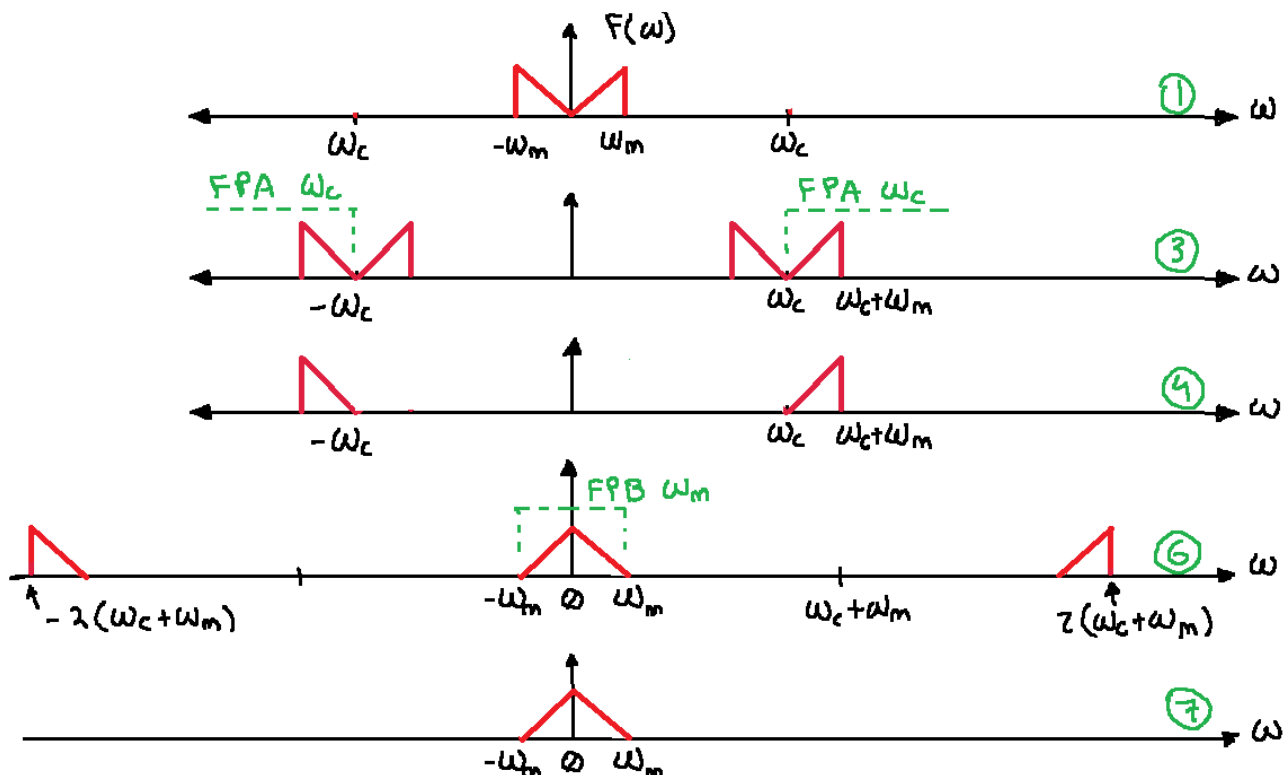
11. Ejercicio*

El espectro de cierta $f(t)$ se muestra en la figura de la izquierda. Para generar un tipo de criptografía que asegure la comunicación ésta es aplicada a un sistema conocido como «scrambler» cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura de la derecha. Se pide:

- Gráfica en frecuencia de la señal en cada uno de los puntos del diagrama.
- Un esquema de bloques para la recuperación de la señal original.
- La gráfica de la señal en frecuencia en cada punto del diagrama propuesto



PUNTO A:



- Este es el espectro de la señal modulante, tiene una frecuencia angular ω_m y una amplitud igual a la de la portadora, lo que significa que $m=1$.
- Es la señal después de haber pasado por el modulador, es decir, después de haber sido multiplicada por la portadora. Como se trata de una modulación DSB (double side band: doble banda lateral) no está presente la barrita de la portadora. La amplitud recae a la mitad pues $m \cdot E_c / 2 = 1 \cdot 2 / 2 = 1$.
- La señal después de pasar por el filtro pasa alto con frecuencia ω_c tiene esta forma.
- Se modula por producto nuevamente, pero esta vez tanto la frecuencia de la modulante como la de la portadora será $\omega_c + \omega_m$, así que a partir de esta frecuencia se copiará para la derecha lo que esté desde o hasta $\omega_c + \omega_m$ en $F_2(\omega)$; y para la izquierda, lo que esté desde o hasta $-\omega_c - \omega_m$ (también de F_2). Y para el lado de las frecuencias negativas será un reflejo de este espectro, queda así formada $F_3(\omega)$. El nuevo índice de modulación es $m' = E'_m / E_c = 1/2 = 0,5$ entonces la amplitud de las bandas laterales será $m' \cdot E_c / 2 = 0,5 \cdot 2 / 2 = 0,5$.
- Después de esto, la señal pasa por un filtro pasa bajo con frecuencia de corte ω_m quedando así conformado el espectro de la señal de salida $F_o(\omega)$.

PUNTO B y C:

No sé si tendrá sentido o será válido para el final, pero la señal original $f(t)$ se puede recuperar a partir de $f_o(t)$ haciendo pasar ésta última por un sistema exactamente igual al original.

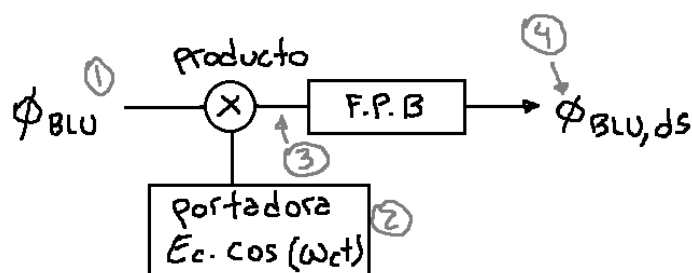
12. Teórico (modulación por producto, BLU)*

Modulación por producto. Se pide:

a) **Detección sincrónica.** Diagrama de bloques. Desarrollo analítico en tiempo y en frecuencia. Gráfica en el tiempo y en la frecuencia del sistema propuesto.

b) Por **cancelación de fase** (enfoque periódico). Diagrama de generación y detección. Desarrollo analítico (enfoque periódico) punto por punto de dicho diagrama (p. 64). Representación gráfica en el tiempo y en la frecuencia a lo largo del esquema utilizado.

c) Por **doblado y compensación.** Ídem para este método.

PUNTO A: Detección sincrónicaDiagrama de bloquesDesarrollo analítico en tiempo y en frecuencia

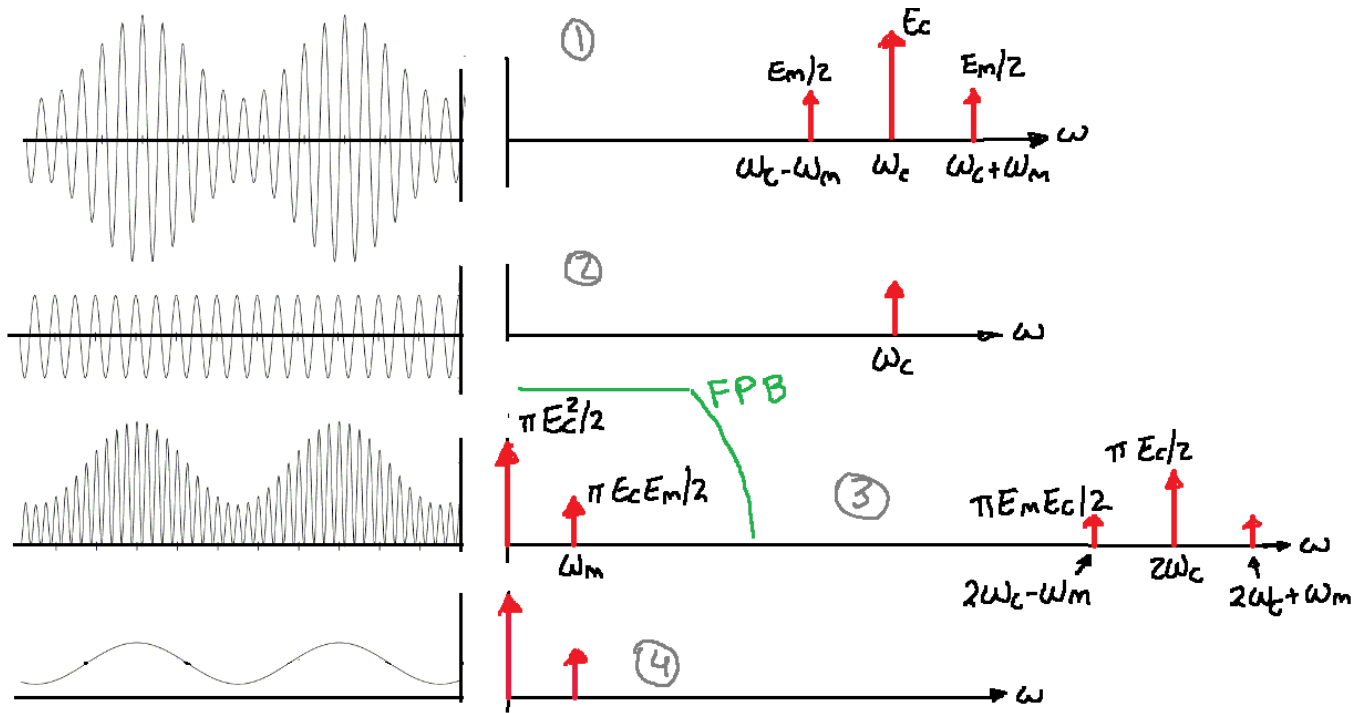
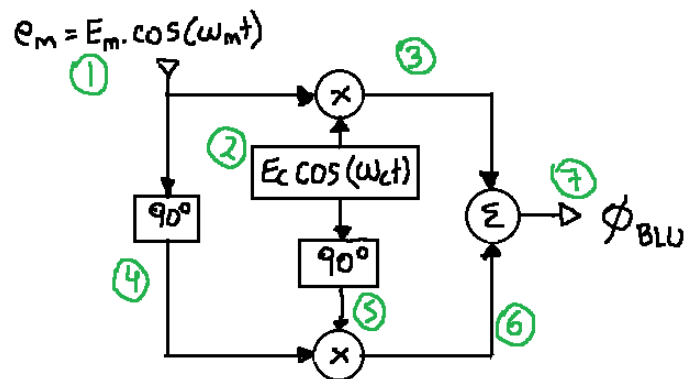
$$\phi_{BLU} = E_c [1 + m \cdot \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) \quad e_c(t) = E_c \cdot \cos(\omega_c t)$$

La salida del sistema será el producto de estas dos funciones.

$$\begin{aligned} \phi_{BLU,ds} &= \phi_{BLU} \cdot e_c(t) = E_c \{ [1 + m \cdot \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) \} E_c \cdot \cos(\omega_c t) = \\ &= [E_c + E_m \cdot \cos(\omega_m t)] E_c \cdot \cos^2(\omega_c t) = \left[\frac{E_c^2}{2} + \frac{E_c E_m}{2} \cdot \cos(\omega_m t) \right] \cdot [1 + \cos(2\omega_c t)] = \\ &= \frac{E_c^2}{2} + \frac{E_c E_m}{2} \cdot \cos(\omega_m t) + \frac{E_c^2}{2} \cos(2\omega_c t) + \frac{E_c E_m}{2} \cdot \cos(2\omega_c t) \cos(\omega_m t) = \\ &= \frac{E_c^2}{2} + \frac{E_c E_m}{2} \cdot \cos(\omega_m t) + \frac{E_c^2}{2} \cos(2\omega_c t) + \frac{E_c E_m}{4} \cdot \{ \cos[(2\omega_c + \omega_m)t] + \cos[(2\omega_c - \omega_m)t] \} = \end{aligned}$$

Aplico la transformada de Fourier término a término porque es muy larga para poner en una sola línea.

$$\begin{aligned} \frac{E_c^2}{2} &\rightarrow \pi E_c^2 \cdot \delta(\omega) \\ \frac{E_c E_m}{2} \cdot \cos(\omega_m t) &\rightarrow \frac{\pi E_c E_m}{2} [\delta(\omega + \omega_m) + \delta(\omega - \omega_m)] \\ \frac{E_c^2}{2} \cos(2\omega_c t) &\rightarrow \frac{\pi E_c^2}{2} [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\ \frac{E_c E_m}{4} \cdot \cos[(2\omega_c + \omega_m)t] &\rightarrow \frac{\pi E_c E_m}{4} [\delta(\omega + 2\omega_c + \omega_m) + \delta(\omega - 2\omega_c - \omega_m)] \\ \frac{E_c E_m}{4} \cdot \cos[(2\omega_c - \omega_m)t] &\rightarrow \frac{\pi E_c E_m}{4} [\delta(\omega + 2\omega_c - \omega_m) + \delta(\omega - 2\omega_c + \omega_m)] \end{aligned}$$

Gráfica en el tiempo y en la frecuencia del sistema propuesto**PUNTO B: Cancelación de fase (enfoco periódico)**Diagrama de generación y detecciónDesarrollo analítico punto por punto de dicho diagrama

$$\phi_{BLU} = \phi_7 = \phi_3 + \phi_6 =$$

$$\bullet \phi_3 = \phi_1 \cdot \phi_2 = E_m \cos(\omega_m t) \cdot E_c \cos(\omega_c t) = \frac{E_m E_c}{2} \{ \cos[(\omega_c + \omega_m)t] + \cos[(\omega_c - \omega_m)t] \}$$

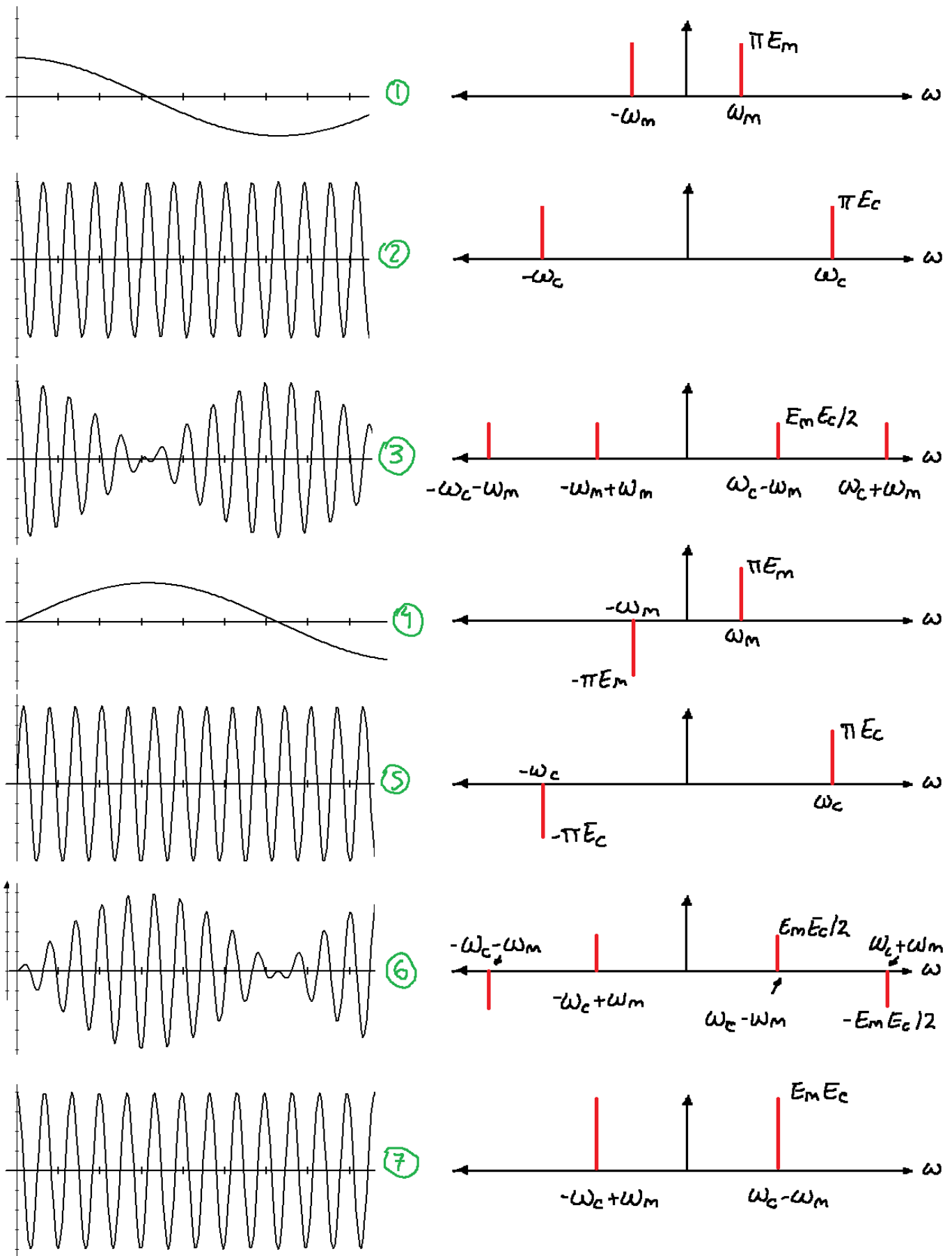
$$\bullet \phi_6 = \phi_4 \cdot \phi_5 = E_m \cdot \sin(\omega_m t) \cdot E_c \cdot \sin(\omega_c t) = \frac{E_m E_c}{2} \{ \cos[(\omega_c - \omega_m)t] - \cos[(\omega_c + \omega_m)t] \}$$

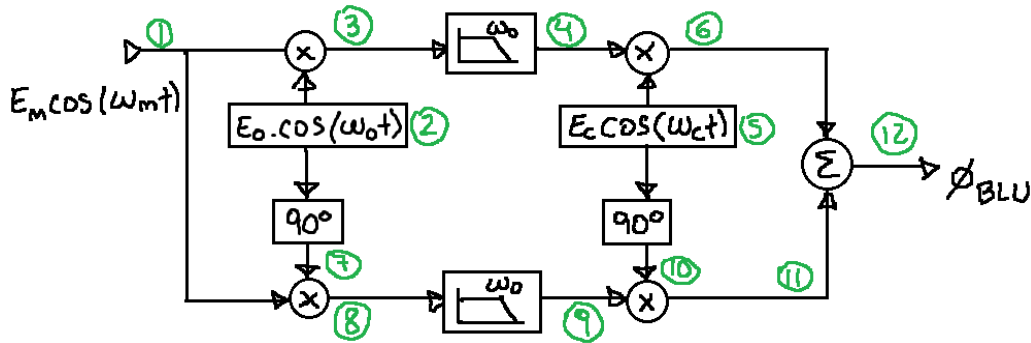
$$\bullet \phi_4 = E_m \cdot \cos(\omega_m t - 90^\circ) = E_m \cdot \sin(\omega_m t)$$

$$\bullet \phi_5 = E_c \cdot \cos(\omega_c t - 90^\circ) = E_c \cdot \sin(\omega_c t)$$

$$\phi_{BLU} = \frac{E_m E_c}{2} \{ \cos[(\omega_c + \omega_m)t] + \cos[(\omega_c - \omega_m)t] \} + \frac{E_m E_c}{2} \{ \cos[(\omega_c - \omega_m)t] - \cos[(\omega_c + \omega_m)t] \} =$$

$$\boxed{\phi_{BLU} = E_m E_c \cdot \cos[(\omega_c - \omega_m)t]}$$

Representación gráfica en el tiempo y en la frecuencia a lo largo del esquema utilizado.


PUNTO C: por doblado y compensaciónDiagramas de bloques:Expresiones analíticas:

$$\phi_{BLU,dc} = \phi_6 + \phi_{11} = \frac{E_m E_c^2}{2} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_o)t] \right\} = \phi_{BLU,dc}$$

$$\bullet \phi_6 = \phi_4 \cdot \phi_5 = \frac{E_m E_c}{2} \cos(\omega_o t) \cdot E_c \cos(\omega_c t) = \frac{E_m E_c^2}{4} \left\{ \cos[(\omega_c + \omega_o)t] \right\} + \frac{E_m E_c^2}{4} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_o)t] \right\}$$

$$\bullet \phi_4 = \text{FPB}(\phi_3; \omega_o) = \frac{E_m E_c}{2} \cos(\omega_o t)$$

$$\bullet \phi_3 = \phi_1 \cdot \phi_2 = \frac{E_m E_c}{2} \left\{ \cos[(\omega_m + \omega_o)t] \right\} + \frac{E_m E_c}{2} \left\{ \cos[(\omega_m - \omega_o)t] \right\}$$

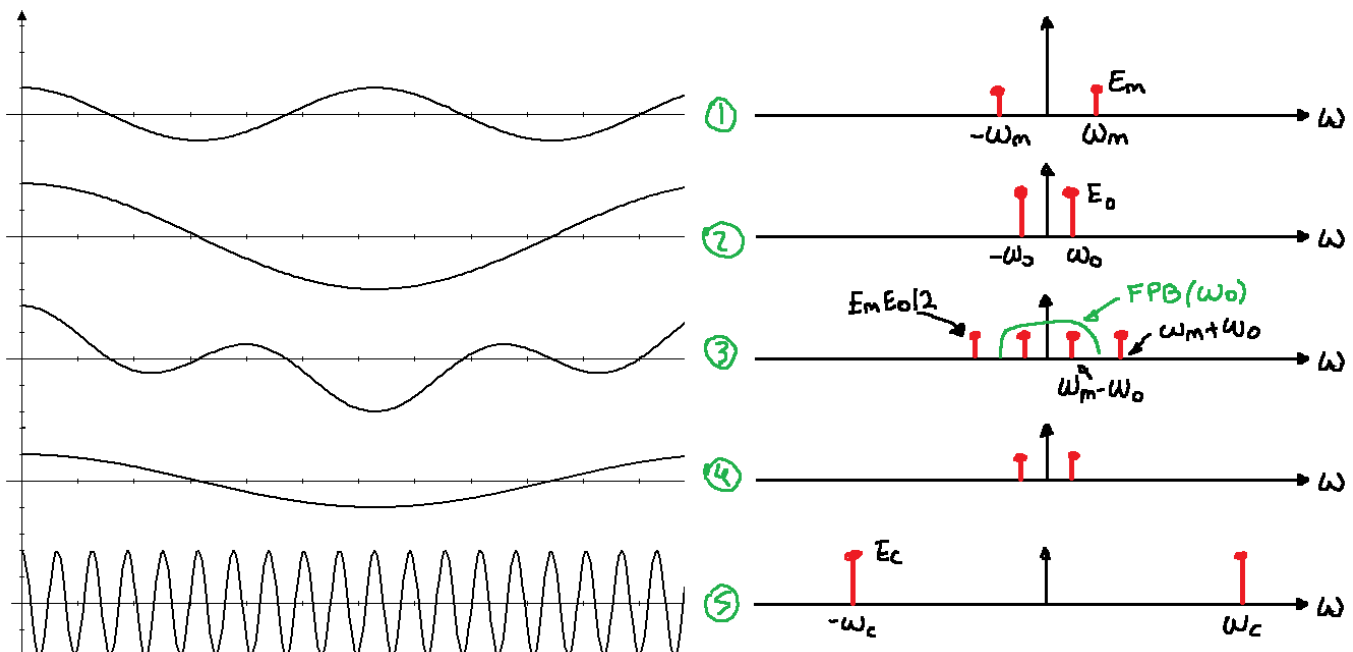
$$\bullet \phi_{11} = \phi_9 \cdot \phi_{10} = \frac{E_m E_c^2}{4} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_o)t] - \cos[(\omega_c + \omega_o)t] \right\}$$

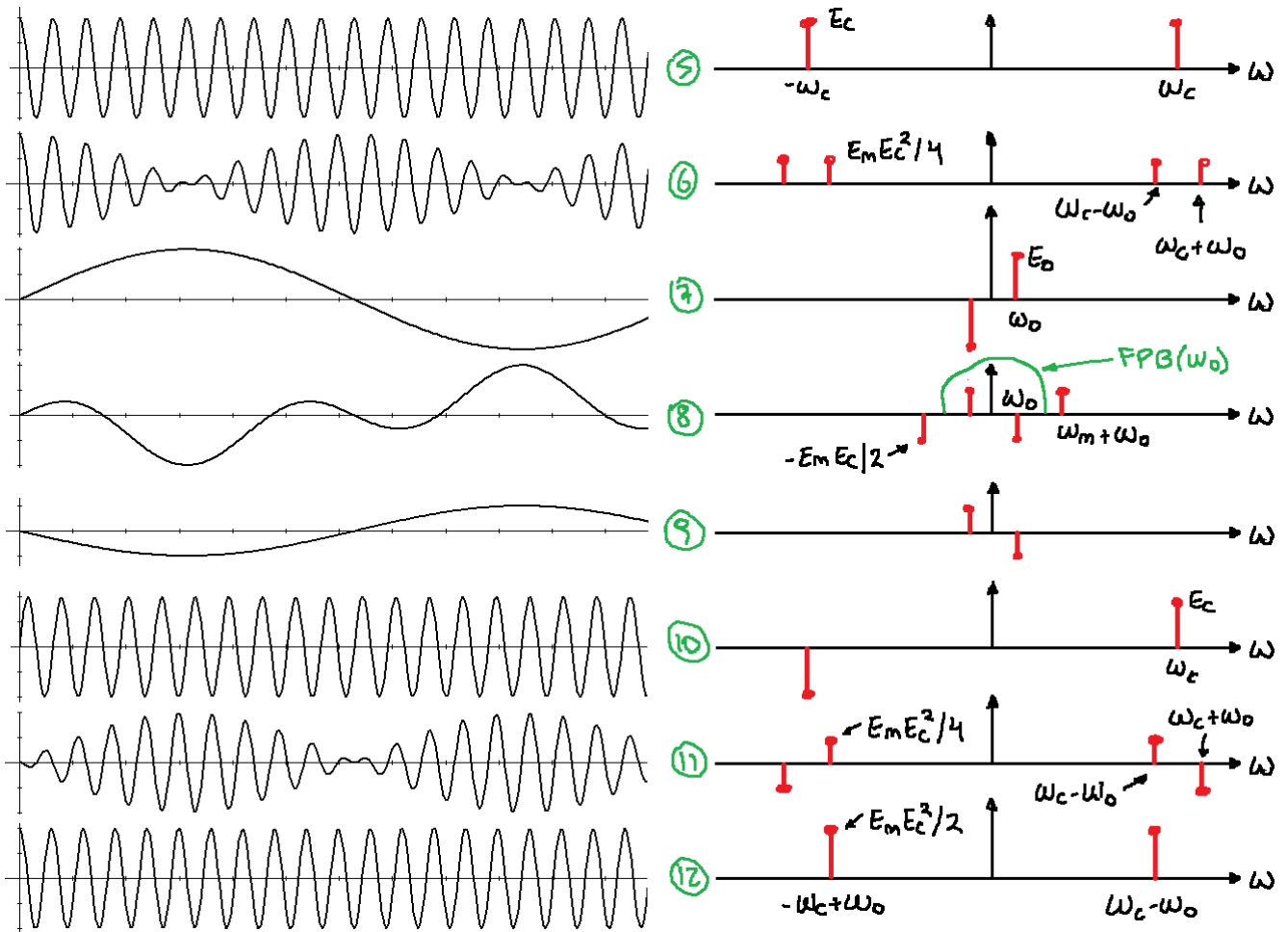
$$\bullet \phi_{10} = E_c \cdot \cos(\omega_c t - 90^\circ) = E_c \cdot \sin(\omega_c t)$$

$$\bullet \phi_9 = \text{FPB}(\phi_8; \omega_o) = -\frac{E_c E_m}{2} \sin(\omega_o t)$$

$$\bullet \phi_8 = \frac{E_m E_c}{2} \left\{ \sin[(\omega_m + \omega_o)t] - \sin[(\omega_m - \omega_o)t] \right\}$$

$$\bullet \phi_7 = E_o \cos(\omega_o t - 90^\circ) = E_o \cdot \sin(\omega_o t)$$

Análisis espectral:



2 – MODULACIÓN EN FRECUENCIA

13. Ejercicio*

Dada la señal $\phi_{FM} = 10 \cdot \sin[\pi \cdot 100M \cdot t - 5 \cdot \cos(2\pi kt)]$ [V], se pide:

- Desviación de frecuencia.
- La potencia total si carga sobre $50 \text{ } [\Omega]$.
- Diagrama de bloques para la detección.
- Desarrollo analítico de la detección.

