



8. Transmisores y receptores

8.1. Introducción

Se desea transmitir el mensaje original $m(t)$ a través de la banda base de un canal de transmisión de acuerdo con el canal según muestra la cadena de la Fig. 8.1. No estamos interesados en caso de que la señal se transmite en la banda base, sino sólo cuando la señal de banda de base se modula una frecuencia portadora. El modulador es uno de los bloques que constituyen el emisor, pero no es el único.

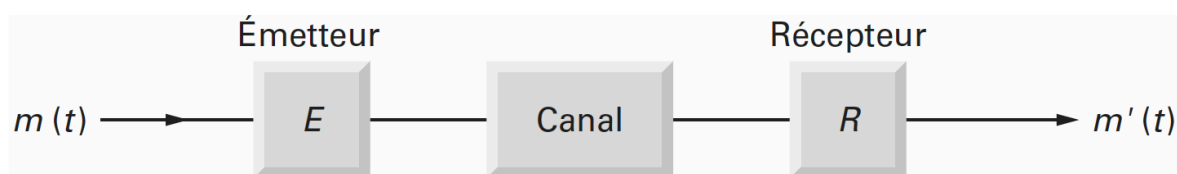


Fig. 8.1. Cadena de transmisión y recepción [1].

El objetivo de este capítulo es examinar cada una de las funciones elementales que constituyen el transmisor y el receptor. En la recepción se recupera $m'(t)$ y se espera que sea similar a la señal transmitida $m(t)$. El rendimiento global de la cadena de transmisión dependerá de la elección y los parámetros utilizados para cada uno de los bloques. Dado que las funciones de transmisión y recepción son diferentes, se entiende fácilmente que en cada etapa de tratamiento, son cruciales sólo ciertos parámetros.

El objetivo de esta descripción es centrarse en la importancia relativa de cada parámetro para todos los bloques de la cadena de transmisión. Se verá que, en general la estructura de los transmisores es más simple que la de los receptores. Los resultados dados en esta sección son aplicables en la mayoría de los casos, tanto la transmisión de señales analógicas como digitales. No se trata aquí de elegir el método de modulación, sino de analizar la configuración del transmisor y el receptor elegida.

8.2. Transmisores

El transmisor simplificado de la Fig. 8.2 incluye los siguientes tres bloques:

- Un circuito de tratamiento de la señal base
- Un modulador
- Un amplificador de potencia

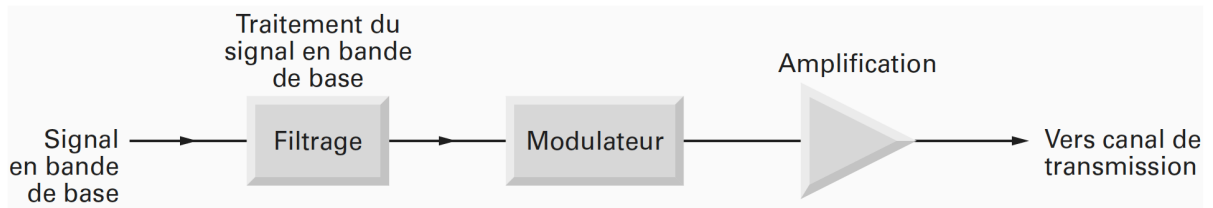


Fig. 8.2. Diagrama en bloques de un transmisor [1].

8.2.1. Tratamiento de la señal base

En el capítulo de modulación analógica se ha visto que la eficiencia espectral de la señal alrededor de la frecuencia portadora es una función lineal de la ocupación espectral de la señal de banda base.

$f_{1\max}$ es la frecuencia máxima de la señal de banda base, la banda ocupada alrededor de la portadora es:

$$B = 2f_{1\max} \quad \text{en DSBFC} \quad (8.1)$$

$$B = f_{1\max} \quad \text{en AMSSB} \quad (8.2)$$

$$B = 2(m_F + 1)f_{1\max} \quad \text{en FM} \quad (8.3)$$

Por ello, el primer paso será el de limitar estrictamente la banda de frecuencia de la señal de modulación a la frecuencia $f_{1\max}$.

En el caso de una señal de audio, por ejemplo, se seleccionarán de la banda de 300 Hz - 3400 Hz si la tendencia es hacia una SSB, o de 20 Hz - 15 kHz para una FM de calidad.

Para una señal de video, se puede considerar limitar la banda de 5 MHz.

Para este filtrado, los parámetros más importantes son, en primer lugar, la atenuación fuera de banda, que naturalmente debe tener un valor finito.

La Fig. 8.3 representa la plantilla del filtro de paso bajos que se utilizará para calcular los elementos de filtro. El valor A_{\max} puede realizarse mediante el examen de la Fig. 8.4.

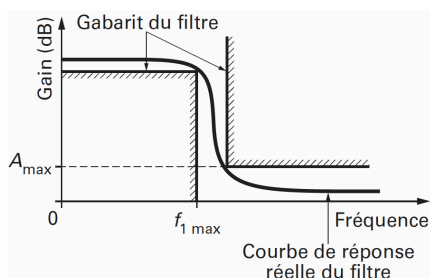


Fig. 8.3. Filtrado de una señal base [1].

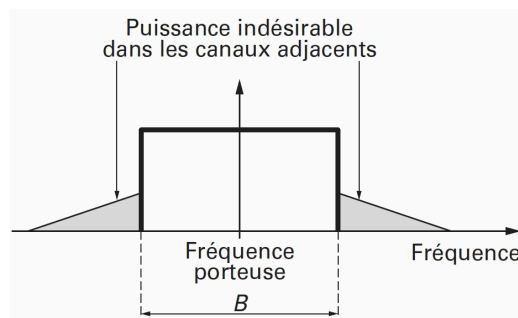


Fig. 8.4. Distribución en torno a la portadora [1].

Del valor finito de A_{\max} , resultan potencias indeseables en los canales adyacentes. El nivel de las potencias indeseables será inversamente proporcional a A_{\max} , mientras que la complejidad también será proporcional a A_{\max} .

En el caso de una señal de audio, el oído es no o sólo ligeramente sensible a la fase relativa, no es de interés en ese valor A_{\max} .

En el caso de una señal de vídeo, hay que ocuparse tanto del valor A_{\max} como de la regularidad del tiempo de propagación del grupo. La necesidad de filtrar la señal de vídeo es evidente si se considera el caso de la adición de uno o más subportadoras de audio o de datos de baja velocidad. Si la señal de modulación se inyecta a un modulador de frecuencia, también encontramos un filtro de pre-énfasis.

En el caso de la modulación digital, la circuitería de procesamiento de banda base puede incluir los circuitos de codificación y los filtros de banda limitante. La codificación consiste en convertir la señal de banda base en otra señal a la banda base, por ejemplo. Una señal NRZ se puede codificar por ejemplo en duobinaria o el Manchester.

Por último, el espectro de la señal de banda base se limitará al valor estrictamente necesario para su demodulación y restitución.

Los filtros de entrada pueden ser pasiva o tipo activo. Así que vamos a ver en la plantilla de filtro que tiene un impacto directo en la anchura de banda ocupada y la elección de la función de aproximación que influye en la deformación de las disposiciones transitorias.

8.2.2. Moduladores

La elección del modulador naturalmente dependerá del tipo de modulación que se adopte.

Se han realizado análisis sobre los moduladores analógicos y digitales.

8.2.3. Generación de la frecuencia piloto

Antes que nada, el diseñador tiene que pensar en la estructura que debe adoptar para generar la portadora. El tipo de modulación puede afectar el desarrollo de la portadora.

Para hacer una buena elección, se debe definir las condiciones de funcionamiento, que en este caso significa saber si el transmisor está trabajando en una sola frecuencia o en una banda de frecuencia.

El oscilador deberá ser estable en el tiempo, la temperatura y la tensión de alimentación. También debe tener un bajo ruido de fase o de frecuencia cerca de la frecuencia central, al tiempo que la potencia de salida que suministre sea compatible con las siguientes etapas.

Si el emisor está trabajando en una sola frecuencia y la modulación es de amplitud, se puede considerar usar un oscilador de cristal.

Si la frecuencia es lo suficientemente baja, una sola etapa oscilador puede resolver el problema.

Si la frecuencia es superior a 30 MHz, se utiliza para un oscilador seguido de varias etapas multiplicadoras.

Obviamente se requerirá esta solución para competir con un oscilador PLL, lo que da los mismos resultados en términos de precisión y estabilidad como un oscilador de cuarzo.

Un oscilador por PLL es una solución que es adecuada para todos los tipos de modulación, amplitud o frecuencia.

Un único, simple oscilador LC sólo podrá ser adecuado para aplicaciones en las de bajo costo es el principal criterio para la cual se marginó el rendimiento en segundo plano.

En la modulación de frecuencia, la señal de salida del oscilador se envía directamente a las etapas de salida. En la modulación de amplitud, la señal de salida se envía al modulador simultáneamente con la señal moduladora en banda base.

La modulación de amplitud de doble banda, con o sin soporte no plantea ningún problema. Si un mezclador equilibrado recibe simultáneamente la señal en la frecuencia central y la señal de banda base, se realiza una modulación de amplitud con portadora suprimida. Al añadir o volver a insertar la salida de portadora se genera una modulación de amplitud con portadora. El caso de la modulación de banda lateral única es mucho más delicada, ya que hay que seleccionar una o la otra de las bandas laterales. En este caso, se supone que la señal de banda base no tiene energía en las frecuencias más bajas del espectro o posiblemente, que estas componentes poco útiles se filtraron de entrada.

Se pueden implementar dos estructuras muy diferentes:

- Filtrado en baja frecuencia y
- Transposición o mezclador con supresión de imagen

La elección se realiza teniendo en cuenta la complejidad, el coste y el rendimiento obtenido en relación con el rendimiento requerido.

