

# Sistemas de Comunicaciones basados en Radio Definida por Software (SDR)

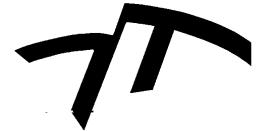
Dr. Ing. Alejandro José Uriz

Desarrollo de un Modulador/Demodulador de AM



A lo largo de esta clase se discutirán aspectos acerca de la implementación en GNU Radio de un modulador y un demodulador de AM.

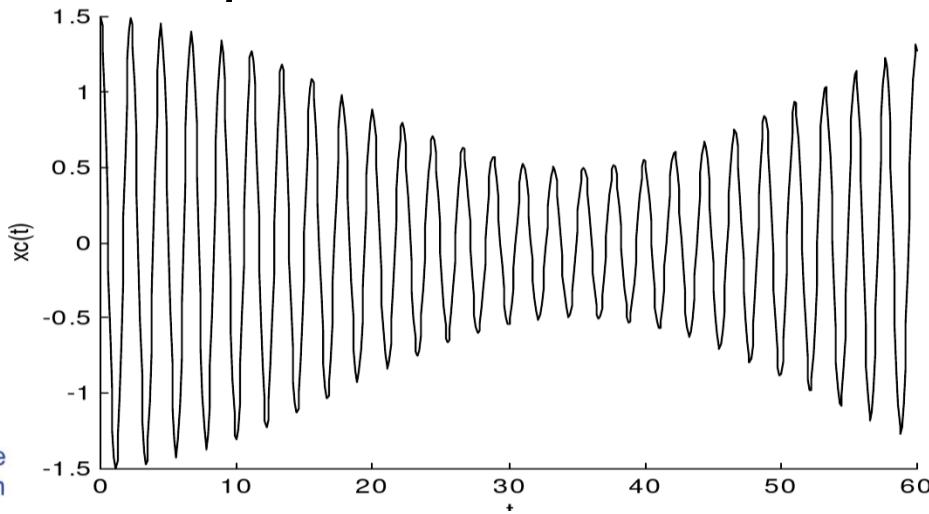
El objetivo de esta práctica es analizar los bloques básicos de GNU Radio, los analizadores de señales y apreciar como la presencia de ruido deteriora la señal recibida.

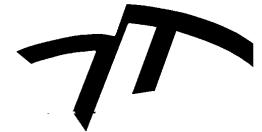


- Para transmitir una señal de un punto a otro, debemos usar una señal portadora que generalmente es de alta frecuencia.
- A dicha portadora debemos modificarla en función de la información que deseamos enviar. De dicha señal portadora podemos modificar
  - AMPLITUD
  - FRECUENCIA
  - FASE.

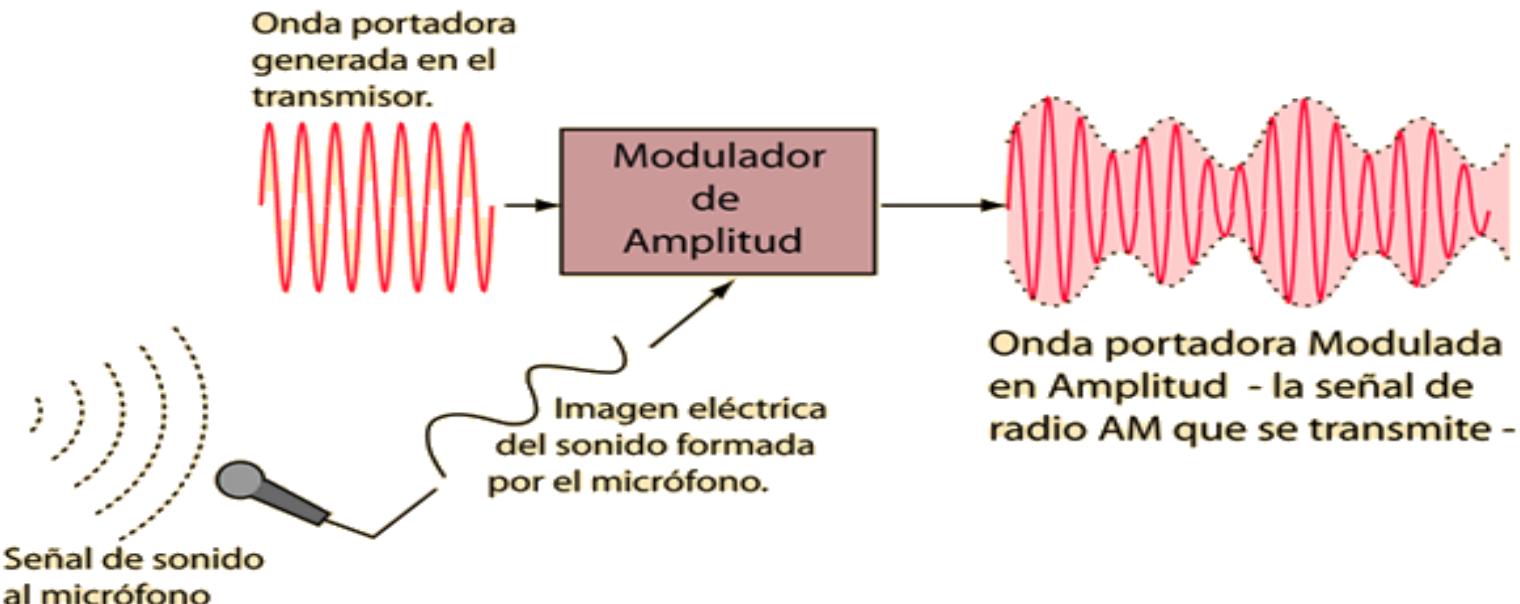
Existen tres métodos de modulación lineal:

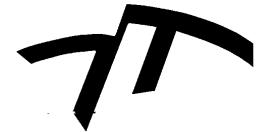
- Modulación de amplitud con portadora (AM).
- Modulación Doble Banda Lateral (DSB).
- Modulación de banda lateral única (SSB o BLU).
- En todos los casos afectamos la amplitud de la portadora a través del mensaje.





- Modulación de amplitud con portadora (AM).





Por conveniencia matemática, normalizamos nuestra señal de modo que  $|x(t)| \leq 1$ . Una consecuencia inmediata será que la potencia promedio de la señal  $S_x$  será siempre menor o igual a uno:

$$S_x = \langle x^2(t) \rangle \leq 1 \quad (5.1)$$

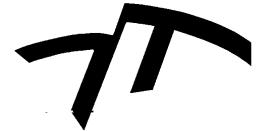
cuando la señal es determinística o es una señal aleatoria de una fuente de mensajes ergódica.

En los casos que no sea posible usar el mensaje trabajaremos con una señal sinusoidal (denominándose este caso como modulación con tono) tomando como señal:

$$x(t) = A_m \cos \omega_m t \quad A_m \leq 1 \quad fm < W \quad (5.2)$$

La modulación con tono permite simplificar los cálculos de potencia y obtener el espectro de salida. Para los casos en que se deseé evidenciar alinealidades, trabajaremos con modulación multitonos, superponiendo varios tonos, de modo de evidenciar potenciales efectos no lineales en distintas frecuencias. En tal caso, la suma de las amplitudes de cada uno de los tonos debe siempre cumplir con la condición de normalización..

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t + A_3 \cos \omega_3 t + \dots \quad A_1 + A_2 + A_3 + \dots \leq 1$$

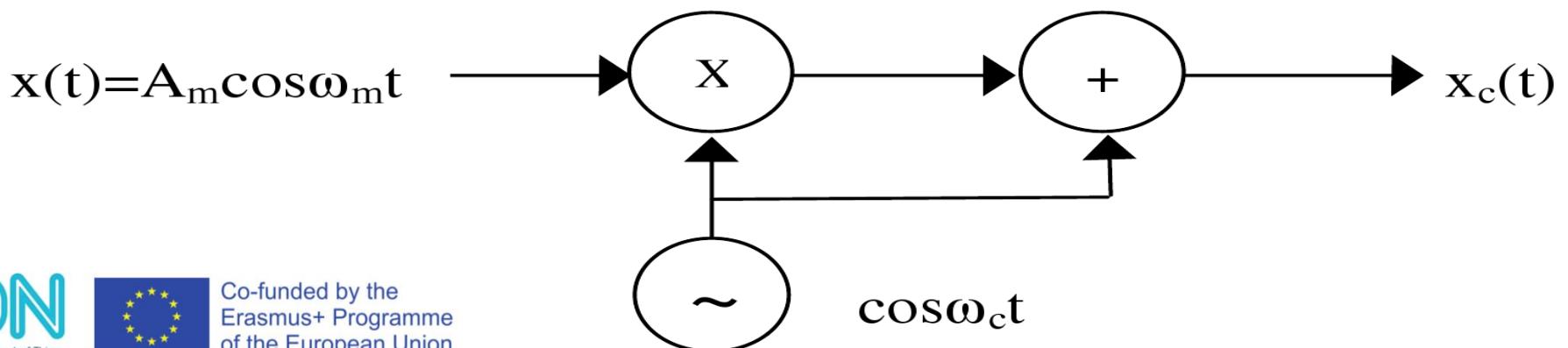


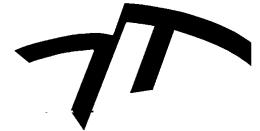
## Moduladores de Producto

- Partiendo de la expresión de la señal modulada de AM:

$$x_c(t) = A_c \cos \omega_c t + \mu x(t) A_c \cos \omega_c t$$

- Podemos plantear el siguiente esquema para implementarla:



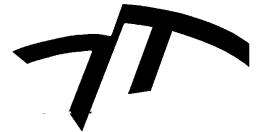


- Se puede verificar que:

$$x(t) * \cos \varpi_c t = \cos \varpi_c t * A_m \cos \varpi_m t = \frac{A_m}{2} [\cos(\varpi_c + \varpi_m)t + \cos(\varpi_c - \varpi_m)t]$$

Ahora le sumamos la portadora:

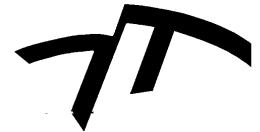
$$x_c(t) = x(t) * \cos \varpi_c t + A_c \cos \varpi_c t = A_m \cos \varpi_m t * \cos \varpi_c t + A_c \cos \varpi_c t$$



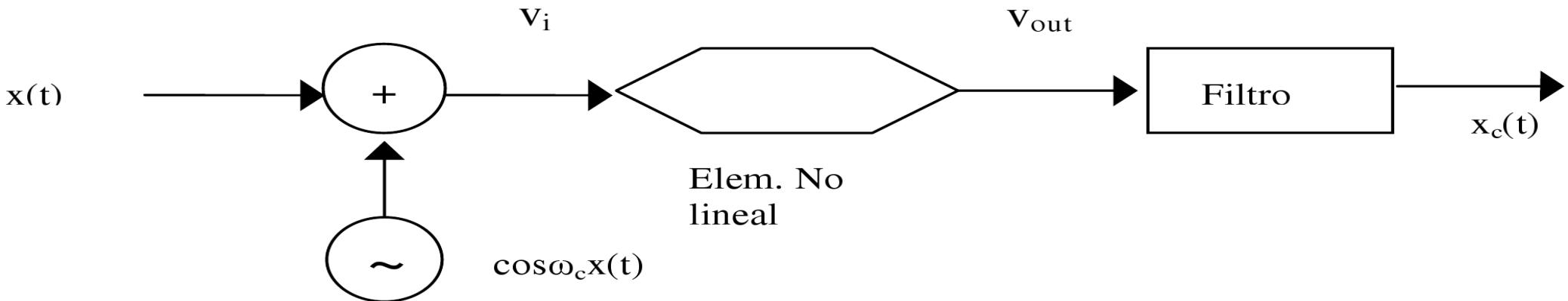
- Luego, reagrupando:

$$x_c(t) = A_c \left[ 1 + \frac{A_m}{A_c} \cos \varpi_m t \right] \cos \varpi_c t$$

- Asimismo:
$$\mu = \frac{A_m}{A_c}$$
- **La principal limitación de este tipo de moduladores es su baja potencia.**



## Moduladores de Ley Cuadrática



- Este modulador se basa en un elemento no lineal.



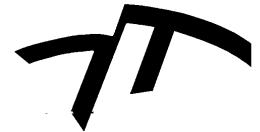
- El elemento no lineal se puede aproximar mediante una transferencia cuadrática:

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2$$

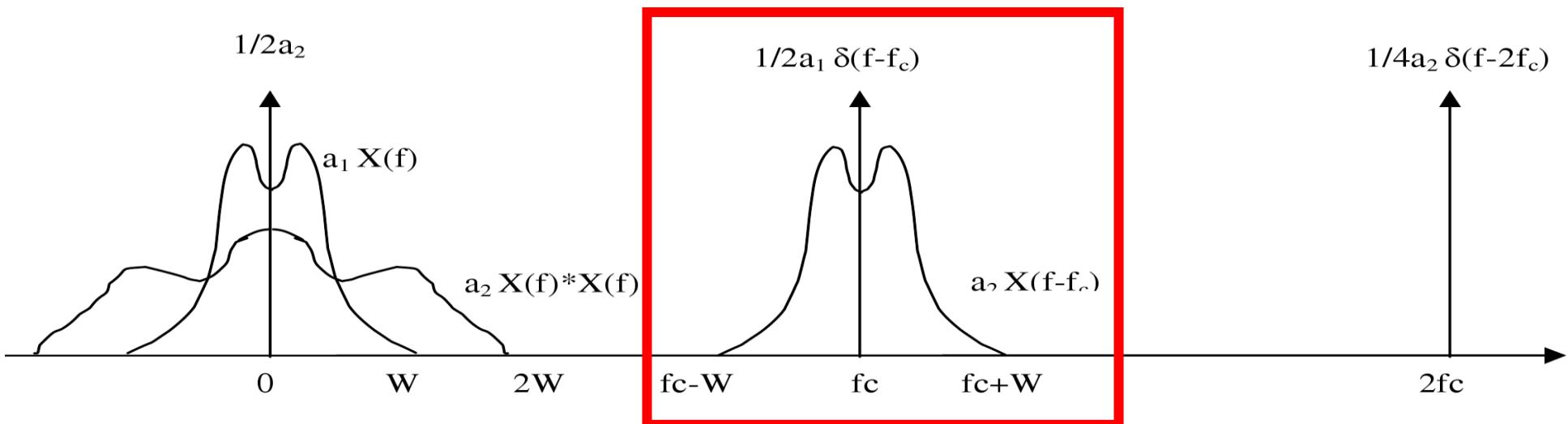
- Luego, si tomamos  $VIN(t) = x(t) + \cos\omega_c t$ , resulta:

$$v_{out}(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_2 \cos^2 \varpi_c t - a_1 \left[ 1 + \frac{2a_2}{a_1} x(t) \right] \cos \varpi_c t$$

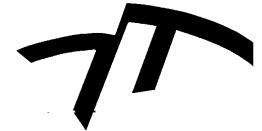
- El último término es de la forma de AM deseada, con  $u=2a_2/a_1$  y  $A_c=a_1$ . Pero para ello, el resto de la expresión debe eliminarse mediante filtrado.