PUNTO A:

$$\Delta f_c = f_m \cdot m_f = 1k \cdot 5 = \boxed{10 \text{ [kHz]} = \Delta f_c}$$

PUNTO B:

La potencia total P_T es igual a la potencia de la portadora cuando $m_f = 0$, es decir que $J_0 = 1$.

$$P_T = P_c|_{m_f=0} = \frac{(E_c \cdot J_0)^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{(10 \cdot 1)^2}{2 \cdot 50} = \boxed{1 \text{ [W]} = P_T}$$

PUNTOS C y D: Están desarrollados completos en el ejercicio 26.

14. Ejercicio*

Una onda sinusoidal de **10 [kHz]** modula en frecuencia a una portadora de **100 [kHz]** que posee una amplitud de **10 [V]**, la desviación es de **20 [kHz]** y el sistema carga sobre una $Z_L = 50 \text{ } [\Omega]$. Se pide:

- El índice de modulación.
- La expresión de la onda modulada.
- El ancho de banda de la señal modulada.
- La potencia total.

PUNTO A:

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m} = \frac{20k}{10k} = \boxed{2 = m_f}$$

PUNTO B:

$$\phi_{FM} = 10 \cdot \sin[2\pi \cdot 100k \cdot t - 2 \cdot \cos(2\pi \cdot 10k \cdot t)]$$

PUNTO C:

No sé bien a qué se refiere cuando no especifica cuál ancho de banda hay que calcular. En el apunte tomo por defecto el de Carson. Aquí $n = m_f + 1$, o también uno (1) menos que el valor del subíndice más alejado en frecuencia de la portadora del coeficiente de Bessel que se obtiene de la tabla. En este caso, el coeficiente más alejado en frecuencia, para $m_f = 2$, es J_4 ; así que $n = 4 - 1 = 3$.

$$BW_C = 2 \cdot n \cdot f_m = 2 \cdot (m_f + 1) \cdot f_m = 2 \cdot (2 + 1) \cdot 10k = \boxed{60 \text{ [kHz]} = BW_C}$$

PUNTO D:

$$P_T = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{10^2}{2 \cdot 50} = \boxed{1 \text{ [W]} = P_T}$$

15. Ejercicio*

Una señal $f(t)=1.\text{sen}(2\pi.10k.t)$ [V] se aplica a un modulador de FM. La señal resultante $\phi_{FM}(t)=100.\text{sen}[\omega_c t - 4.\cos(2\pi.10k.t)]$ [V] carga sobre una $Z_L=50$ [Ω]. Se pide:

- Índice de modulación.
- Desviación de frecuencia.
- Potencia total.
- Ancho de banda de la señal modulada.

La ecuación de una onda modulada en frecuencia es:

$$\phi_{FM}(t) = E_c \sin[\omega_c t - m_f \cdot \cos(\omega_m t)]$$

Donde $m_f = \Delta\omega_c / \omega_m$ es el índice de modulación en frecuencia. Si comparo esta ecuación con la de la señal modulada del ejercicio me queda que $E_c=100$ [V], $m_f=4$ y $\omega_m=2\pi.10^4$ [rad/seg].

PUNTO A:

En este caso al índice de modulación en frecuencia lo saco directamente de la ecuación de la modulada:

$$m_f = 4$$

PUNTO B:

$$\Delta f = m_f \cdot f_m = 4 \cdot 10k = 40 \text{ [kHz]} = \Delta f$$

$$\bullet f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{2\pi.10k}{2\pi} = 10 \text{ [kHz]}$$

PUNTO C:

$$P_T = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{100^2}{2 \cdot 50} = 100 \text{ [W]} = P_T$$

PUNTO D:

$$BW_C = 2 \cdot n \cdot f_m = 2 \cdot 5 \cdot 10k = 100 \text{ [kHz]} = BW_C$$

$$\bullet n = m_f + 1 = 4 + 1 = 5$$

16. Ejercicio*

Dada la siguiente expresión $\phi_{FM}(t)=10.\text{sen}[2\pi.100k.t - 2.\cos(2\pi.10k.t)]$ [V], determinar:

- Ancho de banda de la señal modulada.
- La potencia total si carga sobre **50** [Ω].
- El desarrollo analítico de la demodulación.
- Una comparación de la potencia transmitida según Bessel vs Carson.

PUNTO A:

$$BW_C = 2 \cdot (m_f + 1) \cdot f_m = 2 \cdot (2 + 1) \cdot 10k = 60 \text{ [kHz]} = BW_C$$

PUNTO B:

$$P_T = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{10^2}{2 \cdot 50} = 1 \text{ [W]} = P_T$$

PUNTO C: Desarrollado completo en el ejercicio 26.

PUNTO D:

La potencia de Carson tiene en cuenta la potencia que consume todas las bandas laterales excepto las de los extremos. La potencia de Bessel tiene en cuenta todas las bandas laterales.

$$P_{T,Carson} = P_c + P_{BL1} + P_{BL2} + P_{BL3} = 48,8\text{m} + 673\text{m} + 245\text{m} + 33,8\text{m} = \boxed{0,95[\text{W}]} = P_{T,Carson}$$

$$\bullet P_c = \frac{(J_0 \cdot E_c)^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{(0,22 \cdot 10)^2}{2 \cdot 50} = 48,4[\text{mW}]$$

$$\bullet P_{2BL1} = \frac{(J_1 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,58 \cdot 10)^2}{50} = 673[\text{mW}]$$

$$\bullet P_{2BL2} = \frac{(J_2 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,35 \cdot 10)^2}{50} = 245[\text{mW}]$$

$$\bullet P_{2BL3} = \frac{(J_3 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,13 \cdot 10)^2}{50} = 33,8[\text{mW}]$$

$$P_{T,Bessel} = P_c + P_{2BL1} + P_{2BL2} + P_{2BL3} + P_{2BL4} = 0,95 + 1,8\text{m} \approx \boxed{0,95[\text{W}]} = P_{T,Bessel}$$

$$\bullet P_{2BL4} = \frac{(J_4 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,03 \cdot 10)^2}{50} = 1,8[\text{mW}]$$

17. Ejercicio

El índice de modulación de un transmisor de FM de **10 [kW]** es de **0,25**, siendo los coeficientes de Bessel **$J_0=0,98$** y **$J_1=0,12$** para dicho índice. Se pide:

- La potencia normalizada en la portadora.
- La potencia normalizada en las bandas laterales.

No sé si está bien este ejercicio porque no tengo idea a qué llama potencia normalizada. Supongo que se refiere a cuando se carga sobre una **$Z_L=1 [\Omega]$** .

PUNTO A:

Los **10 [kW]** del transmisor es el total de potencia que maneja, y esta se reparte entre la portadora y las bandas laterales cuando modula (**$m_f \neq 0$**); o se concentra en la portadora sola cuando no lo hace (**$m_f = 0$**). Así que empiezo calculando la amplitud de la portadora **E_c** por medio de la potencia de la portadora cuando no modula.

$$P_{c,\sin modular} = P_{To} = \frac{(J_0|_{m_f=0} \cdot E_c)^2}{2 \cdot Z_L} \rightarrow \therefore E_c = \frac{\sqrt{2 \cdot Z_L \cdot P_{To}}}{J_0|_{m_f=0}} = \frac{\sqrt{2 \cdot 1 \cdot 10\text{k}}}{1} = 141,42[\text{V}]$$

Y con este valor de **E_c** calculo la potencia en la portadora y en las bandas laterales cuando el transmisor no está modulando (**$m_f=0,25$**).

$$P_c|_{m_f=0,25} = \frac{(J_0|_{m_f=0,25} \cdot E_c)^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{(0,98 \cdot 141,42)^2}{2 \cdot 1} \approx \boxed{9,6[\text{kW}]} = P_c$$

PUNTO B:

$$P_{2BL1}|_{m_f=0,25} = 2 \cdot \frac{(J_1|_{m_f=0,25} \cdot E_c)^2}{2 \cdot Z_L} = 2 \cdot \frac{(0,12 \cdot 141,42)^2}{2 \cdot 1} \approx \boxed{288[\text{W}]} = P_{2BL1}$$

Si sumo estas dos potencias me tendría que dar algo parecido a **10 [kW]**.

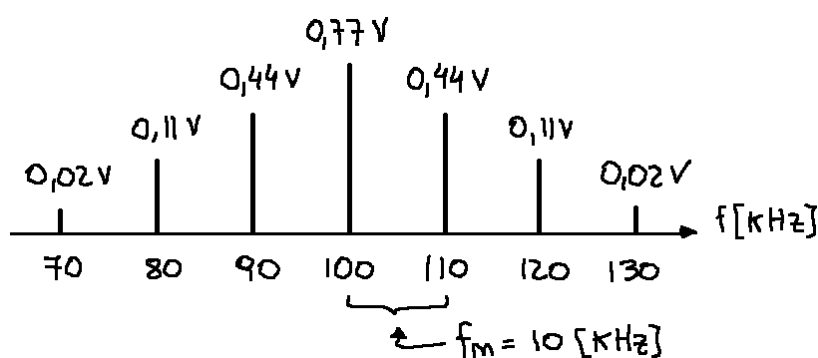
$$P_c + P_{2BL1} = 9,6k + 288 \approx 9,9[kW]$$

La diferencia de **100 [W]** respecto de **10 [kW]** no se por qué mierda es.

18. Ejercicio*

Dado el siguiente espectro de líneas, se pide:

- La desviación de frecuencia.
- La expresión de la onda modulada (sinusoidales).
- El ancho de banda según Carson.
- La potencia total sobre una carga de **1 [Ω]**.



PUNTO A:

Al valor de m_f lo saco de la tabla de los coeficientes de Bessel, se ve que los coeficientes y el número de bandas laterales de la figura de arriba corresponden a $m_f=1$.

$$\Delta f = m \cdot f_m = 1 \cdot 10k = \boxed{10 [kHz] = \Delta f}$$

• $f_m = 10 [kHz]$

PUNTO B:

$$\phi_{FM} = 1 \cdot \{0,77 \cdot \sin(100k \cdot t) - 0,44 \cdot \cos[(100 \pm 10)k \cdot t] - 0,11 \cdot \sin[(100 \pm 20)k \cdot t] + 0,02 \cdot \cos[(100 \pm 30)k \cdot t]\}$$

PUNTO C:

$$BW_c = 2(m_f + 1)f_m = 2(1 + 1)10k = \boxed{40 [kHz] = BW_c}$$

PUNTO D:

$$P_{T,FM} = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{1^2}{2 \cdot 1} = \boxed{0,5 [W] = P_{T,FM}}$$

19. Ejercicio*

Una señal modulante $e_m(t)=5 \cdot \sin(2\pi \cdot 10k \cdot t)$ [V] modula una portadora sinusoidal de **10 [V]** y **100 [kHz]**. Sabiendo que el coeficiente del modulador es $K_v=2$ [kHz/V], se pide:

- La expresión de la onda modulada.
- El ancho de banda tomando todas las componentes de Bessel.
- El ancho de banda utilizando la regla de Carson.
- La potencia total transmitida para la consigna b) y c).

PUNTO A:

$$\phi_{FM} = E_c \cdot \sin[\omega_c t - m_f \cdot \cos(\omega_m t)] = 10 \cdot \sin[2\pi \cdot 100k \cdot t - \cos(2\pi \cdot 10k \cdot t)] = \phi_{FM}$$

$$m_f = \frac{K_v \cdot E_m}{f_m} = \frac{2k \cdot 5}{10k} = 1$$

La fórmula completa depende de si la unidad de K_v está en [Hz/V] o en [rad/V], entonces

$$\Delta f_c = m_f \cdot f_m = K_v \cdot E_m \quad \text{si } K_v \text{ está en [Hz/V].}$$

$$\Delta \omega_c = m_f \cdot \omega_m = K_v \cdot E_m \quad \text{si } K_v \text{ está en [rad/V].}$$

PUNTO B:

$$BW_T = 2 \cdot n \cdot f_m = 2 \cdot 3 \cdot 10k = 60 \text{ [kHz]} = BW_T$$

PUNTO C:

$$BW_C = 2 \cdot (m_f + 1) \cdot f_m = 2 \cdot (1 + 1) \cdot 10k = 40 \text{ [kHz]} = BW_C$$

PUNTO D:

$$P_{T,Carson} = P_c + P_{BL1} + P_{BL2} = 29,645 + 19,36 + 1,21 = 50,215 \text{ [W]} = P_{T,Carson}$$

$$P_c = \frac{(J_0 \cdot E_c)^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{(0,77 \cdot 10)^2}{2 \cdot 1} = 29,645 \text{ [W]}$$

$$P_{2BL1} = \frac{(J_1 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,44 \cdot 10)^2}{1} = 19,36 \text{ [W]}$$

$$P_{2BL2} = \frac{(J_2 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,11 \cdot 10)^2}{1} = 1,21 \text{ [W]}$$

$$P_{T,Bessel} = P_c + P_{2BL1} + P_{2BL2} + P_{2BL3} = 50,215 + 0,04 = 50,415 \text{ [W]} = P_{T,Bessel}$$

$$P_{2BL3} = \frac{(J_3 \cdot E_c)^2}{Z_L} = \frac{(0,02 \cdot 10)^2}{1} = 0,04 \text{ [W]}$$

20. Ejercicio

Una señal modulada en frecuencia tiene como portadora una función con $\omega_c=5000$ [rad/seg] y $m_f=10$; la señal modulante es $f(t)=20 \cdot \cos(5t)$. Se pide:

- La frecuencia de la señal modulante f_m en [Hz].
- La desviación en frecuencia Δf en [Hz].
- Ancho de banda **BW**.
- La cantidad de bandas laterales que entran en ese ancho de banda.

PUNTO A:

$$\omega_m = 2\pi \cdot f_m \rightarrow \therefore f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} \approx 0,796 \text{ [Hz]} = f_m$$

PUNTO B:

$$\Delta f = m_f \cdot f_m = 10 \cdot 0,796 = 7,96 \text{ [Hz]} = \Delta f$$

PUNTO C:

$$BW = 2 \cdot n \cdot f_m = 2 \cdot (m_f + 1) \cdot f_m = 2 \cdot (10 + 1) \cdot 0,796 \approx 17,51 \text{ [Hz]} = BW$$

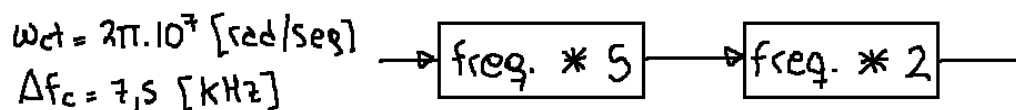
PUNTO D:

$$2 \cdot n = 2 \cdot (m_f + 1) = 2 \cdot (10 + 1) = 22 = 2 \cdot n$$

21. Ejercicio

El siguiente es un esquema que pertenece a la etapa final de un Tx de FM, se sabe que la señal modulante es un tono sinusoidal con **1 [kHz]**. Se pide:

- Frecuencia de la portadora, en [MHz].
- Índice de modulación.
- La expresión de la fase instantánea.

**PUNTO A:**

$$f_c = 10 \frac{\omega_c}{2\pi} = 10 \frac{2\pi \cdot 10M}{2\pi} = 100 \text{ [MHz]} = f_c$$

PUNTO B:

El índice se lo puede calcular en cualquier etapa porque tanto Δf_c como f_m se multiplican por 5 y 2.

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m} = \frac{7,5k}{1k} = 7,5 = m_f$$

PUNTO C:

$$\theta_i = \omega_c t - m_f \cdot \cos(\omega_m t) = 2\pi \cdot 10M \cdot t - 7,5 \cdot \cos(2\pi k \cdot t) = \theta_i$$

22. Ejercicio

Una portadora $e_c(t)=10 \cdot \sin(2\pi M \cdot t)$ es modulada en frecuencia por una señal de **1 [kHz]**, logrando una desviación tal que $m_f=2,2$; se sabe también que $Z_i=50 \text{ } [\Omega]$. Además, los coeficientes de Bessel son: $J_0=0,11$ $J_1=0,56$ $J_2=0,4$ $J_3=0,16$ $J_4=0,05$ $J_5=0,01$. Se pide:

- Desviación en frecuencia.
- Ancho de banda.
- La potencia de las dos primeras bandas laterales.
- La potencia total.

PUNTO A:

$$\Delta f_c = m_f \cdot f_m = 2,2 \cdot 1k = \boxed{2,2 \text{ [kHz]} = \Delta f_c}$$

PUNTO B:

$$BW_T = 2 \cdot n \cdot f_m = 2 \cdot 5 \cdot 1k = \boxed{10 \text{ [kHz]} = BW_T}$$

PUNTO C:

$$P_{2BL1} = 2 \cdot \frac{(J_1 E_c)^2}{2 \cdot Z_L} = 2 \cdot \frac{(0,56 \cdot 10)^2}{2 \cdot 50} \approx \boxed{630 \text{ [mW]} = P_{2BL1}}$$

$$P_{2BL2} = 2 \cdot \frac{(J_2 E_c)^2}{2 \cdot Z_L} = 2 \cdot \frac{(0,4 \cdot 10)^2}{2 \cdot 50} \approx \boxed{320 \text{ [mW]} = P_{2BL1}}$$

PUNTO D:

$$P_T = \frac{E_c^2}{2 \cdot Z_L} = \frac{10^2}{2 \cdot 50} = \boxed{1 \text{ [W]} = P_T}$$

23. Ejercicio

Una portadora de **4 [V]** de amplitud y **2 [MHz]** de frecuencia es modulada en frecuencia por una $f(t)=2 \cdot \sin(\pi \cdot 1k \cdot t) \text{ [V]}$, la desviación de frecuencia es **1 [kHz]** y la señal modulante se incrementa a **8 [V]** con una frecuencia de **2 [kHz]**. Se pide:

- El índice de modulación para la segunda señal modulante.
- La expresión de la señal modulada para la segunda señal modulante.

PUNTO A:

$$m_{f2} = \frac{\Delta f_{c2}}{f_{m2}} = \frac{4k}{2k} = \boxed{2 = m_{f2}}$$

$$\bullet \Delta f_{c2} = K_v \cdot E_{m2} = 500 \cdot 8 = 4 \text{ [kHz]}$$

$$\bullet \bullet K_v = \frac{f_m \cdot m_f}{E_m} = \frac{500 \cdot 2}{2} = 500 \text{ [Hz/V]}$$

PUNTO B:

$$\phi_{FM2} = E_{c2} \cdot \sin[\omega_{c2} t - m_{f2} \cdot \cos(\omega_{m2} t)] = \boxed{4 \cdot \sin[2\pi \cdot 2M \cdot t - 2 \cdot \cos(2\pi \cdot 2k \cdot t)] = \phi_{FM}}$$

24. Ejercicio

Un modulador de frecuencia sin distorsión produce una portadora cuando no existe modulación, cuyas características de frecuencia y amplitud son **15 [MHz]** y **4 [Vpp]**. El coeficiente del modulador es **$K_v=24$ [kHz/V]**. Se pide:

- Una expresión para la modulada que resulta cuando la modulante es **$e_m(t)=1,3 \cdot \sin(6280 \cdot t)$** .
- El número de veces por segundo que se produce esa desviación.
- La desviación máxima de frecuencia si la frecuencia de la señal se reduce a la mitad.
- Ídem si la amplitud de la señal se duplica.
- El ancho de banda espectral para el punto c).

PUNTO A:

$$\phi_{FM} = E_c \cdot \sin[\omega_c t - m_f \cdot \cos(\omega_m t)] = 2 \cdot \sin[2\pi \cdot 15M \cdot t - 31,2 \cdot \cos(2\pi k \cdot t)] = \phi_{FM}$$

$$\bullet E_c = \frac{E_{c,pp}}{2} = \frac{4}{2} = 2 [V]$$

$$\bullet m_f = \frac{K_v \cdot E_m}{f_m} = \frac{24k \cdot 1,3}{1k} = 31,2$$

$$\bullet \omega_m = 6280 = 2\pi k [\text{rad/seg}]$$

PUNTO B:

$$f_m = 1 [kHz]$$

PUNTO C:

$$\Delta f_{c3} = K_v \cdot E_{m3} = 24k \cdot 1,3 = 31,2 [kHz] = \Delta f_{c3}$$

PUNTO D:

$$\Delta f_{c4} = K_v \cdot E_{m4} = 24k \cdot 2,6 = 62,4 [kHz] = \Delta f_{c4}$$

$$\bullet E_{m4} = 2 \cdot E_m = 2 \cdot 1,3 = 2,6 [V]$$

PUNTO E:

$$BW_C = 2 \cdot (m_f + 1) \cdot f_m = 2 \cdot (31,2 + 1) \cdot 1k = 64,4 [kHz] = BW_C$$

25. Ejercicio

En un receptor FM comercial se escuchan canales de TV. Se pide:

- Explicar por qué ocurre esto.
- ¿En qué lugares del dial se escucharía Canal 10 (192 – 198 [MHz])?

Esto se produce por las mismas causas que las vistas en el ejercicio 11, así que se resuelve igual, excepto que a la frecuencia de imagen de interés habrá que sumarle **5,75 [MHz]** que es en dónde se sitúa la información de audio de un canal de TV.



$$f_{\sin} = \frac{f_{\text{img}} + 5,75\text{M} \pm \text{FI}}{2} \pm \text{FI} = \frac{192\text{M} + 5,75\text{M} \pm 10,7\text{M}}{2} \pm 10,7\text{M} = \begin{cases} 114,925 [\text{MHz}] \\ 104,225 [\text{MHz}] \\ 93,525 [\text{MHz}] \\ 82,825 [\text{MHz}] \end{cases}$$

De las frecuencias resultantes, solo las dos del medio (**104,225 [MHz]** y **93,525 [MHz]**) caen dentro del ancho de banda de recepción de FM (**88 a 108 [MHz]**).