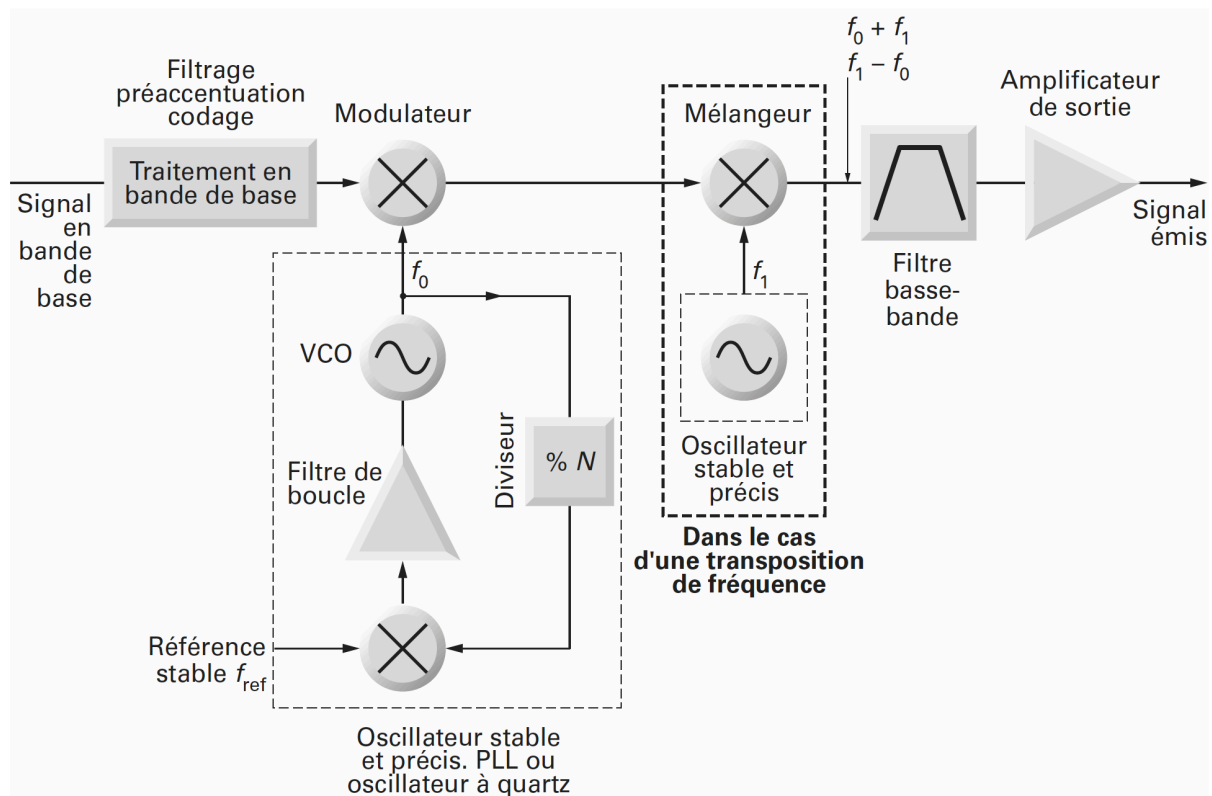


Fig. 8.5. Estructura general de un transmisor [1].

En la modulación de frecuencia, la elección es restringida y limitada a dar una solución a la cuestión de la modulación directa o indirecta. Por último, y esto con independencia del tipo de modulación, es posible que no se pueda modular directamente la frecuencia portadora. En este caso, se recurre a una etapa de traslación de frecuencia final que implica osciladores locales, mezcladores y filtros. La estructura muy general del emisor se

convierte en la de la Fig. 8.5 y esta estructura sigue siendo aplicable independientemente del tipo de modulación prevista.

En el caso de una conversión de frecuencia, la frecuencia f_0 se transpone a la frecuencia f_1 . De la mezcla-multiplicación se deduce que ambos productos $f_1 + f_0$ y $f_1 - f_0$; se supone que $f_1 \gg f_0$. Lo que se pretende es enviar la señal de modulación en una sola portadora y no dos.

Uno de los dos productos debe ser eliminado por filtrado. El filtro es un filtro pasivo, un filtro de onda acústica de superficie SAW o una línea de filtro (microstrip) de acuerdo con las frecuencias.

Los parámetros más importantes son la atenuación fuera de banda, que da directamente el nivel de rendimiento, y coste resultante de una eventual complejidad de este o estos filtros.

El oscilador que suministra la frecuencia f_1 debe tener las mismas características que el oscilador que proporciona la f_0 en cuanto a estabilidad y el ruido; por lo tanto, se aplican las mismas consideraciones.

El mezclador tiene un papel importante y que se supone que es simplemente un multiplicador.

En la práctica, los mezcladores son elementos no lineales altamente imperfectos que proporcionan los productos $|\pm mf_1 \pm mf_0|$.

El tipo de mezclador se seleccionará mediante la comparación de su desempeño en términos de generación de productos indeseables y el costo. Aunque el circuito de transposición de frecuencia no tenga razón de ser, si la frecuencia de transmisión es directamente f_0 , el filtro de paso de banda debe incluirse siempre. Este se encargará de eliminar los inevitables armónicos $2f_0, 3f_0, \dots$ procedentes del oscilador, PLL o de cuarzo.

Por último, la señal se transmite al amplificador de salida.

8.2.4. Amplificador de salida

Antes que nada, hay que responder un par de preguntas:

- a) ¿Cuál es el tipo de modulación?
- b) ¿Cuál es la potencia de salida?

Clase de funcionamiento del amplificador de salida

La respuesta a la primera pregunta selecciona al instante la clase de funcionamiento del amplificador. Si se trabaja en la modulación de amplitud, las etapas de salida deben trabajar en la clase A o posiblemente AB. Esto implica un rendimiento deficiente. Si se trabaja modulación de frecuencia de operación puede ser de clase A, B, AB o C siendo preferida la clase C que da los mejores resultados en términos de rendimiento.

La Fig. 8.6 muestra las diferencias fundamentales de operación entre los cuatro tipos de clase. Los amplificadores en clase A por lo general consisten en un solo transistor, mientras que en la clase AB o B, por lo general se reúne dos transistores conectados en push-pull.

En la configuración push pull, que se muestra en la Fig. 8.7, cada transistor es responsable de la amplificación de una alternancia. La adición se realiza en un transformador de salida.

En la clase C se puede encontrar con un solo transistor, o varios transistores conectados en paralelo para aumentar la potencia de salida.

La diferencia fundamental entre los amplificadores clase A y clase C reside en la elección de la corriente de polarización. En clase C la corriente es cero y en Clase A el punto de trabajo se suele colocar en el centro de la línea de carga (para máxima excursión simétrica).

En clase A, el rendimiento teórico máximo es de 50%, pero no podemos esperar que este tipo de rendimientos en la práctica. Normalmente se sitúa entre 25 y 50%.

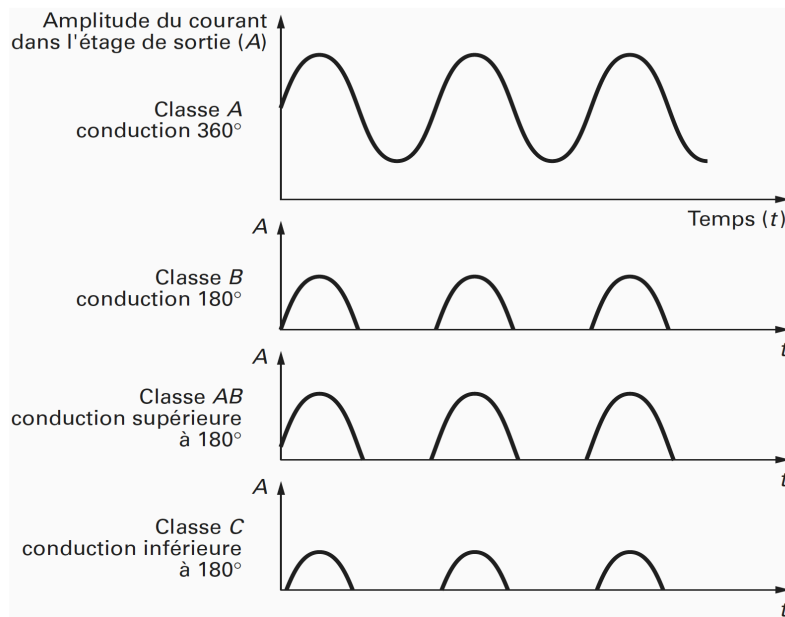


Fig. 8.6. Diferencia de funcionamiento de los amplificadores de potencia clase A, B, AB y C. Aquí la $I_{\text{colector}}=f(t)$ [1].

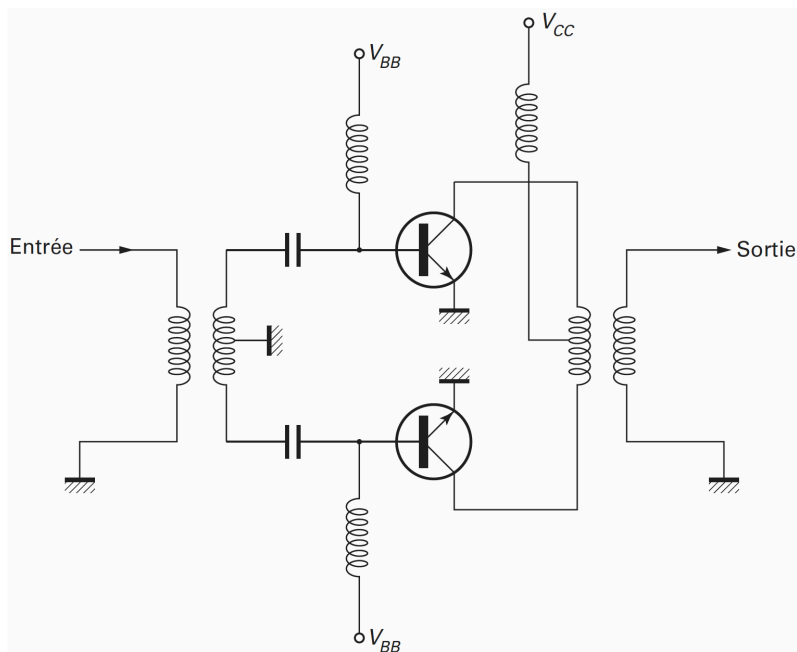


Fig. 8.7. Amplificador Push-pull [1].