- Si analizamos el espectro resultante (antes del filtrado):



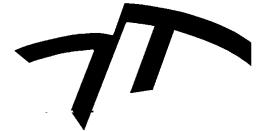
- La señal modulada en AM se puede obtener mediante el uso de un filtro pasabanda centrado en  $f_c$  y de ancho de banda  $2W$ .



- Una propiedad de AM es que la envuelta de la señal modulada tiene la misma forma que el mensaje  $x(t)$ .

$$A(t) = A_c [1 + \mu x(t)]$$

- Siendo  $\mu$  una constante positiva denominada índice de modulación.



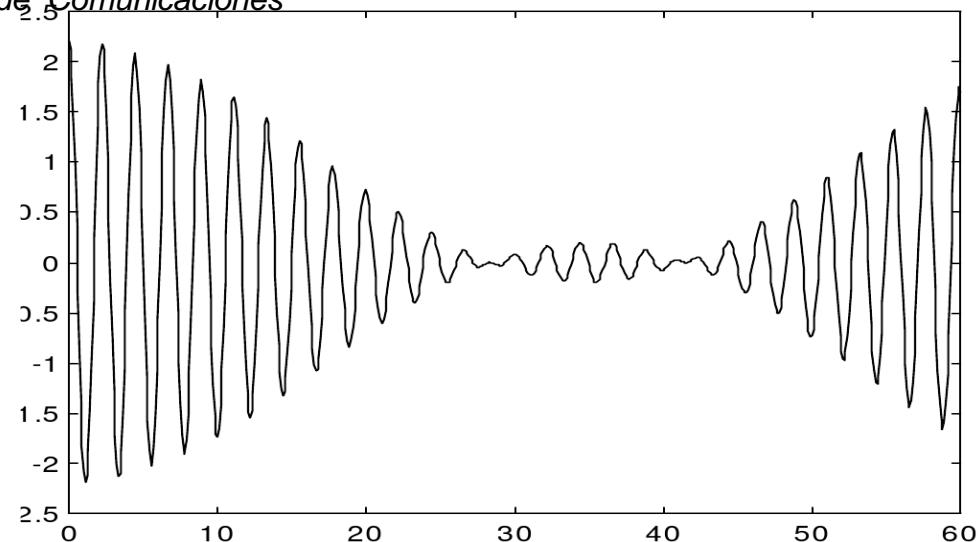
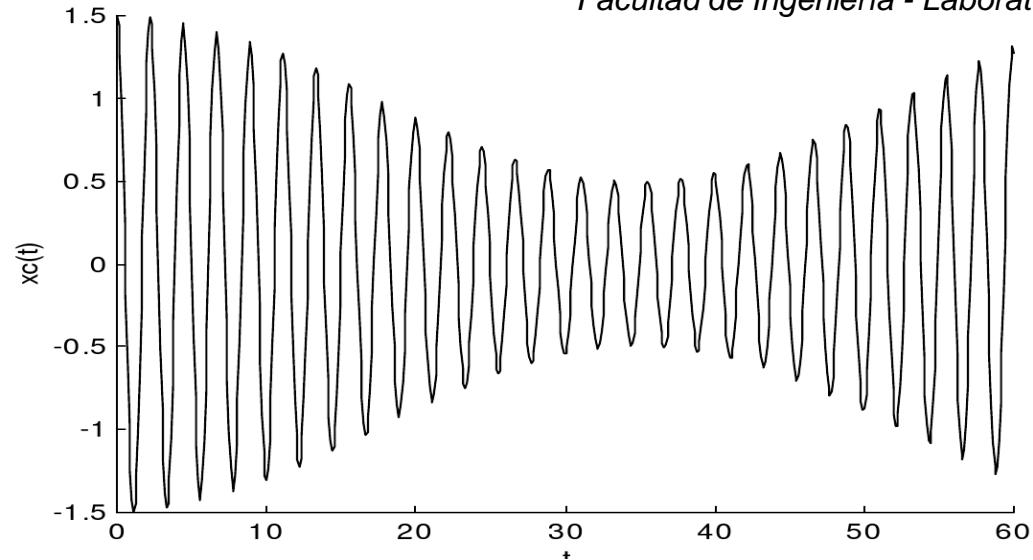
- Resulta entonces:

$$\begin{aligned}x_c(t) &= A_c [1 + \mu x(t)] \cos \varpi_c t \\&= A_c \cos \varpi_c t + A_c \mu x(t) \cos \varpi_c t\end{aligned}$$

Podemos expresar la señal por sus componentes en fase y en cuadratura:

$$x_{ci}(t) = A(t)$$

$$x_{cq}(t) = 0$$



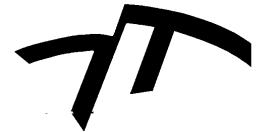
- La forma de la envolvente se reproduce si:

$$f_c \gg W$$

$$\mu \leq 1$$

Siendo la ecuación completa:

$$x_c(t) = A_c [1 + \mu \cos \omega_m t] \cos \omega_c t$$

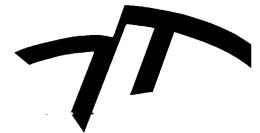


- Nuevamente, partiendo de:

$$\begin{aligned}x_c(t) &= A_c [1 + \mu x(t)] \cos \varpi_c t \\&= A_c \cos \varpi_c t + A_c \mu x(t) \cos \varpi_c t\end{aligned}$$

- Podemos obtener el espectro de la señal modulada:

$$X_c(f) = \frac{1}{2} A_c \delta(f - f_c) + \frac{\mu}{2} A_c X(f - f_c) \quad f \geq 0$$



$$X_c(f) = \frac{1}{2} A_c \delta(f - f_c) + \frac{\mu}{2} A_c X(f - f_c) \quad f \geq 0$$

Gráficamente:

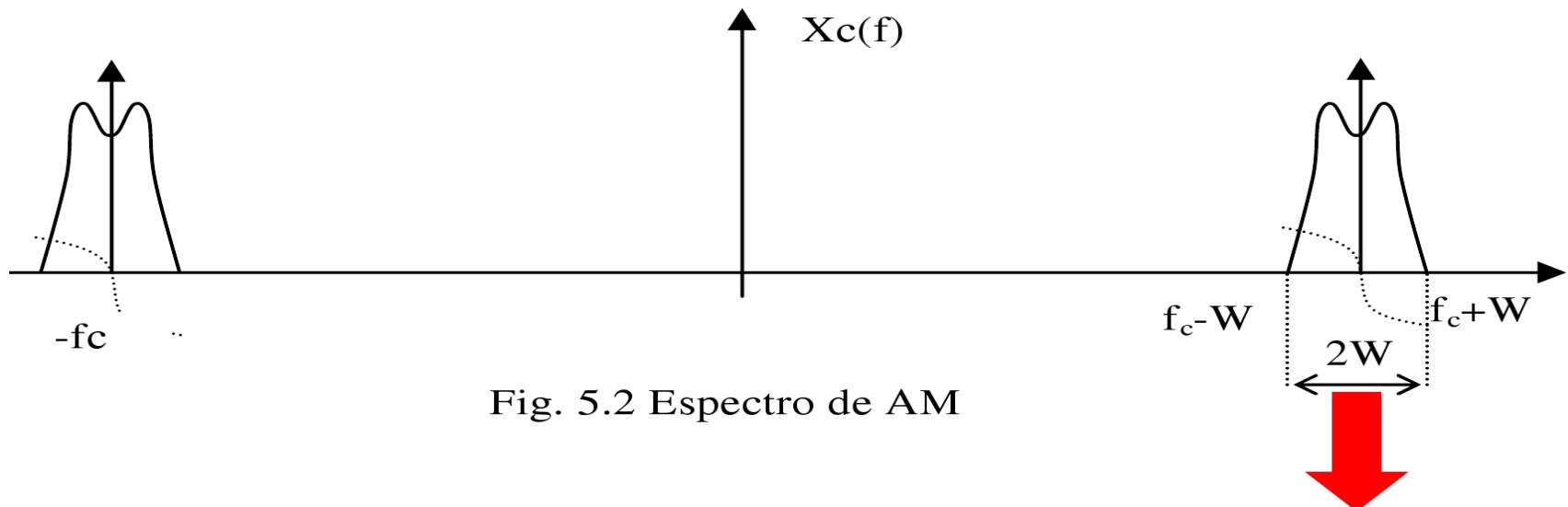
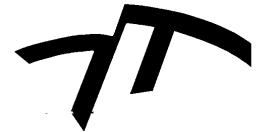


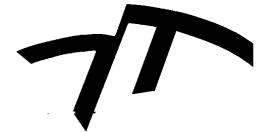
Fig. 5.2 Espectro de AM



- Pudiendo reescribirlo como:

$$S_T = \langle x_c^2(t) \rangle = \frac{A_c^2}{2} (1 + \mu^2 \langle x^2(t) \rangle) = \frac{A_c^2}{2} (1 + \mu^2 S_x)$$

$$S_T = \boxed{P_c} + \boxed{2P_{SB}} = \boxed{\frac{A_c^2}{2}} + \boxed{2 \frac{A_c^2}{4} \mu^2 S_x}$$

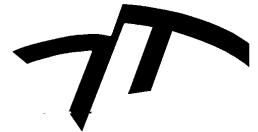


La potencia “desperdiciada” en la portadora puede eliminarse haciendo  $\mu=1$  y suprimiendo la componente de portadora que no tiene modulación. La forma de onda resultante será:

$$x_c(t) = A_c x(t) \cos \varpi_c t \quad (5.18)$$

que se denomina doble banda lateral con portadora suprimida, o más simplemente doble banda lateral (DSB). La transformada de la Ecuación 5.18 conduce a:

$$X_c(f) = \frac{1}{2} A_c X(f - f_c) \quad f \geq 0 \quad (5.19)$$

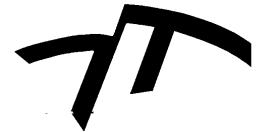


Donde se ha expandido el producto de los cosenos trigonométricamente. Una expansión similar conduce a la siguiente ecuación para AM:

$$x_c(t) = A_c \cos \varpi_c t + \frac{A_c \mu A_m}{2} \cos(\varpi_m + \varpi_c)t + \frac{A_c \mu A_m}{2} \cos(\varpi_c - \varpi_m)t \quad (5.24)$$

Portadora

Bandas Laterales



La Fig. 5.4-1 muestra el espectro de líneas positivas que se obtiene con las Ecuac. 5.23 y 5.24.

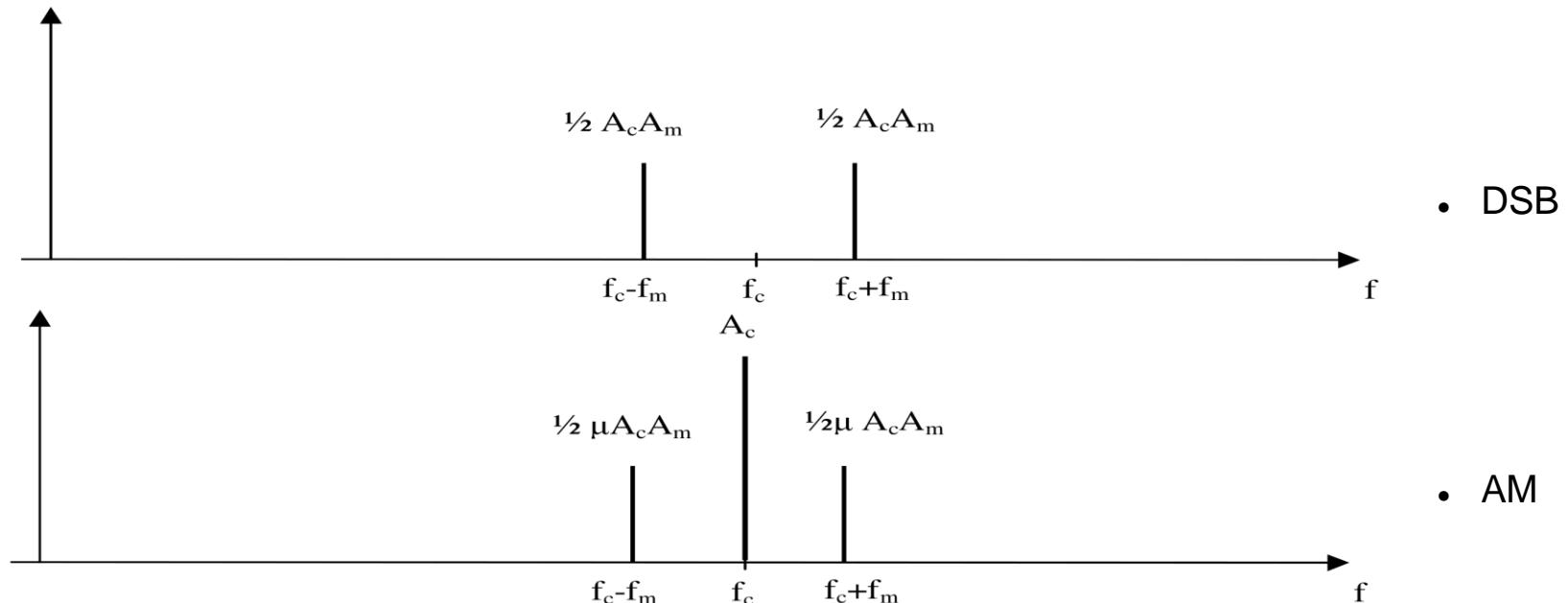
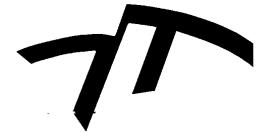
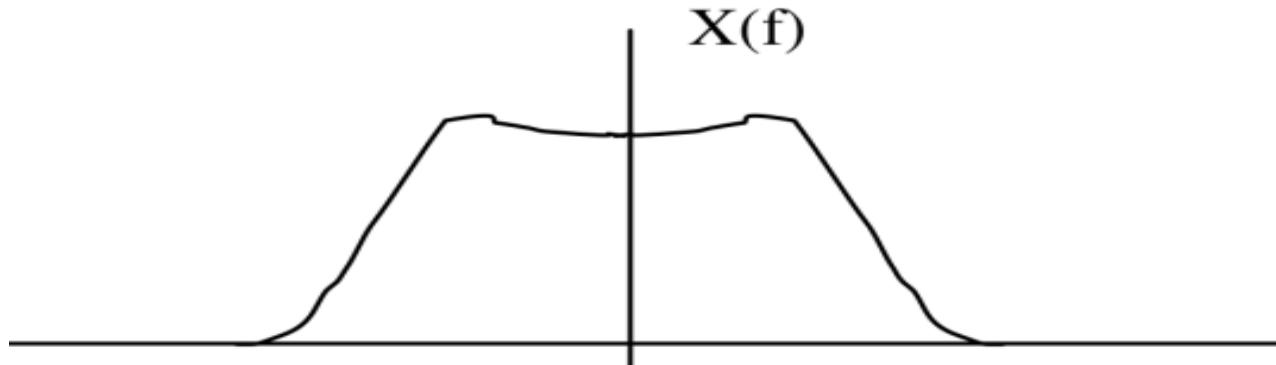
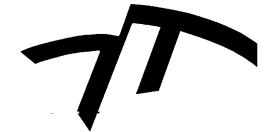