26. Teórico (modulación FM)*

Modulación FM. Se pide:

a) **Modulación FM**. Expresiones analíticas. Cálculo del ancho de banda espectral. Desarrollo analítico de la detección. Diagrama de bloques para la detección.

b) **FM estéreo**. Banda base. Diagrama de bloques Tx-Rx. Justificación del ancho de banda usado para la señal.

PUNTO A: modulación FM

Expresiones analíticas:

Siendo la modulante $e_m(t) = E_m \cdot \sin(\omega_m t)$ y la portadora $e_c(t) = E_c \cdot \sin(\omega_c t)$ defino la señal modulada en frecuencia como $\phi_{\text{FM}}(t) = E_c \cdot \sin \theta_i$ tal que la derivada de su fase instantánea θ_i respecto del tiempo es igual a la frecuencia angular instantánea.

$$\phi_{\text{FM}}(t) = E_c \cdot \sin \theta_i \quad (\text{Ec. 4})$$

Derivando θ_i respecto del tiempo me queda:

$$\frac{\partial \theta_i}{\partial t} = \omega_c + K_v \cdot e_m(t) = \omega_c + \overbrace{K_v \cdot E_m}^{\Delta \omega_c} \cdot \sin(\omega_m t) = \omega_c + \Delta \omega_c \cdot \sin(\omega_m t)$$

Siendo K_v el coeficiente de modulador y su producto con la amplitud de la modulante E_m es igual a la desviación de frecuencia $\Delta \omega_c$ que se produce en la fase total. Integro esta ecuación y me queda

$$\theta_i = \int \frac{\partial \theta_i}{\partial t} dt = \int \omega_c + \Delta \omega_c \int \sin(\omega_m t) dt = \omega_c t - \underbrace{\frac{\Delta \omega_c}{\omega_m}}_{m_f} \cos(\omega_m t) = \omega_c t - m_f \cdot \cos(\omega_m t)$$

Donde m_f es el índice de modulación de frecuencia. Reemplazo esta ecuación en la (Ec. 4) y me queda

$$\phi_{\text{FM}}(t) = E_c \cdot \sin[\omega_c t - m_f \cdot \cos(\omega_m t)] \quad (\text{Ec. 5})$$

Esta es la ecuación general de la onda modulada en FM. Para desarrollar el seno de una función que contiene un coseno se necesita usar las expresiones desarrolladas por Bessel.

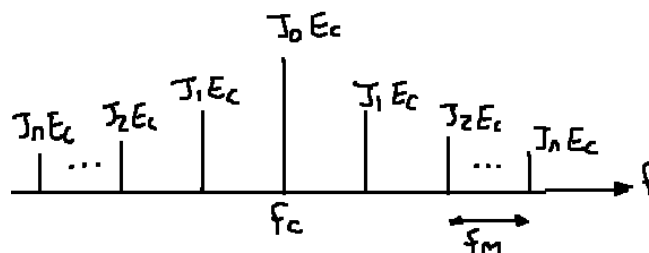
$$\phi_{\text{FM}}(t) = E_c \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n} \cdot \sin[(\omega_c \pm 2n \cdot \omega_m)t] - \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1} \cdot \cos[(\omega_c \pm (2n-1) \cdot \omega_m)t] \right\} \text{ revisar signos}$$

La señal modulada en FM está formada por varias bandas laterales armónicas con amplitud que varían según los coeficientes de Bessel ($J_0, J_1, J_2, \dots, J_n$), estos coeficientes dependen del índice de modulación de frecuencia m_f . En la tabla se muestran los valores de J según m_f .

m_f	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}
0	1,00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,25	0,98	0,12	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,5	0,94	0,24	0,03	-	-	-	-	-	-	-	-
1	0,77	0,44	0,11	0,02	-	-	-	-	-	-	-
1,5	0,51	0,56	0,23	0,06	0,01	-	-	-	-	-	-
2	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03	-	-	-	-	-	-
2,4	0	0,52	0,43	0,2	0,06	0,02	-	-	-	-	-
2,5	-0,05	0,5	0,45	0,22	0,07	0,02	0,01	-	-	-	-
3	-0,26	0,34	0,49	0,31	0,13	0,04	0,01	-	-	-	-
4	-0,4	-0,07	0,36	0,43	0,28	0,13	0,05	0,02	-	-	-
5	-0,18	-0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05	0,02	-	-
6	0,15	-0,28	-0,24	0,11	0,36	0,36	0,25	0,13	0,06	0,02	-
7	0,3	0	-0,3	-0,17	0,16	0,35	0,34	0,23	0,13	0,06	0,02

Cálculo del ancho de banda:

El espectro de frecuencias de una señal modulada en frecuencias es



Donde resulta obvio que el ancho de banda ocupado por la señal será

$$BW = 2 \cdot n \cdot f_m$$

Donde n es el número de bandas laterales significativas. Sin embargo, un criterio sugerido por Carson indica que se puede hacer $n = m_f + 1$, pues con este número de bandas laterales se está teniendo en cuenta el 95% de la potencia transmitida por Bessel.

$$BW_C = 2 \cdot (m_f + 1) \cdot f_m$$

Desarrollo analítico para la detección:

Si en la (Ec. 5) tengo en cuenta que la modulante no es sinusoidal sino más bien una función general $f(t)$, me queda que

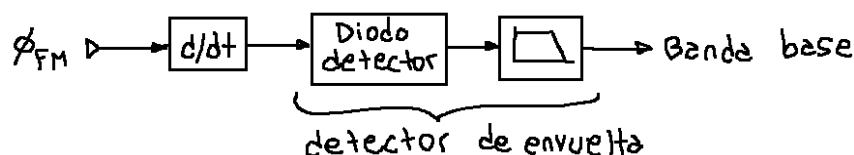
$$\phi_{FM}(t) = E_c \cdot \sin \left[\omega_c t + K_v \int f(t) dt \right]$$

Si se deriva respecto del tiempo queda

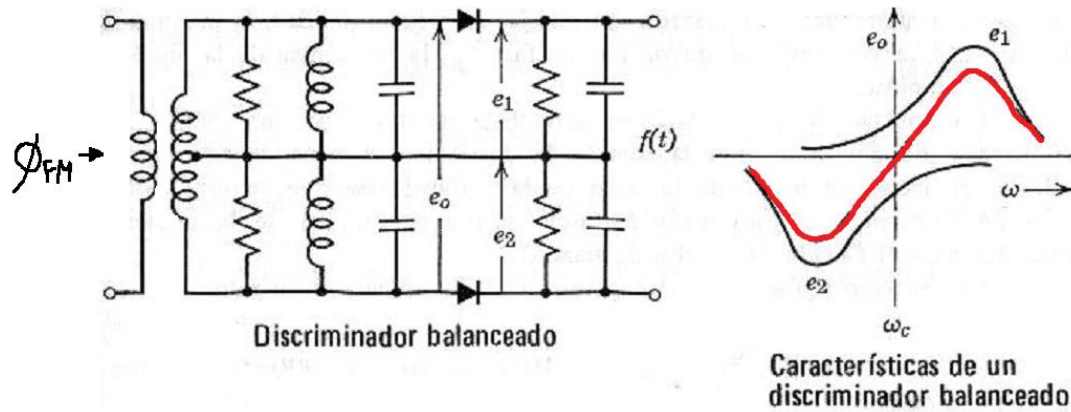
$$\frac{\partial \phi_{FM}(t)}{\partial t} = E_c \left[\omega_c + K_v f(t) \right] \cdot \cos \left[\omega_c t + K_v \int f(t) dt \right] = E_c \omega_c \left[1 + \frac{K_v f(t)}{\omega_c} \right] \cdot \cos \left[\omega_c t + K_v \int f(t) dt \right]$$

El coseno representa un desfase de 90° respecto de la fórmula anterior, es decir es una onda modulada en frecuencia. Su amplitud varía en función de $f(t)$, o sea que es una envolvente. La señal resultante está modulada tanto en amplitud como en frecuencia. Para obtener la banda base se usa un simple detector de envuelta.

Diagramas de bloques para la detección:

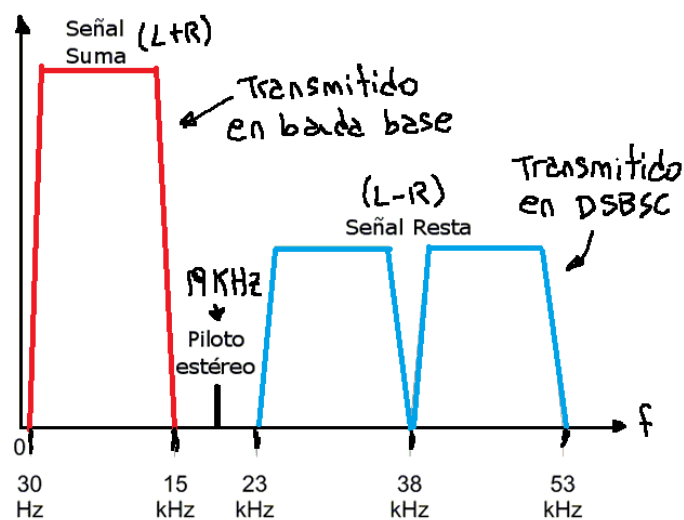


Un circuito de diodo detector muy usado es el discriminador balanceado.



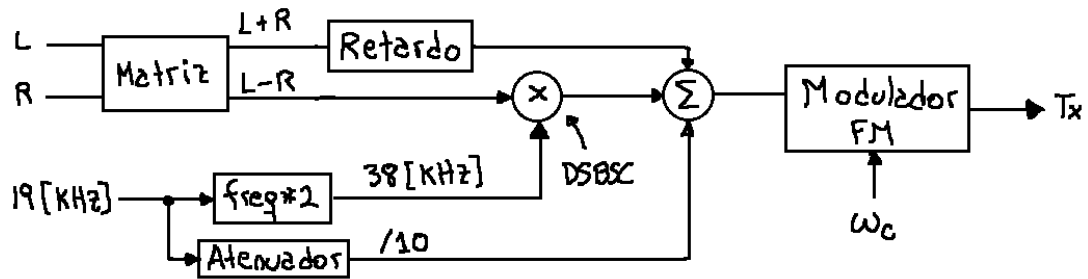
PUNTO B: Modulación FM estéreo

La modulación FM estéreo es una modulación en FM común cuyo espectro de la modulante, según convención, es el siguiente.

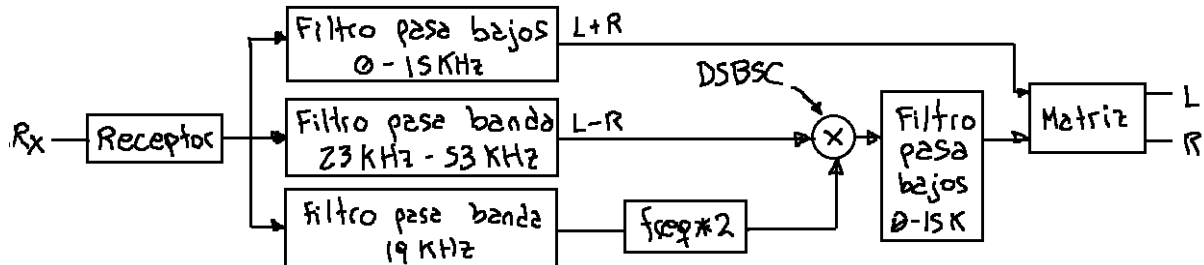


- **Señal suma:** la señal suma es la suma de los dos canales (L+R), se la envía en banda base, dentro de la franja de **30 [Hz]** a **15 [kHz]**. A esta señal suma se le aplica un retardo porque debe entrar sincronizada al transmisor con la señal resta, y ésta última tiene un retardo porque debe primero modularse en DSBSC.
- **Señal resta:** es la resta de los canales (L-R), se la envía dentro de la franja de **23 [kHz]** a **53 [kHz]**, centrada en **38 [kHz]** y modulada en DSBSC (modulación por producto); con esto último se ahorra emitir la portadora (que no contiene ningún tipo de información). Como la modulación por producto duplica el ancho de banda, la señal resta está posicionada lejos en frecuencia de la señal suma, de lo contrario se ocasionarían interferencias y se dificultaría el filtrado de la señal.
- **Piloto estéreo:** eliminar la portadora de la señal resta no es gratis, se necesita de un elemento «extra» que facilite la sincronización del receptor. Para esto se usa piloto estéreo, que es un tono de frecuencia igual a **19 [kHz]**; para que el receptor pueda sincronizarse con la señal resta (centrada a **38 [kHz]**) multiplicando el tono por dos: $19 \cdot 2 = 38$. Con esto se consigue regenerar la portadora que se ha ahorrado de emitir. La amplitud de este tono es por lo general un **10%** de la amplitud total de la señal, por eso el atenuador. El piloto tiene dos funciones principales:
 - Informa al receptor de que la emisión es estéreo.
 - Permite regenerar la sub-portadora de la señal resta a **38 [kHz]** que no se emitió debido a la modulación por producto.

El diagrama de bloques para la transmisión es el siguiente:



El diagrama de bloques para la detección (receptor estéreo) es el siguiente:

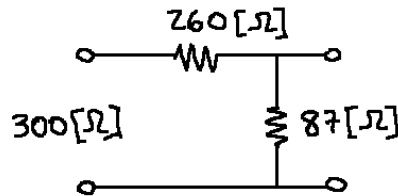


La señal suma se obtiene con un filtro pasa bajos, pues fue enviada sin modular. A la señal resta se le aplica la detección por reinyección de la portadora, y luego un filtro pasa bajos. Las dos señales, suma y resta, entran a una matriz que realiza la función inversa a la anterior para obtener la señal izquierdo (L) y derecho (R).

3 – RUIDO

27. Ejercicio*

El siguiente atenuador resistivo de pérdida mínima se puede utilizar para acoplar una antena de $300\ [\Omega]$ con un cable de $75\ [\Omega]$. Determinar la temperatura efectiva de ruido a $290\ [^{\circ}\text{K}]$.



$$T_e = T_s (F - 1) = 290(4 - 1) = \boxed{870\ [^{\circ}\text{K}] = T_e}$$

$$\bullet F = \frac{1}{G} = \frac{1}{0,25} = 4$$

$$\bullet G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o \cdot 87}{I_o \cdot (87 + 260)} = 0,25$$

En elementos pasivos (guías de onda, líneas de transmisión, coaxiales, atenuadores, etc.) la **F** es la inversa de la ganancia si ésta está en veces; o del mismo valor con el signo cambiado, si está en [dB].

28. Ejercicio*

Dadas dos resistencias conectadas en serie ($R_1 = 10\ [\text{k}\Omega]$ a $280\ [^{\circ}\text{K}]$ y $R_2 = 15\ [\text{k}\Omega]$ a $400\ [^{\circ}\text{K}]$), determinar la temperatura efectiva de ruido del sistema.

$$T_e = \frac{\overline{V_T^2}}{4 \cdot R_T \cdot K \cdot B} = \frac{4KB \cdot (T_{R1}R_1 + T_{R2}R_2)}{4R_T KB} = \frac{T_{R1}R_1 + T_{R2}R_2}{R_T} = \frac{10\text{k} \cdot 280 + 15\text{k} \cdot 400}{25\text{k}} = \boxed{352\ [^{\circ}\text{K}] = T_e}$$

$$\bullet \overline{V_T^2} = \overline{V_{T1}^2} + \overline{V_{T2}^2} = 4KBT_{R1}R_1 + 4KBT_{R2}R_2 = 4KB \cdot (T_{R1}R_1 + T_{R2}R_2)$$

$$\bullet R_T = R_1 + R_2 = 10\text{k} + 15\text{k} = 25\ [\text{k}\Omega]$$

29. Ejercicio*

Una antena cuya ganancia es de $9,55\ [\text{dBi}]$ tiene una directividad de $10\ [\text{dBi}]$, trabaja a una temperatura ambiente de $30\ [^{\circ}\text{C}]$ y la temperatura de ruido tomada del cielo es de $90\ [^{\circ}\text{K}]$. Se pide:

- Rendimiento de la antena.
- Temperatura efectiva de ruido total.

PUNTO A:

$$\eta = \frac{G}{D} = \frac{9,01}{10} \approx \boxed{0,9 = \eta}$$

$$\bullet G = 9,55\ [\text{dBi}] = 9,01$$

$$\bullet D = 10\ [\text{dBi}] = 10$$

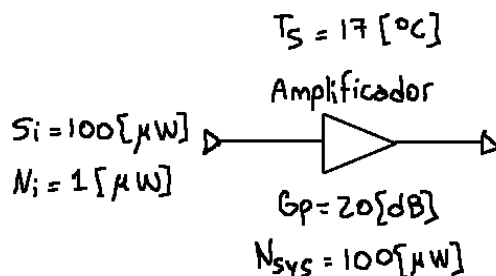
PUNTO B:

$$T_{e,TA} = T_a \eta + T_{\text{amb}} (1 - \eta) = 70 \cdot 0,9 + (273 + 30)(1 - 0,9) = \boxed{93,3\ [^{\circ}\text{K}] = T_{e,TA}}$$

30. Ejercicio*

Un amplificador tiene una ganancia de potencia de **20 [dB]**, la señal de entrada es de **100 [μW]** con una potencia de ruido de entrada de **1 [μW]**, el amplificador contribuye con un ruido adicional de **100 [μW]** y el sistema opera a **17 [°C]**. Se pide:

- La relación **So/No**.
- La figura de ruido a **17 [°C]**.
- La figura de ruido a **50 [°C]**.
- La **So/No** a **50 [°C]**.

PUNTO A:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{10\text{m}}{100\mu} = \boxed{50 = \frac{S_o}{N_o}}$$

$$\bullet G = \frac{S_o}{S_i} \rightarrow \therefore S_o = G \cdot S_i = 100 \cdot 100\mu = 10 [\text{mW}]$$

$$\bullet N_o = N_i \cdot G + N_{\text{sys}} = 1\mu \cdot 100 + 100\mu = 200 [\mu\text{W}]$$

$$\bullet\bullet G = 20 [\text{dB}] = 100 [\text{veces}]$$

PUNTO B:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{100}{50} = \boxed{2 = F}$$

$$\bullet \frac{S_i}{N_i} = \frac{100\mu}{1\mu} = 100$$

PUNTO C:

La **F_{sTo}** es la nueva figura de ruido para mantener la misma **So/No** cuando varía la temperatura.

$$F_{sTo} = F_s + \Delta F = 2 + 0,1 = \boxed{2,1 = F_{sTo}}$$

$$\bullet \Delta F = F_s - F_o = 2 - 1,9 = 0,1$$

$$\bullet\bullet F_o = 1 + \frac{T_s}{T_o} (F_s - 1) = 1 + \frac{273+17}{273+50} (2-1) \approx 1,9$$

PUNTO D:

Usando la **F_{sTo}** y la misma **Si/Ni** se calcula la **So/No** para la nueva temperatura.

$$F_{sTo} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o|_{50^{\circ}\text{C}}} \rightarrow \therefore \frac{S_o}{N_o}|_{50^{\circ}\text{C}} = \frac{S_i/N_i}{F_{sTo}} = \frac{100}{2,1} = \boxed{47,6 = \frac{S_o}{N_o}|_{50^{\circ}\text{C}}}$$

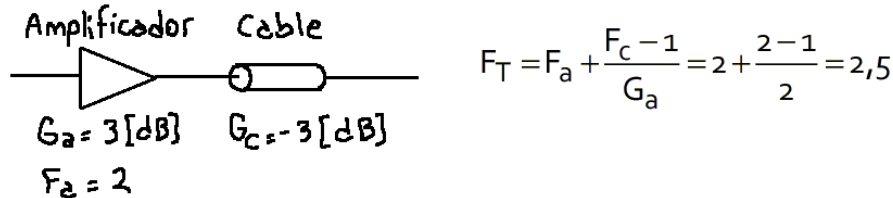
31. Ejercicio*

Se dispone de un amplificador cuya figura de ruido es **2** y su ganancia es de **3 [dB]**. Se la conecta con un cable cuya pérdida es de **3 [dB]**. Existen dos posibles montajes que compensan la pérdida del cable: primero el cable y luego el amplificador o viceversa. ¿Cuál de los dos conviene y por qué?

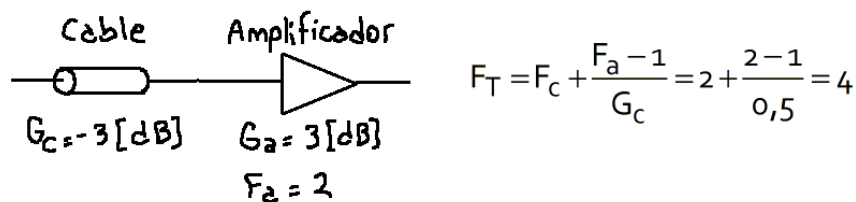
$$F_{c,dB} = -G_{c,dB} = -(-3) = 3 [dB] = 2$$

$$G_a = 3 [dB] = 2$$

Montaje A: cable y amplificador



Montaje B: amplificador y cable



Desde el punto de vista de la ganancia ambos montajes son iguales, pues la señal puede amplificarse para compensar las pérdidas. Pero respecto del ruido, el primer montaje es mejor, pues tiene menor figura de ruido; la señal que se mezcla con el ruido no se puede recuperar, así que mientras menos señal se mezcle mejor.

32. Ejercicio

Un amplificador está operando a una frecuencia central de **1 [MHz]** y **27 [°C]** con un ancho de banda de **12 [kHz]**. Se lo conecta a la entrada de una resistencia de **750 [Ω]** como fuente de ruido. La tensión eficaz de ruido medida a la salida sobre una **Z_L=750 [Ω]** es de **20 [μV]**. La ganancia de tensión es de **50** veces y la **Z_i=750 [Ω]**. Se pide:

a) La figura de ruido a **27 [°C]**.

b) La figura de ruido a **17 [°C]**.

PUNTO A:

$$F|_{27^{\circ}\text{C}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{\frac{S_o}{S_i} \cdot N_i} = \frac{N_o}{G \cdot N_i} = \frac{533 \cdot 10^{-15}}{2,5k \cdot (49 \cdot 10^{-18})} \approx \boxed{4,32 = F|_{27^{\circ}\text{C}}}$$

$$\bullet N_o = \frac{V_o^2}{Z_L} = \frac{(20\mu)^2}{750} = 533,33 \cdot 10^{-15} [W]$$

$$\bullet G_p = G_v^2 = 50^2 = 2,5k$$

$$\bullet N_i = K \cdot T \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (273 + 27) \cdot 12k = 49,68 \cdot 10^{-18} [W]$$

PUNTO B:

$$F_{STO} = F_s + \Delta F = 4,32 + (-0,11) = \boxed{4,2 = F_{STO}}$$

$$\bullet \Delta F = F_s - F_o = 4,32 - 4,43 = -0,11$$

$$\bullet \bullet F_o = 1 + \frac{T_s}{T_o} (F_s - 1) = 1 + \frac{273 + 27}{273 + 17} (4,32 - 1) = 4,43$$

33. Ejercicio

Un amplificador que trabaja a una temperatura estándar de **290 [°K]** tiene una temperatura efectiva de ruido de **500 [°K]** con una ancho de banda de **1 [MHz]**. El sistema tiene una **$Z_i=50 [\Omega]$** , la ganancia es de **20 [dB]** y la **So/No** a la salida es de **3 [dB]**. Determinar el valor RMS de la tensión de entrada.

$$P_i = \frac{V_{i,RMS}^2}{Z_i} \rightarrow \therefore V_{i,RMS} = \sqrt{P_i \cdot Z_i} = \sqrt{0,021 \text{ p} \cdot 50} = \boxed{1,02 [\mu V] = V_{i,RMS}}$$

$$\bullet Si = \frac{S_i}{N_i} \cdot N_i = 5,44 \cdot 0,004 \text{ p} = 0,021 [\text{pW}]$$

$$\bullet \bullet N_i = K \cdot T \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (290) \cdot 1 \text{ M} \approx 4 \cdot 10^{-15} = 0,004 [\text{pW}]$$

$$\bullet \bullet F = \frac{S_i/N_i}{S_o/No} \rightarrow \therefore \frac{S_i}{N_i} = F \cdot \frac{S_o}{No} = 2,72 \cdot 2 = 5,44$$

$$\bullet \bullet \bullet T_e = T_s (F - 1) \rightarrow \therefore F = 1 + \frac{T_e}{T_s} = 1 + \frac{500}{290} = 2,72$$

34. Ejercicio

Un receptor con **$S_i/N_i=25 [\text{dB}]$** , **$F_T=10 [\text{dB}]$** a **17 [°C]**, **$BW=10 [\text{MHz}]$** y **$K=1,38 \cdot 10^{-23}$** . Se pide:

- El ruido del receptor referido a la entrada, en [dBm].
- La sensibilidad del receptor, en [dBm].
- La figura de ruido (en dB) si el sistema operase a **50 [°C]** y se desea mantener la misma **So/No**.
- La **So/No** (en dB) si está a **50 [°C]**.