En la clase B, el rendimiento teórico máximo es de 78%, mientras que clase C puede esperar a tener rendimientos de alrededor del 90%.

En general, pero esto no es siempre el caso, las etapas en la clase A se utilizan para amplificar señales pequeñas y en este caso el rendimiento es de poca importancia. También se pueden utilizar los amplificadores en clase A en las etapas salida cuando la linealidad es un parámetro importante.

Las etapas en la clase AB o B también pueden trabajar en modo lineal; son interesantes en las etapas de salida de alta potencia. En la clase A, B y AB los amplificadores se pueden diseñar la operación en banda ancha (adaptación de banda ancha). Por el contrario los amplificadores de la clase C, son altamente no lineales, se adaptarán a un dominio de frecuencias. A la salida del amplificador en clase C se coloca un filtro que elimina los armónicos y selecciona sólo la portadora. Este filtro reduce el rango de uso del amplificador.

Los requisitos de potencia de salida se estiman mediante el examen del procedimiento de modulación elegido. La potencia de salida requerida viene determinada por la relación S/N necesaria y por el estado del enlace.

Esta es la respuesta a la segunda pregunta.

8.2.5. Adaptación de impedancias

Por último, es para enviar la potencia suministrada por la etapa de salida al medio de transmisión es necesario un circuito de adaptación de impedancias que se interpone entre la salida del amplificador y la carga. La carga puede ser una antena, un cable coaxial, un cable de alambre o una guía de ondas.

8.2.6. Conclusiones sobre el transmisor

Durante el diseño del transmisor, los puntos más importantes son:

- a) Estabilización de la portadora
- b) Principio adoptado para la modulación
- c) Amplificación, adaptación y rendimiento en las etapas finales
- d) Costo

8.3. Receptores

El receptor es a menudo mucho más complejo que el transmisor. La estructura final de un receptor se deriva de una serie de compromisos entre los distintos parámetros que afectan al rendimiento. Todos estos parámetros están estrechamente entrelazadas, no existe una solución ideal o universal.

8.3.1. Función del receptor

El receptor recibe una fracción de la portadora modulada emitida en presencia de ruido y otras muchas señales de potencia y frecuencias diversas desconocidas. Esto está particularmente bien entendido considerando el caso de la banda de frecuencias de 88 a 108 MHz.

El principal función del receptor es la de demodular la portadora y restituir la señal de modulación original. Dado que el transmisor se encuentra a cierta distancia, previamente habrá que amplificar la señal a la frecuencia portadora.

El diagrama de bloques del receptor sería entonces la de la Fig. 8.8 y se limita a una cadena de amplificación, demodulación y filtrado. Un análisis rápido de la situación muestra que el diagrama de bloques de la Fig. 8.8 es difícil de aplicar, salvo en casos excepcionales. No puede, por tanto, servir de modelo o el tipo de estructura del receptor.

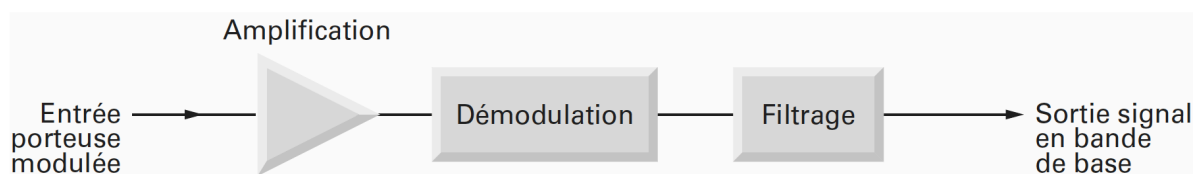


Fig. 8.8. Diagrama en bloques del receptor ideal [1].

El amplificador de entrada recibe tanto las señales útiles como las parásitas. Si nos ponemos en el peor de los casos, la amplitud de la señal útil será pequeña en comparación con las señales no deseadas. Se sabe que en la mayoría de los casos, la tensión de salida demodulada es proporcional a la amplitud de la portadora. A la salida del amplificador, el nivel de la portadora debería ser constante. El amplificador, por lo tanto, deberá tener una ganancia variable y controlada de modo tal que su tensión de salida sea constante.

Este amplificador también debe tener un excelente rendimiento en términos de IP3, figura de ruido y el punto de compresión. En el mejor de los casos podemos imaginar que todos los componentes de entrada se van a encontrar al mismo nivel a la entrada del demodulador. Esta estructura simplificada no es posible sin la presencia de filtros de banda entre el amplificador de entrada y el demodulador. A la salida del demodulador podría ser necesaria la acción de un filtro, particularmente en el caso de la modulación de frecuencia.

Hay un caso especial en el que el diagrama de la Fig. 8.8 puede responder a un problema de transmisión. Supongamos que queremos transmitir información analógica en una fibra óptica por la modulación de una subportadora; se adoptará para este diagrama de bloques en la Fig. 8.9.

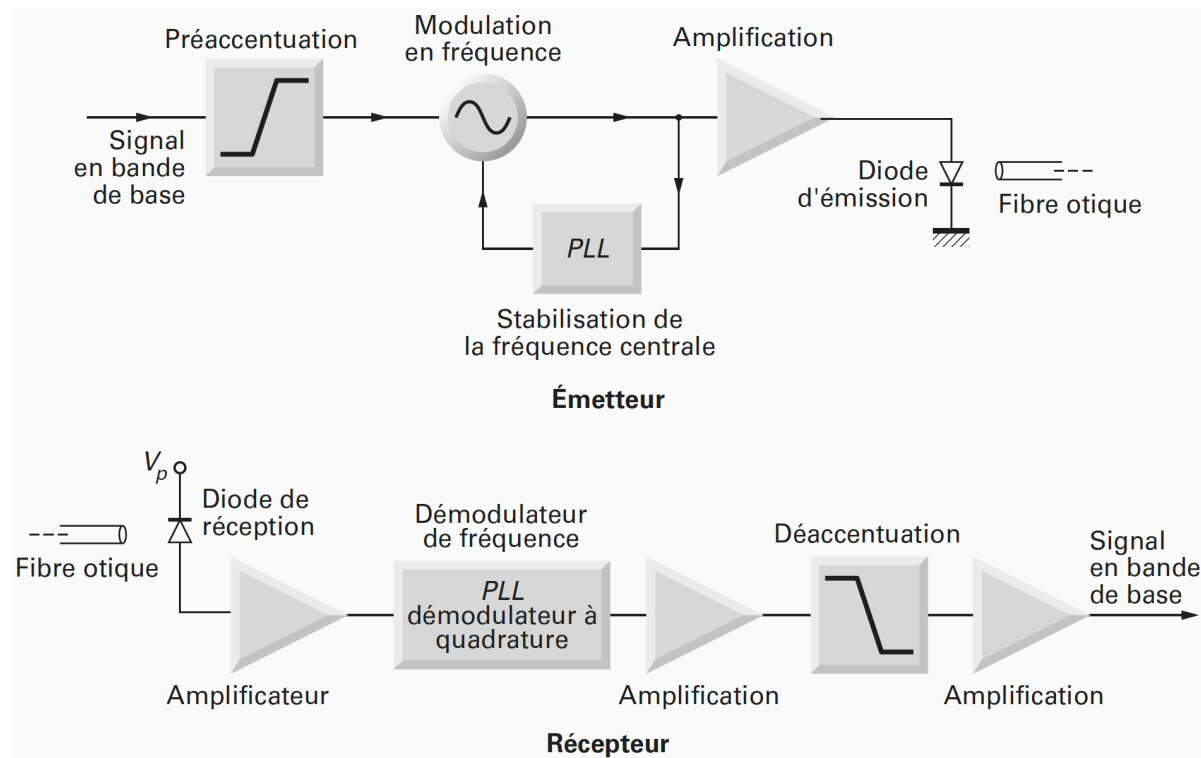


Fig. 8.9. Transmisión de una señal analógica por un canal óptico [1].

En la señal de transmisión de banda base es pre-acentuada y enviada a un modulador de frecuencia estabilizada en frecuencia por un PLL. La frecuencia central modulada modula a su vez la amplitud la corriente en el diodo emisor.

En la recepción, el fotodiodo actúa como un demodulador de amplitud. La corriente que atraviesa el diodo es amplificada y enviada al discriminador que restaura la señal de banda pre-acentuada. Finalmente debemos amplificar y restarle importancia a la señal.

En este caso, el diagrama de bloques es exactamente la de la Fig. 4.8, que no se puede utilizar porque en la fibra óptica la portadora es única.

Si se desea aprovechar la fibra óptica para transportar varios canales, se pueden conectar varias estructuras idénticas en paralelo, con la condición de que se proporcionen los filtros apropiados. En presencia de múltiples portadoras, la linealidad del amplificador pasa a ser más importante. Los problemas IP3 estarán siendo observados de cerca.

En tal sistema, se supone que la amplificación y demodulación a la frecuencia de transmisión de la portadora son factibles. El receptor así formado se destina a continuación, para recibir esta sola frecuencia. Este caso específico se ha examinado, pero nos interesa un caso más general a este mencionado.

En cualquier caso de la radiodifusión, el receptor no puede en ningún caso de frecuencia única. Normalmente está diseñado para la recepción de un canal entre n otros. Este receptor se coloca entonces en las condiciones más desfavorables:

- Presencia simultánea de todos los canales en la entrada;
- La presencia de señales de amplitud diversa.