Fig. 5.4-1 Espectro de líneas para modulación por tono en DSB y en AM



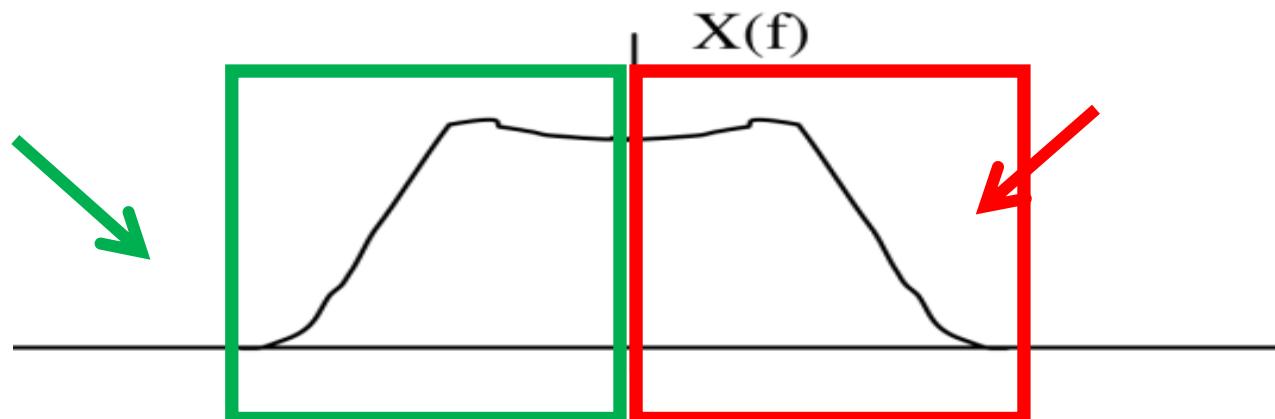
- AM desperdicia tanto ancho de banda como potencia transmitida. Suprimir una de las bandas laterales produce un método llamado banda lateral única (SSB). Este se basa en el hecho de cada una de las bandas laterales incluye toda la información del mensaje.

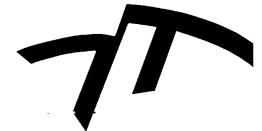




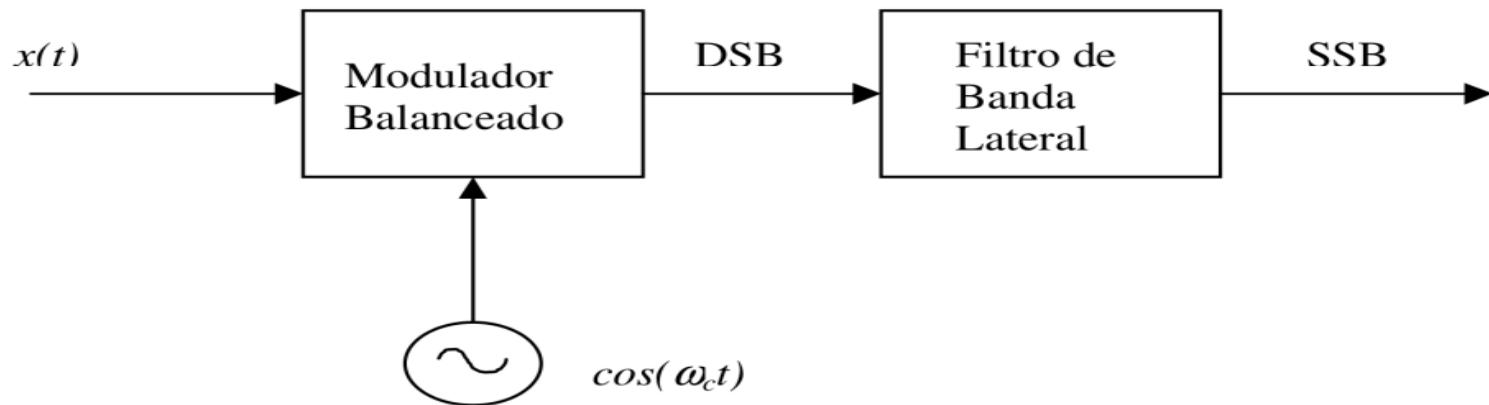
Banda Lateral Inferior –  
LSB

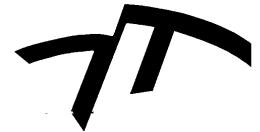
Banda Lateral Superior - USB



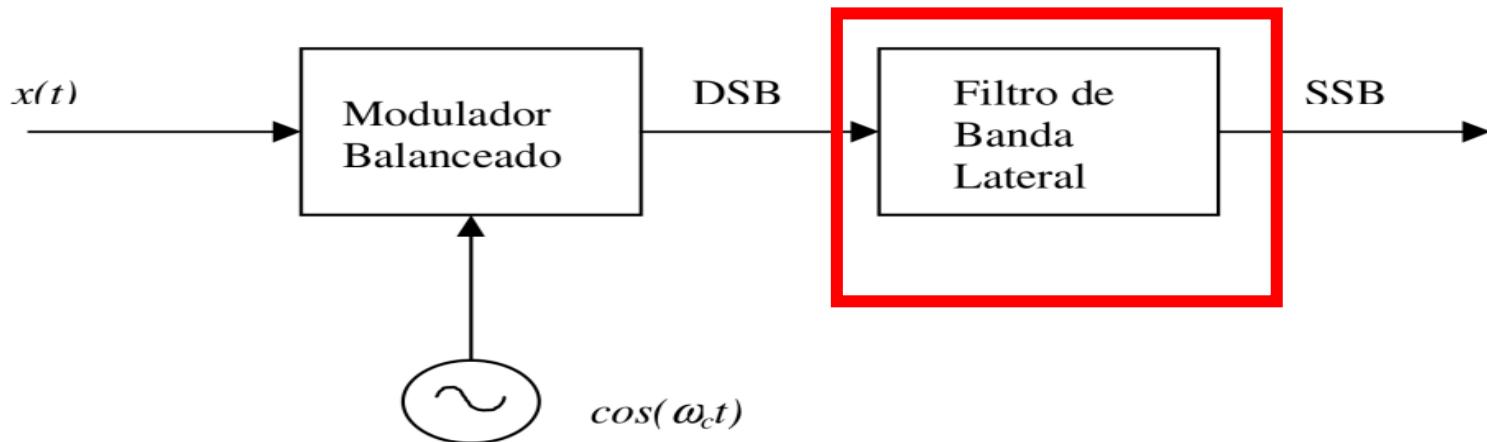


- Se podría generar SSB partiendo de un modulador DSB y un filtro para eliminar una de las bandas laterales.

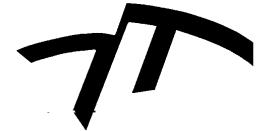




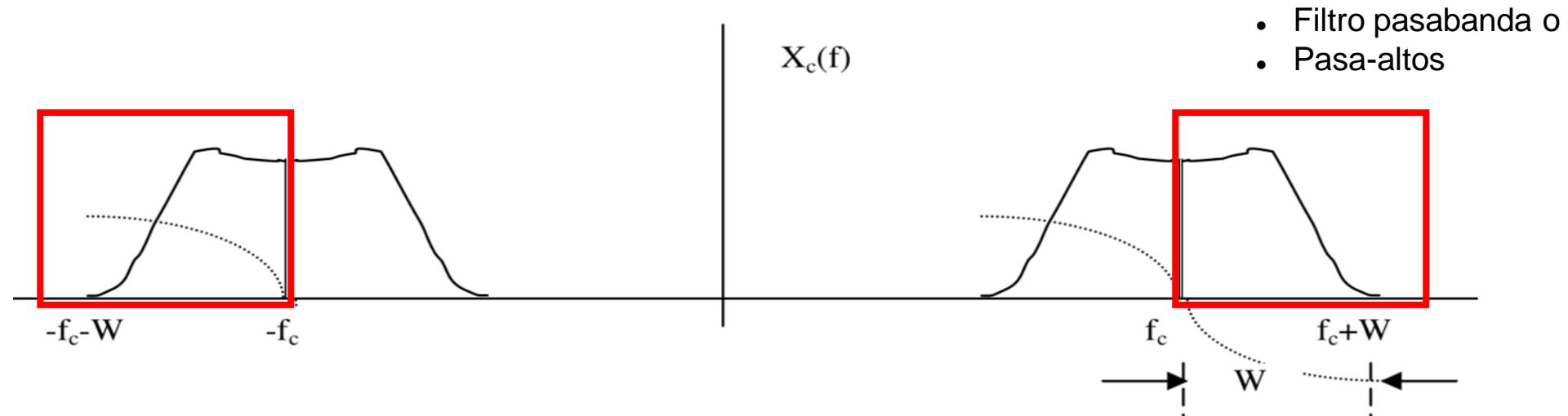
- Se podría generar SSB partiendo de un modulador DSB y un filtro para eliminar una de las bandas laterales.

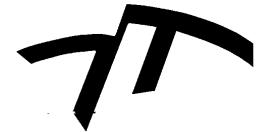


- El problema de esta implementación es que el requerimiento de orden del filtro lo hace muy costoso o incluso irrealizable.



- Esto se debe a que, para rechazar la banda indeseada, debemos tener un filtro con una pendiente muy elevada en una frecuencia de trabajo muy alta.





Esto se debe a que, para rechazar la banda indeseada, debemos tener un filtro con una pendiente muy elevada en una frecuencia de trabajo muy alta.

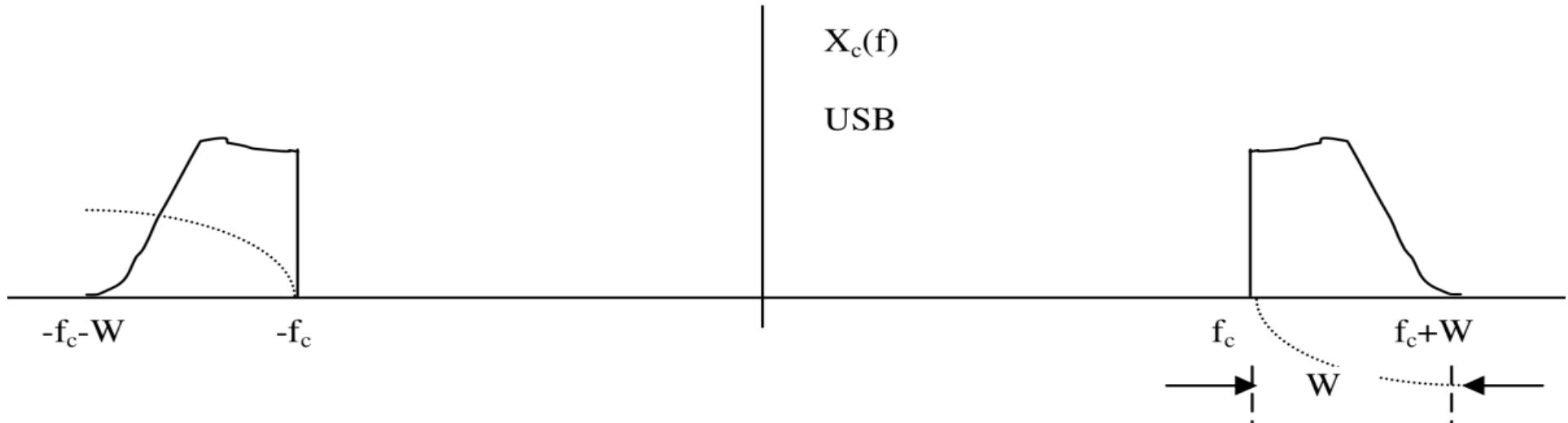
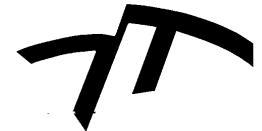


Figura 6.4.3 Espectro de la señal de Banda Lateral Superior



- Análogamente, para LSB:

