

2. Generalidades sobre receptores

2.1 Modulaciones analógicas

La modulación es la operación que convierte la señal pasa-bajo original (o señal en banda base) en una señal pasa-banda centrada en la frecuencia portadora (ω_c). Si la señal en banda base, $g(t)$, es analógica la modulación se denomina analógica

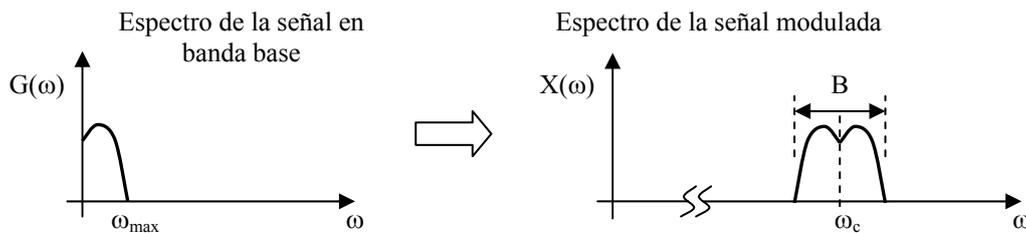


Fig. 2.1 Operación de traslado en frecuencia asociada a la modulación

La modulación se efectúa variando algún parámetro de la señal portadora (una senoide a ω_c) de acuerdo con la señal en banda base.

La señal portadora tiene la forma

$$x(t) = A_o \cos(\omega_c t + \varphi_o)$$

donde: A_o = amplitud, ω_c = frecuencia angular, φ_o = fase y $\theta = \omega_c t + \varphi_o$ = ángulo

Si se varía A_o , es decir si $A_o \rightarrow A(t)$, se denomina **modulación de amplitud**.

$$x_M(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \varphi_o)$$

Si se varía $\theta(t)$ se denomina **modulación angular**. Hay dos tipos, modulación de fase y de frecuencia, pero ambas corresponden a la expresión

$$x_M(t) = A_o \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

a) Modulación de amplitud.

La expresión de una señal modulada en amplitud tiene la forma

$$x_{AM}(t) = A_o[1 + m \cdot g] \cos(\omega_c t)$$

donde : m = índice de modulación y $|m \cdot g(t)| \leq 1$

Esta última condición es necesaria puesto que $g(t)$ es una señal alterna, para que la amplitud de $\cos(\omega_c t)$ no se haga nunca negativa. En ese caso se estaría modificando también su fase.

En el caso particular en que $g(t) = A_s \cos(\omega_s t)$, la forma temporal de la señal moduladora y de la señal modulada se muestran en la figura 2.2. La envolvente es una línea imaginaria que une los valores máximos (ó mínimos) de la señal modulada. La envolvente reproduce la forma de la señal en banda base.

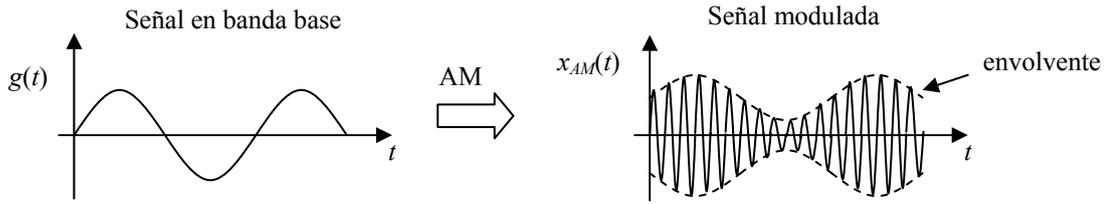


Fig. 2.2 Señal en banda base y su correspondiente señal modulada en AM.

Para modular se puede emplear, por ejemplo, un amplificador de ganancia variable, proporcional a $[1 + m \cdot g(t)]$.

Notar que si $g(t) = A_s \cos(\omega_s t)$, la señal AM correspondiente tiene la forma

$$\begin{aligned} x_{AM}(t) &= A_o [1 + m \cdot A_s \cos(\omega_s t)] \cos(\omega_c t) = \\ &= A_o [\cos(\omega_c t) + \frac{mA_s}{2} (\cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t)] \end{aligned}$$

Por lo tanto, la representación en el plano frecuencial de estas señales (su espectro) corresponde al que se muestra en la figura 2.3

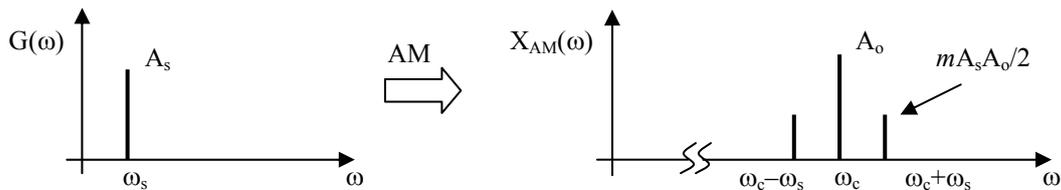


Fig. 2.3 Espectro de la señales en banda base y modulada en AM, cuando la señal en banda base es una senoide.

Si la señal $g(t)$ es una señal compleja, de banda limitada a ω_{max} , la representación frecuencial anterior se convierte en la que muestra la figura 2.4

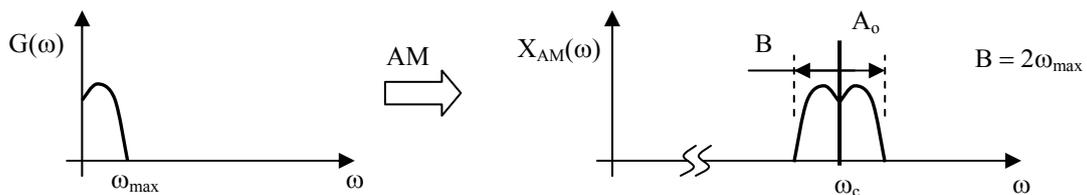


Fig. 2.4 Espectro de la señales en banda base y modulada en AM, cuando la señal en banda base es de banda limitada.