8.3.2. Receptores con cambios de frecuencia

Se comprende fácilmente que la transformación del diagrama de la Fig. 8.8 un receptor capaz de seleccionar uno de n -canal plantea rápidamente problemas complejos.

Un filtro de entrada, junto a los circuitos demoduladores permite seleccionar el canal deseado. Esto implica una coincidencia perfecta entre los filtros y los circuitos del demodulador.

Por otro lado, cuanto mayor es la frecuencia de entrada, mas importante será el ancho de banda del filtro de entrada, si se supone que el factor Q es fijo. Toda la amplificación se transfiere a las etapas de entrada, y esto hace que incluso haya más problemas si la frecuencia de entrada es alta. Las razones para abandonar esta estructura son numerosos.

A continuación elige un traslación de frecuencia y el diagrama de bloques del receptor se convierte en la de la Fig. 8.10.

Supongamos que la frecuencia de la portadora modulada f_R es tal que no sabemos cómo llevar toda la amplificación sobre la etapa de entrada. La solución consiste en trasponer la frecuencia de entrada a una frecuencia que se llama f_I frecuencia intermedia.

Un mezclador recibe la frecuencia recibida f_R y la señal de un oscilador local f_{OL} . El mezclador es equivalente a un multiplicador. La frecuencia transpuesta f_I es o bien la suma o la diferencia de las frecuencias de entrada:

$$f_I = |f_{OL} \pm f_R| \quad (8.4)$$

Existen dos opciones para elegir esta frecuencia intermedia. Si la frecuencia intermedia es igual a la suma de las frecuencias, es más alta que la frecuencia de entrada, y esto viene en contradicción con el propósito. Si la frecuencia intermedia es igual a la diferencia entre las frecuencias, es más baja que la entrada f_R frecuencia. Cada una de las dos soluciones simultáneamente tiene ventajas y desventajas.

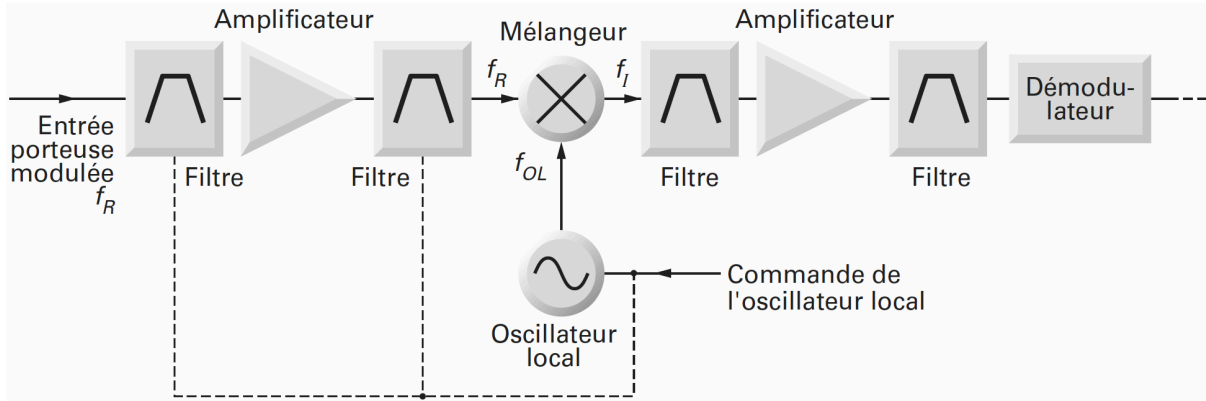


Fig. 8.10. Diagrama en bloques del receptor con cambio de frecuencia [1].

8.3.3. Frecuencia intermedia más baja

Supongamos que un receptor recibe una frecuencia f_R transpuesta por un oscilador f_{OL} a la frecuencia intermedia f_I , con:

$$f_I = f_{OL} - f_R \quad (8.5)$$

Existe una segunda frecuencia que, mezclada con el oscilador local a la frecuencia f_{OL} , dará como resultado una señal de frecuencia intermedia. La frecuencia intermedia se obtiene por uno de los productos siguientes:

$$f_I = |f_{OL} - f_R| = f_{OL} - f_R \quad (8.6)$$

$$f_I = |f'_R - f_{OL}| = f'_R - f_{OL} \quad (8.7)$$

La frecuencia f'_R inyectada a la entrada del receptor se recibe simultáneamente con la frecuencia f_R . Esta frecuencia es la frecuencia imagen.

$$f'_R = f_R + 2f_I \quad (8.8)$$

La frecuencia imagen se encuentra, por lo tanto, a una distancia de la frecuencia a recibir equivalente a dos veces la frecuencia intermedia. Esto constituye el primer inconveniente del cambio de frecuencia.

La elección de la frecuencia intermedia es delicada y sujeto a imperativos contradictorios.

Cuanto mas elevada sea la frecuencia intermedia, más fácil será eliminarla por filtrado de entrada, tanto antes como después del amplificador de entrada.

Como contrapartida, cuanto más alta sea la FI, más delicadas serán las operaciones de amplificación y filtrado en la cadena de la FI.

El objetivo inicial está plenamente alcanzado, ya que la señal de la frecuencia recibida puede reducirse bajo ciertas condiciones, aceptando la presencia de la frecuencia intermedia.

La elección definitiva del valor de la frecuencia intermedia se facilita mediante la integración de un nuevo parámetro: el ancho de banda ocupado por todos los canales que se reciban.

El diagrama de la Fig. 8.11 representa los n canales entre las frecuencias $f_{R\max}$ y $f_{R\min}$. Los filtros de entrada fijos seleccionan sólo esta gama de frecuencias. En estas condiciones, las frecuencias imagen estarán comprendidas entre:

$$[f_{R\min} + 2f_I \text{ y } f_{R\max} + 2f_I] \quad \text{si } f_I = f_{OL} - f_R \quad (8.9)$$

Parece entonces que las frecuencias imagen no estorbarán si se encuentran totalmente fuera de banda del filtro de entrada:

$$f_{R\min} + 2f_I > f_{R\max} \quad (8.10)$$

Así, la frecuencia intermedia puede seleccionarse mediante:

$$f_I > \frac{f_{R\max} - f_{R\min}}{2} \quad (8.11)$$

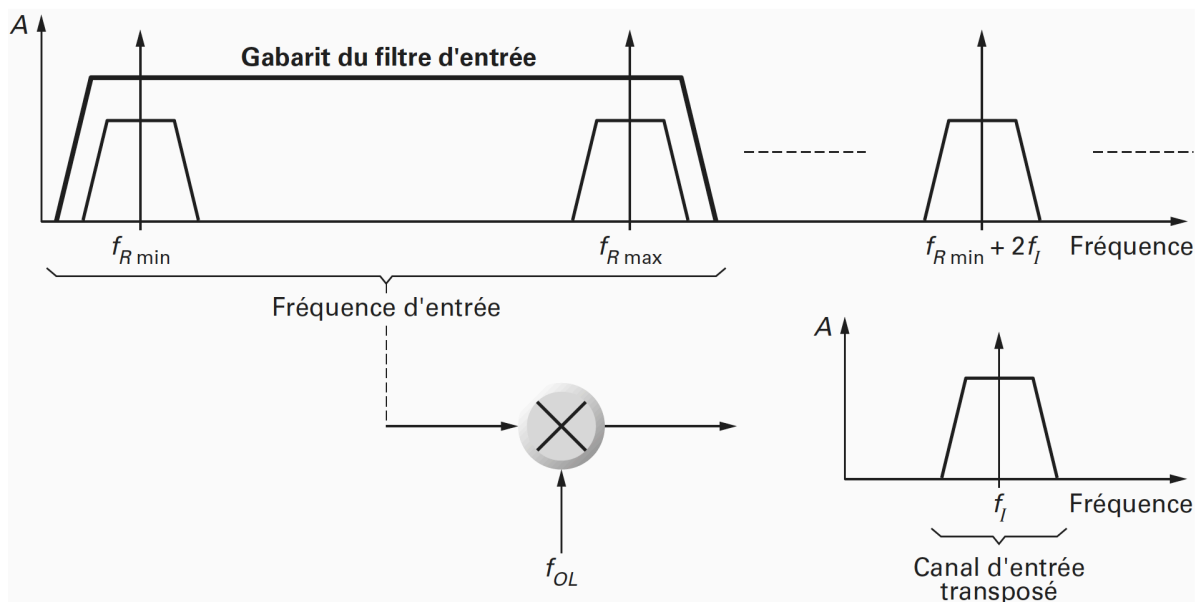


Fig. 8.11. Selección de los canales de entrada y elección de la FI [1].

Ejemplo 8.1:

Se desean recibir todos los canales de la banda 88.0 a 108.0 MHz.

$f_{R\min}=88\text{MHz}$

$f_{R\max}=108.0\text{MHz}$

Determine el valor mínimo de la frecuencia intermedia.

Respuesta:

$$f_I > \frac{f_{R\max} - f_{R\min}}{2} = \frac{108.0 - 88.0}{2} = 10\text{MHz}$$

En la práctica, el valor de FI seleccionado es de 10.7MHz.

Si el filtro de entrada es perfecto, se puede considerar que los problemas de la frecuencia imagen están resueltos. Sin embargo, el rechazo de la frecuencia imagen no puede ser infinito por ello se hablará del rechazo de la frecuencia imagen.

Desde el diagrama de bloques de la Fig. 8.11, se puede observar que al variar la frecuencia del oscilador local, es transpuesto uno u otro de los canales en un canal fijo centrado en la frecuencia intermedia:

$$f_{OL\min} = f_I + f_{R\min} \quad (8.12)$$

$$f_{OL\max} = f_I + f_{R\max} \quad (8.13)$$

Esta configuración es casi satisfactoria, pero las señales correspondientes a todos los canales de toda la banda están presentes simultáneamente en la entrada del amplificador y el mezclador. Esto implica los requisitos de linealidad para estos dos elementos. Esta configuración puede ser adoptada, pero se prefiere en general la configuración de la Fig. 8.12, donde un filtro de entrada a la frecuencia central variable selecciona un grupo de canales adyacentes.