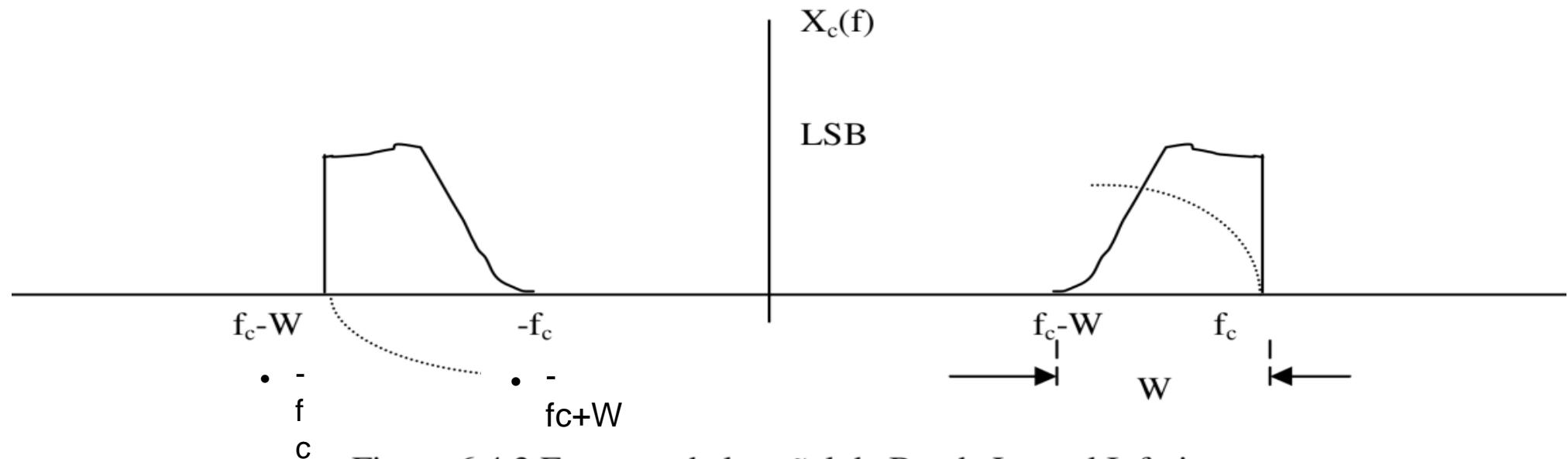
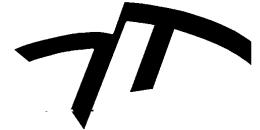


Figura 6.4.3 Espectro de la señal de Banda Lateral Inferior



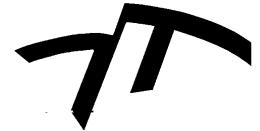
- Idealmente, según el filtro elegido, DSB se transformará en USB o LSB. En cualquier caso:

$$B_T = W \quad S_T = P_{SB} = \frac{A_c^2}{4} S_x$$

- En el dominio temporal, no es tan simple de apreciar SSB:

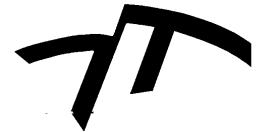
$$x_c(t) = A_c A_m \cos \omega_m t \cdot \cos \omega_c t$$

$$x_c(t) = \frac{A_c A_m}{2} \cos(\omega_c \pm \omega_m)t$$



$$x_c(t) = \frac{A_c A_m}{2} \cos(\omega_c \pm \omega_m)t$$

- Se emplea la convención del doble signo, el superior (+) para indicar USB y el inferior (-) para LSB.



$$x_c(t) = \frac{A_c}{2} [x(t) \cos \omega_c t - \pm \hat{x}(t) \sin \omega_c t]$$

- El signo (-) corresponde a USB y el (+) a LSB.
- Se puede observar que  $x_c(t)$  tiene componentes en fase y en cuadratura:

$$x_{ci}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t)$$

$$x_{cq}(t) = \frac{1}{2} A_c \hat{x}(t)$$



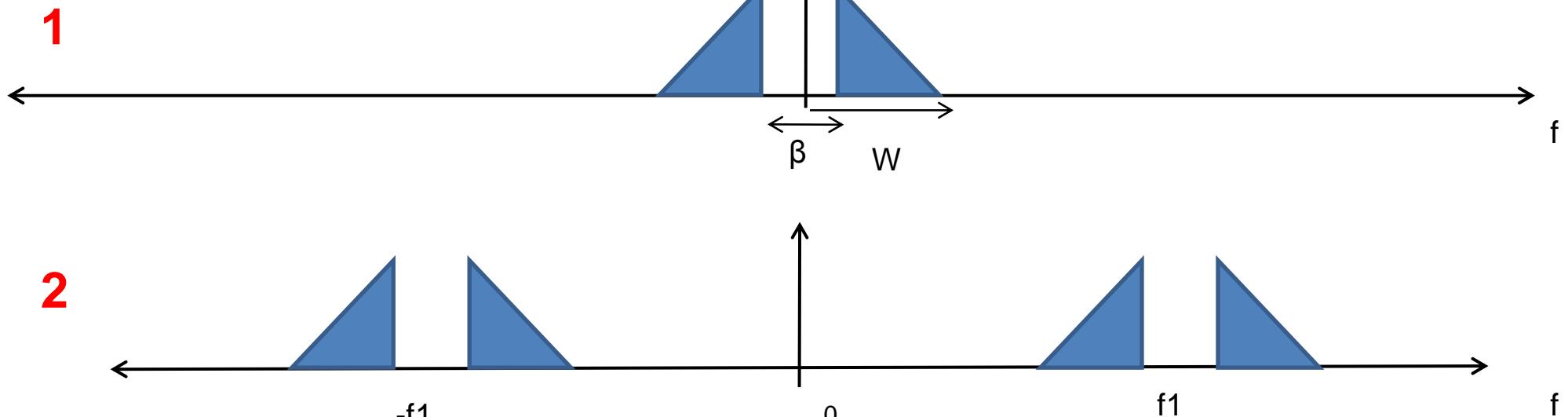
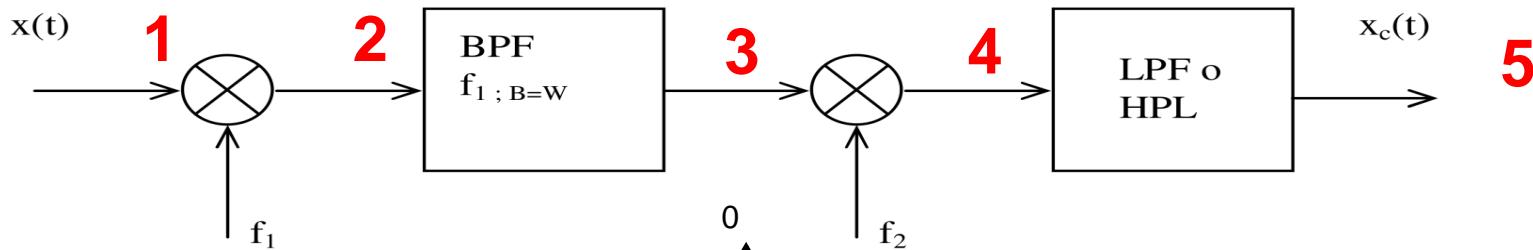
$$x_{ci}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t)$$

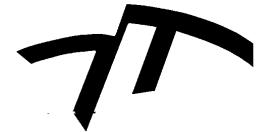
$$x_{cq}(t) = \frac{1}{2} A_c \hat{x}(t)$$

- Es la envolvente real.

$$A(t) = \frac{1}{2} A_c \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}$$

- Puede verse que con un detector de envolvente no es posible recuperar  $x(t)$ .





$$x_c(t) = \frac{A_c}{2} x(t) \cos \omega c t - \pm \frac{A_c}{2} \hat{x}(t) \cos(\omega c t - 90^\circ)$$

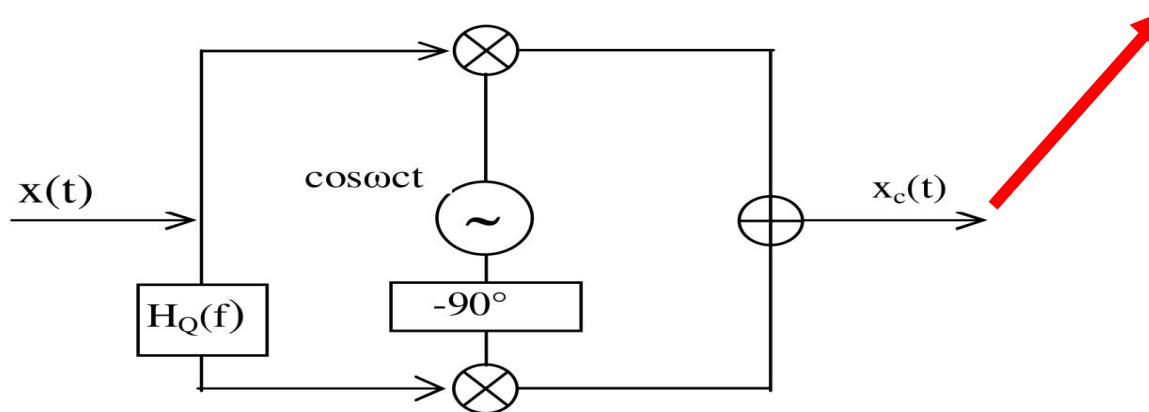


Figura 6.4.11 Generación de SSB por rotación de fase

Este método no necesita filtros elaborados. La cancelación de una de las bandas laterales se produce por la rotación de fase introducida entre las dos ramas del circuito.

Sin embargo, el filtro de cuadratura o rotador de fase  $H_Q(f)$  es una red no realizable, y sólo puede ser sintetizada en forma aproximada en un intervalo de frecuencias angosto.

Finalmente, estamos preparados para analizar el modelo presentado en la Fig. 8.4. La señal  $x_c(t)$  tiene modulación lineal, y está contaminada con ruido aditivo blanco gaussiano a la entrada del receptor. El filtrado pasabanda de predetección produce:

$$v(t) = x_c(t) + n(t) \quad \overline{x_c^2(t)} = S_R \quad \overline{n^2(t)} = N_R$$

Por lo que la relación señal a ruido de predetcción es:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_R = \frac{S_R}{N_R} = \frac{S_R}{\eta B_T} = \frac{W}{B_T} \gamma$$

El ruido pasabanda puede ser expresado por:

$$n(t) = n_i(t) \cos \varpi_c t - n_q(t) \sin \varpi_c t$$

Donde

$$\overline{n_i^2} = \overline{n_q^2} = \overline{n^2} = N_R = \eta B_T$$

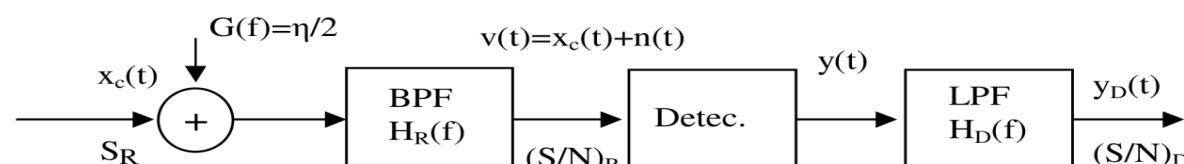


Fig. 8.4 Modelo de receptor para modulación lineal con ruido.

La cuestión a responder es: dado un sistema de modulación lineal ¿Cuál será la relación señal a ruido en el destino? Dado que hay dos tipos de detección lineal, sincrónica y de envuelta, veremos cada uno de ellos para el modo correspondiente.





### Detección sincrónica:

Todos los tipos de modulación lineal pueden ser demodulados por medio de un detector de producto como el de la Figura 8.5. La señal de entrada primero se multiplica por una sinusoides generada localmente en el receptor, y luego se realiza un filtrado pasabajos, donde el ancho de banda del filtro es igual al del mensaje, o ligeramente mayor. Se asume que el oscilador del receptor, denominado oscilador local o de batido, esta exactamente sincronizado con el del transmisor, es decir tiene la misma frecuencia y la misma fase que el del transmisor. Esta sincronización origina el nombre de detector sincrónico o detector coherente.

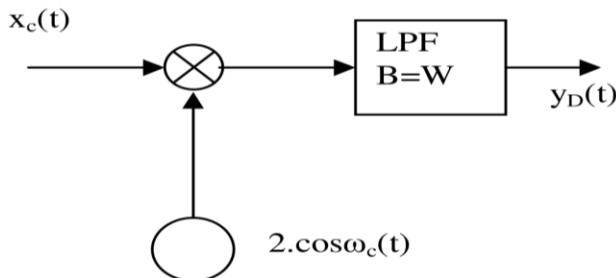


Figura 8.5 Detector sincrónico

A los efectos del análisis escribimos la entrada en función de sus componentes en fase y cuadratura, de modo que pueda representar todos los modos posibles de modulación lineal.

$$x_c(t) = x_{ci}(t) \cdot \cos \omega_c t - x_{cq}(t) \cdot \sin \omega_c t \quad (8.28)$$

A los efectos del análisis escribimos la entrada en función de sus componentes en fase y cuadratura, de modo que pueda representar todos los modos posibles de modulación lineal.

$$x_c(t) = x_{ci}(t).\cos\omega_c t - x_{cq}(t).\sin\omega_c t \quad (8.28)$$

Por ejemplo, según el método de modulación será:

AM       $x_{ci}(t) = A_c [1 + \mu x(t)]$        $x_{cq}(t) = 0$       (8.29)

DSB       $x_{ci}(t) = A_c x(t)$        $x_{cq}(t) = 0$       (8.30)

SSB       $x_{ci}(t) = \frac{A_c}{2} x(t)$        $x_{cq}(t) = \frac{A_c}{2} \hat{x}(t)$       (8.31)

La entrada al filtro será el producto del oscilador local de portadora y la señal de entrada:

$$x_c(t).2.\cos\omega_c t = x_{ci}(t).2.\cos^2\omega_c t - x_{cq}(t).2.\cos\omega_c t.\sin\omega_c t \quad (8.32)$$

Recordando las siguientes identidades trigonométricas:

$$\cos\alpha.\cos\beta = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) \quad \sin\alpha.\cos\beta = \frac{1}{2}\sin(\alpha - \beta) + \frac{1}{2}\sin(\alpha + \beta)$$

Con  $\alpha = \beta = \omega_c t$  y reemplazando, se obtiene:

$$x_c(t).2.\cos\omega_c t = x_{ci}(t)[1 + \cos 2\omega_c t] - x_{cq}(t)[\sin 2\omega_c t]$$



Con lo que la potencia de ruido detectada será:

$$N_D = \overline{n_i^2(t)} = \eta W \quad (8.51)$$

Se puede ahora obtener la relación señal a ruido:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \left(\frac{S}{N}\right)_R = \frac{S_R}{\eta W} = \gamma \quad (8.52)$$

Que muestra que SSB tiene la misma performance que un sistema en banda base o DSB, respecto al ruido.