PUNTO A:

El [dBm] es la potencia referida a **1 [mW]**, en [dB].

$$N_{i|dBm} = 10 \cdot \log\left(\frac{N_i}{1 \text{ mW}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{40 \cdot 10^{-15}}{1 \text{ m}}\right) = -103,97 \approx \boxed{-104 [\text{dB}] = N_{i|dBm}}$$

$$\bullet N_i = K \cdot T \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (273 + 17) \cdot 10 \text{ M} = 40 \cdot 10^{-15} [\text{W}]$$

PUNTO B:

$$S_i = \frac{S_i}{N_i} \cdot N_i \Rightarrow S_{i|dBm} = \frac{S_i}{N_i}_{dB} + N_{i|dBm} = 25 + (-104) = \boxed{-79 [\text{dBm}] = S_{i|dBm}}$$

PUNTO C:

$$F_{sTo} = F_s + \Delta F = 10 + 0,92 = \boxed{10,92 = 10,35 [\text{dB}] = F_{sTo}}$$

$$\bullet \Delta F = F_s - F_o = 10 - 9,08 = 0,92$$

$$\bullet \bullet F_o = 1 + \frac{T_s}{T_o} (F_s - 1) = 1 + \frac{273 + 17}{273 + 50} (10 - 1) = 9,08$$

$$\bullet \bullet \bullet F_s = 10 [\text{dB}] = 10 \text{ veces}$$

PUNTO D:

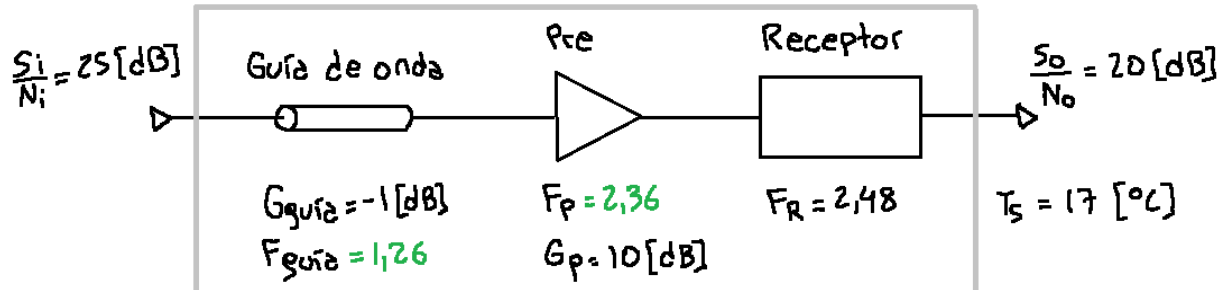
$$F_{sTo} = \frac{S_i/N_i}{S_o/No}_{50^\circ\text{C}} \rightarrow \frac{S_o}{No}_{50^\circ\text{C}} = \frac{S_i/N_i}{F_{sTo}} = \frac{316,23}{10,92} = 28,9 = \boxed{14,6 [\text{dB}] = \frac{S_o}{No}_{50^\circ\text{C}}}$$

$$\bullet \frac{S_i}{N_i} = 25 [\text{dB}] = 316,23 [\text{veces}]$$

35. Ejercicio

Un sistema de recepción está constituido por una guía de onda cuya atenuación es de **1 [dB]**, un pre de figura de ruido desconocida, con una ganancia de **10 [dB]** y un receptor cuya figura de ruido es de **2,48**. El sistema tiene una **$S_i/N_i=25$ [dB]**, una **$S_o/N_o=20$ [dB]** y trabaja a temperatura estándar, se pide:

- ¿Qué valor debe tener la figura de ruido del pre en dicha temperatura?
- ¿Qué valor asume la figura de ruido de todo si la temperatura se eleva **30 [°C]** respecto de la temperatura estándar?



PUNTO A:

La figura de ruido total de un sistema que tiene varios elementos en orden **1, 2, 3, ...,** cada uno con figuras de ruido y ganancias **$F_1, G_1, F_2, G_2, F_3, G_3, \dots$** , tiene una figura de ruido total

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

$$F_T = F_{\text{guia}} + \frac{F_p - 1}{G_{\text{guia}}} + \frac{F_R - 1}{G_{\text{guia}} G_p}$$

$$\therefore F_p = 1 + G_p \left(F_T - F_{\text{guia}} - \frac{F_R - 1}{G_p \cdot G_{\text{guia}}} \right) = 1 + 0,79 \left(3,16 - 1,25 - \frac{2,48 - 1}{0,79 \cdot 10} \right) = \boxed{2,36 = F_p}$$

$$\bullet G_p = 10 [\text{dB}] = 10$$

$$\bullet G_{\text{guia}} = -1 [\text{dB}] = 0,79 \quad \Rightarrow \quad F_{\text{guia}} = 1 / G_{\text{guia}} = 1 / 0,79 \approx 1,26$$

$$\bullet F_T = 10^{F_T(\text{dB})/10} = 10^{5/10} = 3,16$$

$$\bullet F_T|_{\text{dB}} = S_i/N_i|_{\text{dB}} - S_o/N_o|_{\text{dB}} = 25 - 20 = 5 [\text{dB}]$$

PUNTO B:

$$F_{sTo} = F_s + \Delta = F_{3,16} + 0,2 = \boxed{3,36 = F_{sTo}}$$

$$\bullet \Delta F = F_s - F_o = 3,16 - 2,95 \approx 0,2$$

$$\bullet F_o = 1 + \frac{T_s}{T_o} (F_s - 1) = 1 + \frac{273 + 17}{273 + 17 + 30} (3,16 - 1) = 2,95$$

36. Ejercicio

Se va a transmitir una señal a **40 [km]** de distancia empleando una línea de transmisión cuya pérdida es de **3 [dB/km]**. El receptor tiene una temperatura efectiva de ruido de **2900 [°K]** (operando a **17 [°C]**). La **$S_i/N_i=50$ [dB]** y el **$BW=5$ [kHz]**, se pide:

- Atenuación de la línea, en [dB].
- Figura de ruido del receptor, en [dB].
- Sensibilidad del receptor, en [dBW].
- Potencia necesaria (en [dBW]) en la entrada de la línea para cumplir los requerimientos.
- El valor de la relación señal ruido a la salida del receptor, en [dB].

PUNTO A:

$$G_{LT} = \frac{G_{LT}}{L_{LT}} \cdot L_{LT} = \frac{-3 \text{ [dB]}}{1 \text{ [km]}} \cdot 40 \text{ [km]} = \boxed{-120 \text{ [dB]} = G_{LT}}$$

PUNTO B:

$$T_{e,R} = T_s (F_R - 1) \quad \rightarrow \therefore F_R = \frac{T_{e,R}}{T_s} + 1 = \frac{2900}{273 + 17} + 1 = 11 = \boxed{10,41 \text{ [dB]} = F_R}$$

PUNTO C:

El [dBW] es la potencia referida a **1 [W]**, en [dB].

$$S_i|_{\text{dBW}} = 10 \cdot \log\left(\frac{S_i}{1 \text{ W}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{2 \text{ p}}{1}\right) = -116,9 \approx \boxed{-117 \text{ [dBW]} = S_i|_{\text{dBW}}}$$

$$\bullet S_i = \frac{S_i}{N_i} \cdot N_i = 100 \text{ k} \cdot (20 \cdot 10^{-18}) = 2 \text{ [pW]}$$

$$\bullet \frac{S_i}{N_i} = 50 \text{ [dB]} = 100 \text{ veces}$$

$$\bullet N_i = K \cdot T \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (290) \cdot 5 \text{ k} = 20 \cdot 10^{-18} \text{ [W]}$$

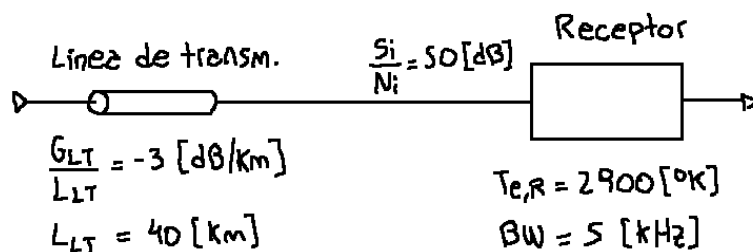
PUNTO D:

$$P_{i,LT}|_{\text{dBW}} = P_i|_{\text{dBW}} + G_{LT}|_{\text{dB}} \quad \rightarrow \therefore P_i|_{\text{dBW}} = P_{i,LT}|_{\text{dBW}} - G_{LT}|_{\text{dB}} = -117 - (-120) = \boxed{3 \text{ [dBW]} = P_i|_{\text{dBW}}}$$

PUNTO E:

$$F_R = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad \rightarrow \therefore \frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i/N_i}{F_R} = \frac{100 \text{ k}}{11} = 9,09 \text{ k} = \boxed{39,6 \text{ [dB]} = \frac{S_o}{N_o}}$$

$$T_s = 17 \text{ [°C]}$$



37. Ejercicio

Se tiene un sistema de comunicación con un receptor cuya $F=10$ [dB], un BW de FI igual a 10 [MHz], la $Si/Ni=20$ [dB], el sistema funciona en condiciones aceptables operando a 17 [°C]. Se pide:

- El nivel de ruido térmico a la entrada del receptor, en [dBW].
- La sensibilidad del receptor, en [dBm] y en [dBW].
- La So/No , en [dB].
- La So/No a 27 [°C].

PUNTO A:

$$N_i = K \cdot T \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (290) \cdot 10M = 40 \cdot 10^{-15} [W] = N_i$$

PUNTO B:

$$Si|_{dBW} = 10 \cdot \log\left(\frac{Si}{1[W]}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{4p}{1}\right) \approx -113,9 [dBm] = Si|_{dBW}$$

$$\bullet Si = \frac{Si}{Ni} \cdot Ni = 100 \cdot (40 \cdot 10^{-15}) = 4 [pW]$$

$$Si|_{dBm} = 10 \cdot \log\left(\frac{Si}{1[mW]}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{4p}{1m}\right) \approx -83,9 [dBm] = Si|_{dBm}$$

PUNTO C:

$$F = \frac{Si/Ni}{So/No} \rightarrow \therefore \frac{So}{No} = \frac{Si/Ni}{F} = \frac{100}{10} = 10 = 10 [dB] = \frac{So}{No}$$

PUNTO D:

$$F_{STO} = \frac{Si/Ni}{So/No|_{50^{\circ}C}} \rightarrow \therefore \frac{So}{No}|_{50^{\circ}C} = \frac{Si/Ni}{F_{STO}} = \frac{100}{10,4} \approx 9,62 = 9,83 [dB] = \frac{So}{No}|_{50^{\circ}C}$$

$$\bullet F_{STO} = F_s + \Delta F = 10 + 0,4 = 10,4$$

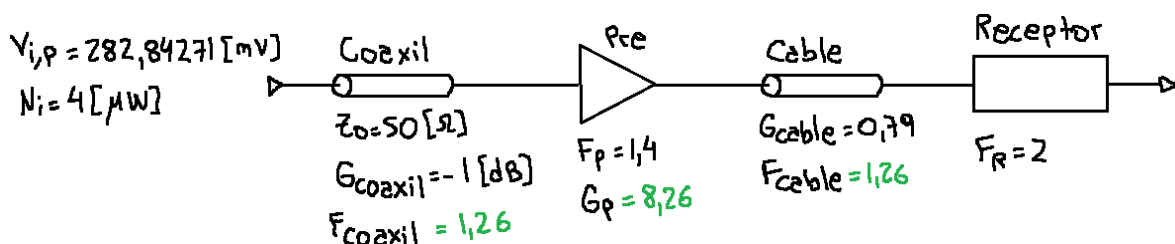
$$\bullet \bullet \Delta F = F_s - F_o = 10 - 9,6 = 0,4$$

$$\bullet \bullet \bullet F_o = 1 + \frac{T_s}{T_o} (F_s - 1) = 1 + \frac{273+17}{273+30} (10 - 1) = 9,6$$

38. Ejercicio

A temperatura estándar, en un coaxil ($Z_o=50$ [Ω]), el valor pico de la tensión de señal sinusoidal de entrada es de $282,84271$ [mV], con una potencia medida de ruido de 4 [μW]. El coaxil atenúa la señal en un 1 [dB] ingresándola a un pre con $F=1,4$, que está unido por un cable de pérdida $0,79$ a Rx de $F=3$ [dB]. Teniendo en cuenta que la So/No debe ser de 20 [dB], se pide:

- La G del pre necesaria para obtener dicha So/No .
- El valor de la F del Rx para mantener la misma So/No si éste trabajase a 30 [°C].



PUNTO A:

$$F_T = F_{\text{coaxil}} + \frac{F_p - 1}{G_{\text{coaxil}}} + \frac{F_{\text{cable}} - 1}{G_{\text{coaxil}} \cdot G_p} + \frac{F_R - 1}{G_{\text{coaxil}} \cdot G_p \cdot G_{\text{cable}}}$$

$$\therefore G_p = \frac{\frac{F_{\text{cable}} - 1}{G_{\text{coaxil}}} + \frac{F_R - 1}{G_{\text{coaxil}} \cdot G_{\text{cable}}}}{F_T - F_{\text{coaxil}} - \frac{F_p - 1}{G_{\text{coaxil}}}} = \frac{\frac{1,26 - 1}{0,79} + \frac{2 - 1}{0,79 \cdot 0,79}}{2 - 1,26 - \frac{1,4 - 1}{0,79}} = \boxed{8,26 = G_p}$$

$$\bullet F_{\text{cable}} = \frac{1}{G_{\text{cable}}} = \frac{1}{0,79} \approx 1,26$$

$$\bullet G_{\text{coaxil}} = -1 [\text{dB}] = 0,79 \quad \Rightarrow \quad F_{\text{coaxil}} = \frac{1}{G_{\text{coaxil}}} = \frac{1}{0,79} \approx 1,26$$

$$\bullet F_T = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{200}{100} = 2$$

$$\bullet \frac{S_o}{N_o} = 20 [\text{dB}] = 100 \text{ veces}$$

$$\bullet \frac{S_i}{N_i} = \frac{800 \mu}{4 \mu} = 200$$

$$\bullet \bullet S_i = \frac{V_{i,p}^2}{Z_i} = \frac{\left(\frac{V_{i,\text{RMS}}}{\sqrt{2}}\right)^2}{Z_i} = \frac{V_{i,\text{RMS}}^2}{2 \cdot Z_i} = \frac{(282,84271 \text{ m})^2}{2 \cdot 50} \approx 800 [\mu\text{W}]$$

PUNTO B:

$$F_{sTo} = F_s + \Delta F = 2 + 0,05 = \boxed{2,05 = F_{sTo}}$$

$$\bullet \Delta F = F_s - F_o = 2 - 1,95 = 0,05$$

$$\bullet \bullet F_o = 1 + \frac{T_s}{T_o} (F_s - 1) = 1 + \frac{290}{273 + 30} (2 - 1) = 1,95$$

39. Ejercicio

Se desea comparar desde el punto de vista del ruido un sistema AM con otro FM sin red de pre-énfasis. Si la banda base para ambos es de **10 [kHz]** y la desviación de frecuencia es de **50 [kHz]**, se pide:

- Un estudio analítico comparativo entre ambos sistemas.
- El valor de la mejora de uno respecto del otro, en [dB].

PUNTO A:

En un sistema AM el ruido afecta de forma constante a la señal modulada, en cambio en FM esta afectación es proporcional a la frecuencia. El ruido en un sistema AM y en un sistema FM sobre el valor normalizado de una resistencia de **1 [Ω]** es

$$N_{\text{AM}} = \int_0^{f_m} 1^2 dt = f_m [\text{W}] = 10 [\text{kW}]$$

$$N_{\text{FM}} = \frac{1}{\Delta f_c} \int_0^{f_m} f^2 dt = \frac{f_m^3}{3 \cdot \Delta f_c^2} [\text{W}] = \frac{(10\text{k})^3}{3 \cdot (50\text{k})^2} = 133,333 [\text{W}]$$

PUNTO B:

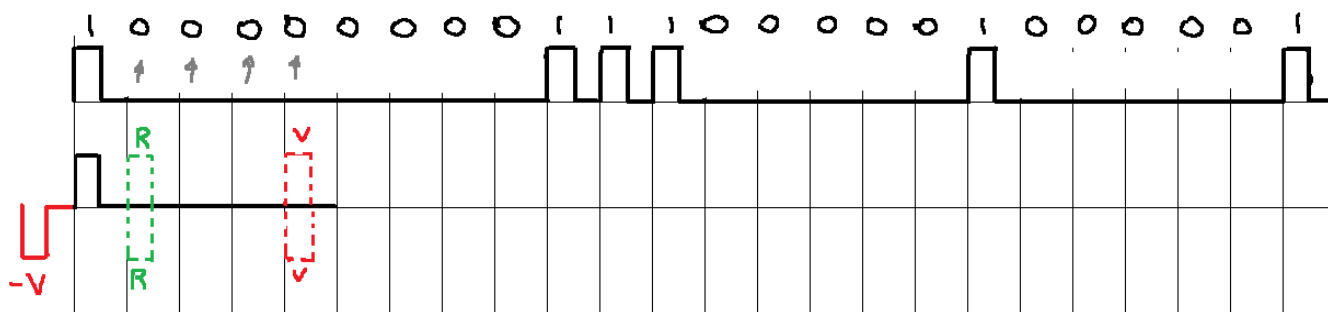
El valor en decibels de la mejor se obtiene haciendo el cociente entre N_{AM} y N_{FM} .

$$\frac{N_{AM}}{N_{FM}} = \frac{10k}{133,33} = 75 = 10 \cdot \log(75) = 18,75[\text{dB}] = \frac{N_{AM}}{N_{FM}}$$

4 – MODULACIÓN POR PULSOS

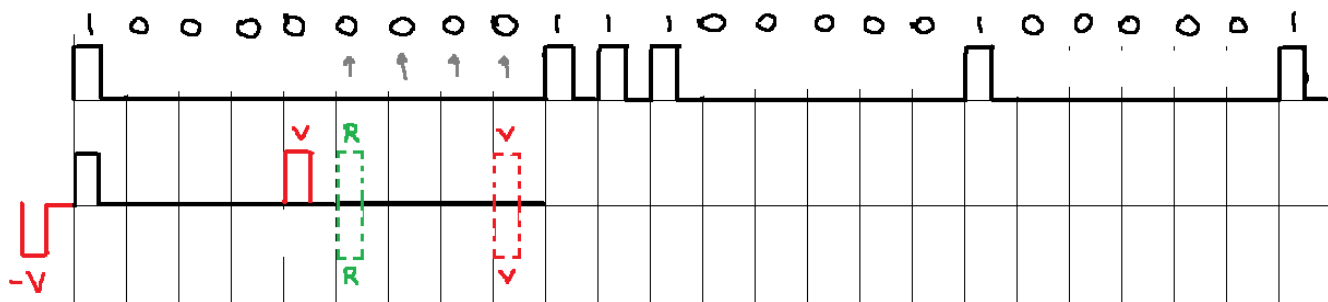
40. Ejercicio*

La siguiente señal debe ser codificada en HDB₃ (uv+ y uv-): 1000.0000.0111.0000.0100.0001.

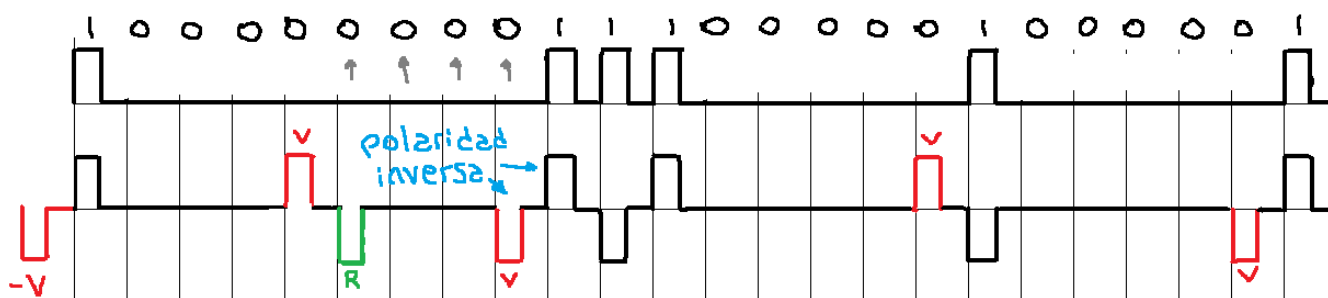


La serie comienza colocando de antemano una violación negativa antes del primer bit, por eso se le llama **uv-**. El primer **1** que se encuentra se lo baja y se lo pone como **+1**, se bajan los siguientes **0** hasta toparme con el cuarto **0**. En ese momento se deben reemplazar estos cuatro ceros señalados por las flechas grises por **±0001** (que es una violación) o por **±1001** (que es un relleno), por eso están marcadas con líneas de puntos, porque todavía no se sabe qué colocar.

En este caso se coloca una violación porque la cantidad de marcas entre las últimas dos violaciones es un número impar (hay una sola marca, el uno de la señal original). La violación debe tener la misma polaridad que la marca anterior. Así que los cuatro ceros se los reemplaza por **0001**.



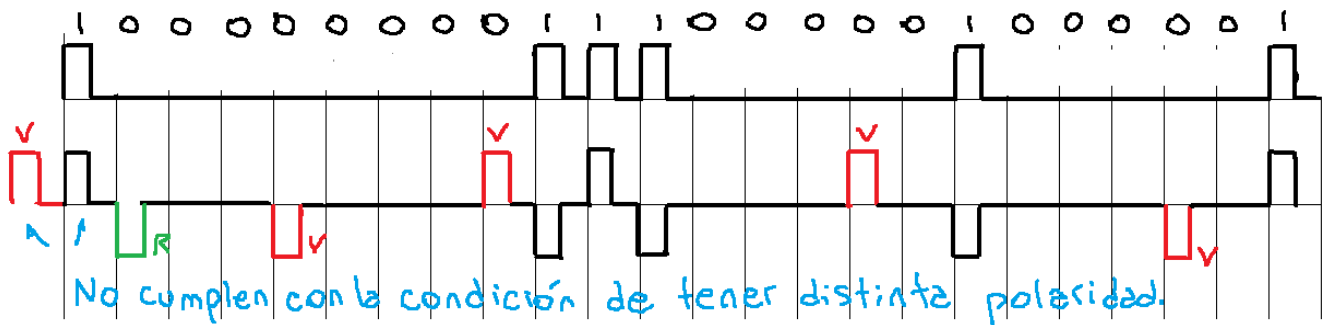
Se siguen bajando ceros hasta toparse de nuevo con el cuarto, de nuevo se deben reemplazar estos cuatro ceros (los señalados con las flechas grises) por **±0001** o por **±1001**. En este caso se reemplaza por **±1001** porque el número de marcas entre las dos últimas violaciones es par (el cero se considera par, y no se cuenta la marca en verde punteada del relleno R). La nueva violación debe tener polaridad contraria a la anterior violación. Así que se reemplaza por **-1001**.



Se siguen bajando ceros hasta toparse de nuevo con el cuarto y se repite el proceso. Si se encuentra un uno, se debe bajar con la polaridad inversa a la de la última violación o marca. Se siguen bajando los unos conforme la regla AMI 1:2 (unos alternados en polaridad) siempre y cuando no hayan cuatro ceros seguido.

En el caso de la codificación **uv+**, se cambia la polaridad de la violación puesta al principio. Si lo primero que sucede es que se encuentran cuatro ceros, se repite el proceso del caso anterior; si antes se encuen-

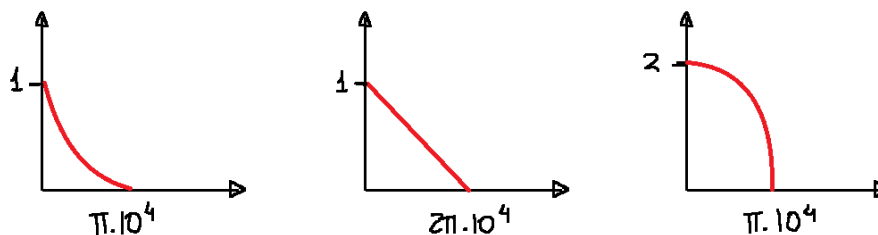
tra un uno, se lo baja con la misma polaridad que la violación (positiva), este es el único caso en que una violación seguida por una marca no cumplen con la condición de tener distinta polaridad. El resto del proceso es como el anterior.



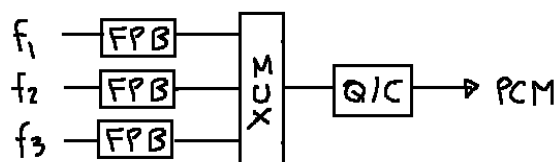
41. Ejercicio*

Se debe diseñar un sistema que pueda multicanalizar tres señales cuyas composiciones espectrales (voltios vs radianes/seg) se muestran en la figura. Sabiendo que cada una es muestreada con la tasa mínima de Nyquist y codifica en **PCM** con **256** niveles de cuantificación y el canal está modelado con un porcentaje de caída sinusoidal del **50%**, se pide:

- Diagrama de bloques de la generación.
- Velocidad y ancho de banda en PAM.
- Velocidad y ancho de banda en PCM.
- ¿Cuánto aumenta porcentualmente el ancho de banda en PCM, si se codifica en 512 niveles?