Notar que más de la mitad de la potencia de la señal en AM corresponde a la portadora, que no lleva información. Una variante de la AM, más eficiente desde el punto de vista energético, suprime la portadora en la transmisión. Se denomina AM con portadora suprimida. La expresión de esta señal es

$$x_{AM}(t) = A_o g(t) \cos(\omega_c t)$$

Otra variante de la AM suprime, además de la portadora, una de las dos bandas laterales, porque la información que contienen es redundante. De manera que optimiza el ancho de banda ocupado. Se denomina transmisión en banda lateral única (BLU). Las dos variantes de la AM necesitan, sin embargo, demoduladores mucho más sofisticados que la AM original.

b) Modulación angular.

Ya se ha mencionado que la señal portadora tiene la forma

$$x(t) = A_o \cos(\omega_c t + \varphi_o)$$

donde: A_o = amplitud, ω_c = frecuencia angular, φ_o = fase y $\theta = \omega_c t + \varphi_o$ es el ángulo, es decir, el argumento de la función coseno.

Definimos la **frecuencia instantánea** como la derivada del ángulo

$$\omega_o = \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + \frac{d\varphi_o}{dt}$$

naturalmente, si la fase (φ_o) es constante $\omega_o = \omega_c$. Y definimos la **desviación de frecuencia instantánea** como

$$\Delta\omega_o = \omega_o - \omega_c = \frac{d\varphi_o}{dt}$$

Según que hagamos la fase, o la desviación de frecuencia instantánea, proporcionales a la señal en banda base, obtendremos dos tipos de modulaciones distintas.

- **Modulación de fase (PM).** $\varphi_o \rightarrow \varphi(t) = m_P \cdot g(t)$, donde m_P = índice de modulación. La señal modulada PM tiene la forma

$$x_{PM}(t) = A_o \cos[\omega_c t + m \cdot g(t)]$$

- **Modulación de frecuencia (FM).** $\Delta\omega_o \rightarrow \Delta\omega_o(t) = m_F \cdot g(t)$, donde m_F = índice de modulación. Puesto que la desviación de frecuencia instantánea es la derivada de la fase, la señal modulada FM tiene la forma

$$x_{FM}(t) = A_o \cos[\omega_c t + m \int_0^t g(t) dt]$$

En el caso particular en que $g(t)$ sea una señal cuadrada, la forma temporal de la señal moduladora y de las señales moduladas en PM y FM se muestran en la figura 2.5.

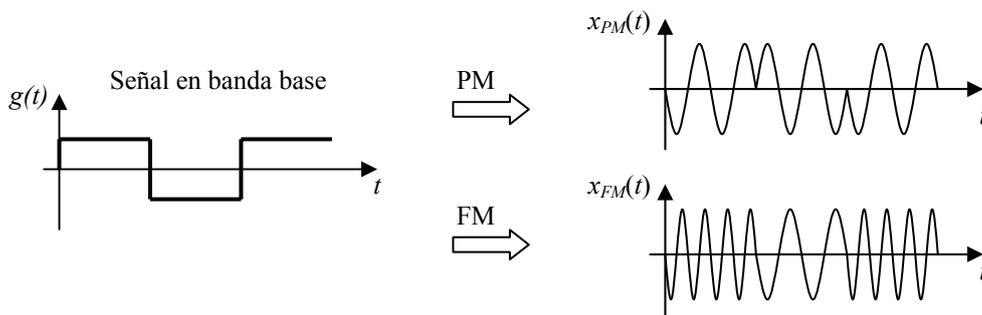


Fig. 2.5 Señal en banda base y su correspondientes señales moduladas en PM y FM.

Los moduladores y demoduladores son iguales para ambos tipos de modulación, el resultado depende de que a la entrada se ponga $g(t)$, su derivada o su integral. Así un modulador que produce modulación FM al aplicar la señal $g(t)$, diremos que es un modulador directo de FM. Ese mismo modulador produce modulación PM si aplicamos a la entrada la derivada de $g(t)$, es un modulador indirecto de PM.

El ancho de banda de la señal en modulación angular (PM o FM) no es tan fácil de determinar como la de la señal en AM, pero siempre es mayor.

2.2 Modulaciones digitales básicas

La forma más inmediata de codificar una señal digital es la binaria. La expresión general de una señal binaria tiene la forma

$$g(t) = \sum_n b_n p(t - nT_o)$$

donde: T_o es periodo, $p(t)$ es un pulso de duración T_o , y $b_n = (0, 1)$ ó $(-1, 1)$. La representación gráfica de esta señal se muestra en la figura 2.6

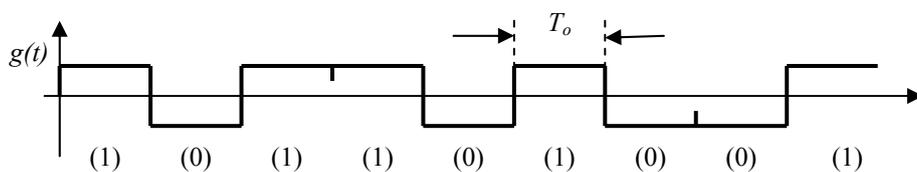


Fig. 2.6 Señal binaria. Entre paréntesis los valores lógicos correspondientes

Cuando la señal binaria se utiliza como moduladora en los procesos de modulación analógicos descritos previamente, se obtienen las tres modulaciones digitales básicas:

AM → binary ASK (Amplitude shift key)

PM → binary PSK (Phase shift key)

FM → binary FSK (Frequency shift key)

Las señales PSK y FSK tienen la forma representada en la figura 5, puesto que la señal cuadrada es una señal digital. La PSK emplea dos frecuencias portadoras mientras que la FSK emplea una portadora con dos fases (0° y 180°).

En ASK y FSK la modulación consiste simplemente en multiplicar la portadora por la señal binaria representada por $(0, 1)$ ó $(-1, 1)$, respectivamente, por eso la expresión de ambas es $x(t) = A_o g(t) \cos(\omega_c t)$

Las modulaciones digitales se pueden representar en forma de constelación. Las constelaciones correspondientes a las tres modulaciones básicas se muestran en la figura 2.7. En esta representación se asocia un eje a cada portadora y sobre él se indican los valores de amplitud que puede tomar dicha portadora en función del valor de la señal digital. La utilidad de esta forma de representación la veremos más adelante, al hablar de modulaciones complejas.