Para resumir los resultados encontrados en las Ecuac. 8.40, 8.46 y 8.50, enunciaremos las siguientes propiedades de los sistemas de modulación lineal, con detección sincrónica de la señal con ruido:

- 1- El mensaje y el ruido, si son aditivos a la entrada, son aditivos a la salida del detector.
- 2- Si el espectro de ruido de predetección es razonablemente plano sobre el ancho de banda de transmisión, el espectro de ruido a la salida del detector es esencialmente constante sobre el intervalo de frecuencias del mensaje.
- 3- En relación a la  $(S/N)_D$ , SSB no tiene una ventaja particular sobre DSB. Esto es a causa de las propiedades de coherencia de las dos bandas laterales, que compensa la reducción de potencia de ruido de SSB.
- 4- Dejando de lado la potencia “desperdiciada” en AM, todos los tipos de modulación lineal tienen la misma performance que banda base, sobre la base de potencia promedio transmitida y densidad espectral de potencia de ruido.

Los enunciados precedentes suponen sistemas ideales o casi ideales, con *potencia promedio fija*. Si las comparaciones se basan en la *potencia pico de envolvente*, manteniendo el mismo valor PPE, SSB dará una  $(S/N)_D$  3dB mayor que DSB, y 9 dB mayor que AM.



### Detección de envolvente y efecto umbral

Puesto que AM es normalmente demodulada con un detector de envolvente, debemos examinar como se comporta el detector de envolvente cuando hay ruido presente con la señal, y en que difiere del detector sincrónico. A la entrada del detector tenemos (con  $\mu=1$ ):

$$v(t) = A_c [1 + x(t)] \cos \varpi_c t + n_i(t) \cos \varpi_c t - n_q(t) \sin \varpi_c t \quad (8.53)$$

La construcción del fasor de la Fig. 8.7 muestra que la fase y la envuelta de la resultante son:

$$A_v(t) = \sqrt{[A_c [1 + x(t)] + n_i(t)]^2 + [n_q(t)]^2} \quad (8.54)$$

$$\phi_v(t) = \arctan \frac{n_q(t)}{A_c [1 + x(t)] + n_i(t)} \quad (8.55)$$

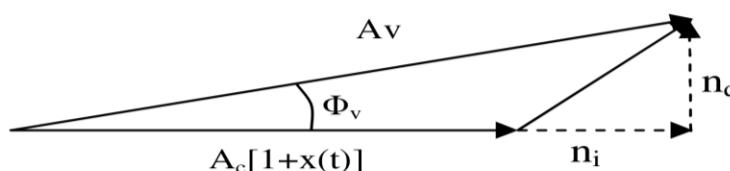


Fig 8.8 Diagrama fasorial para AM más ruido.

Para simplificar las expresiones de las Ecuac. 8.54 y 8.55, haremos la suposición de que la señal es o muy grande o muy pequeña frente al ruido.

Comenzaremos con el caso de que la señal es mucho mayor que el ruido, es decir que la señal *domina*<sup>12</sup> el proceso de detección. En este caso,  $A_c[1+x(t)]$  es mucho mayor que  $n_i$  y  $n_q$ . En tal caso, la envuelta se puede aproximar a:

$$A_v(t) \approx A_c[1 + x(t)] + n_i(t) \quad (8.56)$$

Lo que muestra que se produce una modulación de envolvente similar a la que produce la interferencia. Una detección de envolvente ideal reproducirá la envuelta menos la componente de continua, por lo que la salida del detector será:

$$y_D(t) = A_v(t) - \overline{A_v} = A_c x(t) + n_i(t) \quad (8.57)$$

Que es idéntica a la salida de un detector sincrónico. Luego, podemos utilizar para este caso la expresión dada por la Ecuac. 8.46 para la S/N de post-detección. El comportamiento del detector de envolvente es igual al del detector sincrónico, por lo que no se justifica la complejidad de la sincronización si obtenemos los mismos resultados. Pero ello es solamente para el caso en que domina la señal y no el ruido, lo que se traduce en el requerimiento similar:

$$A_c^2 \gg \overline{n^2} \quad \frac{\dot{A}_c^2}{\overline{n^2}} \gg 1 \quad \frac{S_R}{\eta B_T} \gg 1 \quad (8.58)$$

Por lo que podemos decir que detección de envuelta exige que la relación señal a ruido de predetección sea mucho mayor que uno, para que su comportamiento sea igual al detector sincrónico. Sin esta condición, no puede expresarse la señal y el ruido en forma aditiva como lo plantea la Ecuac. 8.57.



En el otro extremo, cuando  $(S/N)_R \ll 1$  la situación es totalmente diferente. El ruido domina la detección en forma similar a una fuerte interferencia, y podemos pensarla como que  $x_c(t)$  equivale al ruido del caso anterior. Para analizarlo, expresaremos  $n(t)$  en la forma de envuelta y fase:

$$n(t) = A_n(t) \cos[\varpi_c t + \phi_n(t)] \quad (8.59)$$

El diagrama fasorial que muestra la Fig. 8.9 corresponde a este caso, puesto que estamos tomando  $n(t)$  como dominante. Como se hizo anteriormente, la envolvente se puede aproximar a:

$$A_v(t) \approx A_n(t) + A_c[1 + x(t)] \cos \phi_n(t) \quad (8.60)$$

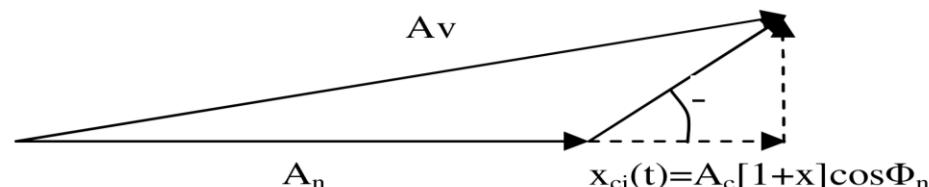


Fig. 8.9 Diagrama fasorial para AM con ruido cuando  $(S/R)_R \ll 1$

Utilizando esta aproximación, la salida del detector será:

$$y(t) = A_n(t) + A_c x(t) \cos \phi_n(t) - \overline{A_n} \quad \text{donde} \quad \overline{A_n} = \sqrt{\frac{\pi N_R}{2}} \quad (8.61)$$

La principal componente de la salida es obviamente la envuelta del ruido  $A_n(t)$ , pero más importante aún, no hay ningún término estrictamente proporcional al mensaje; a pesar de que señal y ruido son aditivos a la entrada del detector, el mensaje detectado está *multiplicado* por una función aleatoria que es  $\cos\Phi_n(t)$ . Por ello, el mensaje está *mutilado*, y la información se ha perdido. Bajo estas circunstancias, no hay mensaje detectado, y no tiene ningún sentido definir una relación señal a ruido, ya que no existe la salida de señal detectada.

La mutilación o pérdida del mensaje, a partir de un determinado nivel de señal y ruido, se denomina *efecto umbral*. El nombre se origina en el hecho de que a partir de un cierto nivel o valor de relación  $(S/N)_R$ , comienza a hacerse presente la mutilación y la performance del sistema se deteriora rápidamente. En realidad, no es un único valor, sino un rango de valores, en los que no se cumplen los casos límite, que  $(S/N)_R \gg 1$ , o que  $(S/N)_R \ll 1$ , es decir el rango en el que  $N_R$  y  $S_R$  son comparables, y comienza la mutilación. En cambio, con la detección sincrónica, la salida del detector es siempre aditiva, y aunque  $(S/N)_R \ll 1$ , la identidad del mensaje se preserva.

Para establecer un valor único, definiremos la desigualdad  $A_c \gg A_n$ . Los efectos del umbral y la mutilación son mínimos si  $A_c \gg A_n$  durante la mayor parte del tiempo. Más específicamente, definimos el nivel de umbral, como el valor de  $(S/N)_R$  para el cual  $A_c > A_n$  con probabilidad 0.99

Las amplitudes de ruido detectado tienen una distribución de Rayleigh como se indicó previamente, por lo que

$$p(A_c \geq A_n) = 0.99 \quad p(A_n \geq A_c) = 1 - 0.99 = 0.01 \quad (8.62)$$

$$p(A_n \geq a) = \int_a^{\infty} \frac{A_n}{N_R} e^{-\frac{A_n^2}{2N_R}} dA_n = e^{-\frac{a^2}{2N_R}} = 0.01 = e^{-\frac{A_c^2}{2N_R}} \quad (8.63)$$

$$\frac{A_c^2}{4N_R} = \ln 10 \quad (8.64)$$

Para incluir la potencia de señal recibida, usamos los valores de  $\mu=1$  y  $S_x=1$ , con lo que se obtiene:

$$S_R = \frac{1}{2} A_c^2 [1 + u^2 S_x] = A_c^2 \quad (8.65)$$



Podemos ahora definir el umbral, en términos de potencia de señal y de ruido:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{UMB} = 4 \ln 10 \approx 10 \quad (8.66)$$

Para AM, la relación señal a ruido de postdetección dada por la Ecuac. 8.46 con  $\mu=1$  y  $S_x=1$ , es  $\gamma/2$ , con lo que:  
predetección :

$$\gamma_{UMB} = 8 \ln 10 \approx 20 \quad (8.67)$$

Si  $(S/N)_R < (S/N)_{UMB}$  (ó lo que es igual,  $\gamma < \gamma_{UMB}$ ), se producirá mutilación y la consecuente pérdida de información.

El efecto umbral no es una limitación seria en el servicio de broadcasting, ya que la recepción de señales de audio impone una  $(S/N)_D$  mínima de 30 dB para una escucha razonable. Teniendo en cuenta que  $(S/N)_D < (S/N)_R$  para este modo, es claro que  $(S/N)_R$  estará muy por encima del umbral. En otras palabras, el ruido aditivo oscurece o dificulta la percepción de la señal de audio *antes* de que el ruido multiplicativo del efecto umbral mutile la señal. Por ello, efecto umbral no constituye una limitación práctica en señales de audio moduladas en AM. En otras aplicaciones, como podría ser transmisión de digital de datos, debe usarse detección sincrónica para evitar el efecto umbral.

Finalmente, consideremos cómo un detector de envolvente puede actuar como un detector sincrónico, y porqué necesita una gran  $(S/N)_R$ . En el detector de envolvente, el diodo funciona como una llave que se cierra muy brevemente, en los picos positivos de la portadora, por lo que la commutación está perfectamente sincronizada con la portadora. Pero cuando domina el ruido, la commutación está primariamente controlada por los picos de ruido, y se pierde el sincronismo. Este último efecto nunca ocurre en un detector sincrónico, donde la portadora generada localmente es siempre mucho más grande que el ruido.

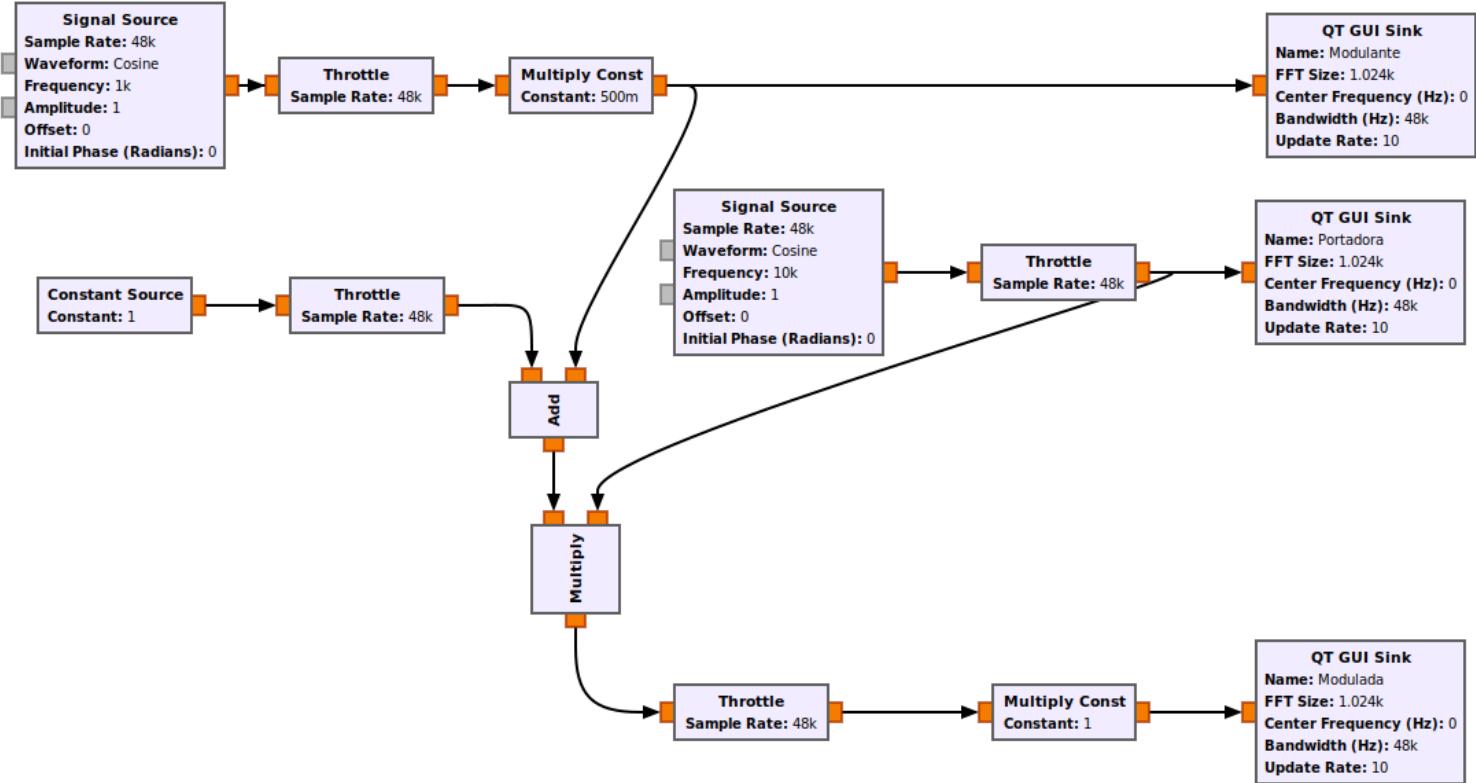
- En detección sincrónica, si bien la S/N depende del nivel de ruido, el ruido no mutila al mensaje.
- En detección de envolvente, si la  $(S/N)R >> 1$ , el detector presenta un rendimiento tan bueno como el sincrónico. Pero si  $(S/N)R << 1$ , la señal se mutila y el mensaje no puede recuperarse.
- Si bien el nivel de umbral establece que aparece mutilación si  $(S/N)R < 10\text{dB}$ . Luego,  $(S/N)D < (S/N)R$  y como con  $(S/N)D < 30\text{dB}$  percepción es mala, el detector de envolvente es apropiado para broadcasting.
- Por ende, el nivel de umbral para un detector de envolvente se encuentra muy por debajo del nivel de escucha razonable.
- **Esto, sumado a su baja complejidad y costo, ha contribuido en la masificación de este receptor para broadcasting.**
- **En un receptor SDR la recepción será de forma sincrónica pudiendo evitar el efecto umbral.**