PUNTO A:



PUNTO B:

Según el teorema del muestreo, la frecuencia de muestreo (que se mide en **[muestras/seg]**) es igual o mayor al doble de la frecuencia máxima de la señal entrante (medida en **[Hz]**).

$$BW_{PAM} = \frac{V_{PAM}(1+\phi)}{2} = \frac{60k(1+0,5)}{2} = 45[kHz] = BW_{PAM}$$

$$\bullet V_{PAM} = f_M \cdot N_{ro} = 20k \cdot 3 = 60[kbits/seg] = V_{PAM}$$

$$\bullet \bullet f_M = 2 \cdot f_m = 2 \cdot 10k = 20[kmuestras/seg]$$

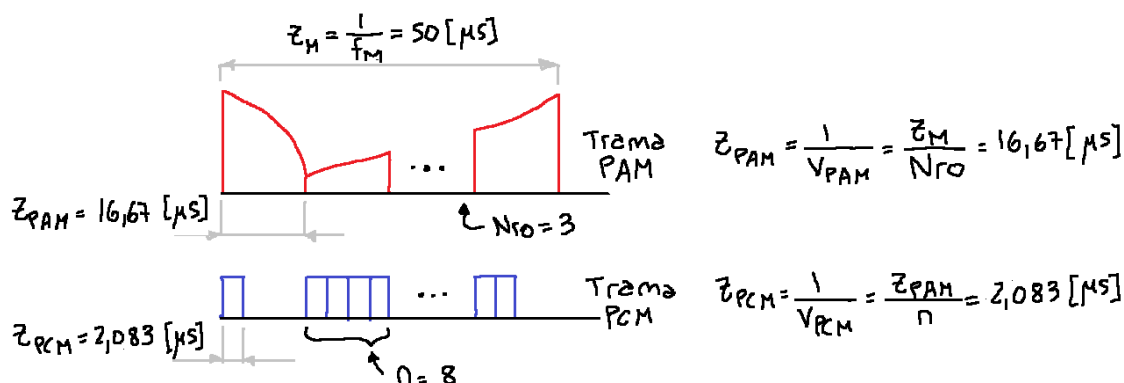
$$\bullet \bullet \bullet f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{2\pi \cdot 10k}{2\pi} = 10[kHz]$$

PUNTO C:

$$BW_{PCM} = \frac{V_{PCM}(1+\phi)}{2} = \frac{480k(1+0,5)}{2} = 360[kHz] = BW_{PCM}$$

$$\bullet V_{PCM} = V_{PAM} \cdot n = 60k \cdot 8 = 480[kbits/seg] = V_{PCM}$$

$$\bullet n = \log_2 m = \log_2 256 = 8[bits]$$

**PUNTO D:**

$$\frac{BW_{PCM2} - BW_{PCM1}}{BW_{PCM1}} = \frac{V_{PCM2} - V_{PCM1}}{V_{PCM1}} = \frac{\Delta V_{PCM}}{V_{PCM1}} = \frac{540k - 480k}{480k} = 0,1250 = 12,5 [\%] = \frac{\Delta V_{PCM}}{V_{PCM1}}$$

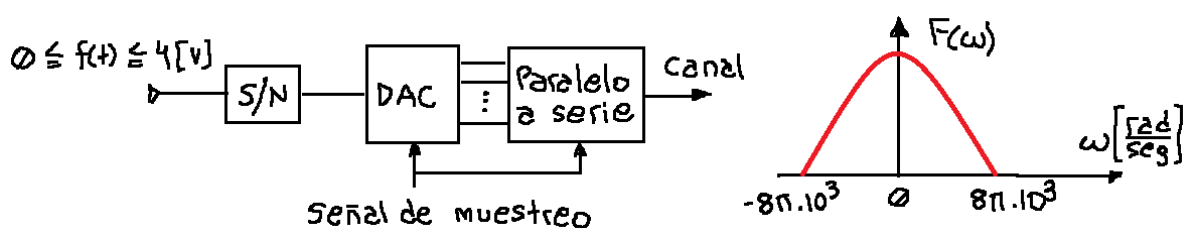
$$\bullet V_{PCM2} = V_{PAM1} \cdot n_2 = 60k \cdot 9 = 540[kbits/seg]$$

$$\bullet n_2 = \log_2 m_2 = \log_2 512 = 9$$

42. Ejercicio

Considere el sistema de la figura que codifica en PCM, se pide:

- El máximo período de muestreo para reconstruir la señal original.
- El ruido de cuantificación si se codifica con **16** niveles de PCM.
- Ídem para **5 [bits]**.
- ¿En cuánto se incrementa (en %) el ancho de banda de la consigna c) respecto de la b)?

**PUNTO A:**

$$\tau_{max} = \frac{1}{f_{M,min}} = \frac{1}{8k} = 125 [\mu s] = \tau_{max}$$

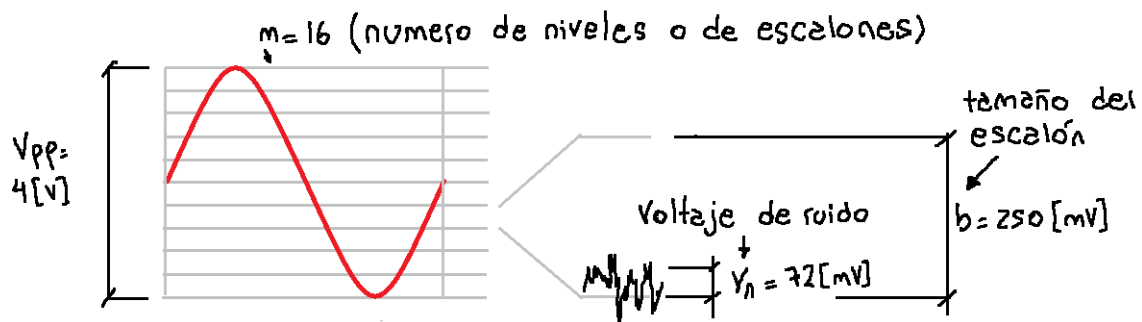
$$\bullet f_{M,min} = 2 \cdot f_m = 2 \cdot 4k = 8[kHz]$$

$$\bullet f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{8\pi k}{2\pi} = 4[kHz]$$

PUNTO B:

$$V_n = \frac{b}{2\sqrt{3}} = \frac{0,25}{2\sqrt{3}} = 72[mV] = V_n$$

$$\bullet b = \frac{V_{max} - V_{min}}{m} = \frac{4 - 0}{16} = 0,25$$

**PUNTO C:**

$$V_n = \frac{b}{2\sqrt{3}} = \frac{0,125}{2\sqrt{3}} = 36[mV] = V_n$$

$$b = \frac{V_{max} - V_{min}}{N} = \frac{4 - 0}{32} = 0,125$$

$$m = 2^n = 2^5 = 32$$

PUNTO D:

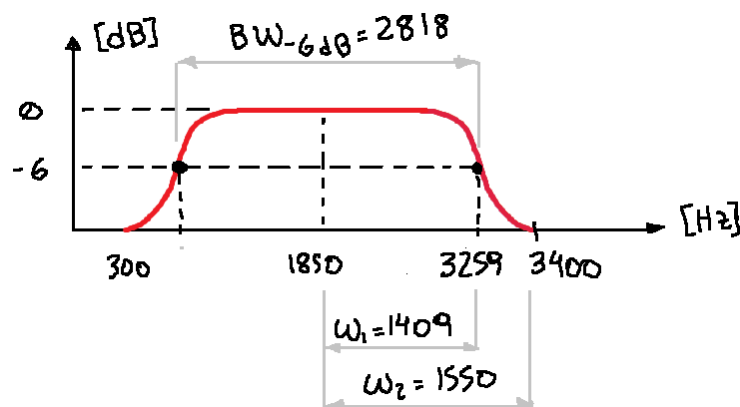
$$\frac{BW_{PCM2} - WB_{PCM1}}{WB_{PCM1}} = \frac{20k - 16k}{16k} = 0,25 = 25\% = \frac{BW_{PCM2} - WB_{PCM1}}{WB_{PCM1}}$$

$$BW_{PCM2} = \frac{V_{PCM2}}{2} = \frac{f_m \cdot N_{ro} \cdot n_2}{2} = \frac{8k \cdot 1 \cdot 5}{2} = 20[kbits/seg]$$

$$WB_{PCM1} = \frac{V_{PCM1}}{2} = \frac{f_m \cdot N_{ro} \cdot n_1}{2} = \frac{8k \cdot 1 \cdot 4}{2} = 16[kbits/seg]$$

43. Ejercicio

Modelizar un canal telefónico para un porcentaje de caída sinusoidal del 10%.



El canal se encuentra entre 300 y 3400 [Hz] centrado en 1850 [Hz]. Tengo que calcular ω_1 , ω_2 y el ancho de banda a -6 [dB].

$$\omega_2 = \frac{3400 - 300}{2} = 1550[Hz] = \omega_2$$

$$\varphi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} - 1 \rightarrow \therefore \omega_1 = \frac{\omega_2}{\varphi + 1} = \frac{1550}{0,1 + 1} = 1409[Hz] = \omega_1$$

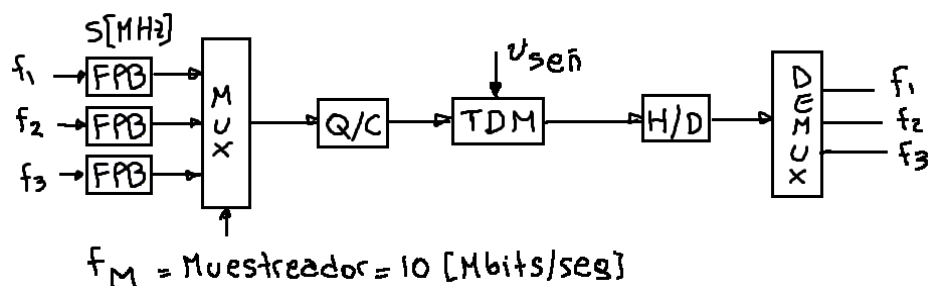
$$BW_{-6dB} = \frac{BW}{1 + \varphi} = \frac{3400 - 300}{1 + 0,1} = 2818[Hz] = BW_{-6dB}$$

44. Ejercicio

Un sistema PCM/TDM trasporta 3 canales de video, limitados en banda cada uno de **5 [MHz]**. La frecuencia de muestreo es la mínima posible y se cuantifica con **512** niveles uniformes. Se codifica en binario y por cada palabra se agrega **1 [bit]** para señalización y sincronismo. Se pide:

- Esquema de bloques Tx-Rx.
- Tiempo de duración de cada bit.
- Velocidad de señalización.

PUNTO A:



PUNTO B:

$$\tau_{\text{PCM},T} = \frac{1}{V_{\text{PCM},T}} = \frac{1}{300\text{M}} = \boxed{3,33 \text{ [ns]} = T_s}$$

$$\bullet V_{\text{PCM},T} = f_M \cdot N_{\text{ro}} \cdot (n+1) = 10\text{M} \cdot 3 \cdot (9+1) = 300 \text{ [Mbits/seg]}$$

$$\bullet n = \log_2 512 = 9$$

PUNTO C:

$$V_{\text{señ}} = f_M \cdot N_{\text{ro}} \cdot 1 \text{ [bit]} = 10\text{M} \cdot 3 \cdot 1 = \boxed{30 \text{ [Mbits/seg]} = V_{\text{señ}}}$$

45. Ejercicio

Una cierta **f(t)** sinusoidal con amplitud pico **2 [V]** tiene una **Si/Ni=30 [dB]** (**Zo=600 [Ω]**), la misma deberá ser codificada en PCM con cuantificación uniforme. Se pide:

- El número máximo de niveles de cuantificación.
- La amplitud de los niveles de cuantificación.
- La cantidad de bits necesarios para codificar.
- La **S/N** de la f(t) codificada en PCM.
- Ídem al anterior con cuantificación no uniforme con las consideraciones del CCITT.

PUNTO A:

Como **m=25,8** y este valor no es potencia de 2, debo elegir entre los más próximos por abajo (16) y por encima (32). Si **m=32** se disminuye la amplitud del escalón **b=125 [mV]** y el cociente **b/Vn** (que debería ser $2\sqrt{3}=3,46$) pasa a ser **125/44,69=2,79**, un valor menor al requerido por la ecuación $V_n=b/(2\sqrt{3})$, por eso tomo **m=16**.

$$m = \frac{2 \cdot V_p}{b} = \frac{2 \cdot 2}{154,84\text{m}} = 25,8 \rightarrow \boxed{m=16}$$

$$\bullet V_n = \frac{b}{2\sqrt{3}} \rightarrow \therefore b = 2\sqrt{3} \cdot V_n = 2\sqrt{3} \cdot (44,69\text{m}) = 154,84 \text{ [mV]}$$

$$\bullet N_i = \frac{V_n^2}{Z_o} \rightarrow \therefore V_n = \sqrt{S_i \cdot Z_o} = \sqrt{3,33\mu \cdot 600} = 44,69 \text{ [mV]}$$

$$\dots Ni = \frac{Si}{Si/Ni} = \frac{3,33m}{1k} = 3,33 [\mu W]$$

$$\dots Si = \frac{V^2}{R} = \frac{(V_p / \sqrt{2})^2}{Z_0} = \frac{V_p^2}{2 \cdot Z_0} = \frac{2^2}{2 \cdot 600} = 3,33 [mW]$$

$$\dots \frac{Si}{Ni} = 30 [dB] = 1000 [\text{veces}]$$

PUNTO B:

$$b = \frac{2 \cdot V_p}{m} = \frac{2 \cdot 2}{16} = 0,25 [V] = b$$

PUNTO C:

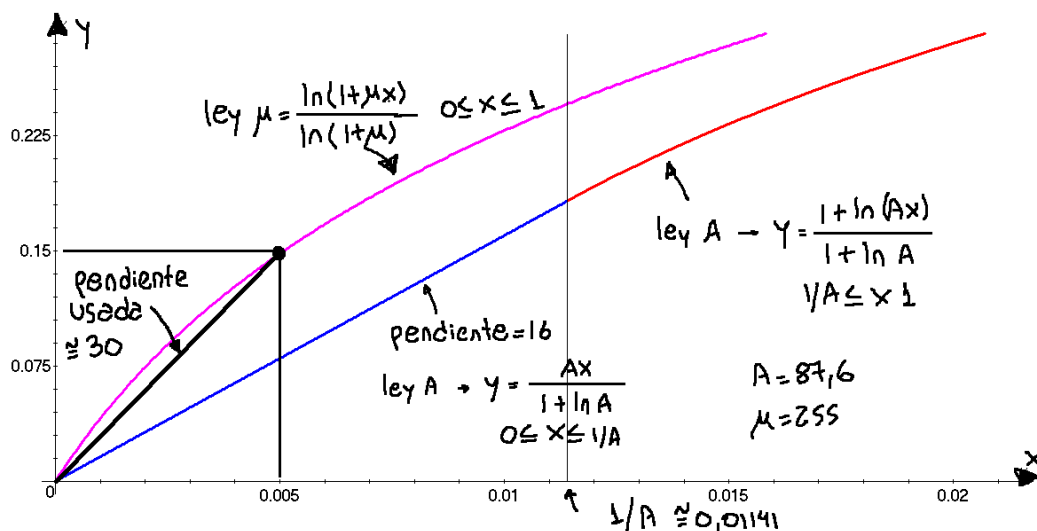
$$m = 2^n \rightarrow \therefore n = \log_2 m = \log_2 16 = 4 [\text{bits}] = n$$

PUNTO D:

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{V_p}{V_n} \right)^2 = \left(\frac{2}{44,69m} \right)^2 = 2002,81 = 33 [dB] = \frac{S}{N}$$

PUNTO E:

En el libro dice que la mejora es **20.log(pendiente)**, donde pendiente es el valor de la pendiente central de la curva de la ley **A** (curva azul). En este caso es fácil darse cuenta, por la función **y=f(x)** azul, que la pendiente central vale **16**. Pero en la ley **μ**, no hay pendiente central, porque la variación es logarítmica; la pendiente de la zona central que considero lineal es la señalada (**30**). No encontré información de cómo resolver esto, así que no sé si está bien.



$$\frac{S}{N} = 33 + 20 \cdot \log 30 = 62,54 [dB] = \frac{S}{N}$$

46. Ejercicio

Una señal analítica es cuantificada y codificada usando PCM. El número de niveles de cuantificación es de **16** y el largo de la palabra codificada es **400 [μs]** (considerar como caso ideal). Se pide:

- El **BW_{min}** requerido para transmitir dicha señal binaria.
- El número de niveles de cuantificación para que pase dicha señal en PCM por el canal si ahora el **BW_{min}** es la mitad del de la consigna a).

PUNTO A:

$$BW = \frac{V_{PCM}}{2} = \frac{10k}{2} = \boxed{5 \text{ [kHz]} = BW}$$

$$\bullet V_{PCM} = V_{PAM} \cdot n = 2,5k \cdot 4 = 10 \text{ [kbits/seg]}$$

$$\bullet \bullet V_{PAM} = \frac{1}{\tau_{PAM}} = \frac{1}{400\mu} = 2,5 \text{ [kbits/seg]}$$

$$\bullet \bullet n = \log_2 m = \log_2 16 = 4 \text{ [bits]}$$

PUNTO B:

$$m = 2^n = 2^2 = \boxed{4 = m}$$

$$\bullet \bullet V_{PCM} = V_{PAM} \cdot n \rightarrow \therefore n = \frac{V_{PCM}}{V_{PAM}} = \frac{10k}{5k} = 2$$

$$\bullet \bullet \bullet V_{PCM} = 2 \cdot BW = 2 \cdot 5k = 10 \text{ [kbits/seg]}$$

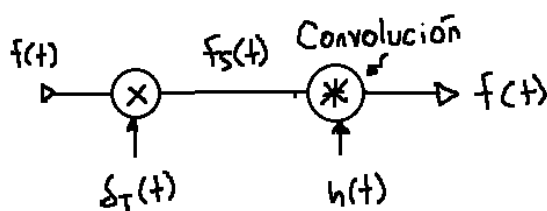
47. Teórico (teoremas)

Teoremas. Se pide:

- Teorema del muestreo ideal.** Valor analítico de la señal muestreada. La función (obtenida analíticamente) a partir de la señal muestreada.
- Teorema de la convolución en frecuencia.** Demostración.

PUNTO A:

Se puede recuperar una señal muestreada idealmente siempre y cuando el muestreo cumpla cierta condición. Para muestrear una señal $f(t)$ se la multiplica por un tren de impulsos unitarios $\delta_T(t)$ como en la figura.



La señal resultante $f_s(t)$ será

$$f_s(t) = f(t) \cdot \delta_T(t) = f(t) \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) = \sum_{-\infty}^{+\infty} f_n(t - nT)$$

Para hallar $F_s(\omega)$ hago la convolución entre $F(\omega)$ y $\delta_{\omega_0}(\omega)$.

$$F_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * \delta_{\omega_0}(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * \omega_0 \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n\omega_0) = \underbrace{\frac{\omega_0}{2\pi}}_{=1/T} \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty} F(\omega - n\omega_0) = \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{+\infty} F(\omega - n\omega_0)$$

En el gráfico se puede ver que para que las distintas "copias" de $F(\omega)$ no se solapen se debe cumplir que

$$\omega_0 = 2 \cdot \omega_m$$

$$2\pi \cdot f_0 = 2 \cdot 2\pi \cdot f_m$$

$$\boxed{f_0 = f_{\text{muestreo}} \geq 2 \cdot f_m}$$

Y es esto es lo que dice teorema del muestreo: la señal se debe muestrear a una frecuencia por lo menos el doble de la frecuencia de la componente cuya frecuencia es la máxima.

Para recuperar la señal original $f(t)$ a partir de $f_s(t)$ hago pasa ésta última por un filtro pasa bajo de frecuencia de corte ω_m , esto implica multiplicar los espectros y convolucionar en el tiempo. Primero multiplico los espectros

$$F_s(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{T} \underbrace{\sum_{-\infty}^{+\infty} F(\omega - n\omega_0)}_{F(\omega)} \cdot H(\omega) = \frac{1}{T} F(\omega)$$

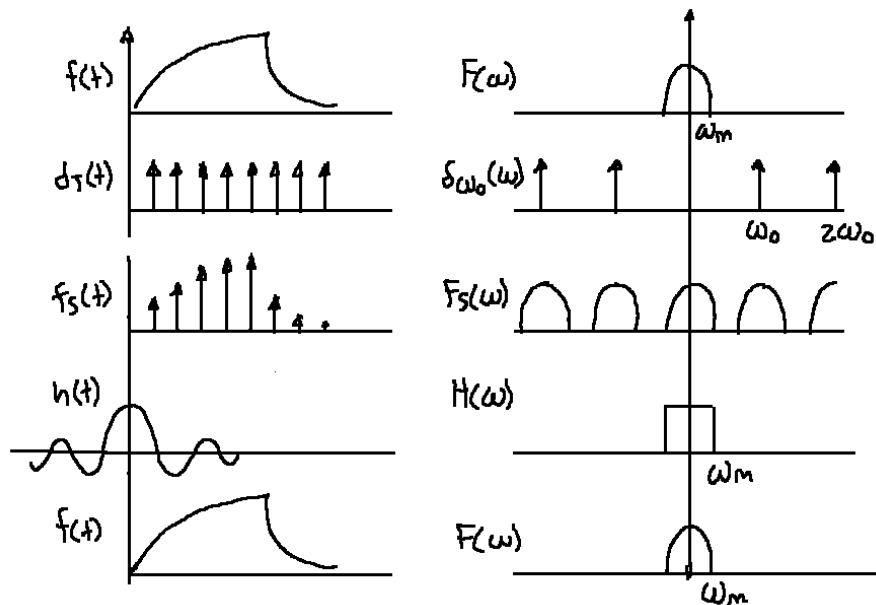
Se supone que al multiplicar los espectros me queda la señal filtrada en ω_m , o sea, el espectro de la señal original $f(t)$, es decir $F(\omega)$. Tomo los dos términos de los extremos, despejo $F(\omega)$ y anti-transformo para encontrar $f(t)$.

$$F(\omega) = T \cdot F_s(\omega) \cdot H(\omega)$$

$$\downarrow F^{-1}$$

$$f(t) = F^{-1}\{F(\omega)\} = F^{-1}\{T \cdot F_s(\omega) \cdot H(\omega)\} = T \cdot f_s(t) * h(t) = T \sum_{-\infty}^{+\infty} f_n \delta(t - nT) * \frac{\omega_m}{2\pi} \text{sinc}(\omega_m t) =$$

$$f(t) = \underbrace{\frac{\omega_m T}{\pi}}_{=1} \sum_{-\infty}^{+\infty} f_n \cdot \text{sinc}[\omega_m(t - nT)] = \sum_{-\infty}^{+\infty} f_n \cdot \text{sinc}[\omega_m(t - nT)]$$



PUNTO B:

$$F^{-1}\{F_3(\omega)\} = F^{-1}\left\{\frac{1}{2\pi}[F_1(\omega) * F_2(\omega)]\right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_3(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{\frac{1}{2\pi}[F_1(\omega) * F_2(\omega)] e^{j\omega t}\right\} d\omega$$

junto $1/2\pi$ y los ω tangen ω

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} F_1(u) \cdot F_2(\omega - u) du \right] e^{j\omega t} \right\} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_1(u) \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_2(\omega - u) e^{j\omega t} d\omega}_{f_2(t)e^{jut}} du =$$

junto $1/2\pi$ y los ω tangen u

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_1(u) \cdot f_2(t) e^{jut} du = f_2(t) \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_1(u) e^{jut} du}_{f_1(t)} = f_1(t) f_2(t)$$

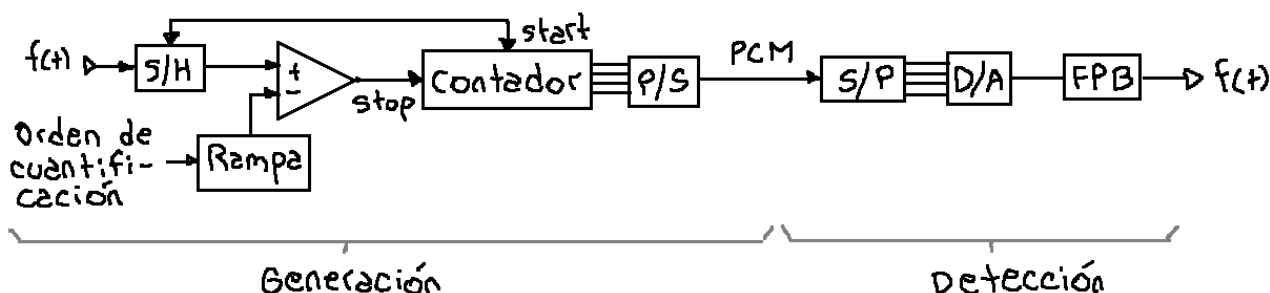
48. Teórico (modulación PCM)*

Modulación PCM. Se pide:

- Diagrama de bloques generación-detección.
- Desarrollo analítico de la relación S/N expresada en dB (para cuantificación uniforme).
- ¿En qué mejora la relación S/N con la cuantificación no uniforme ley A?

PUNTO A:

En el siguiente diagrama de bloques no sé si está bien hecha la detección. **S/H** es un bloque de muestreo y retención, **Rampa** es un generador de rampa, **P/S** y **S/P** son convertidores serie a paralelo y vice-versa respectivamente y D/A es un convertidor digital a analógico.