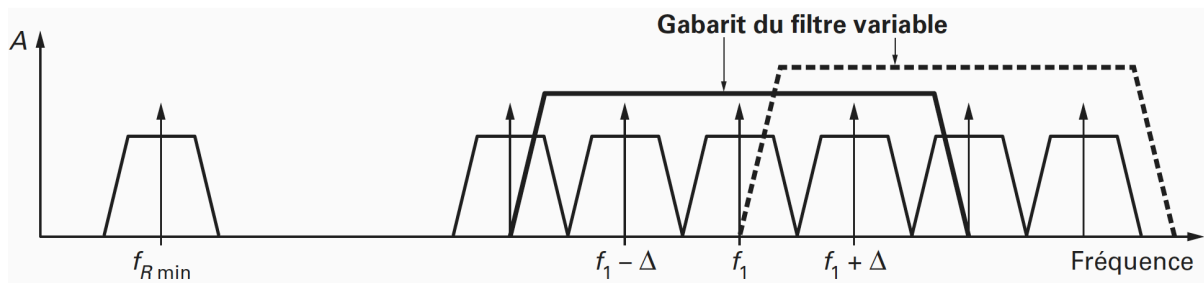


Fig. 8.12. Un filtro de entrada de sintonización variable selecciona un grupo de canales [1].
(Gabarit=plantilla)

El control de frecuencia de este filtro está acoplado con el control del oscilador local.

La Fig. 8.12 muestra un filtro de entrada que selecciona tres canales. El objetivo se alcanza, ya que ahora sólo se aplican simultáneamente tres señales a la etapa de entrada. El canal central en la frecuencia f_I es el canal útil que será transpuesto a la frecuencia intermedia f_I . La Fig. 8.13 muestra que los otros dos canales, a las frecuencias f_I y $f_I + \Delta$ y $f_I - \Delta$ se convierten en frecuencias $f_I + \Delta$ y $f_I - \Delta$.

La precisión de la plantilla del filtro de entrada no es un factor crítico como la exactitud del traqueo. Se trata solo de seleccionar un grupo de canales, en el que está incluido el canal de útil. El espectro seleccionado en la entrada está totalmente transpuesto la salida del mezclador. Esto deja a las señales no deseadas alrededor de la portadora centrada en la frecuencia f_I .

Un estado *fijo* centrado a la frecuencia intermedia selecciona el canal y rechaza las bandas laterales no deseadas. Aquí se ve un segundo motivo para el cambio de frecuencia. De hecho, uno puede seleccionar un canal entre n gracias a un filtro fijo colocado en la cadena de amplificación de frecuencia intermedia.

Puesto que el ancho de banda y la frecuencia central son fijos, Q_{IF} es fijo.

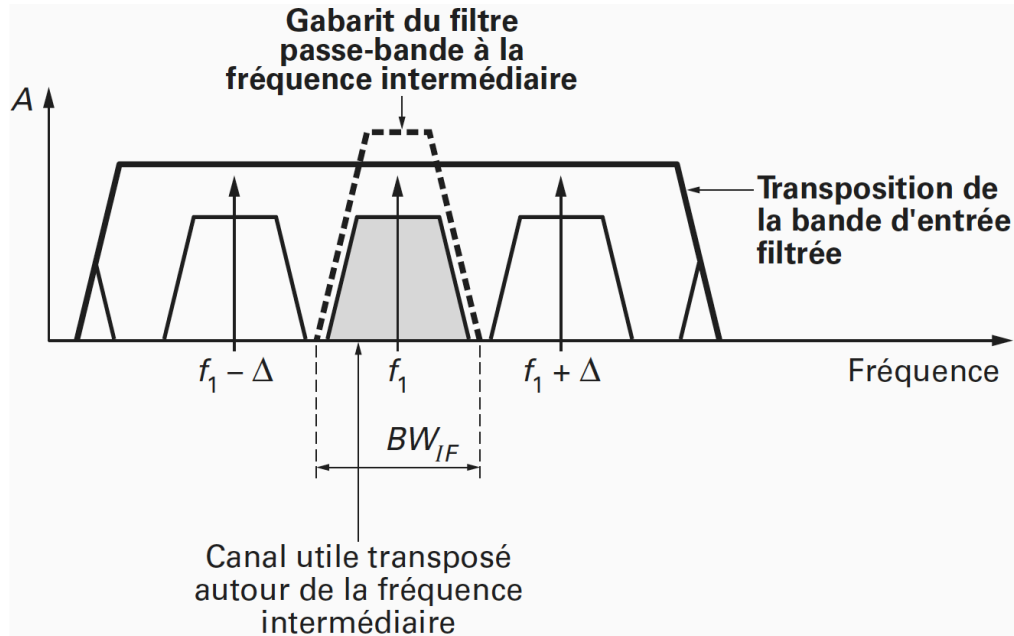


Fig. 8.13. Transposición de la banda de entrada y filtrado a la FI [1].

$$Q_{IF} = \frac{f_I}{BW_{IF}} \quad (8.14)$$

Donde f_I es la frecuencia central.

BW_{IF} es el ancho de banda del filtro a la frecuencia central.

Si se quisieran obtener las mismas prestaciones en la etapa de entrada, el coeficiente Q necesario a la entrada sería:

$$Q_{RF} = \frac{f_{RF}}{BW_{IF}} \quad (8.15)$$

Es decir,

$$Q_{RF} = \frac{f_{RF}}{f_I} Q_{IF} \quad (8.16)$$

Por consiguiente, la transposición hacia una FI más baja simplifica, pues, la realización del filtro.

Ejemplo 8.2:

Sea

$$f_{RF} = 100 \text{ MHz}$$

$$f_I = 10 \text{ MHz}$$

$$BW_{IF} = 200 \text{ KHz}$$

Calcular Q_{IF} y Q_{RF}

Respuesta:

$$Q_{IF} = \frac{f_I}{BW_{IF}} = 50$$

$$Q_{RF} = \frac{f_{RF}}{BW_{IF}} = 500$$

Un filtro de $Q_{RF} = 500$, para una frecuencia de 100 MHz es difícilmente realizable. Se añade a esta otra dificultad: debe ser variable en términos de frecuencia central y fija en términos del Q. Vemos aquí el interés por el punto central de la transposición de frecuencia. En este punto de la cadena de recepción, el nivel de la portadora modulada es generalmente insuficiente para ser enviado directamente a la demodulador.

Bastaría entonces con prever una cadena de amplificación que tuviera la suficiente ganancia como para que el nivel recibido por el demodulador sea aceptable.

Esta cadena de amplificación se simplifica ya que la frecuencia recibida se ha desplazado hacia abajo. Independientemente del tipo de transmisor, receptor, tipo de modulación o el tipo de señales a transmitir, analógica o digital, las potencias recibidas se incluyen en una amplia dinámica. Esta dinámica se basa sobre todo en la distancia entre el transmisor y el receptor. Se puede alcanzar valores tan grandes como 100 dB.

Es fácil entender algunas precauciones básicas deberían adoptarse para diseñar las etapas del amplificador a la frecuencia intermedia.

En el caso de modulación de amplitud, cualquier saturación se traduce, en primer lugar resulta en distorsiones y después en una pérdida de la información que puede ser total.

Se recurre a amplificadores de ganancia variable, que suministran una potencia media constante al demodulador de amplitud. La configuración final es la de la Fig. 8.14.

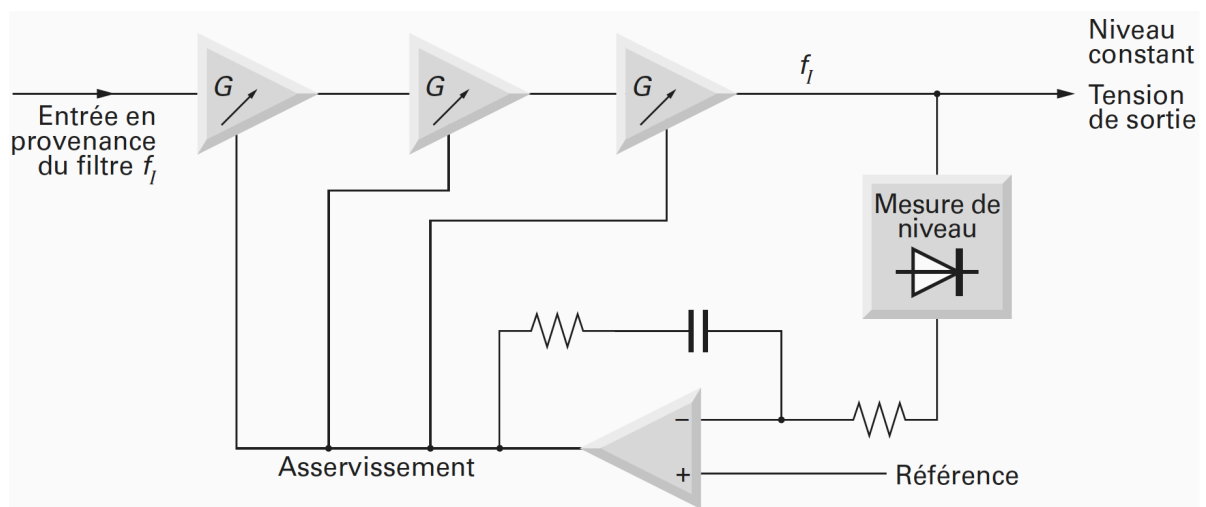


Fig. 8.14. Control automático de ganancia, etapas de frecuencia intermedia [1].