**Options**  
Title: Mod\_AM\_con\_ruido  
Author: lac068  
Output Language: Python  
Generate Options: QT GUI

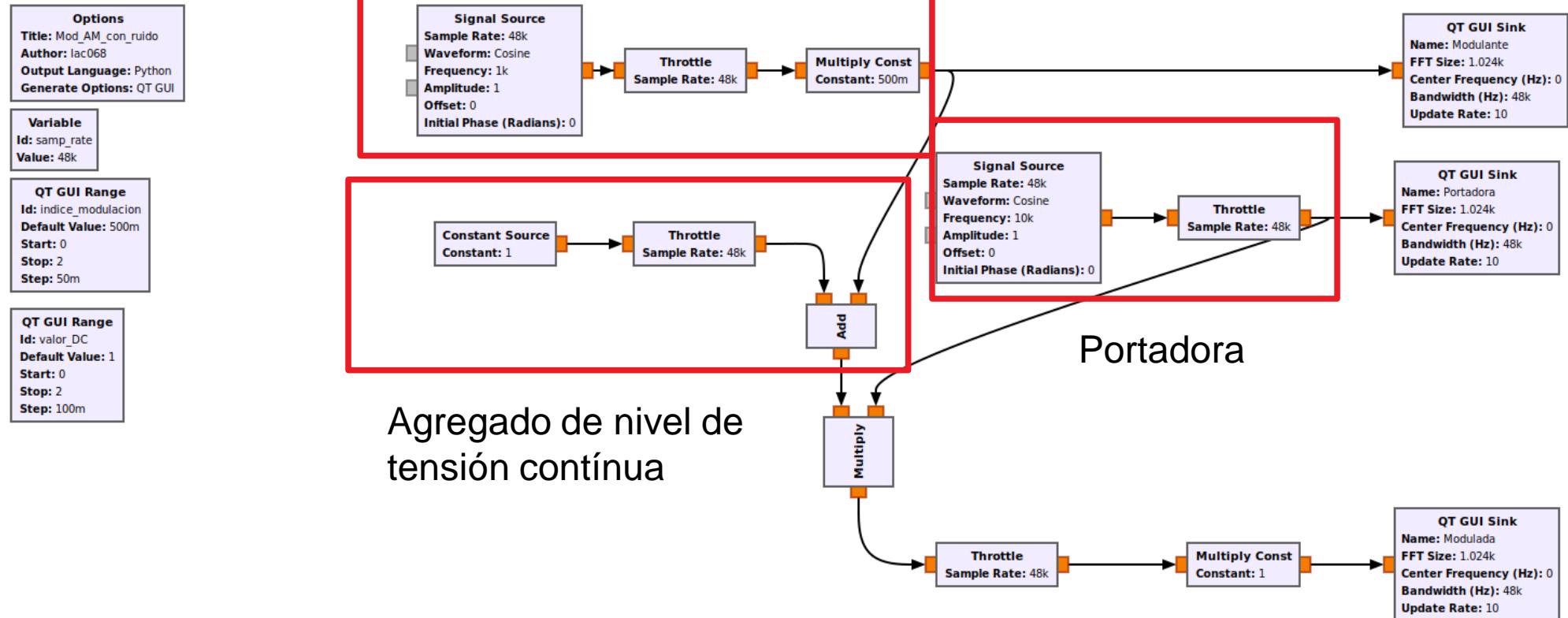
**Variable**  
Id: samp\_rate  
Value: 48k

**QT GUI Range**  
Id: indice\_modulacion  
Default Value: 500m  
Start: 0  
Stop: 2  
Step: 50m

**QT GUI Range**  
Id: valor\_DC  
Default Value: 1  
Start: 0  
Stop: 2  
Step: 100m



# Señal Modulante



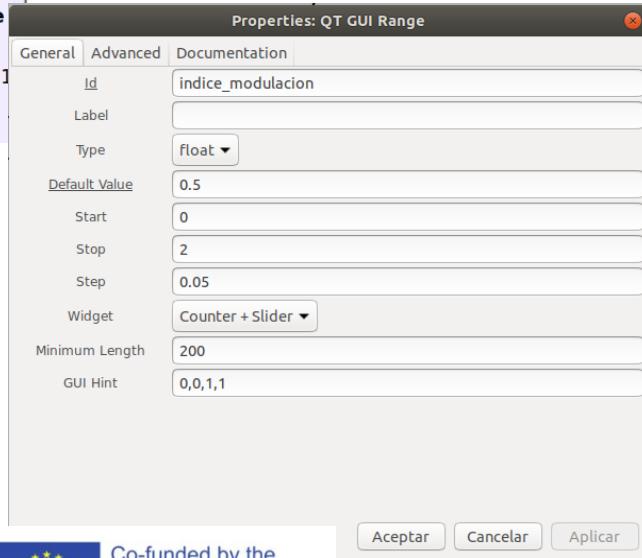
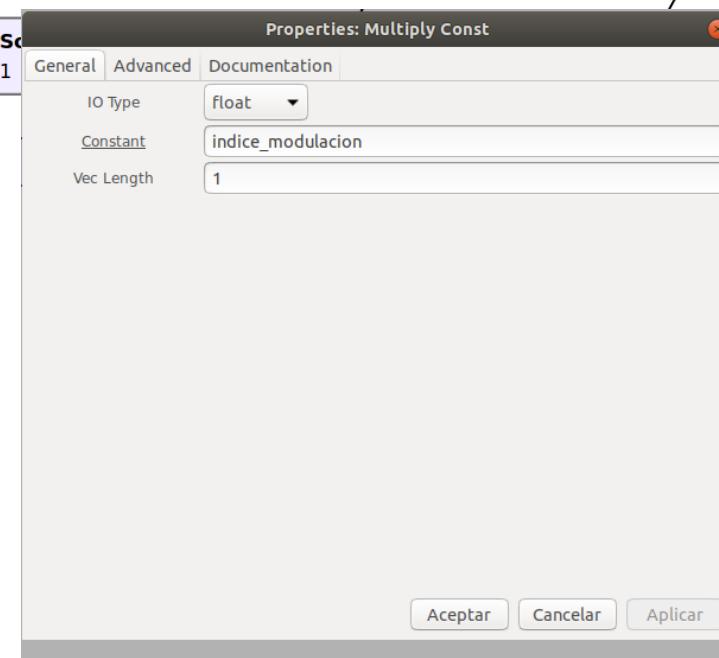
**Options**  
**Title:** Mod\_AM\_con\_ruido  
**Author:** lac068  
**Output Language:** Python  
**Generate Options:** QT GUI

**Variable**  
**Id:** samp\_rate  
**Value:** 48k

**QT GUI Range**  
**Id:** indice\_modulacion  
**Default Value:** 500m  
**Start:** 0  
**Stop:** 2  
**Step:** 50m

**QT GUI Range**  
**Id:** valor\_DC  
**Default Value:** 1  
**Start:** 0  
**Stop:** 2

**Signal Source**  
**Sample Rate:** 48k  
**Waveform:** Cosine  
**Frequency:** 1k  
**Amplitude:** 1  
**Offset:** 0  
**Initial Phase (Radians):** 0



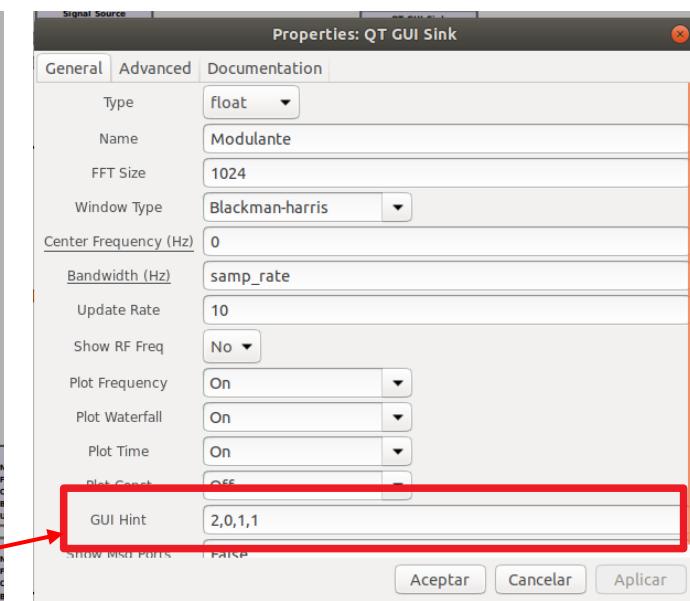
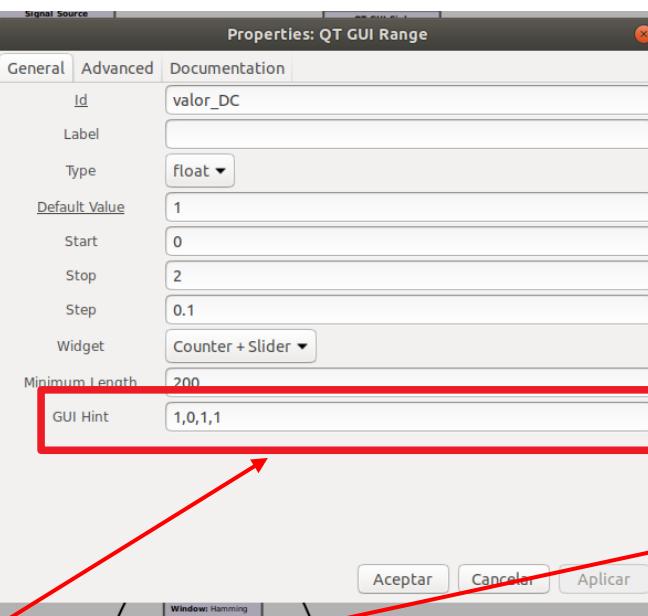
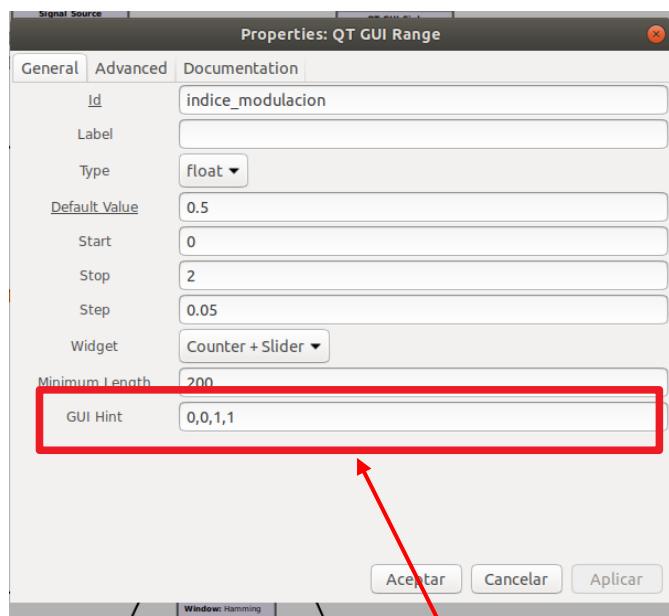
# Controles deslizables

Modulante sinusoidal  
 $f_m=1\text{kHz}$ ,  
 $m=0,5$ .