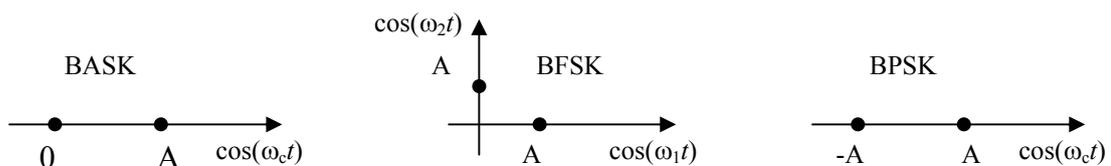


Fig. 2.7 Constelaciones correspondientes a las tres modulaciones binarias básicas

2.3 Modulaciones digitales complejas

La modulación se puede hacer más compleja para aumentar la capacidad de transmitir información sin aumentar el ancho de banda de la señal modulada. Vamos a ver algunas alternativas:

– Codificación multinivel

La señal digital se puede codificar con 2^n niveles, siendo $n > 1$. Al modular en amplitud la BASK se convierte en MASK (multiple amplitude shift key). Así para $n = 2$ se obtiene la 4ASK. La información codificada en binario por la señal de la figura 2.6 da lugar a la señal que muestra la figura 2.8.

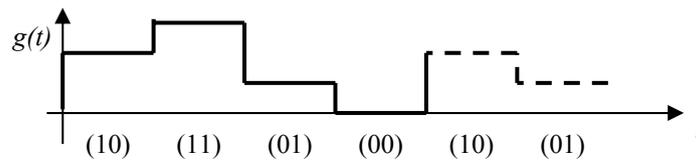


Fig. 2.8 Señal digital de 4 niveles. Entre paréntesis los valores lógicos correspondientes

La velocidad de transmisión se duplica. Pero ahora cada nivel es un **símbolo** en lugar de un bit. El receptor tiene que distinguir entre cuatro niveles en vez de entre dos, con lo que probabilidad de error aumenta.

De forma similar la BFSK \rightarrow MFSK y la BPSK \rightarrow MPSK. Así la 4FSK emplea cuatro frecuencias distintas. La 4PSK emplea cuatro fases distintas (0° , 90° , 180° y 270°) pero las fases 90° y 270° corresponden en realidad a $\pm A_o \sin(\omega_c t)$.

La MASK se suele emplear asociada a otro tipo de modulación para obtener modulaciones más complejas y eficientes. La MFSK no se emplea porque necesita más ancho de banda para no aumentar excesivamente la probabilidad de error en recepción. La MPSK si se emplea, especialmente con $n = 2$, porque también pertenece a otro tipo de modulaciones denominadas en cuadratura, más eficientes, que emplean $\sin(\omega_c t)$ y $\cos(\omega_c t)$ como portadoras. Las veremos a continuación.

Las constelaciones asociadas a esta modulaciones cuando $n = 2$ ($M = 4$) se muestran en la figura 2.9

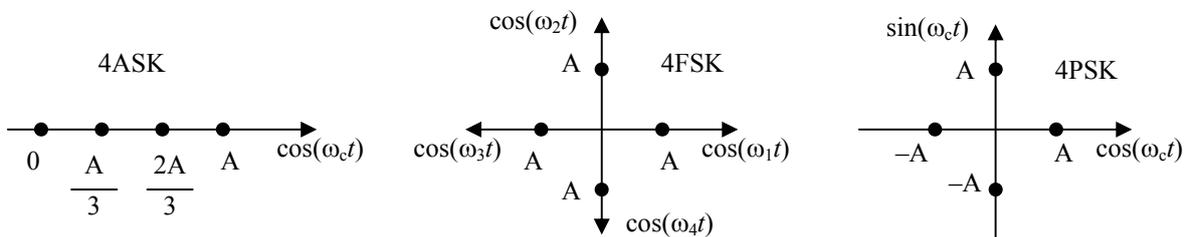


Fig. 2.9 Constelaciones correspondientes a las tres modulaciones multinivel con $M = 4$.

– Modulaciones en cuadratura

Si se emplean $\sin(\omega_c t)$ y $\cos(\omega_c t)$ como portadoras simultáneamente, es muy fácil de separar la información contenida en cada una de ellas de la otra. Empleándolas simultáneamente se dobla la velocidad de transmisión de información sin aumentar el ancho de banda ni la probabilidad de error.

El motivo de que la información sea fácil de separar es que las funciones $\sin(\omega_c t)$ y $\cos(\omega_c t)$ son ortogonales. Es decir que

$$\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \sin(\omega_c t) \cdot \cos(\omega_c t) dt = 0, \quad \text{y} \quad \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \sin^2(\omega_c t) dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \cos^2(\omega_c t) dt = \frac{1}{2}$$

Para realizar la modulación en cuadratura, en el emisor la señal codificada en binario se envía a un convertidor serie/paralelo. Se obtienen así dos señales con periodo doble que la inicial (frecuencia mitad) que denominamos I (in fase) y Q (quadrature). Cada una de ellas se modula por separado, la I con la portadora $\cos(\omega_c t)$ y la Q con $\sin(\omega_c t)$. Esta modulación puede ser cualquiera de las modulaciones binarias básicas. Finalmente las dos señales resultantes se suman y se obtiene la señal modulada en cuadratura.

Como se comentó en el apartado 2.2, si la modulación básica empleada es ASK o PSF el modulador es un multiplicador. En ese caso el esquema del modulador en cuadratura se muestra en la figura 2.10

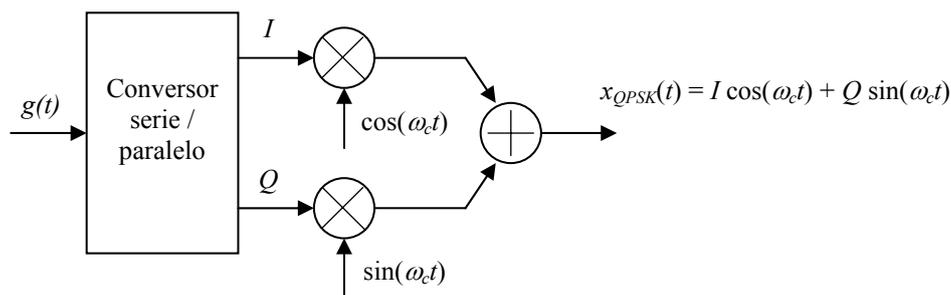


Fig. 2.10 Modulador PSK (o ASK) en cuadratura.