PUNTO B:

La magnitud del escalón **b** se relaciona con la cantidad de niveles de cuantificación **m** y la amplitud de la señal de entrada **V_p** como sigue

$$b = \frac{2 \cdot V_p}{m}$$

El mínimo valor del ruido aceptado para un valor de escalón b guarda la siguiente relación

$$V_n = \frac{b}{2\sqrt{3}}$$

La relación **S/N** es el cociente V_p/V_n elevado al cuadrado. Después, sabiendo que $m=2^n$, se lleva a [dB].

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{V_p}{V_n} \right)^2 = \left(\frac{m \cdot b}{2} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{b} \right)^2 = 3 \cdot m^2 \rightarrow \left. \frac{S}{N} \right|_{dB} = 10 \cdot \log(3 \cdot m^2) = 10 \cdot \log(3) + 20 \cdot \log(2^n) = 4,77 + 6n = \frac{S}{N}$$

PUNTO C:

La relación S/N cuando uso cuantificación no uniforme con la ley A, es la siguiente

$$\frac{S}{N} = 4,77 + 6n + 20 \cdot \log(\text{pendiente})$$

La pendiente es el valor de la pendiente central en el gráfico de la ley A, que es

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln(A)} \rightarrow \therefore \text{pendiente} = \frac{y}{x} = \frac{A}{1 + \ln(A)} = \frac{87,6}{1 + \ln(87,6)} = 16,003 \approx 16$$

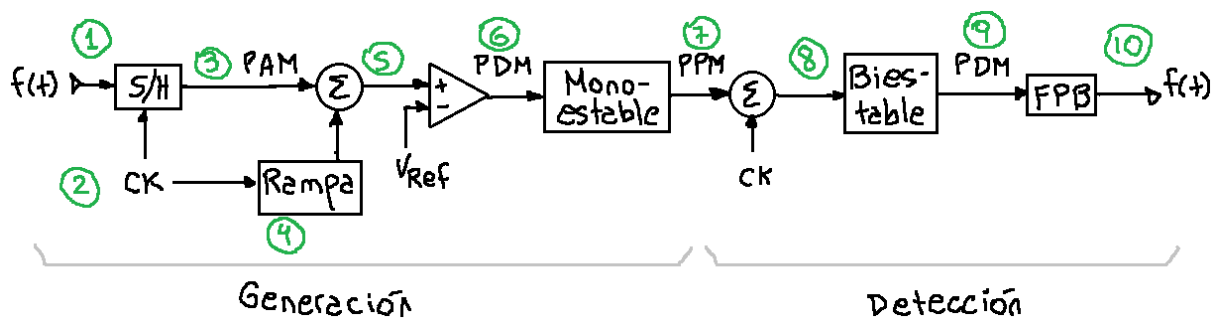
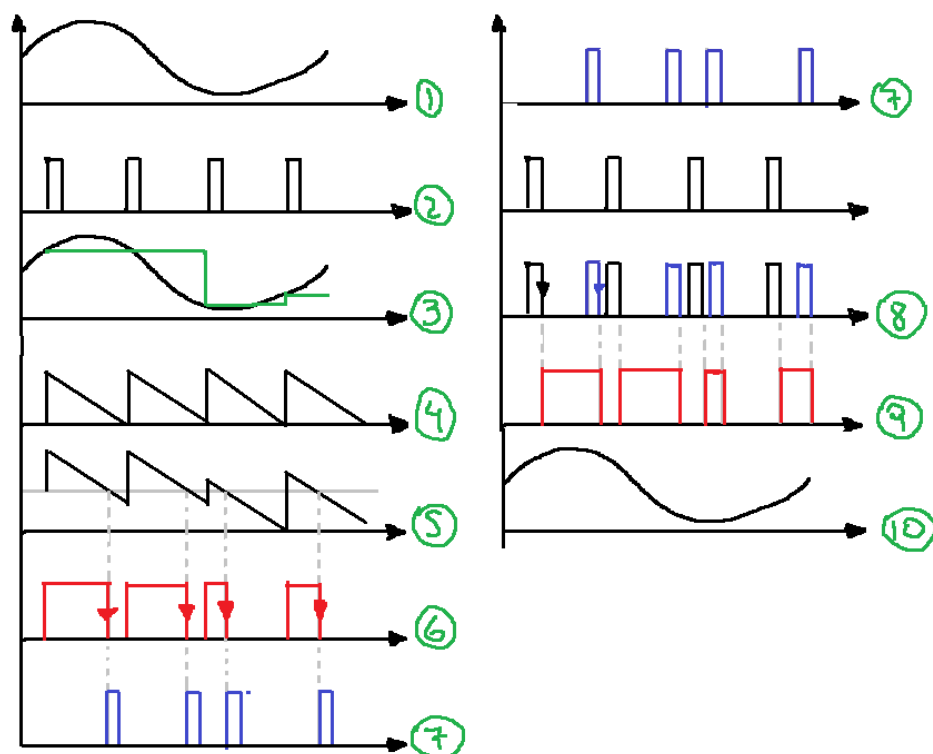
Reemplazando en la ecuación de S/N me queda

$$\frac{S}{N} = 4,77 + 6n + 20 \cdot \log(\text{pendiente}) = 4,77 + 6n + 20 \cdot \log(16) = 4,77 + 6n + 24 = 28,77 [\text{dB}] + 6n$$

49. Teórico (técnica PPM y PDM)

Técnica PPM y PDM. Se pide:

- Generación y detección.
- Gráficas representativas.

PUNTO A:**PUNTO B:**

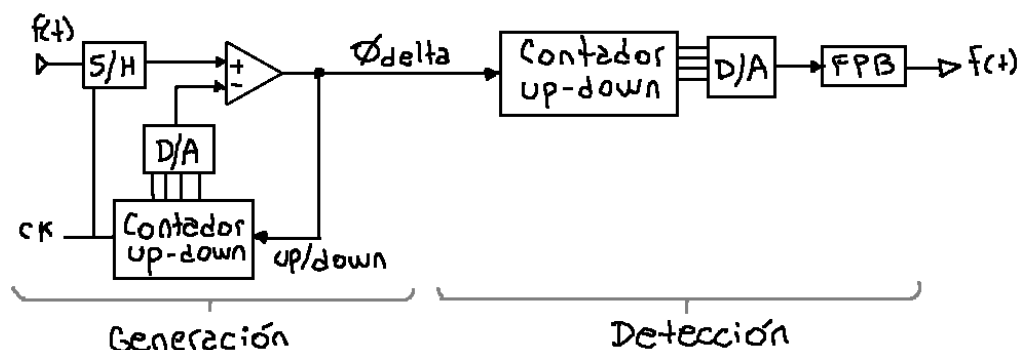
50. Teórico (modulación Delta)*

Modulación Delta. Se pide:

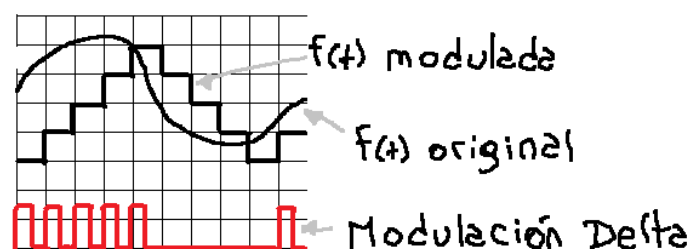
- Diagrama de generación y detección.
- Diagrama temporal de funcionamiento.
- Análisis de los errores resultantes de la técnica.
- Cálculo del escalón óptimo para una señal periódica.

PUNTO A:

La modulación Delta es la modulación PCM pero con un solo bit, usado para incrementar o decrementar una señal muestreada que se compara a la analógica, y según ésta última sea mayor o menor a la primera se envía o no el bit respectivamente.



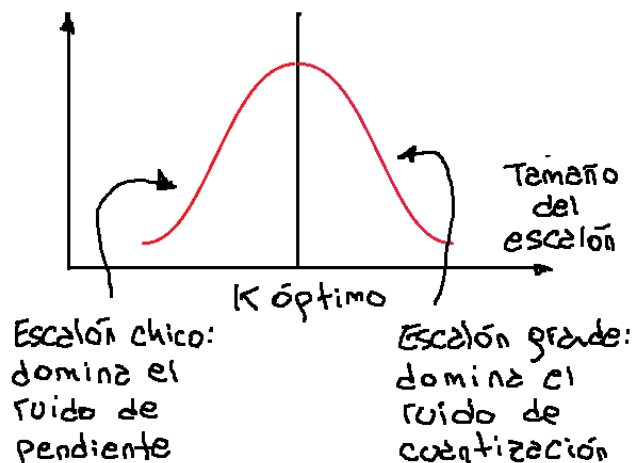
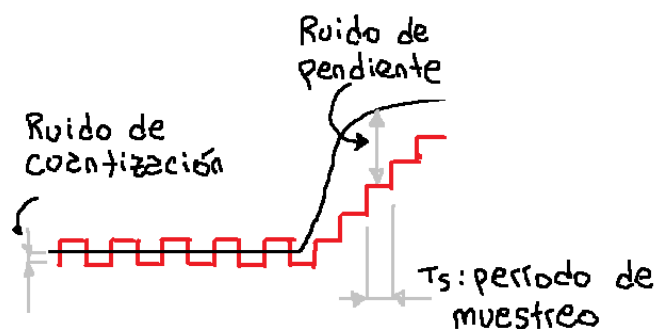
PUNTO B:



PUNTO C:

En esta modulación hay un ruido o **error de cuantificación**, que se produce a frecuencias bajas; y el **ruido de pendiente**, que se produce porque la señal salida del **D/A** en la generación no puede seguir a la señal original por ser ésta más rápida. Este ruido sólo puede ser disminuido únicamente aumentando la frecuencia de muestreo.

El tamaño del escalón determina qué tipo de ruido predomina. El tamaño óptimo del escalón es aquel que no hace predominar ningún ruido sobre el otro.

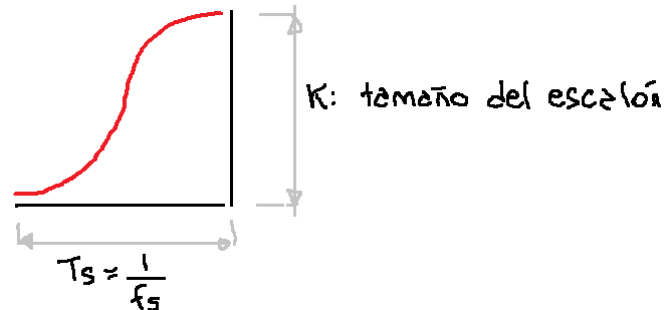


PUNTO D:

Supóngase una señal sinusoidal $A_m \cdot \sin(\omega_c t)$, el valor de la pendiente máxima es el valor de la derivada primera en 0.

$$\left. \frac{\partial f(t)}{\partial t} \right|_{t=0} = \frac{\partial}{\partial t} [A_m \sin(\omega_c t)] \Big|_{t=0} = A_m \omega_c \cdot \cos(\omega_c t) \Big|_{t=0} = A_m \omega_c = A_m \cdot 2\pi \cdot f_m$$

La pendiente de la codificación es el tamaño del escalón K dividido por el período de muestreo T_s .



$$\text{pendiente} = \frac{K}{T_s} = K \cdot f_s$$

Se iguala ésta pendiente a la pendiente máxima calculada anteriormente, se propone la frecuencia de muestreo f_s como **10** veces la frecuencia f_m y se despeja K . Ése será el escalón óptimo.

$$A_m \cdot 2\pi \cdot f_m = K \cdot f_s = K \cdot 10 \cdot f_m \rightarrow \therefore K_{\text{optimo}} = \frac{\pi \cdot A_m}{5}$$

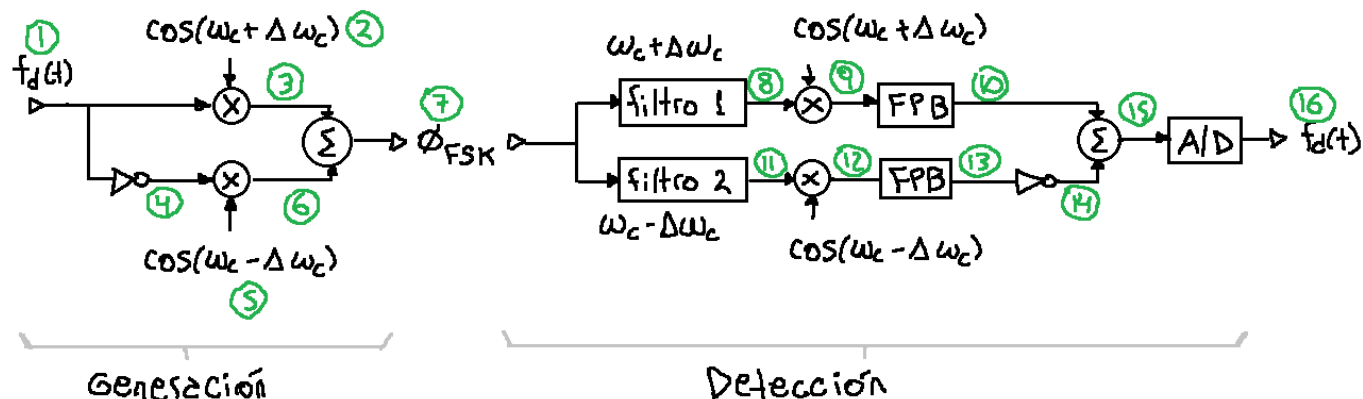
5 – MODULACIÓN DIGITAL

51. Teórico – FSK

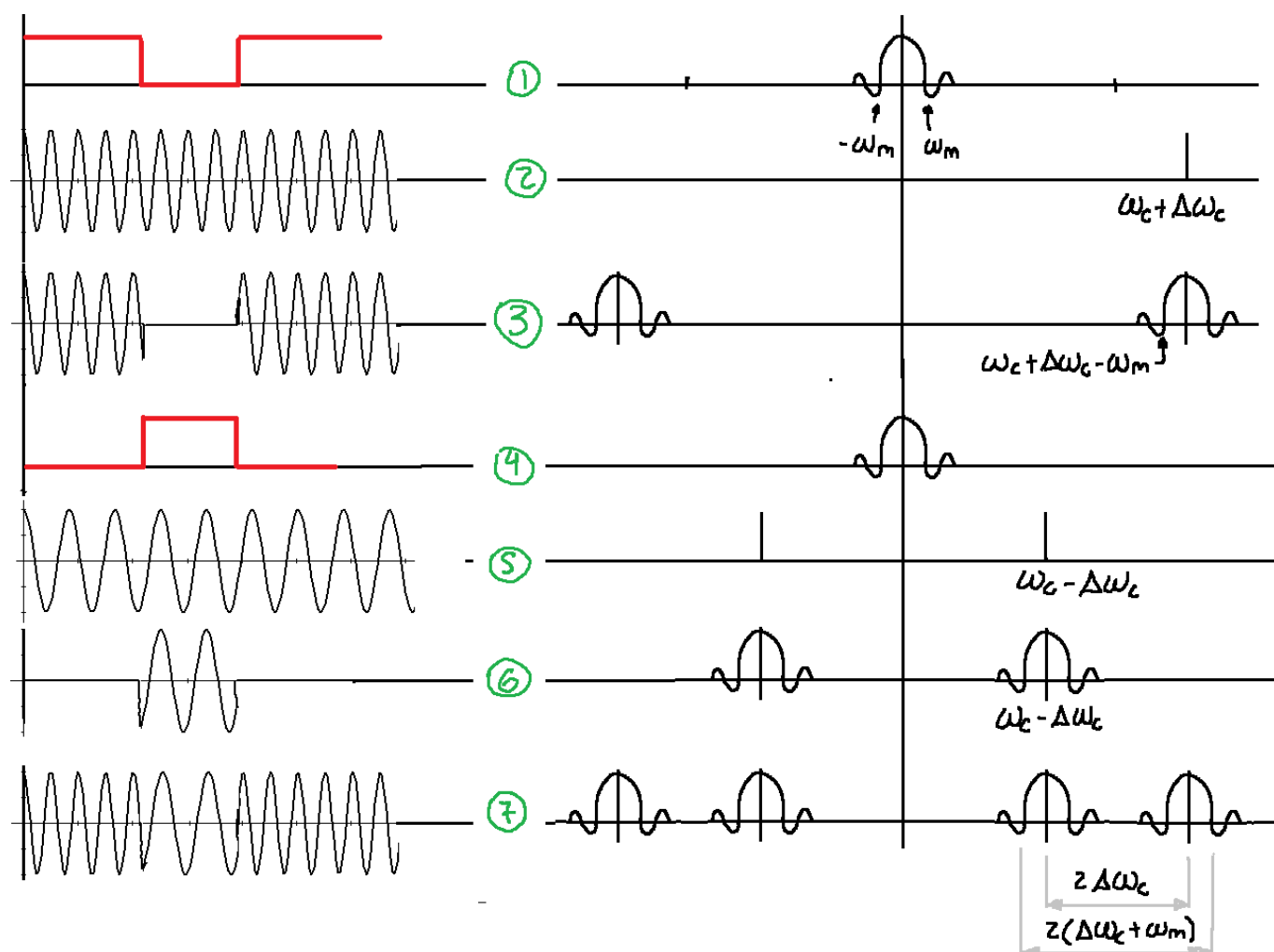
Modulación FSK, se pide:

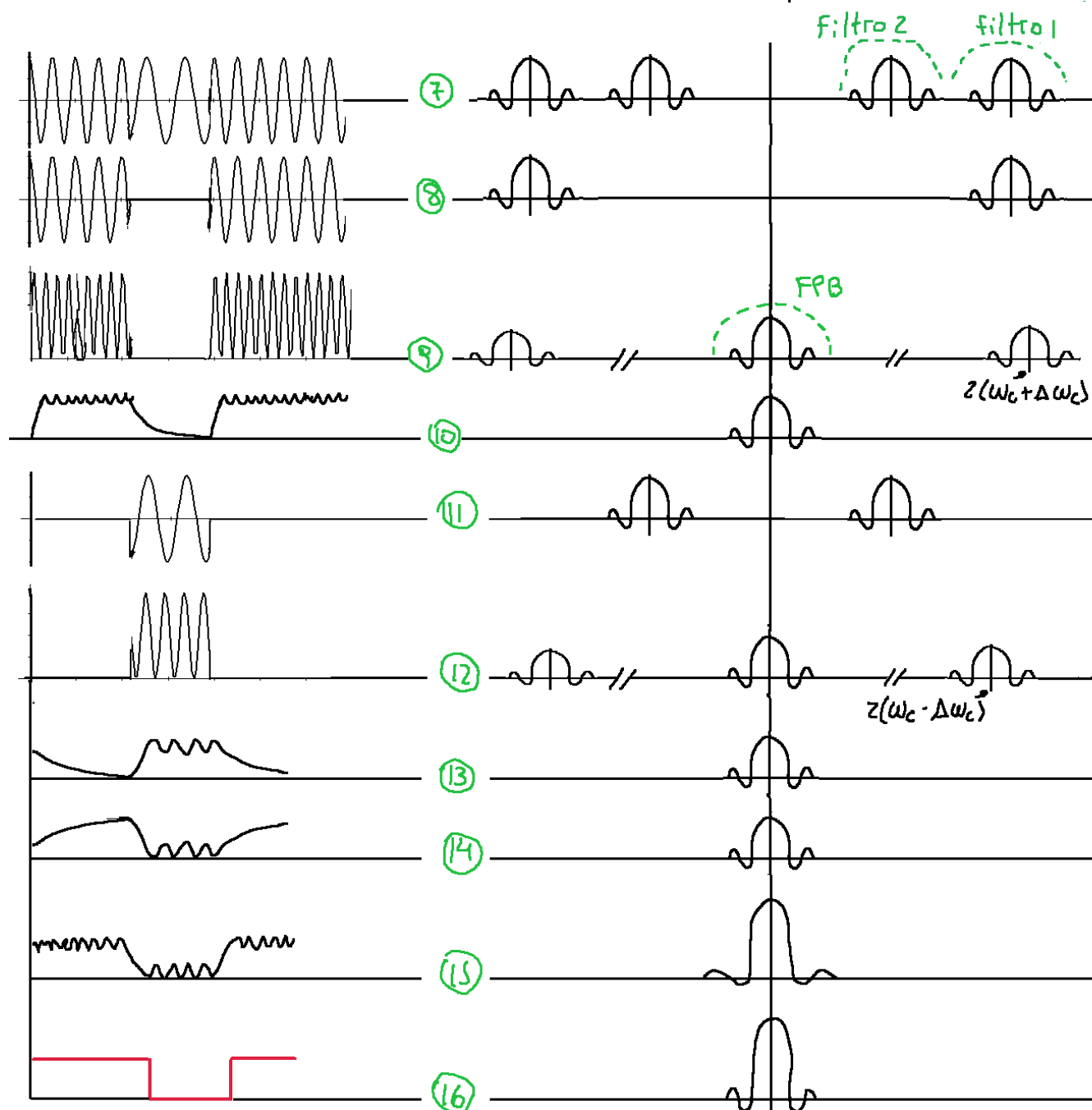
- Diagrama de generación-detección.
- Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.

PUNTO A: Diagrama de generación-detección.



PUNTO B: Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.



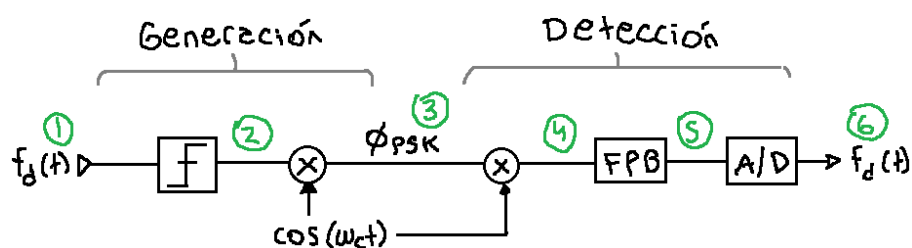


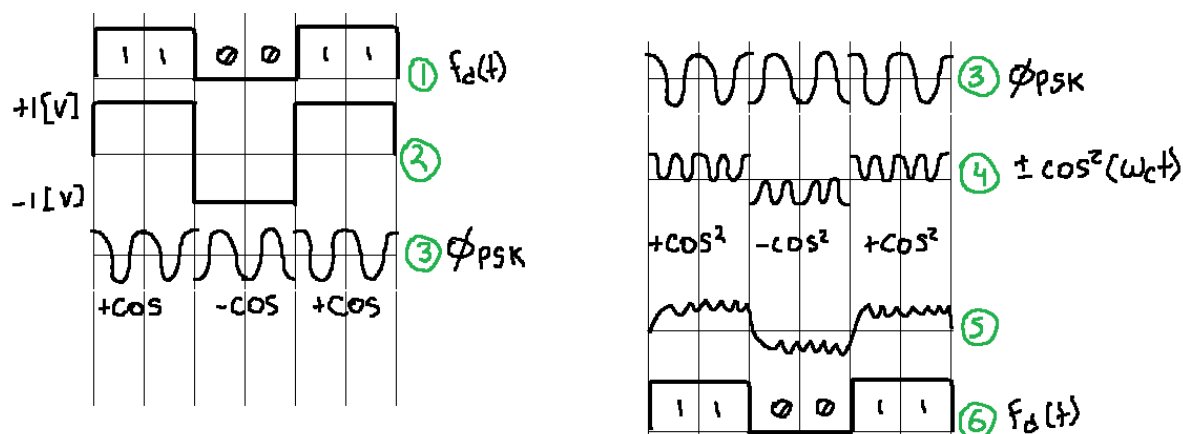
52. Teórico – PSK*

Modulación PSK, se pide:

- Diagrama de generación-detección.
- Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.

PUNTO A:



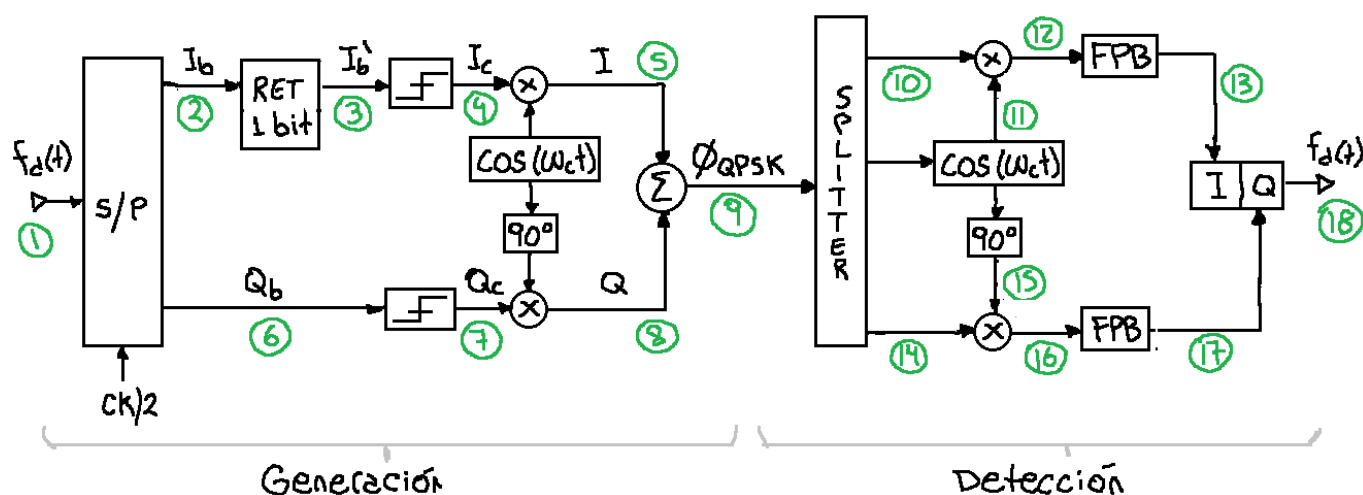
PUNTO B:**53. Teórico – 4PSK (QPSK o 4QAM)***

Modulación 4PSK, se pide:

- Diagrama de generación-detección.
- Diagrama de constelación.
- Expresiones analíticas de la modulación y demodulación.
- Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.