Portadora sinusoidal  
 $f_c=10\text{kHz}$

Señal Modulada





Este campo permite definir la posición de cada QT GUI (barras de desplazamiento, gráficos,etc) en la pantalla

### Formato:

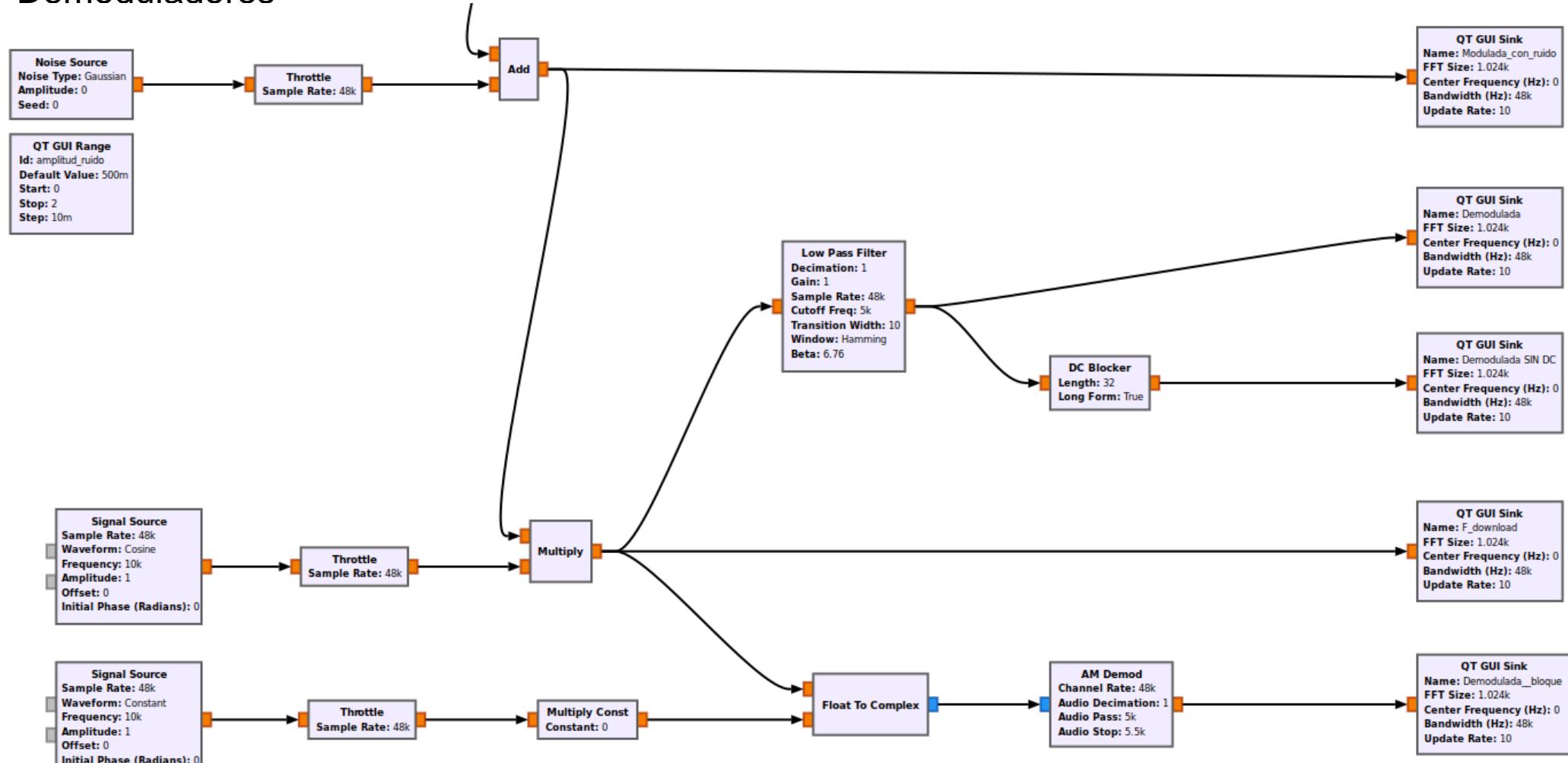
(0,0)	(0,1)	(0,2)	(0,3)
(1,0)	(1,1)	(1,2)	(1,3)
(2,0)	(2,1)	(2,2)	(2,3)

Waveform Selector (0,0,2,1)	Offset Slider (0,1,1,1)
Frequency Slider (1,1,1,1)	Frequency Display (2,1,1,1)
Time Display (2,0,1,1)	Frequency Display (2,1,1,1)

Fuente: [https://wiki.gnuradio.org/index.php/GUI\\_Hint](https://wiki.gnuradio.org/index.php/GUI_Hint)



# Demoduladores



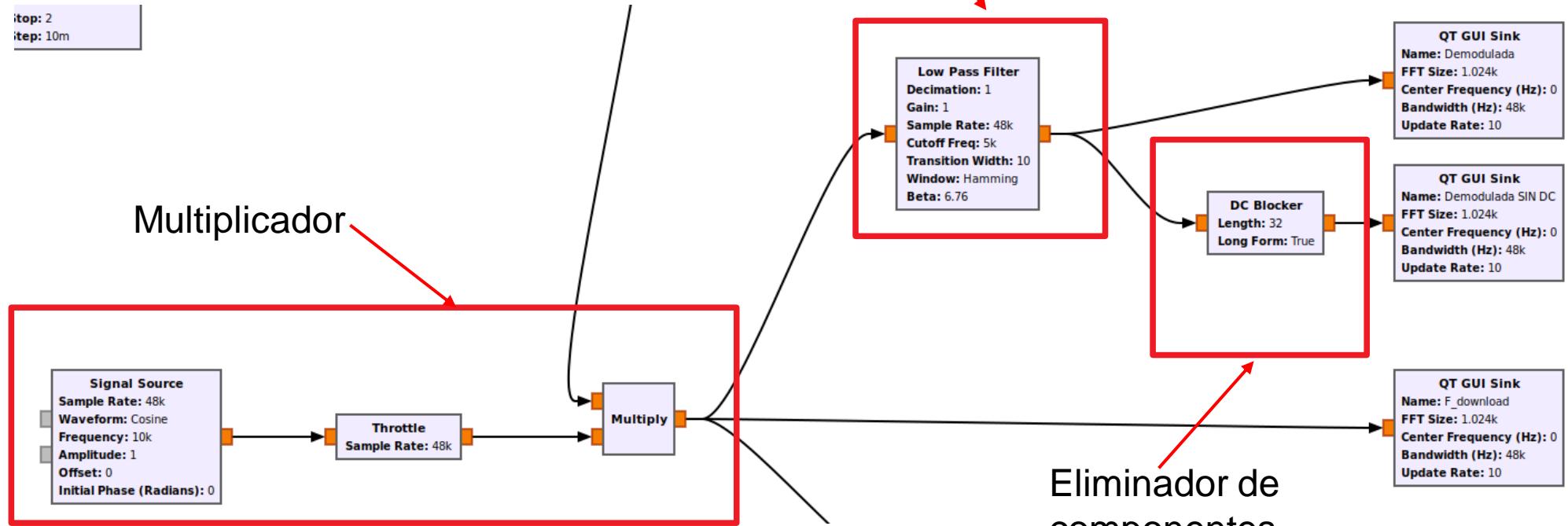
# Demoduladores

Filtro para eliminar componentes de RF

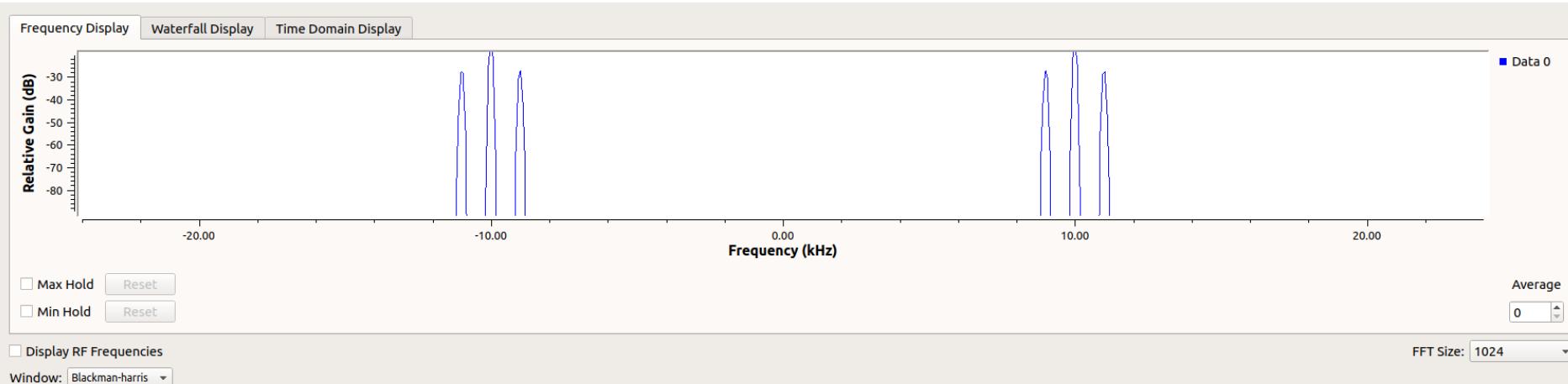
iTop: 2  
iStep: 10m

Multiplicador

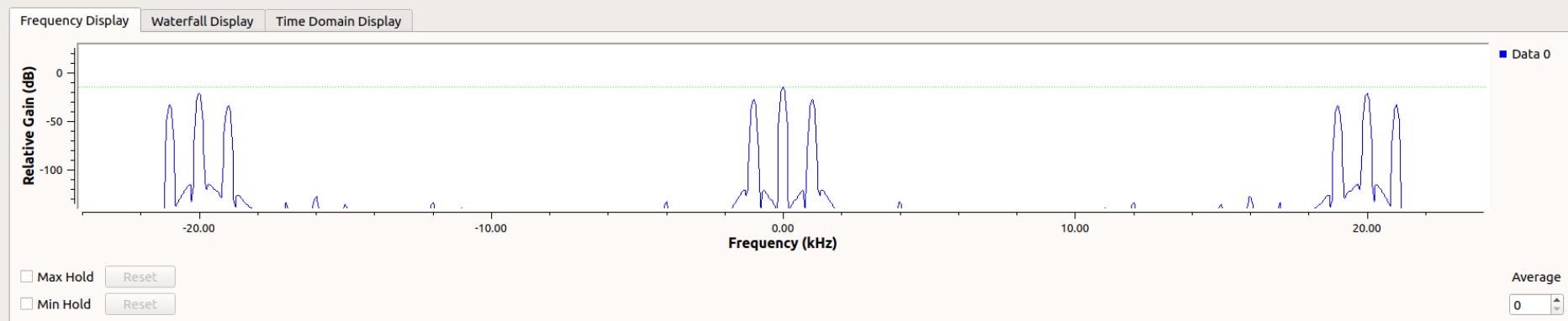
Eliminador de componentes de DC



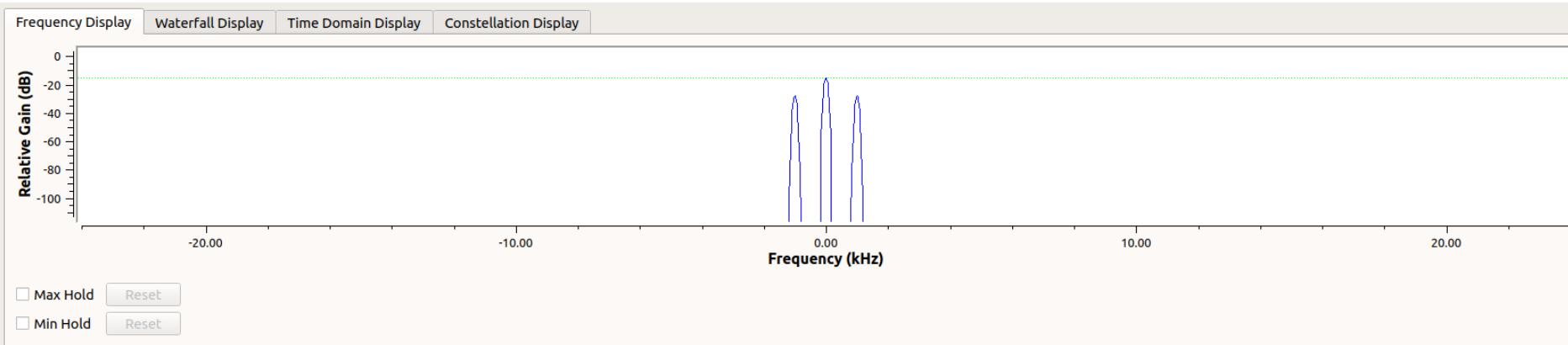
Señal  
recibida



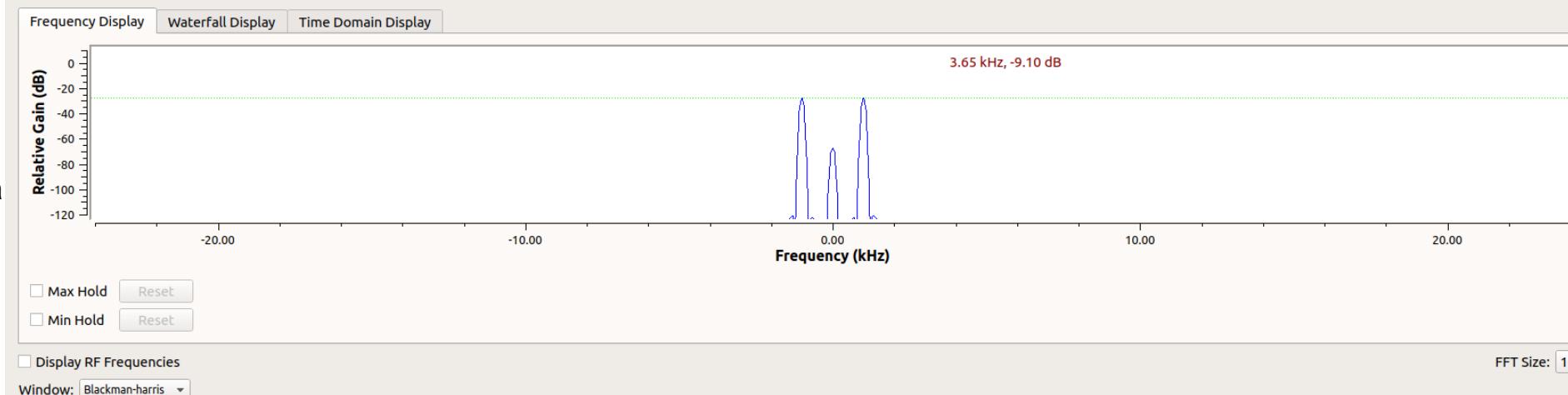
Señal  
de salida del  
multiplicador



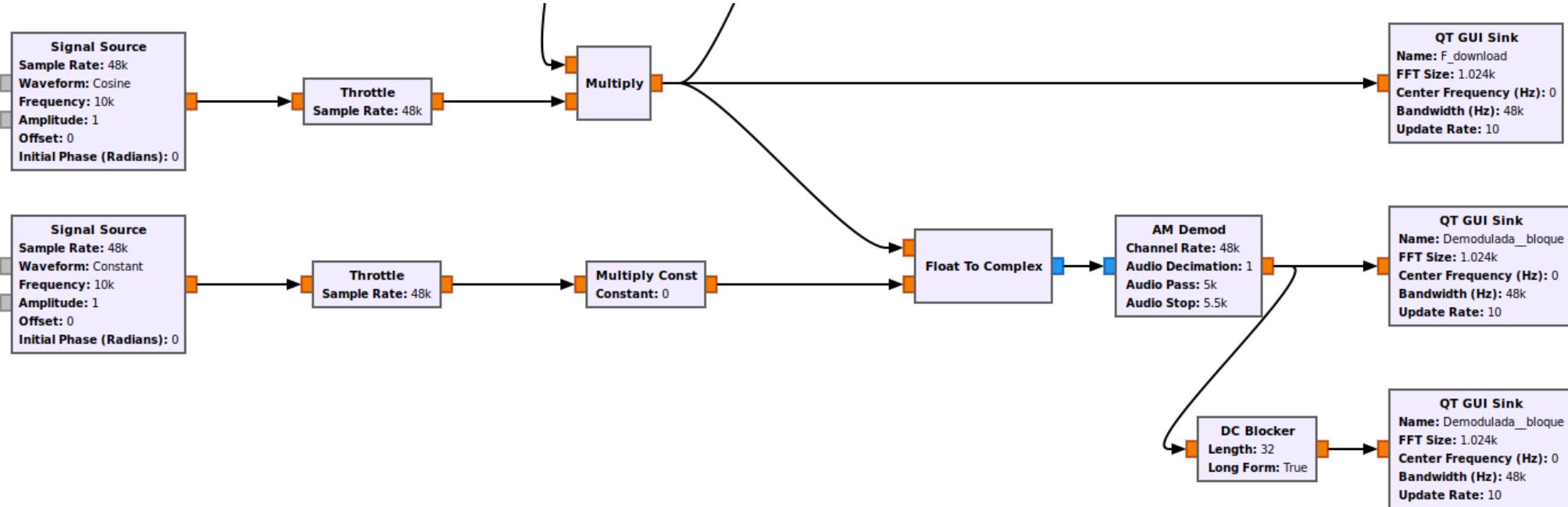
## Salida del Filtro



Luego del elemento bloqueador de DC. No la elimina totalmente, pero la atenúa 50dB