En el receptor el demodulador emplea la propiedad de ortogonalidad que tienen las funciones $\sin(\omega_c t)$ y $\cos(\omega_c t)$. La señal modulada se multiplica simultáneamente por las dos funciones y el resultado se filtra con un filtro pasa-bajo (operación equivalente a la integración). Las salidas de los filtros son las señales I y Q respectivamente. Las dos señales se llevan a continuación a un convertidor paralelo serie para reconstruir la señal original. El esquema del demodulador se muestra en la figura 2.11.

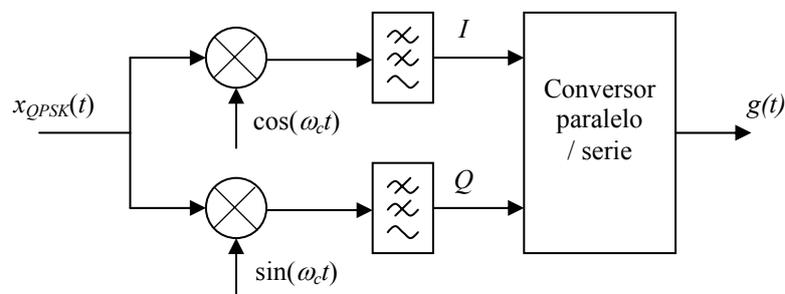


Fig. 2.11 Demodulador PSK (o ASK) en cuadratura.

El concepto de modulación en cuadratura se aplica a cualquiera de las tres modulaciones digitales básicas. Las constelaciones resultantes son las que se muestran en la figura 2.12

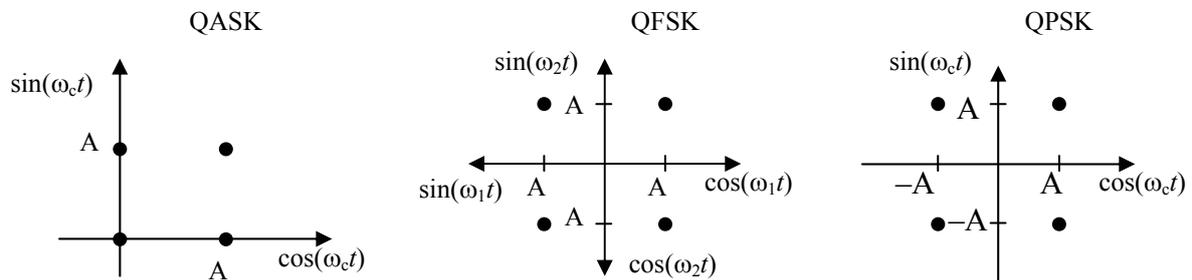


Fig. 2.12 Constelaciones correspondientes a las tres modulaciones en cuadratura

– Modulaciones más complejas

Los sistemas de modulación anteriores aún se pueden combinar entre sí para aumentar más la velocidad de transmisión con el mismo ancho de banda de la señal modulada. Un ejemplo es la modulación 16QAM, que combina modulación AM multinivel y modulación en cuadratura. Esta modulación emplea 16 símbolos, como se observa en la figura 2.13 que representa su constelación.

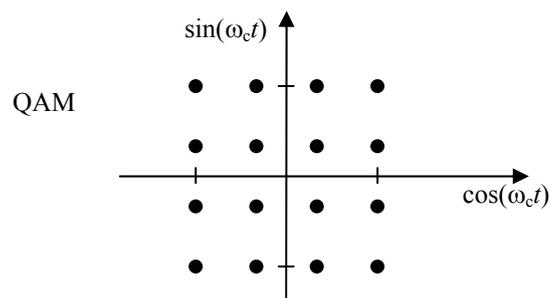


Fig. 2.13 Constelación correspondiente a la modulación 16QAM.

2.4 Comparación entre sistemas de comunicación analógicos y digitales

Los sistemas de comunicación analógicos son de estructura más simple que los digitales. Esta afirmación se puede apreciar al observar la figura 2.14, en donde se han representado los diagramas de bloques habituales de ambos sistemas de comunicación. El sistema digital incorpora todos los bloques del analógico y además el bloque de procesado digital de señal, que por si mismo ya es muy complejo.

¿Está justificada la mayor complejidad del sistema digital?

En un análisis simplificado, podríamos adoptar el criterio de que el mejor sistema es el que permite una recepción satisfactoria a mayor distancia con la misma potencia en antena. Entonces los dos sistemas son similares, porque la limitación suele venir del LNA (Low Noise Amplifier), la etapa amplificadora situada justo a continuación de la antena receptora. Pero en una situación real, con otras señales que interfieren en la transmisión, con reflexiones múltiples de la propia señal en edificios u otros obstáculos que provocan interferencias destructivas, etc. los sistemas digitales son superiores.