En el caso de la modulación angular, modulación de frecuencia o modulación de fase se utiliza para limitar el amplificador. Finalmente, la señal que tiene la amplitud requerida es demodulada en amplitud, frecuencia o fase y se envía al circuito de procesamiento de banda base. Estos circuitos pueden ser filtros, deénfasis y limitación de banda para la modulación analógica de los comparadores de umbral o modulaciones digitales. El diagrama de bloques completo es entonces la de la Fig. 8.15, que es, de hecho, un cambio en la de la Fig. 8.10.

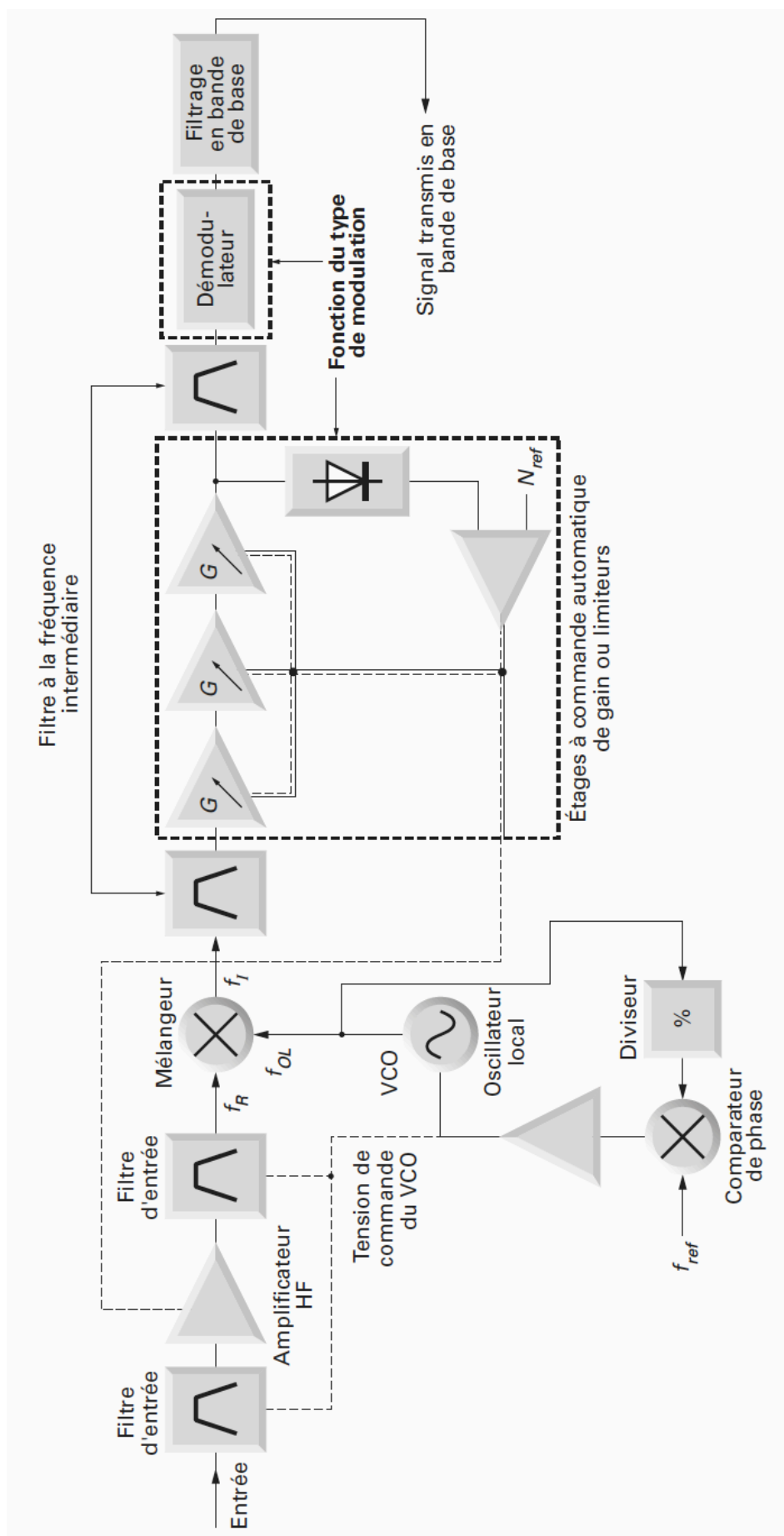


Fig. 8.15. Esquema de un receptor de frecuencia variable [1].

Los cambios principales se refieren a la adición de un bucle de enganche de fase para estabilizar el oscilador local y la clarificación de las etapas amplificadores de FI. A partir de este panorama podemos hacer algunas reflexiones que reúnen pros y contras, la recepción por un cambio de frecuencia:

- La estructura del receptor es independiente de la AM o FM tipo de modulación.
- Las diferencias radican en el tipo de demodulador, frecuencia o amplitud y el tipo de amplificador de FI, control automático de ganancia o limitador.
- El filtro de entrada puede seleccionar todo o parte de la cinta de entrada. Si el filtro selecciona toda la banda de frecuencias, el amplificador de RF de entrada tendrá un mejor rendimiento, en términos de IP3 si el filtro selecciona sólo una parte de la tira
- Si el receptor es solo canal, los filtros de entrada y el oscilador local pueden ser fijos. De lo contrario, el VCO debe estabilizarse preferentemente

8.3.4. Respuestas parásitas del receptor

Las respuestas espurias son frecuencias diferentes de la frecuencia recibida deseada que puede formar después de la demodulación, señales de banda base. Esto es debido a problemas de intermodulación en todas las etapas de entrada y el cambiador de frecuencia. Estos problemas se producen en los receptores capaces de cubrir una amplia gama de frecuencias (filtros de entrada ancha) y cuando los niveles de señal parásita son de alta amplitud. La compresión en las etapas de entrada genera los armónicos de la señal.

Por tanto, es deseable buscar todas las frecuencias de entrada, después de mezclar su fundamental o armónica con la fundamental o un armónico de la frecuencia del oscilador local, que den exactamente la frecuencia intermedia:

$$\pm m f_{RF} \pm n f_{OL} = \pm f_I \quad (8.17)$$

Siendo m y n enteros positivos estrictamente superiores a cero. Las frecuencias indeseables recibidas por el receptor vienen dadas por el siguiente par de relaciones:

$$f_{RF1} = \frac{n f_{OL} - f_I}{m} \quad (8.18)$$

$$f_{RF2} = \frac{n f_{OL} + f_I}{m} \quad (8.19)$$

Siendo m=n=1, se reciben las dos frecuencias $f_{OL} - f_I$ y $f_{OL} + f_I$. La primera es la frecuencia que se pretende recibir, mientras que la segunda es la frecuencia imagen.

La Tabla 8.1 proporciona todas estas frecuencias para los números enteros m y n entre 1 y 4. Es evidente que las combinaciones son más problemáticas en la diagonal de la tabla. Aún existe otra frecuencia parásita indeseable; se trata de la propia frecuencia intermedia, el nivel de esta frecuencia, disponible a la salida del mezclador, sólo está condicionado por el aislamiento RF-IF del mezclador y del rechazo de esta frecuencia por los filtros de entrada.

El espectro en la Fig. 8.16 incluye la señal recibida y las primeras respuestas parásitas del receptor. Las respuestas parásitas de la forma $f_{RF} \pm f_{OL} / m$ se aproxima a la frecuencia que se pretende recibir f_{RF} cuando m aumenta. Cuanto más se acercan las respuestas parásitas a la frecuencia a recibir f_{RF} , mas compleja resulta su eliminación por filtrado. Estas respuestas, situadas en la diagonal de la Tabla 8.1, se deben a una distorsión de

intermodulación de orden 2. Por consiguiente, la elección del mezclador debe efectuarse examinando cuidadosamente sus características en términos de distorsión de intermodulación de orden 2, es decir, su punto de intercepción IP2.

Tabla 8.1 Primeras respuestas por unidades a la entrada del receptor

$n \backslash m$	1	2	3	4
1	$f_{OL} - f_I$ $f_{OL} + f_I$	$\frac{f_{OL} - f_I}{2}$ $\frac{f_{OL} + f_I}{2}$	$\frac{f_{OL} - f_I}{3}$ $\frac{f_{OL} + f_I}{3}$	$\frac{f_{OL} - f_I}{4}$ $\frac{f_{OL} + f_I}{4}$
2	$2 f_{OL} - f_I$ $2 f_{OL} + f_I$	$f_{OL} - \frac{f_I}{2}$ $f_{OL} + \frac{f_I}{2}$	$\frac{2 f_{OL} - f_I}{3}$ $\frac{2 f_{OL} + f_I}{3}$	$\frac{f_{OL}}{2} - \frac{f_I}{4}$ $\frac{f_{OL}}{2} + \frac{f_I}{4}$
3	$3 f_{OL} - f_I$ $3 f_{OL} + f_I$	$\frac{3 f_{OL} - f_I}{2}$ $\frac{3 f_{OL} + f_I}{2}$	$f_{OL} - \frac{f_I}{3}$ $f_{OL} + \frac{f_I}{3}$	$\frac{3 f_{OL} - f_I}{4}$ $\frac{3 f_{OL} + f_I}{4}$
4	$4 f_{OL} - f_I$ $4 f_{OL} + f_I$	$2 f_{OL} - \frac{f_I}{2}$ $2 f_{OL} + \frac{f_I}{2}$	$\frac{4 f_{OL} - f_I}{3}$ $\frac{4 f_{OL} + f_I}{3}$	$f_{OL} - \frac{f_I}{4}$ $f_{OL} + \frac{f_I}{4}$

Estas respuestas espurias muestran que la elección de la frecuencia intermedia no es tan simple como que te puedas imaginar descuidar linealidades y conservando sólo los productos dados por $m = n = 1$.