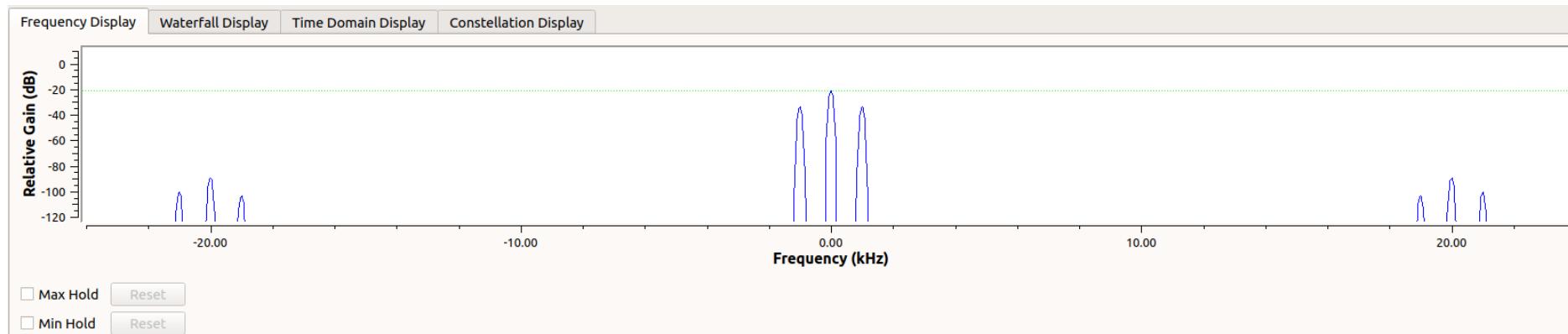


Si se utiliza el modulador “AM Demod” de la librería:

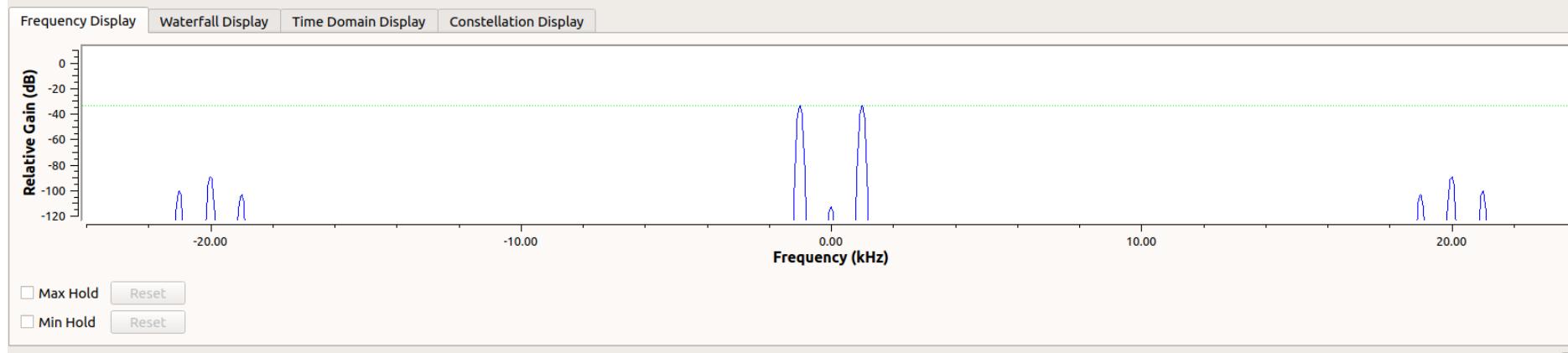


Si se utiliza el modulador “AM Demod” de la librería:

Luego del bloque “AM Demod”. Este bloque no elimina totalmente las componentes de RF.



También debe agregarse el bloqueador de DC, que nuevamente atenúa fuertemente la componente de DC.



## Agregado de ruido:

El modelo clásico asume que el ruido se suma a la entrada del receptor.

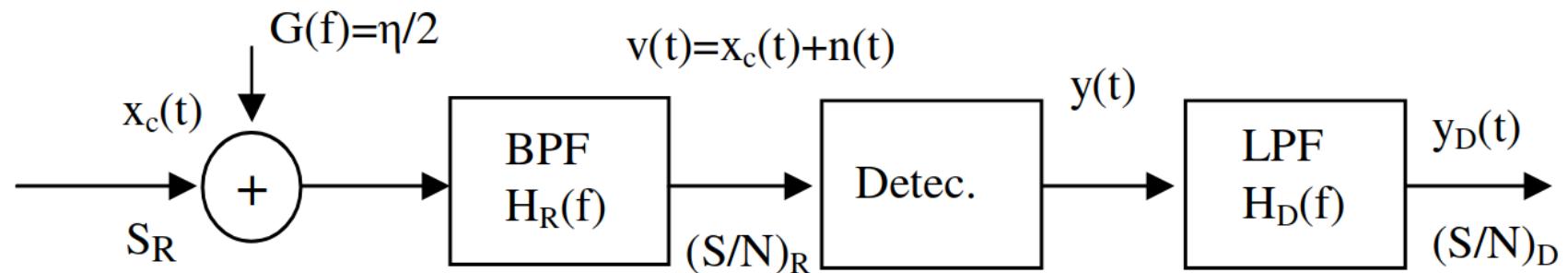
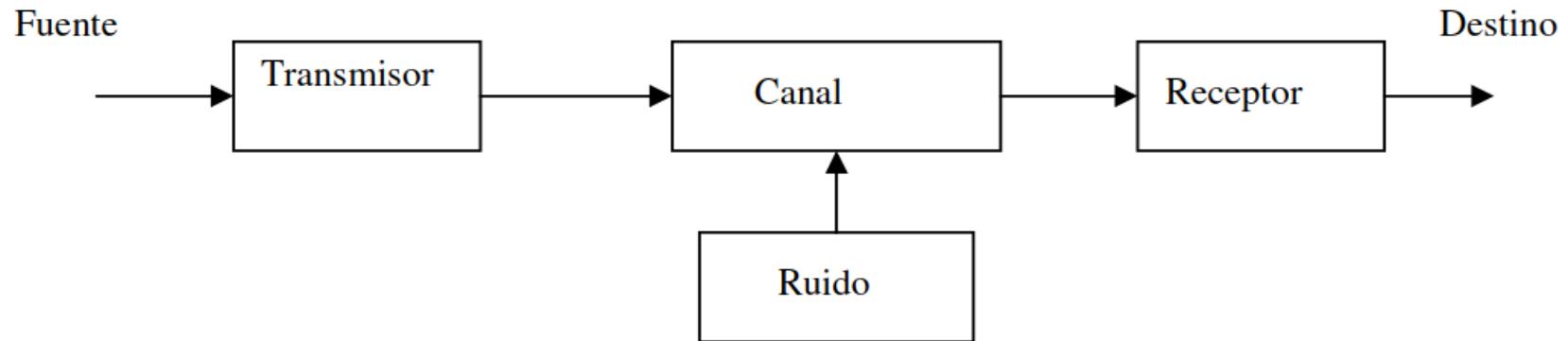
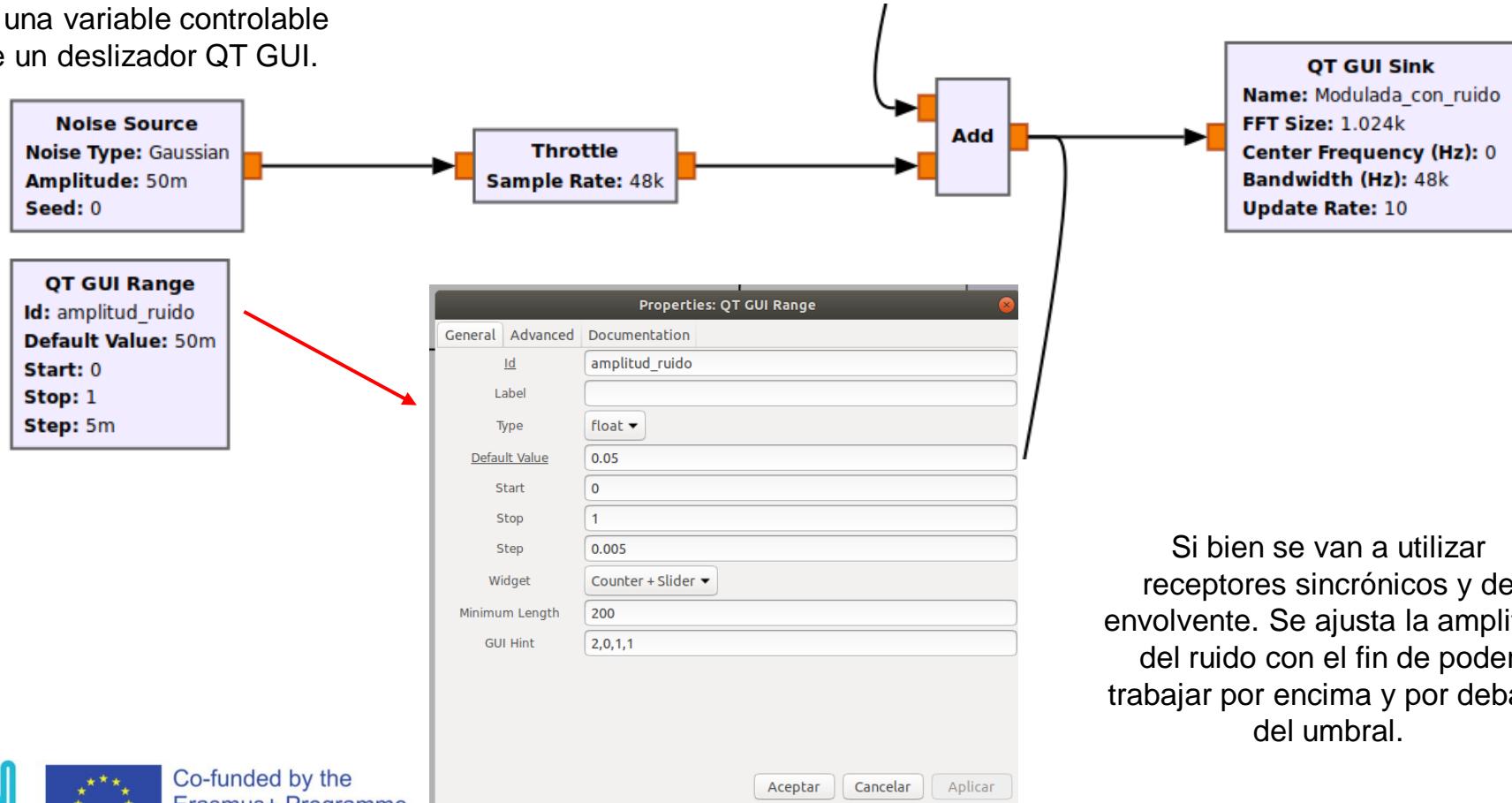


Fig. 8.4 Modelo de receptor para modulación lineal con ruido.

## Agregado de ruido:

Se agrega un generador de ruido AWGN. Su amplitud se ajusta mediante una variable controlable mediante un deslizador QT GUI.

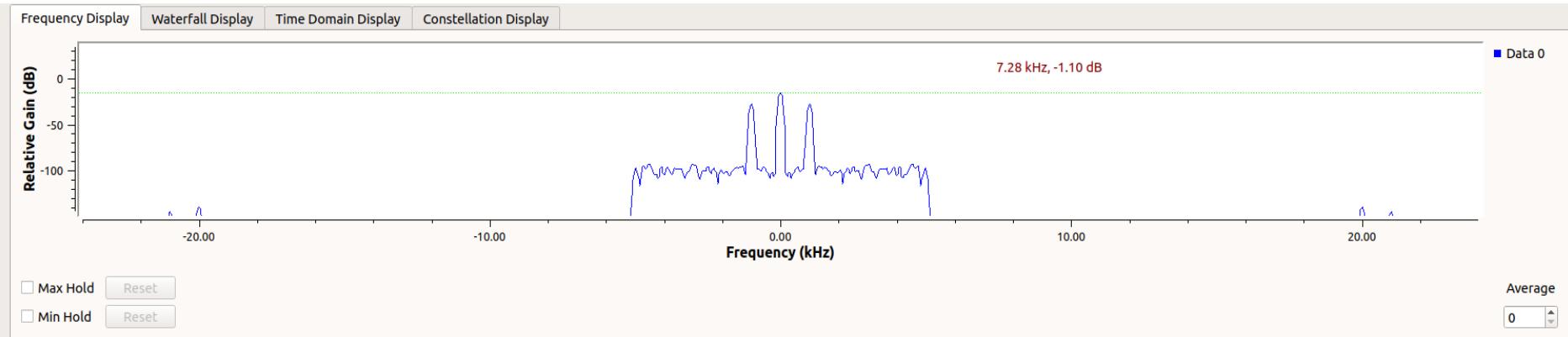


## Señales y espectros resultantes:



## Señales y espectros resultantes:

Luego del filtro.



Luego del  
bloqueo de  
DC.