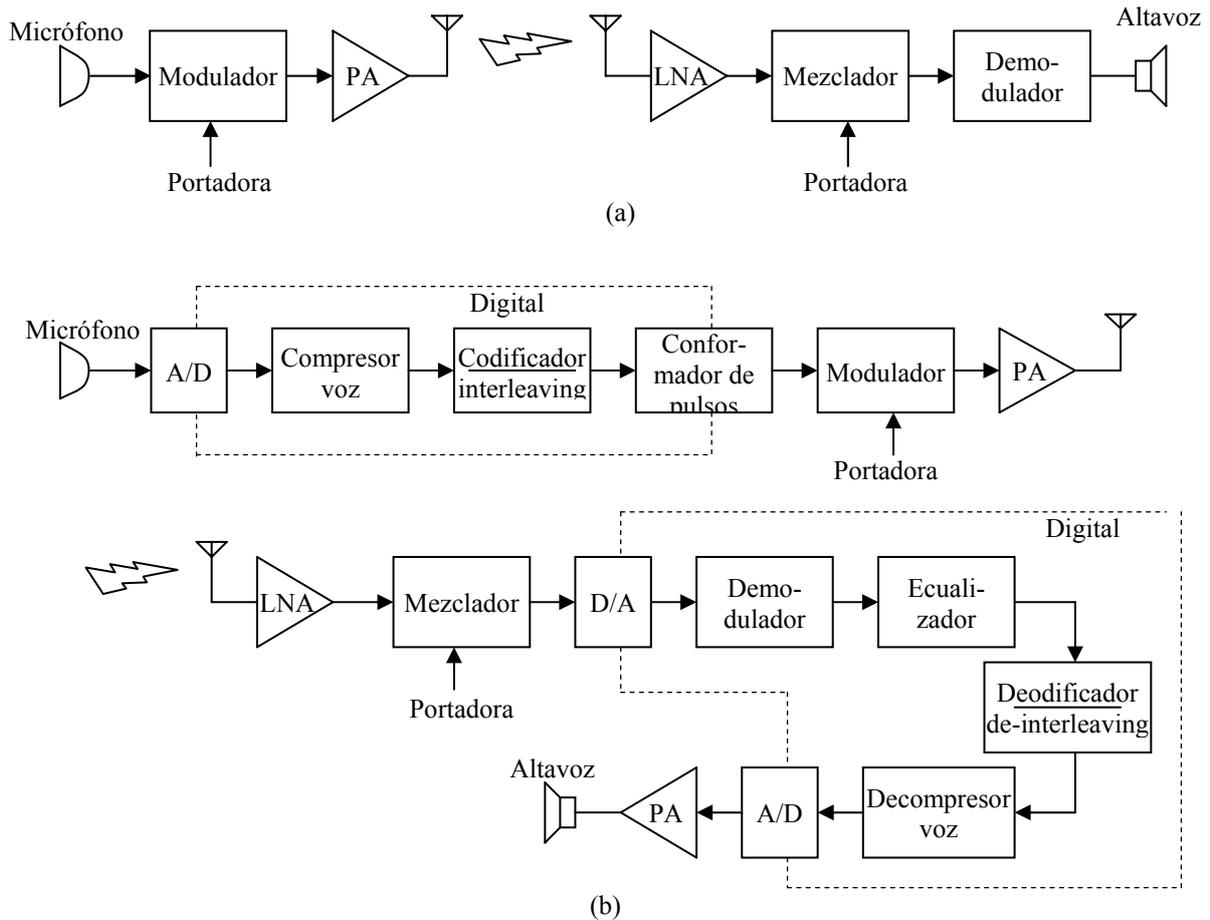


Fig. 2.14 (a) Diagrama de bloques de un sistema de comunicación analógico y (b) de uno digital.

En este curso nos centraremos en el estudio de la parte analógica común a los dos sistemas.

2.5 Arquitecturas de receptores

– **Receptor sintonizado** (principios del siglo XX)

El diagrama de bloques de este receptor se muestra en la figura 2.15

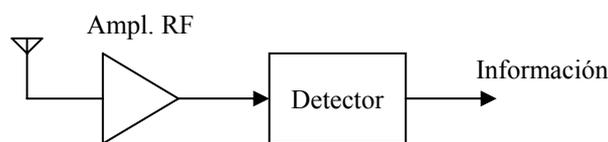


Fig. 2.15 Diagrama de bloques de un receptor sintonizado.

A la salida de la antena la señal tiene una amplitud de unos pocos microvoltios, pero el detector necesita una señal de amplitud alrededor de un voltio. Por consiguiente el amplificador de RF debe tener una ganancia aproximada de 10^6 , es decir de 120 dB. Es imposible conseguir esta ganancia con una sola etapa, y más aún en RF.

La solución adoptada en este tipo de amplificador consiste en utilizar tres o cuatro etapas en cascada. Cada una de ellas está sintonizada a la frecuencia portadora. La sintonía se efectúa con un circuito RLC cuya C es ajustable manualmente. Un esquema parecido al original se muestra en la figura 2.16, el original empleaba válvulas de vacío en lugar de transistores.

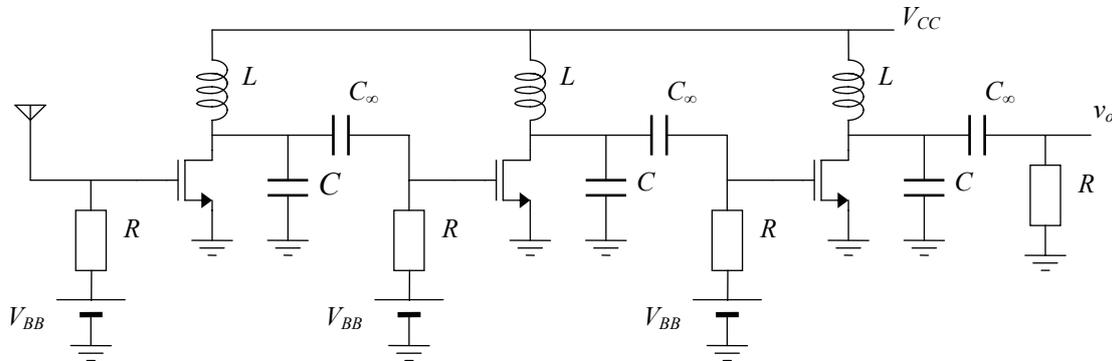


Fig. 2.16 Circuito amplificador RF de un receptor sintonizado.