Si uno elige una frecuencia intermedia baja que la frecuencia que se recibirá, debe ser lo suficientemente baja para facilitar eficazmente la amplificación y filtrado, y lo suficientemente alta que la respuesta espuria a ser rechazada por el filtro de entrada fijo o variable.

8.3.5. Filtros fijos para FI estándar

La elección de la FI puede verse facilitada con la disposición de filtros fijos, ajustados a las frecuencias estándar. Estos filtros monolíticos pueden realizarse a partir de diferentes tecnologías; filtros cerámicos, de cuarzo, de ondas superficiales SAW. Estas frecuencias fijas también pueden ser un inconveniente.

Las frecuencias estándar son como sigue: 455 kHz, 10,7 MHz, 21,4 MHz, 70 MHz, 130 o 140 MHz, 480 MHz.

Para las dos primeras frecuencias, 455 kHz y 10,7 MHz, los filtros son cerámicos. Los anchos de banda son entre unos pocos kHz a 455 kHz y varios centenares de kHz a 10,7 MHz.

En la frecuencia de 21,4 MHz los filtros son de cuarzo, y para las frecuencias más altas los filtros son sólo SAW.

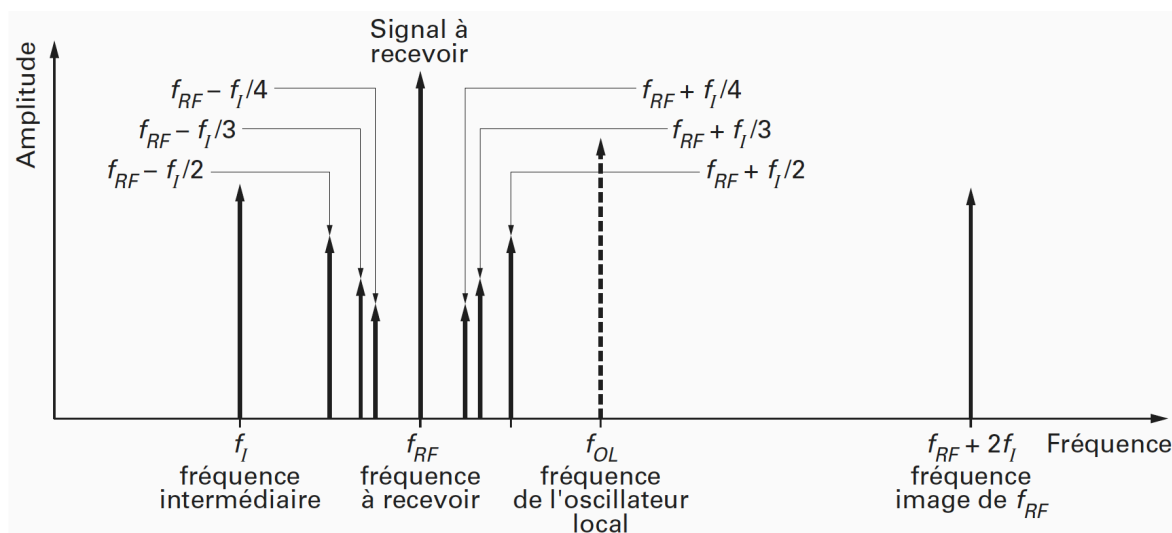


Fig. 8.16. Principales respuestas por unidades del receptor [1].

La elección de cualquiera de estos filtros se deriva del ancho de la señal en banda base que se desea transmitir, asociada con el método de modulación, determina el ancho de banda para la frecuencia intermedia.

No es necesario seleccionar la frecuencia intermedia al valor de las frecuencias intermedias estándar. El diseñador es simplemente se enfrenta con el problema que involucra un filtro de frecuencia intermedia específico y un aumento específico en el costo, lo cual deriva a la elección de la frecuencia intermedia y el filtro estándar.

8.3.6. Ruido de fase en el oscilador local

El espectro de la Fig. 8.17 representa el espectro real de un oscilador local estabilizado por un PLL, tal como se podría ver a través de un analizador de espectro.

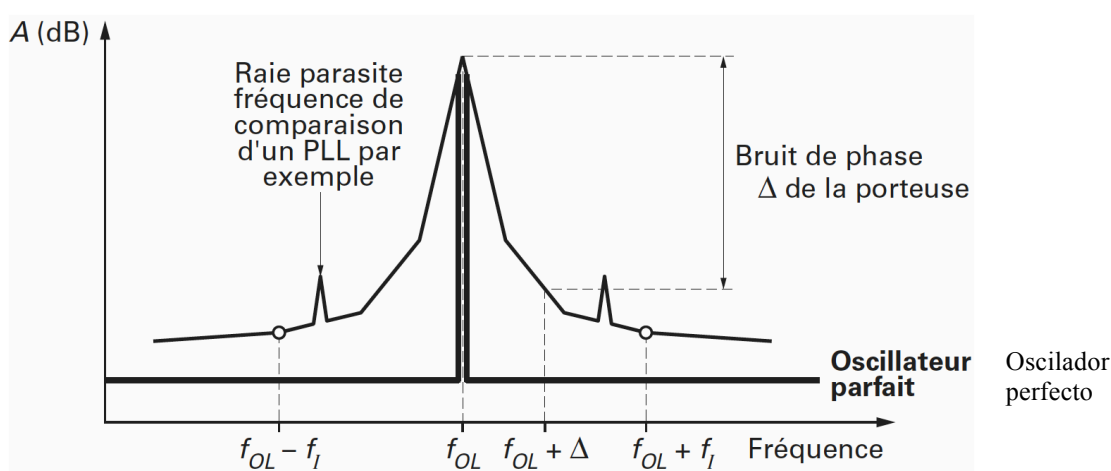


Fig. 8.17. Ruido de fase del oscilador local [1].

El oscilador real se diferencia del oscilador ideal por un nivel de ruido creciente cuando se aproxima a la portadora. Además se pueden observar rayas parásitas que pueden venir de la frecuencia de comparación de un circuito PLL.

Las frecuencias que corresponden a $f_{OL} + f_I$ y $f_{OL} - f_I$ serán convertidas a la FI. Por tanto, es importante que el ruido a estas frecuencias sea lo mas bajo posible.

8.3.7. Sensibilidad del receptor

Un parámetro importante del receptor es su sensibilidad. Se trata simplemente de establecer una relación entre el nivel de esta señal en la entrada y la relación señal a ruido en la salida del receptor. La relación señal a ruido es en la señal de banda base y la relativa a la señal modulada de portadora a ruido.

La relación C/N donde y es la que se mide en la entrada del demodulador; mientras que la relación S/N es la relación señal a ruido después de la demodulación, donde

C=carrier

N=noise

S=potencia de la señal de banda base

B=potencia de ruido a la salida del demodulador

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S = f\left(\frac{C}{N}\right)_E \quad (8.20)$$

La potencia de ruido a la entrada del demodulador viene dada por $N=kTB$

K=Constante

T=Temp. en grados K

B=ancho de banda del filtro de FI, en Hz

En el receptor, la potencia de ruido no es un nivel N – nivel teórico mínimo -, sino este mismo nivel N al que se le ha añadido la contribución de ruido de todas las etapas, desde la entrada de la señal hasta la entrada del demodulador.

Por tanto, se debe hallar el factor de ruido global de todas las etapas situadas antes del demodulador. Para ello se utiliza la relación enunciada en el cap.1.

$$F_{1,2,3} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} = F \quad (8.21)$$

En esta relación, Fi y Gi van sin unidades. El factor de ruido global en dB, vale:

$$F_{dB} = 10^{\frac{F}{10}} \quad (8.22)$$

El nivel de ruido presente a la entrada del demodulador es:

$$N_{entrada} = FkTB$$

$$N_{entrada(dBm)} = F_{dB} + 10 \log kTB \quad (8.23)$$

$$N_{entrada(dBm)} = F_{dB} + 10 \log B - 174 dBm \quad (8.24)$$

Introduciendo la ganancia Gm, que es la ganancia de modulación que relaciona C/N y S/N.

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S = G_m \left(\frac{C}{N}\right) \quad (8.25)$$

La relación señal/ruido expresada en dB vale:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = 10 \log G_m + 10 \log C - F_{dB} - 10 \log B + 174 \quad (8.26)$$

Ejemplo 8.3:

Sea un receptor que funciona e FM con

$$B = 20 \text{ MHz}$$

$$m_F = 1$$

$$C_{dBm} = -80 \text{ dBm}$$

$$F = 3 \text{ dB}$$

Calcular la relación señal/ ruido S/B y C/N

Respuesta:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = 4 - 80 - 3 - 73 + 174 = 22 \text{ dBm}$$

En FM, este resultado debe ser validado por una relación C/N superior a 10dB, aprox.

A la entrada del demodulador se tiene:

$$N = F_{dB} + 10 \log B - 174 = -98 \text{ dBm}$$

$$C_{dBm} = -80 \text{ dBm}$$

Dado que la relación C/N es en este caso igual a 18, el resultado anterior es válido. Si el mismo cálculo se hubiera hecho con una ganancia de potencia de entrada de -90dBm, le relación señal/ruido calculada valdría 12dB, aunque este resultado ya no sería válido, puesto que C/N es inferior a 10dB, valiendo entonces 8dBm.

8.3.8. Frecuencia intermedia alta

El propósito original del cambio de frecuencia fue la conversión de una frecuencia recibida a una frecuencia intermedia inferior con el fin de facilitar el tratamiento. Por otro lado, es interesante reducir la frecuencia intermedia para facilitar el procesamiento (amplificación y filtrado), pero esto se refleja en la creciente dificultad de eliminar la frecuencia de imagen. Se puede considerar de otra manera por la transposición de la frecuencia recibida a una frecuencia más alta.

En estas circunstancias, es evidente que cuanto mayor sea la frecuencia intermedia, mas simple es el filtro de la frecuencia imagen y a su vez más delicados serán la amplificación y el filtrado de salida.