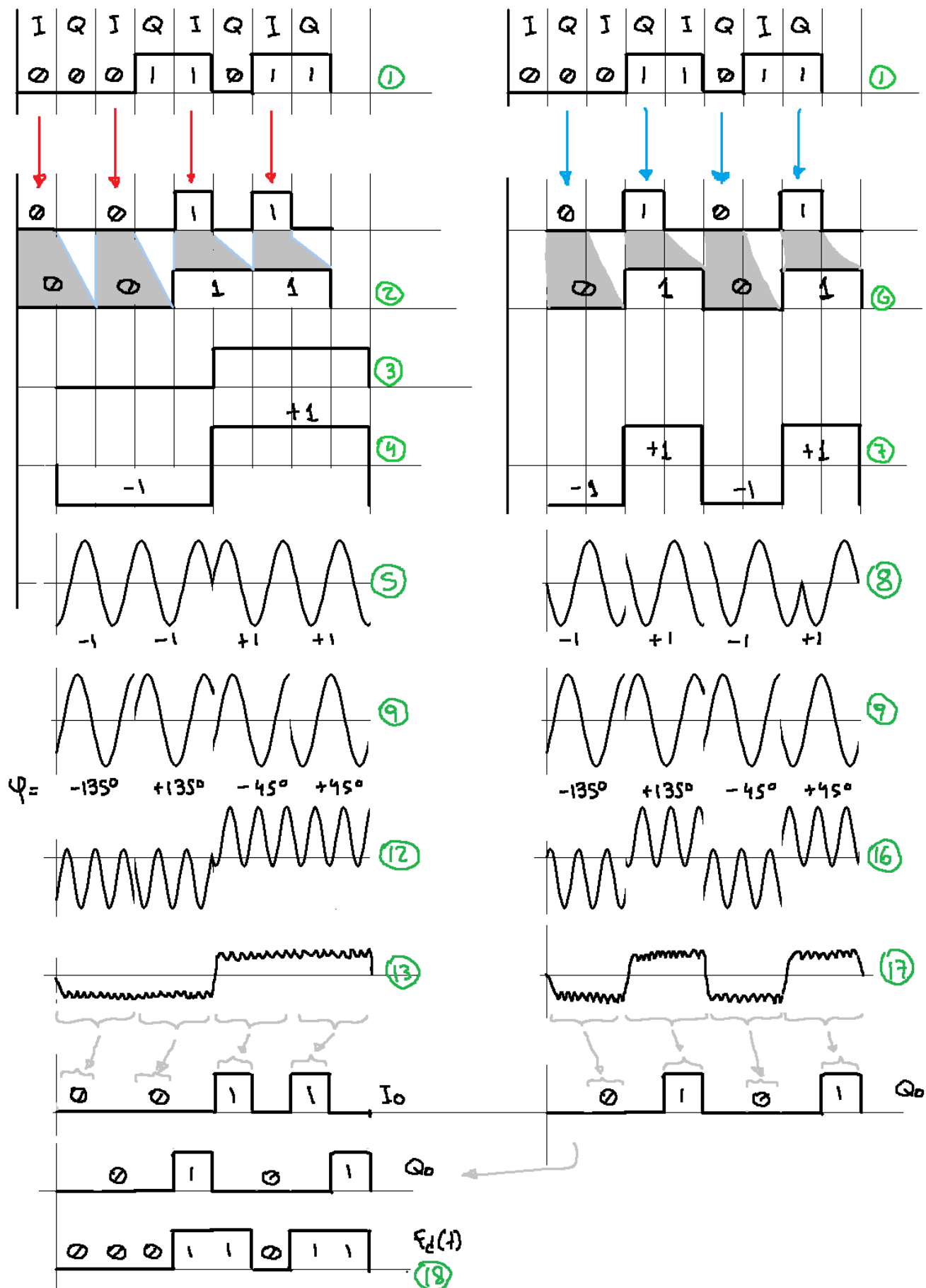
Generación-detección

Los 8 bits de entrada se agrupan en 4 palabras de 2 bits de modulación (00, 01, 10 y 11), cada una será representada por la portadora con 4 fases distintas. El diagrama de bloques es el siguiente.

Expresiones analíticas de la modulación

Las señales ϕ_5 y ϕ_8 se suman para formar una cosenoidal que a tener 4 fases distintas dependiendo de las combinaciones de I y de Q . Por ejemplo, para los dos primeros bits tengo $IQ=00$, lo que significa que a $-\cos(\omega_c t)$ le debo sumar $-\sin(\omega_c t)$, esta suma me da $\sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t - 135^\circ)$. El resultado de las otras combinaciones está en la tabla.

díbit	I	Q	I+Q	Φ_{4PSK}
00	$-\cos(\omega_c t)$	$-\sin(\omega_c t)$	$-\cos(\omega_c t) - \sin(\omega_c t)$	$\sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t - 135^\circ)$
01	$-\cos(\omega_c t)$	$+\sin(\omega_c t)$	$-\cos(\omega_c t) + \sin(\omega_c t)$	$\sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t + 135^\circ)$
10	$+\cos(\omega_c t)$	$+\sin(\omega_c t)$	$+\cos(\omega_c t) + \sin(\omega_c t)$	$\sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t - 45^\circ)$
11	$+\cos(\omega_c t)$	$-\sin(\omega_c t)$	$+\cos(\omega_c t) - \sin(\omega_c t)$	$\sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t - 45^\circ)$

Análisis temporal de la modulación

1) Es la señal $f_d(t)$ original, la cual se va a dividir bit por medio en una señal **I** y otra **Q**. Los bits que va a tomar el canal digital **I** son los marcados con esa letra (o con las flechas rojas).

- 2) El convertidor de serie a paralelo se encarga de separar los bits remarcados con las flechas rojas y hacerlos durar 1 bit más, queda así conformado el canal de la señal ϕ_2 , con 4 bits del doble de duración.
- 3) Se retarda 1 bit la señal anterior porque se la va a sincronizar con su complementaria Q , la cual comienza 1 bit después que la señal I .
- 4) La señal anterior se hace pasar por un generador de nivel, para poder tener a la salida ± 1 .
- 5) Se multiplica la señal anterior por la portadora y se obtiene así la señal ϕ_5 , que es $\pm \cos(\omega_c t)$.
- 6, 7, 8) Se hace lo mismo con la señal formada con los bits Q pero se los multiplica ahora por la portadora desfasada 90° , se obtiene así $\pm \sin(\omega_c t)$.

Expresiones analíticas de la demodulación

Para la demodulación, la señal ϕ_{4PSK} entra a un splitter, el cual tira dos señales iguales a ϕ_{4PSK} (ϕ_{10} y ϕ_{14}) y además recupera la portadora. La señal ϕ_{10} se multiplica por la portadora (coseno), y luego de pasada por un filtro de continua dará $-1/2$ o $+1/2$ dependiendo de si I originalmente era 0 o 1 respectivamente. Lo mismo le pasa ϕ_{14} , que se multiplica por la portadora desfasada 90° (seno). Se muestra un ejemplo para la secuencia 00, es decir que la señal $\phi_{4PSK} = (\sqrt{2}/2) \cdot \cos(\omega_c t - 135^\circ)$; las demás combinaciones se pueden deducir de la misma forma.

Para la secuencia 00 $\rightarrow (\sqrt{2}/2) \cos(\omega_c t - 135^\circ)$

$$\phi_{12} = \phi_{10} \phi_{11} = \sqrt{2} \cos(\omega_c t - 135^\circ) \cos(\omega_c t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(2\omega_c t - 135^\circ) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(-135^\circ)$$

↓ FPB

$$\phi_{13} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(-135^\circ) = -\frac{1}{2}$$

↓

$I=0$

$$\phi_{14} = \phi_{15} \phi_{16} = \sqrt{2} \cos(\omega_c t - 135^\circ) \sin(\omega_c t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(2\omega_c t - 135^\circ) + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(-135^\circ)$$

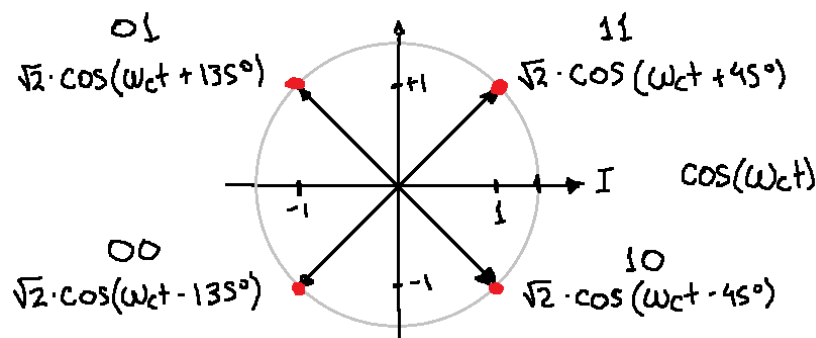
↓ FPB

$$\phi_{17} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(-135^\circ) = -\frac{1}{2}$$

↓

$Q=0$

Diagrama de constelación



El diagrama de constelación no es más que un puto diagrama fasorial en donde la salida ϕ_{4PSK} es un factor que gira a velocidad constante $\omega_c t$ –tomando como referencia a la señal I , o a la portadora $\cos(\omega_c t)$ – y en donde cada fase ($\pm 135^\circ$ y $\pm 45^\circ$) representa a cada una de las combinaciones de IQ (00, 01, 10 y 11).

Velocidad en [Baudios] vs [bits/seg]

El ancho de banda de esta técnica se reduce a la mitad según lo expresado en la ecuación siguiente.

$$BW_{4PSK} = \frac{2 \left[\frac{v}{2} (1 + \phi) \right]}{\log_2 N} = \frac{v}{\log_2 (4)} = \frac{v}{2}$$

54. Teórico – 8PSK

Modulación 8PSK, para la secuencia 000.001.100.111, se pide:

- Diagrama de generación-detección.
- Diagrama de constelación.
- Expresiones analíticas de la modulación y demodulación.
- Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.

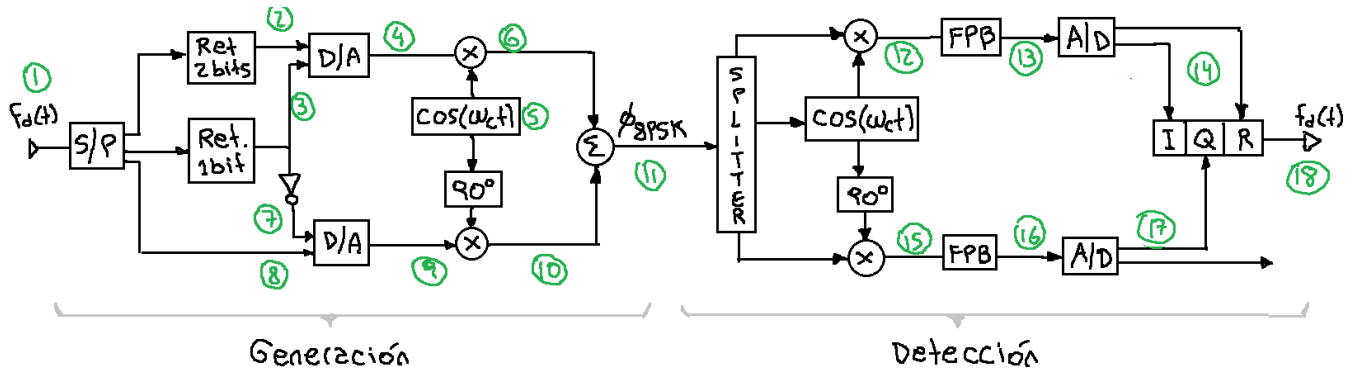
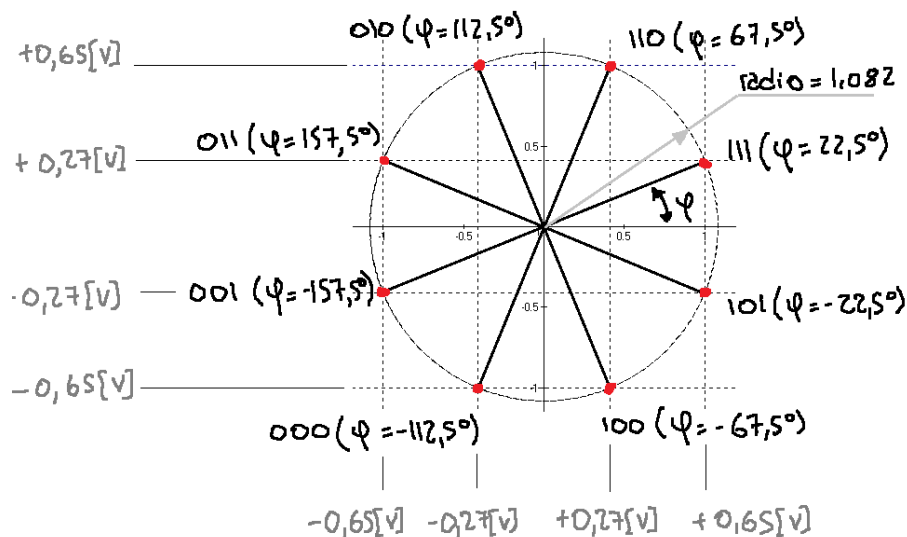


Diagrama de constelación:

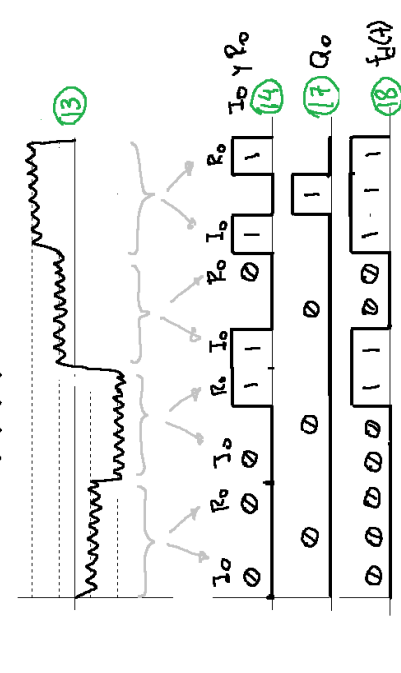
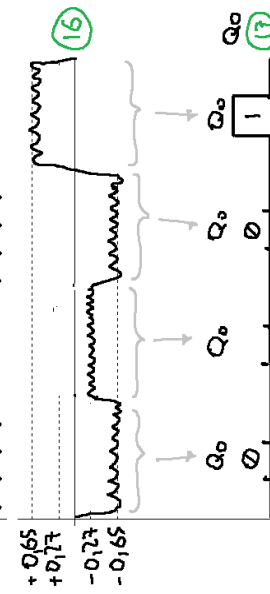
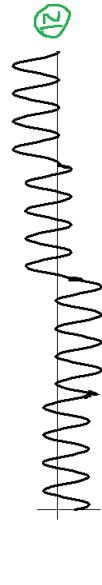
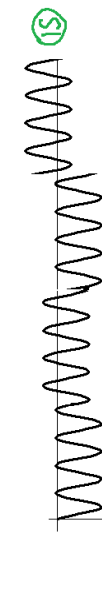
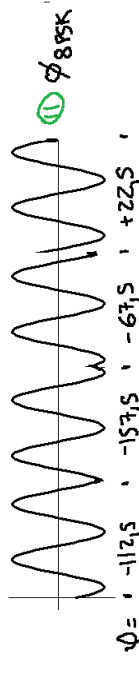
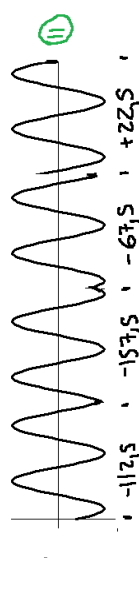
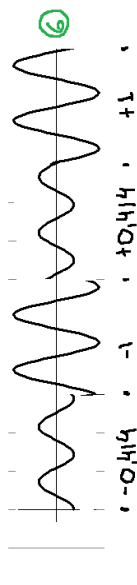
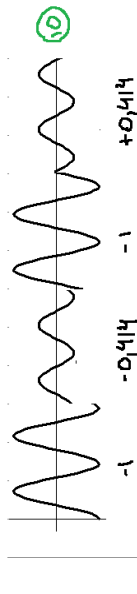
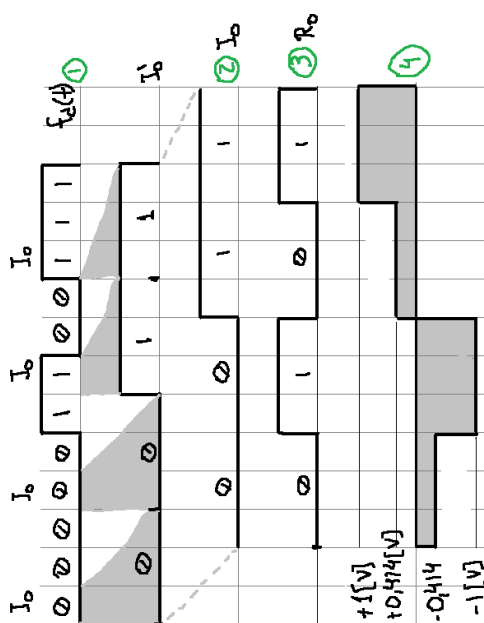
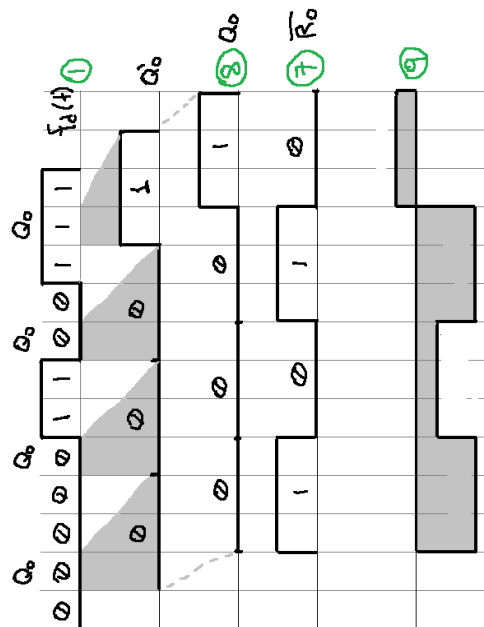
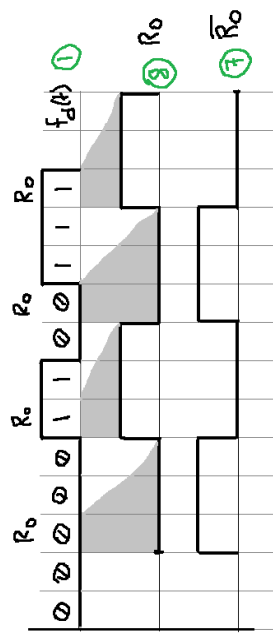


Los valores medios de cada combinación de la señal, que son los mismos valores de continua que salen después de los filtros, se los calcula con las mismas fórmulas que para el caso anterior. Son los valores dispuestos en gris en el diagrama de constelación (no son los valores numéricos en donde las líneas punteadas cortan a los ejes). Para la secuencia **IQR=111** (donde el desfasaje es $22,5^\circ$) se tiene:

$$\frac{1,082}{2} \cdot \cos(+22,5) = 0,27[V]$$

$$\frac{1,082}{2} \cdot \sin(+22,5) = 0,65[V]$$

Diagrama temporal punto por punto



55. Teórico – 8QAM

Modulación 8QAM, se pide:

- Diagrama de generación-detección.
- Diagrama de constelación.
- Expresiones analíticas de la modulación y demodulación.
- Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.

Diagrama de bloques de generación y detección

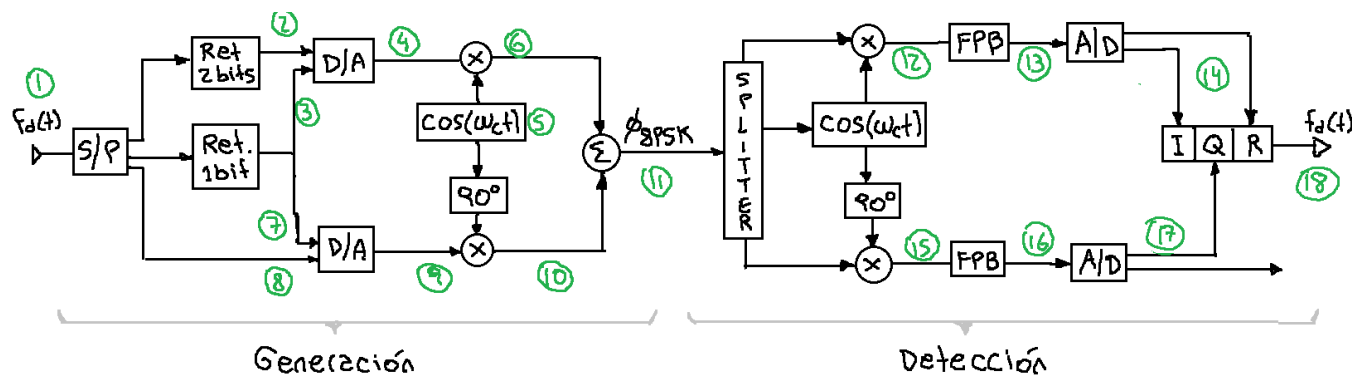
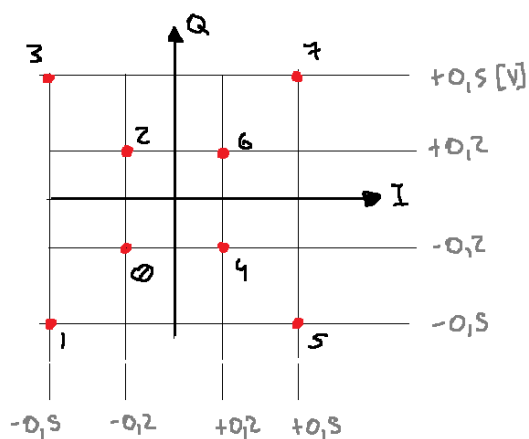
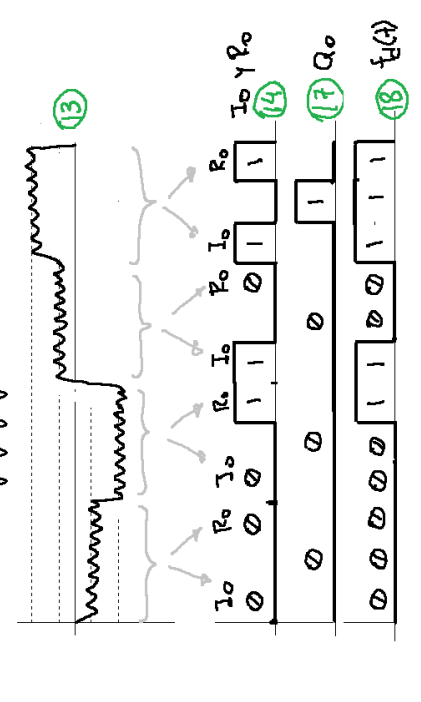
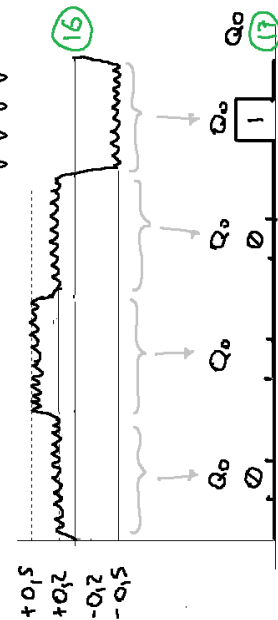
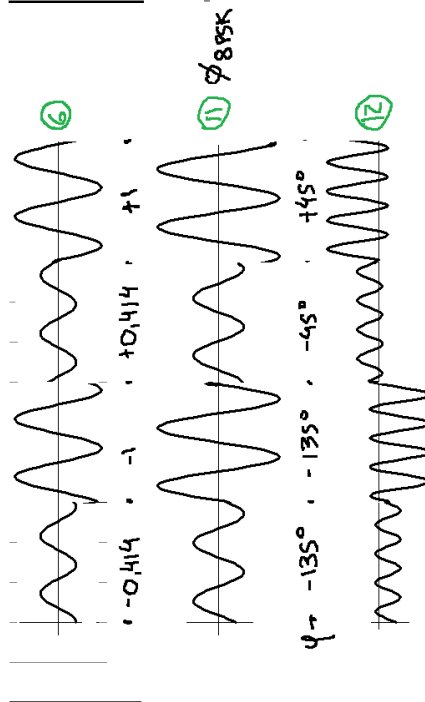
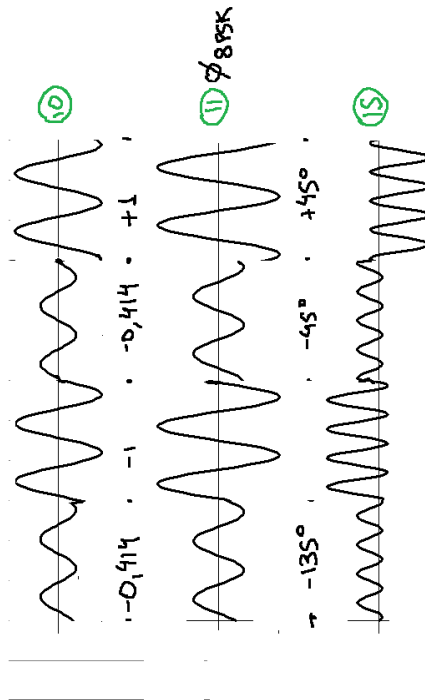
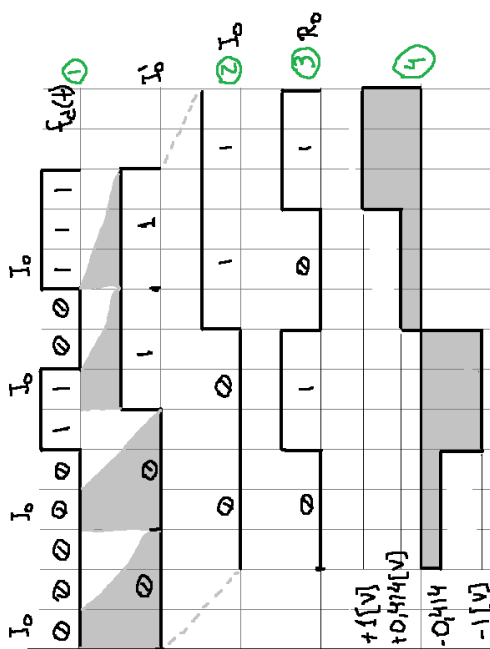
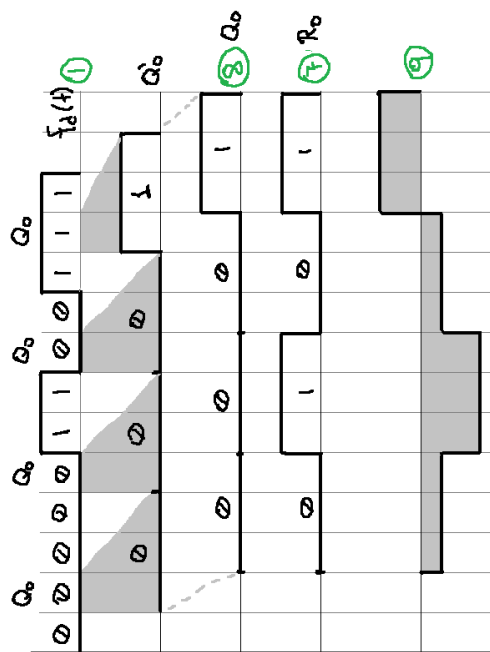
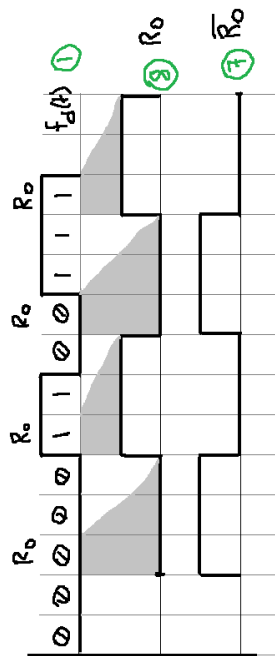