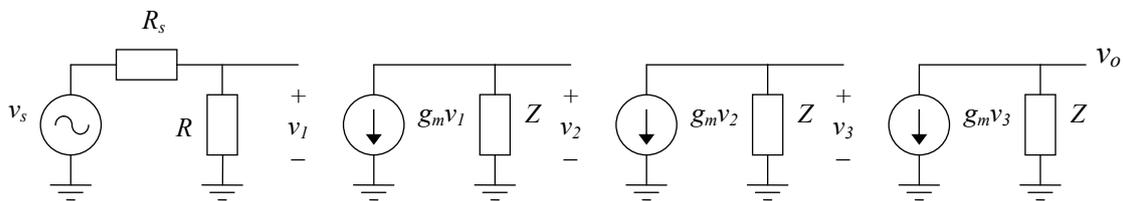


Fig. 2.17 Circuito equivalente en c.a. y pequeña señal del de la figura 2.16

En la figura 2.17 se muestra el circuito equivalente del de la figura 2.16 para c.a. y pequeña señal. Puede verse que contiene tres etapas iguales de ganancia $-g_m Z$. Donde g_m es la transconductancia del MOST y Z es la impedancia de un circuito RLC paralelo.

$$Z = \frac{j\omega L}{1 + j\omega \frac{L}{R} - \omega^2 LC}$$

El módulo de esta impedancia se muestra en la figura 2.18. Puede verse que tiene un máximo, de valor R , a la frecuencia de resonancia

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La ganancia es proporcional a la impedancia. Luego, variando C se cambia ω_o hasta que coincida con frecuencia de la portadora que se quiere recibir. Pero para cambiar de emisora hay que sintonizar de nuevo todas las etapas, así que los tres condensadores deben ajustarse simultáneamente. Esto limita en la práctica el número de etapas a tres o cuatro y hace que con este tipo de receptores se consiga poca selectividad.

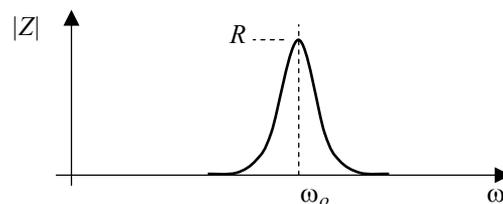


Fig. 2.18 Variación del módulo de Z en función de ω .

– **Receptor superheterodino** (actual)

El diagrama de bloques de este receptor se muestra en al figura 2.19

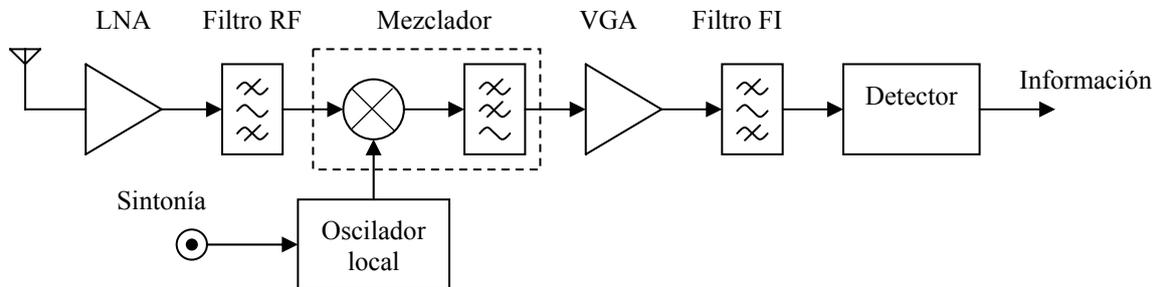


Fig. 2.19 Diagrama de bloques de un receptor superheterodino.

La primera etapa después de la antena es un amplificador de bajo ruido (Low Noise Amplifier) de una sola etapa. El filtro RF en principio no es sintonizable (volveremos sobre esta cuestión), no selecciona una emisora sino que deja pasar toda la banda de RF.

El oscilador local (LO) genera un tono de amplitud fija y frecuencia variable, que se emplea para sintonizar la emisora deseada.

La función del mezclador es desplazar en frecuencia la señal de RF hasta una frecuencia fija, mucho menor, denominada frecuencia intermedia (FI). Las señales que llegan al mezclador son

$$\begin{aligned} \text{Señal RF:} & \quad v_{RF} = g(t) \cos(\omega_{RF}t) \\ \text{Oscilador local:} & \quad v_{OL} = K \cos(\omega_{OL}t) \end{aligned}$$

El multiplicador que incorpora el mezclador obtiene una señal

$$v_{RF}v_{OL} = \frac{Kg(t)}{2} [\cos((\omega_{RF} - \omega_{OL})t) + \cos((\omega_{RF} + \omega_{OL})t)]$$

El filtro a continuación elimina el término de frecuencia suma y se obtiene así la señal de frecuencia intermedia

$$v_{FI} = \frac{Kg(t)}{2} \cos(\omega_{FI}t)$$

La frecuencia del OL se ajusta para que $\omega_{FI} = \omega_{RF} - \omega_{OL}$ sea siempre la misma, sea cuál sea la frecuencia de la emisora que se desea sintonizar, y mucho menor que la ω_{RF} . Por ejemplo, si $f_{FI} = 455$ kHz y queremos sintonizar una emisora que emplea una portadora $f_{RF} = 1$ MHz, debemos hacer que la frecuencia del OL sea $f_{OL} = 545$ kHz. También podríamos haber escogido $f_{OL} = 1.455$ MHz, puesto que la función coseno es par: $\cos(x) = \cos(-x)$.

Al mezclador le sigue un amplificador de ganancia variable (Variable Gain Amplifier) y el filtro de FI, un pasa-banda sintonizado a ω_{FI} . El filtro de FI no tiene que ser sintonizable, la FI es constante, y al trabajar a frecuencias más bajas puede ser más selectivo (*).

* El factor de calidad, Q, de un filtro pasa-banda es el cociente entre el ancho de banda, B, y la frecuencia central, f_o . Cuanto más alta sea f_o , mayor tiene que ser el factor de calidad para tener el mismo ancho de banda.

Algunos receptores emplean un sistema de doble conversión, tienen dos osciladores locales, sobre todo cuando la RF es muy alta (UHF ó SHF). Y si el receptor es digital, el segundo mezclador además separa las componentes I y Q . El diagrama de bloques de este receptor se muestra en la figura 2.20

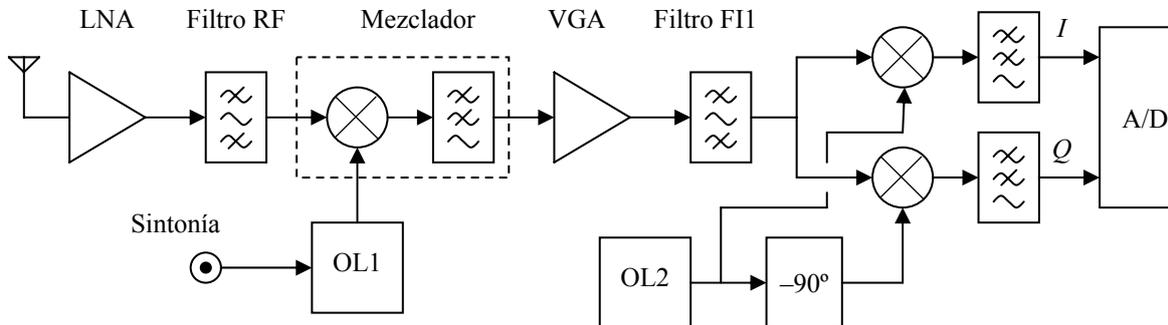


Fig. 2.20 Diagrama de bloques de un receptor superheterodino de doble conversión.

Si $f_{OL2} = f_{FI1}$ las señales I y Q se obtienen en banda base, pero no tiene porque ser así necesariamente. En cualquier caso, después del segundo mezclador las señales se llevan a un convertor A/D y a partir de aquí todo el procesado es digital.

– Receptor heterodino (ó de FI = 0)

El diagrama de bloques de este receptor se muestra en al figura 2.21. Es más simple que el superheterodino, pero en la práctica es más difícil de realizar.

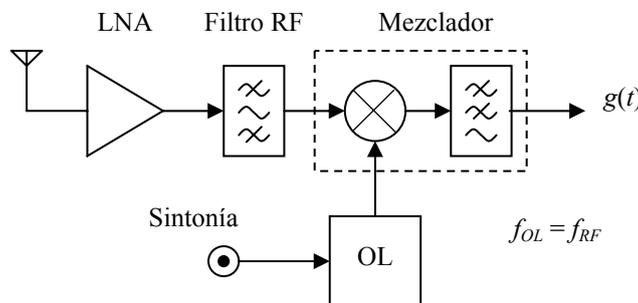


Fig. 2.21 Diagrama de bloques de un receptor heterodino.

La f_{OL2} se hace igual a la f_{RF} y así la salida del mezclador es la señal transmitida, directamente en banda base. El problema es que se genera una c.c. (offset) muy importante, que no se puede eliminar porque está superpuesta a la señal, y puede hacer que los circuitos estén en saturación. Sólo algunos receptores muy recientes responden a este esquema.

2.6 Rechazo de la frecuencia imagen

En el receptor superheterodino, una vez elegida f_{OL} , por ejemplo $f_{OL} = 1.455$ MHz, observamos que existe otra frecuencia que también produce f_{FI} a la salida del mezclador. Es la denominada frecuencia imagen, f_{im} , en este caso $f_{im} = 1.9$ MHz. Esta frecuencia existe porque la función $\cos(x)$ es par. Es el espejo de la

RF respecto del OL. Cualquier señal (otra emisora) o ruido que esté sobre f_{im} se suma a la señal de RF en el mezclador y después ya no se puede separar.

En la figura 2.22 se muestran las frecuencias imagen, tanto si elegimos $f_{OL} = 1.455$ MHz como $f_{OL} = 545$ kHz (en este último caso $f_{im} = 90$ kHz). Aunque se denomina frecuencia imagen, se trata en realidad de una banda de frecuencias cuya anchura viene determinada por el ancho de banda del filtro de FI, centrada sobre la f_{im} .

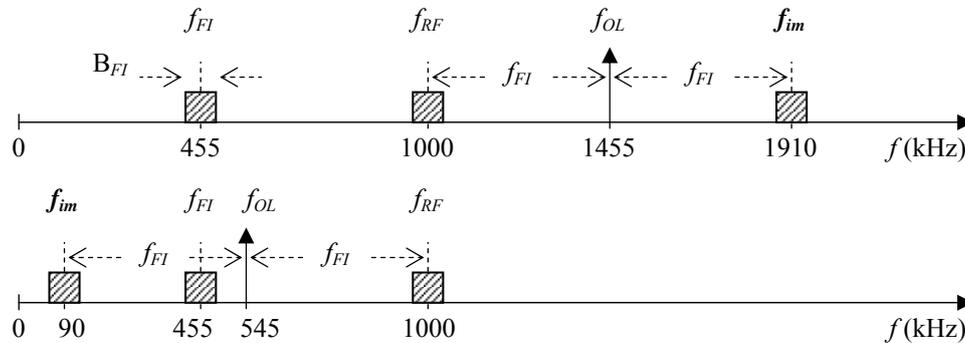


Fig. 2.22 Frecuencias imagen del receptor superheterodino si $f_{RF} = 1$ MHz y $f_{FI} = 445$ kHz, para los dos valores posibles de f_{OL} (545 kHz y 1.9 MHz)

Para evitar el problema, el filtro de RF debe eliminar la f_{im} . Cuando el rango de frecuencias en RF que se quieren sintonizar y el rango de las f_{im} asociadas a cada una se solapan, o están muy juntos, es necesario que el filtro de RF sea sintonizable. Su frecuencia central debe desplazarse al mismo tiempo que la f_{OL} .

Veamos un ejemplo. La Tabla I indica el rango de frecuencias que debe sintonizar un receptor de AM comercial, los rangos de frecuencias del OL (con cada una de las dos posibilidades) si empleamos $f_{FI} = 455$ kHz (un valor estándar) y el rango de las f_{im} asociadas.

Tabla I. Valores de f_{RF} , f_{OL} y f_{im} (kHz) en la AM comercial para $f_{FI} = 455$ kHz

	f_{RF}	f_{OL1}	f_{im1}	f_{OL2}	f_{im2}
Min.	545	90	365	1000	1455
Max.	1545	1090	635	2000	2455

De las dos opciones para f_{OL} es mejor escoger, en este caso, la que emplea valores más elevados. Los valores de f_{OL} son bajos en cualquiera de las dos opciones, pero en la segunda la variación relativa de f_{OL} es menor, es decir, $\Delta f_{OL2}/f_{OL2} < \Delta f_{OL1}/f_{OL1}$. Es difícil diseñar un oscilador con un rango de variación de frecuencia grande y lineal, por eso la segunda opción facilita el diseño del OL.