Diagrama de constelación





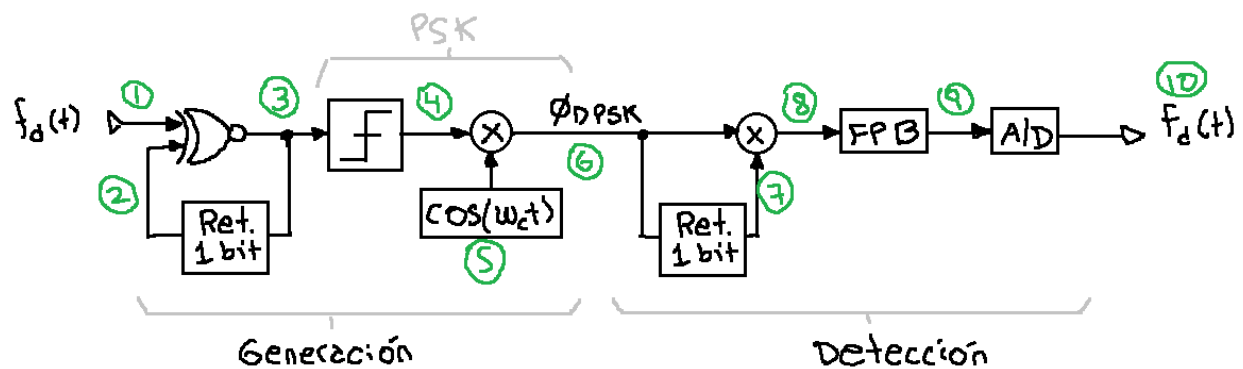
56. Teórico – DPSK*

Modulación DPSK, para la secuencia 110.0001.0101, se pide:

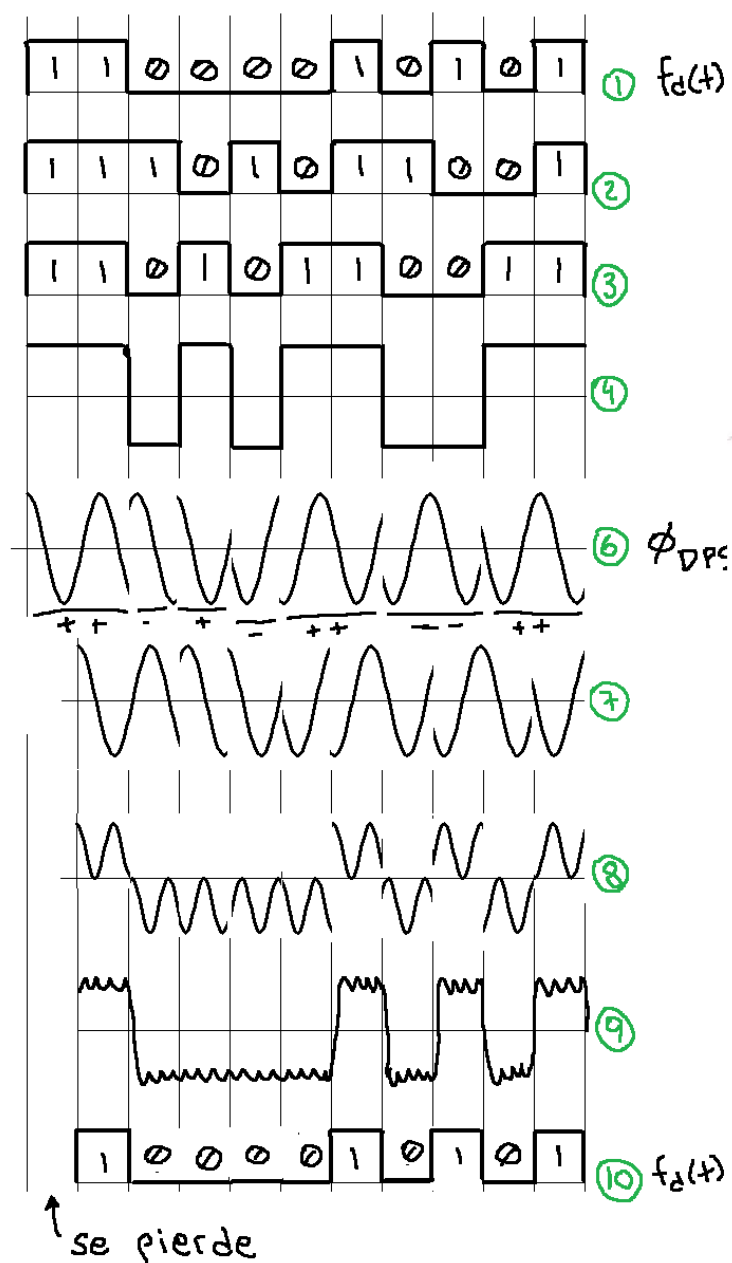
a) Diagrama de generación-detección.

b) Análisis temporal y espectral de la modulación y de la demodulación.

PUNTO A:



PUNTO B:



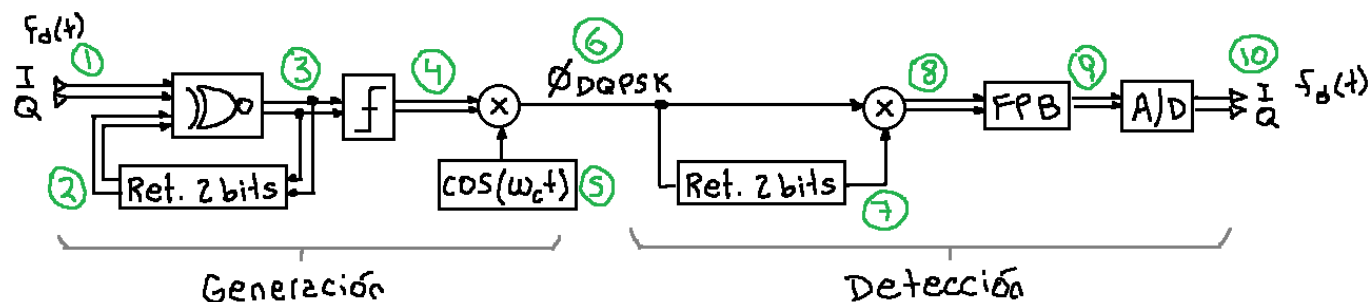
57. Teórico – DQPSK*

Modulación DQPSK, para la secuencia 1110.0010.1001, se pide:

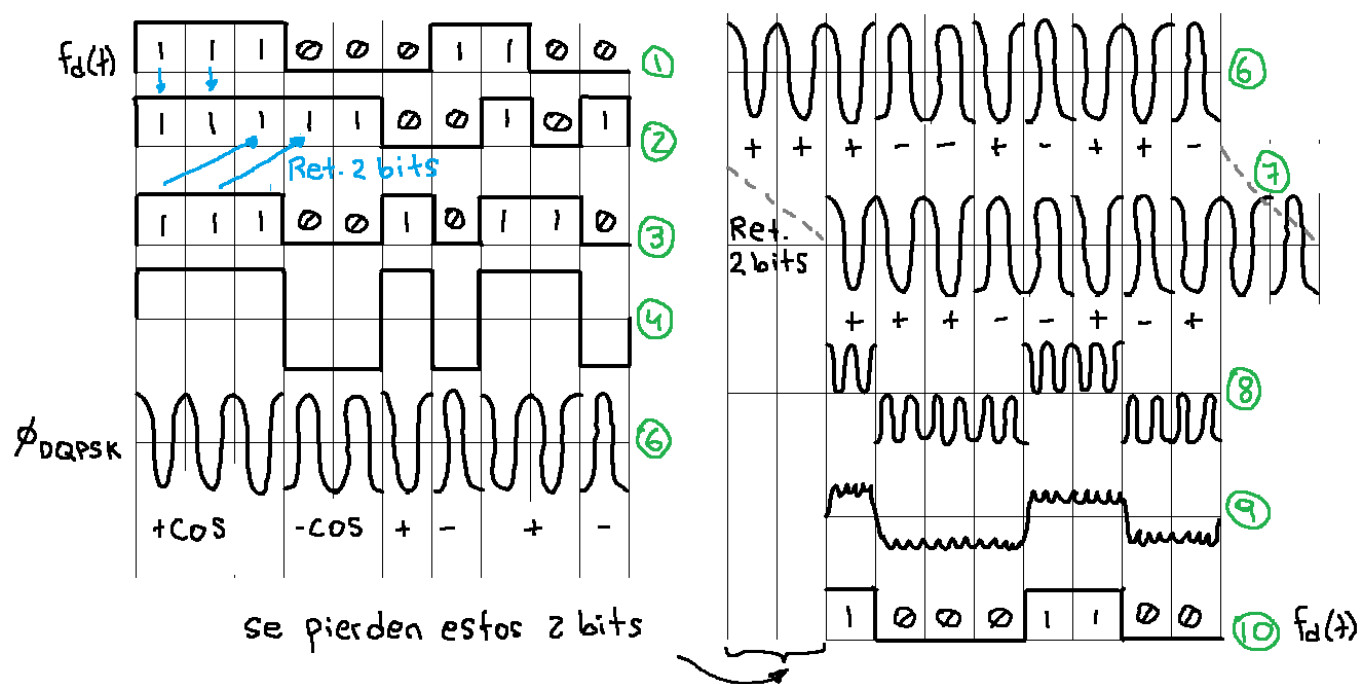
- Diagrama de generación-detección.
- Análisis temporal de la modulación y de la demodulación.

Este ejercicio no sé si está bien hecho, lo armé deduciendo de varios esquemas que encontré. La cosa es que la $f_d(t)$ del final queda igual que la original, excepto los dos primeros bits.

PUNTO A:



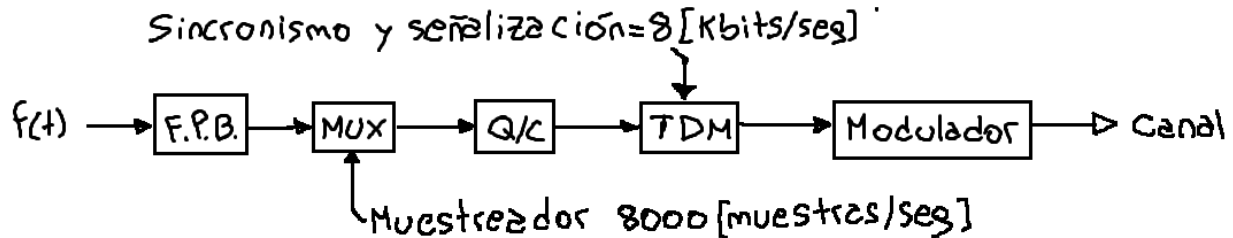
PUNTO B:



58. Ejercicio*

Un canal telefónico (UIT-T) es codificado en PCM con una relación $S/N=70,8$ [dB], la señal ingresa a un TDM donde se le suman 8 [kbts/seg] de sincronismo y señalización. La hilera binaria resultante, luego de ser modulada, se la ingresa a un vínculo con ancho de banda de 40 [kHz] y roli-off del 25% . Se pide:

- La cantidad de bits que se necesitan para lograr la relación S/N .
- La técnica de modulación necesaria para ingresar la señal modulada al vínculo.



Como el ejercicio no me dice nada, considero que la señal de entrada es un solo canal, las características del cable telefónico son: frecuencia desde 300 a los 3400 [Hz], ancho de banda de 3100 [Hz] y frecuencia de muestreo v es igual a 8000 muestras por segundo.

PUNTO A:

La fórmula para hallar la relación señal-ruido S/N para una cuantificación no uniforme con ley A en un cable telefónico es la que sigue (ecuación 6.8.5 de la página 173 del libro), de la cual despejo n .

$$\frac{S}{N} = 4,77 + 6 \cdot n + 24 \quad \rightarrow \therefore n = \frac{S/N - 4,77 - 24}{6} = \frac{70,3 - 4,77 - 24}{6} = 6,92 \approx \boxed{7 \text{ [bits]} = n}$$

PUNTO B:

$$BW_{PSK} = \frac{TDM(1+\phi)}{\log_2 N} \quad \rightarrow \therefore N = 2^{\frac{TDM(1+\phi)}{BW_{PSK}}} = 2^{\frac{64k(1+0,25)}{40k}} = \boxed{4 = N}$$

$$\bullet TDM = V_{PCM} + V_{señ, sincr} = 56k + 8k = 64 \text{ [kbts/seg]}$$

$$\bullet V_{PCM} = f_M \cdot N_{ro} \cdot n = 8k \cdot 1 \cdot 7 = 56 \text{ [kbts/seg]}$$

Como $N=4$ puedo usar **4PSK** como técnica de modulación.

59. Ejercicio*

Se modela un canal telefónico (UIT-T) con una caída sinusoidal del $29,1\%$, se necesita transmitir con una velocidad de 14400 [bits/seg]. Se pide:

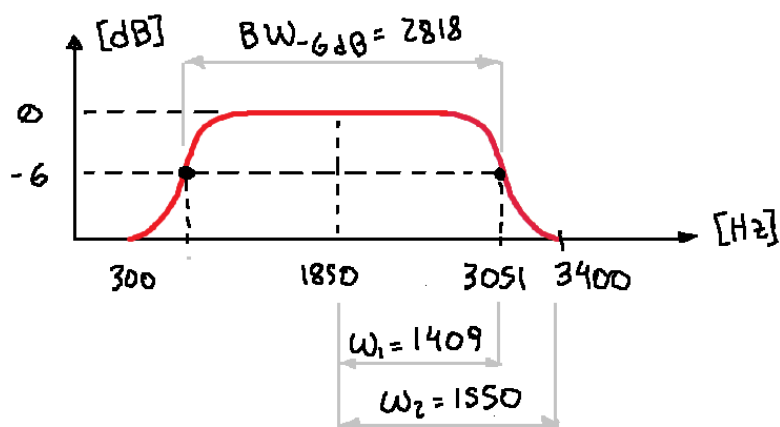
- De ser posible, dicha velocidad, indicando la técnica a utilizar.
- La gráfica del modelado.
- El ancho de banda a -6 [dB].

PUNTO A:

Como no me dice nada, supongo que el vínculo tiene un ancho de banda mínimo de $BW_{PSK}=3100$ [Hz], que es el ancho de banda del canal UIT-T.

$$BW_{PSK} = \frac{v(1+\phi)}{\log_2 N} \quad \rightarrow \therefore N = 2^{\frac{TDM(1+\phi)}{BW_{PSK}}} = 2^{\frac{14,4k(1+0,291)}{3,1k}} = 63,5 \approx \boxed{64 = N}$$

Hay técnicas de $N=64$, como por ejemplo **64QAM**; pero en el libro no aparece este tipo de técnica, el $N_{max}=16$. Así que no se puede modular digitalmente.

PUNTO B y C:

El canal se encuentra entre **300 y 3400 [Hz]** centrado en **1850 [Hz]**. Tengo que calcular ω_1 , ω_2 y el ancho de banda a **-6 [dB]**.

$$\omega_2 = \frac{3400 - 300}{2} = \boxed{1550 \text{ [Hz]} = \omega_2}$$

$$\varphi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} - 1 \rightarrow \therefore \omega_1 = \frac{\omega_2}{\varphi + 1} = \frac{1550}{0,1 + 1} = \boxed{1409 \text{ [Hz]} = \omega_1}$$

$$BW_{-6dB} = \frac{BW}{1 + \varphi} = \frac{3400 - 300}{1 + 0,1} = \boxed{2818 \text{ [Hz]} = BW_{-6dB}}$$

6o. Ejercicio

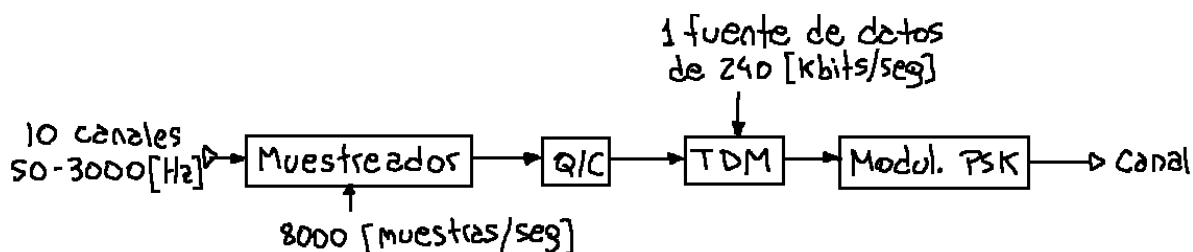
Dado el esquema de la figura, el canal tiene un **BW=1 [MHz]** centrado en **100 [MHz]**. Se pide:

a) El máximo número de niveles de cuantificación (no se considera ni señalización relleno ni sincronismo). La conformación es de **25%**.

b) ¿Cómo debe modificarse el modulador para usar el mismo canal si el sistema PCM se modifica como sigue?

- Necesita **256** niveles de cuantificación.
- Son **13** las fuentes de **240 [kbits/seg]** las que se multicanalizan con el PCM.
- Se agregan **17 [kbits]** por cada fuente de señal que entra al TDM (incluidos los 10 canales) en concepto de sincronismo.
- Se le suman **2 [kbits]** en total para señalización.

c) El ancho de banda del canal a **-6 [dB]** indicando las frecuencias en un gráfico de distribución espectral del canal.



PUNTO A:

$$m = 2^n = 2^7 = \boxed{128 = m}$$

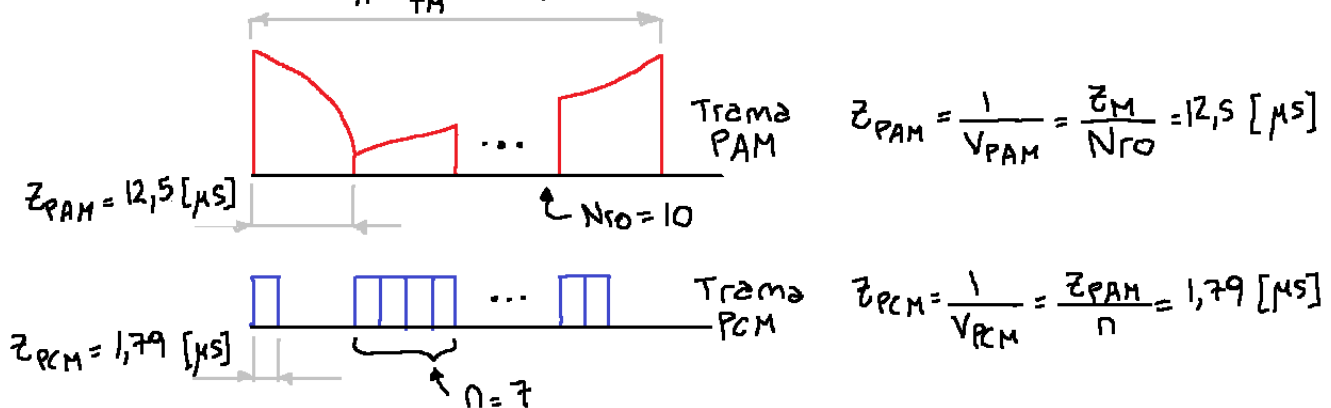
$$\bullet n = \frac{V_{PCM}}{V_{PAM}} = \frac{560k}{80k} = 7 \text{ [bits]}$$

$$\bullet V_{PAM} = f_M \cdot N_{ro} = 8k \cdot 10 = 80 \text{ [kbits / seg]}$$

$$\bullet V_{PCM} = TDM - V_{datos} = 800k - 240k = 560 \text{ [kbits / seg]}$$

$$\bullet TDM = \frac{BW}{1 + \phi} = \frac{1M}{1 + 0,25} = 800 \text{ [kbits / seg]}$$

$$z_M = \frac{1}{f_M} = 125 \text{ [\mu s]}$$

**PUNTO B:**

La velocidad que ingresa al TDM, es decir los 10 canales principales (V_{PCM}) más los 13 canales de datos (V_{extra1}), los canales de 17 [kbits/seg] extras (V_{extra2}) y los 2 [kbits/seg] de señalización ($V_{señ}$).

$$BW_{PSK} = \frac{TDM(1 + \phi)}{\log_2 N} \rightarrow \therefore N = 2 \frac{TDM(1 + \phi)}{BW_{PSK}} = 2 \frac{4M(1 + 0,25)}{1M} = \boxed{32 = N}$$

$$\bullet TDM = V_{PCM} + V_{extra1} + V_{extra2} + V_{señ} = 640k + 13 \cdot 240k + 14 \cdot 17k + 2k = 4 \text{ [Mbits / seg]}$$

$$\bullet V_{PCM} = f_M \cdot N_{ro} \cdot n = 8k \cdot 10 \cdot 8 = 640 \text{ [kbits / seg]}$$

$$\bullet n = \log_2 N = \log_2 256 = 8$$

$$\bullet V_{extra1} = N_{ro2} \cdot V_{datos} = 13 \cdot 240k = 3,12 \text{ [Mbits / seg]}$$

$$\bullet V_{extra2} = N_{ro3} \cdot V_{datos2} = 14 \cdot 17k = 238 \text{ [kbits / seg]}$$

Como $N=32$, y es mayor que 16, que es el máximo, tampoco se puede usar ninguna técnica digital para modular.

PUNTO C:

$$BW_{-6dB} = \frac{BW}{1 + \phi} = \frac{3250}{1 + 0,25} = \boxed{2,6 \text{ [kHz]} = BW_{-6dB}}$$