Observamos que con la segunda opción la banda de f_{RF} y la de f_{im1} quedan juntas, no se puede suprimir la banda de f_{im1} con un filtro fijo sin afectar a la banda de f_{RF} . Con primera opción es aún peor, se produce solapamiento entre la banda de f_{RF} y la de f_{im1} . En cualquier caso deberemos emplear uno pasa-banda sintonizado a la f_{RF} y con una banda pasante mínima igual a la banda del amplificador de FI (B_{FI}) y máxima $4 f_{FI} - B_{FI}$ (ver figura 2.22).

Cuanto mayor sea la f_{FI} mayor es la separación entre la f_{RF} y la f_{im} . Pero al mismo tiempo una f_{FI} elevada hace más difícil realizar un filtro de FI selectivo para tener un buen rechazo de los canales adyacentes.

Una solución es emplear receptores de doble conversión, la primera f_{FI} es alta para facilitar el rechazo de la f_{im} , mientras que la segunda f_{FI} es mucho menor para conseguir filtros de FI muy selectivos.

Si la no es muy elevada una posibilidad es emplear la **conversión UP**, caracterizada porque $f_{FI} > f_{RF}$. Por ejemplo si un receptor debe sintonizar la banda de frecuencias $1\text{MHz} < f_{RF} < 30\text{MHz}$, podemos hacer $f_{FI} = 40\text{MHz}$. Los rangos de f_{RF} , f_{OL} (con cada una de las dos posibilidades) y de las f_{im} asociadas se muestran en la Tabla II.

Tabla II. Valores de f_{RF} , f_{OL} y f_{im} (MHz) en una conversión UP con $f_{FI} = 40$ MHz

	f_{RF}	f_{OL1}	f_{im1}	f_{OL2}	f_{im2}
Min.	1	41	81	39	79
Max.	30	70	110	10	50

En cualquiera de las dos opciones las bandas de f_{RF} y f_{FI} no se solapan. El filtro RF puede ser un filtro pasa bajo único, no tiene que ser sintonizado.

Existen arquitecturas de receptores que eliminan la frecuencia imagen sin necesidad de filtro RF, vamos a verlas a continuación.

-Arquitectura Hartley

Está representada en la figura 2.23 El bloque indicado como 90° desfasa las señales que le llegan precisamente ese ángulo, es decir, convierte $\sin(x)$ en $\cos(x)$ y $\cos(x)$ en $-\sin(x)$. El resto de bloques ya son conocidos.

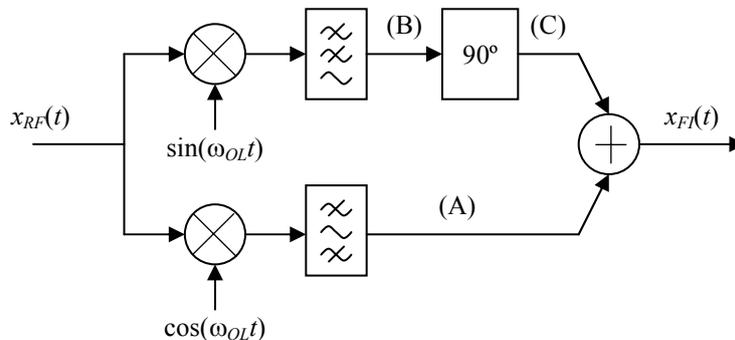


Fig. 2.23 Diagrama de bloques de un receptor Hartley.

La señal que llega al receptor es la deseada más la señal a la frecuencia imagen

Señal RF:
$$x_{RF}(t) = g(t) \cos(\omega_{RF}t) + A_{im}(t) \cos(\omega_{im}t)$$

Asumiremos, sin pérdida de generalidad, que $f_{OL} > f_{RF}$ y que $f_{im} > f_{OL}$. De forma que $f_{OL} - f_{RF} = f_{FI}$ y $f_{OL} - f_{im} = -f_{FI}$. La señal en el punto A es

Señal A:
$$x_A(t) = \frac{g(t)}{2} \cos(\omega_{FI}t) + \frac{A_{im}(t)}{2} \cos(\omega_{FI}t)$$

En el punto B la señal es

$$\text{Señal B: } x_A(t) = \frac{g(t)}{2} \sin(\omega_{FI}t) - \frac{A_{im}(t)}{2} \sin(\omega_{FI}t)$$

La señal en C es $x_A(t)$ desfasada 90°

$$\text{Señal C: } x_A(t) = \frac{g(t)}{2} \cos(\omega_{FI}t) - \frac{A_{im}(t)}{2} \cos(\omega_{FI}t)$$

Por lo tanto, a la salida, el término $A_{im}(t)$ desaparece.

-Arquitectura Weaver

Está representada en la figura 2.24. Esta arquitectura requiere receptores de doble conversión, pero a cambio no necesita el desfasador de 90° que es difícil de construir. El cálculo de la $x_{FI}(t)$ se deja como ejercicio para el lector.

Notar que las dos arquitecturas pueden usarse también para señales en cuadratura, sin ninguna modificación adicional.

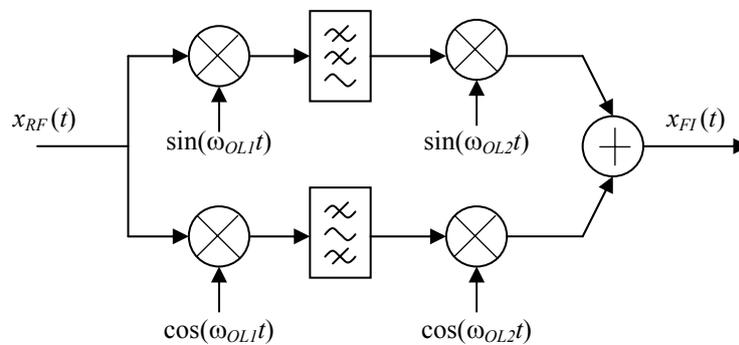


Fig. 2.24 Diagrama de bloques de un receptor Weaver.