Aunque esta primera aproximación no es alentadora, la conversión a una frecuencia intermedia más alta puede ser beneficioso en dos casos especiales.

En primer lugar, podemos considerar una conversión a una frecuencia más alta, como una etapa temporal. La frecuencia imagen es fácil de eliminar, si la frecuencia es alta. A continuación, se colocan los circuitos de conversión de frecuencia hacia frecuencias más bajas. Este caso será tratado en la sección sobre los receptores llamados cambio de frecuencia dual.

Hay un segundo caso para el cual la transposición a una frecuencia más alta es la única solución. Supongamos que la frecuencia central es una frecuencia modulada en baja frecuencia sobre una banda muy ancha. La teoría

de los demoduladores de frecuencia, caso de modulaciones analógicas, sólo se aplica cuando las variaciones de frecuencia alrededor de la frecuencia central son pequeños. En esta condición un demodulador de frecuencia en cuadratura es lineal. Para un demodulador PLL, la linealidad depende de la ganancia del VCO, K_0 , y se acepta que es lineal para pequeñas variaciones alrededor de la frecuencia central.

La configuración resultante es la de la Fig. 8.18. La estructura es idéntica a las estructuras anteriores, solamente las frecuencias intermedias son diferentes.

En la señal de entrada del receptor ocupa un ancho de banda BW alrededor de la frecuencia central f_R . Después del traslado de frecuencia, la señal ocupa un ancho BW en torno a la frecuencia f_I . La frecuencia intermedia f_I se elegirá de manera tal que $BW \ll f_I$.

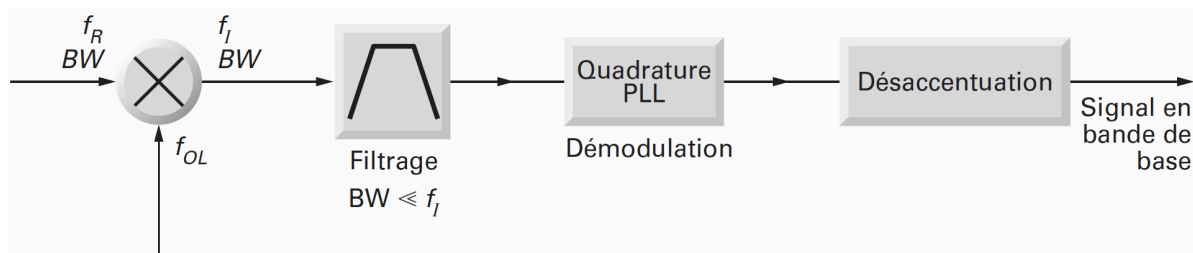


Fig. 8.18. Conversión a una frecuencia intermedia más alta [1].

Ejemplo 8.4:

Supongamos que se recibe, a través de un canal óptico, por ejemplo, tres canales centrados sobre 40MHz, 70MHz y 100MHz.

Respuesta:

Cada una de estas frecuencias portadoras es modulada en frecuencia por una señal de vídeo de modo que el ancho ocupado no exceda de 20 MHz. El espectro recibido en la entrada se muestra en la Fig. 8.19.

Si el objetivo es recibir simultáneamente los tres canales, se colocan tantos receptores como canales.

Para el primer canal centrado alrededor de 40MHz, está claro que la linealidad se puede lograr en un rango de 20 MHz. Las tres frecuencias recibidas se transponen hacia una intermedia de alta frecuencia de 140 MHz, por ejemplo, donde uno puede tener filtros SAW que tienen un ancho de 20 MHz.

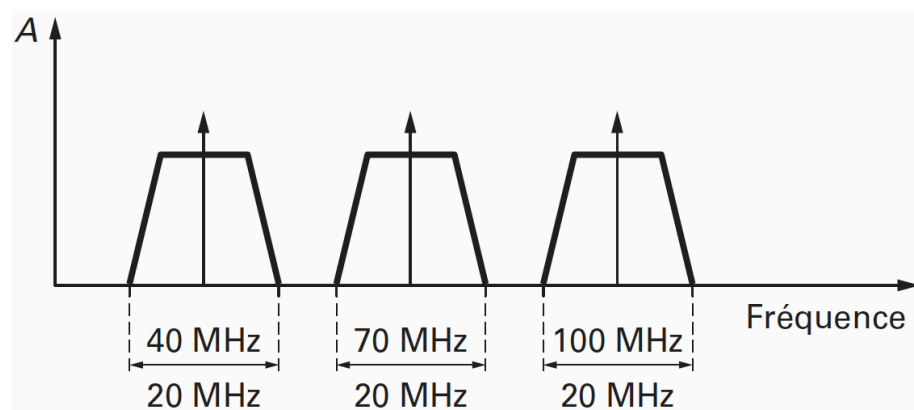


Fig. 8.19. Espectro de tres canales de FM sobre frecuencias portadoras bajas [1].

Si a esta frecuencia, la linealidad no es suficiente, se puede seleccionar una frecuencia de 480 MHz.

A 140 o 480 MHz, se puede garantizar de frecuencia por medio de un demodulador en cuadratura o un PLL.

En FM es habitual aplicar de-énfasis y luego se amplifica la señal después de la modulación.

Este caso particular se muestra que la conversión a alta f_I puede representar algunas ventajas y responder al problema.

8.3.9. Frecuencia intermedia nula

La principal desventaja de los sistemas que cambian la frecuencia es la presencia de una frecuencia imagen f_{im} a cierta distancia de la frecuencia que se pretende recibir f_R y que equivale a dos veces la frecuencia intermedia:

$$f_{im} = f_R + 2f_I \quad (8.27)$$

Examinando esta ecuación, cabe plantearse las ventajas resultantes de elegir una $f_I=0$. La estructura de un receptor que trabaja con una FI nula se muestra en la Fig. 8.20.

En esta estructura se puede reconocer el esquema de un demodulador AM coherente. A partir de aquí, se puede deducir que la demodulación tendrá lugar para cualquier tipo de AM. A partir de este hallazgo, se puede inferir que la demodulación se llevará a cabo para cualquier tipo de modulación de amplitud.

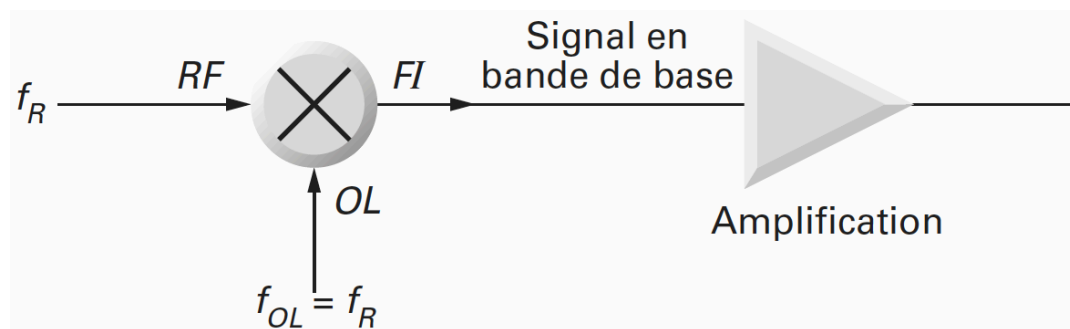


Fig. 8.20. Receptor de FI nula [1].

Esta estructura es ventajosa, pero restrictivo debido a que no es factible la demodulación de frecuencia. Una fase BPSK o QPSK demodulación sigue siendo posible, pero puede plantear algunas dificultades.

En esta estructura se observa que toda la amplificación se lleva a las etapas del amplificador de procesamiento de la señal de banda base. Cualquier dinámica del receptor está a cargo de los amplificadores de baja frecuencia.

En el caso de modulación de amplitud, se envía simultáneamente, el oscilador local será enganchado en fase sobre la portadora transmitida, siempre que se envíe una señal de referencia.

Para distribuir la dinámica entre las etapas de entrada y etapas de salida, pueden colocarse controles de ganancia automática en los amplificadores antes de la entrada de RF del mezclador.

Para modulación digital BPSK o QPSK, la principal dificultad radica en la demodulación coherente. En este caso, habrá que constituir circuitos análogos a los PLL Costas.

El receptor de frecuencia intermedia nula es un receptor con demodulación directa, de modo que la noción de cambio de frecuencia aquí no tiene sentido.

La amplificación puede ser distribuida entre la entrada y la salida, mientras que el filtrado se realiza en la entrada en su totalidad. Un receptor de este tipo puede ser utilizado para cubrir varios canales, el filtro de entrada selecciona todos los canales que están presentes simultáneamente en el puerto RF del mezclador.

La selección de un canal n se efectúa igualando la frecuencia del oscilador local con la frecuencia que se pretende recibir.

8.3.10. Receptores con doble cambio de frecuencia

Transposición a una primera FI más baja

El doble cambio de frecuencia resuelve simultáneamente los problemas existentes en el cambio de frecuencia único.

Supongamos que se desean recibir canales espaciados que tiene de 5 kHz, para una anchura BW de 5 kHz. El coeficiente Q del filtro de paso de banda a la frecuencia intermedia f_I vale f_I / BW . Para que este valor sea razonable, f_I no debe ser demasiado alto, aunque debe ser lo suficiente importante para facilitar el rechazo de la frecuencia imagen.

Por lo tanto, se lleva a cabo en dos etapas; un primer cambio de frecuencia que facilite la eliminación de la frecuencia imagen y un segundo cambio para seleccionar la frecuencia del canal estrecho.

El bloque resultante es la de la Fig. 8.21. Al igual que antes, las señales de entrada se envían al puerto de RF de entrada del primer mezclador.

El primer oscilador local es variable, de modo que la selección de la frecuencia f_{O1} puede recibir un canal de entre los N canales presentes y que han sido seleccionados por los filtros de entrada.

El canal seleccionado se transpone a continuación, en una frecuencia f_{I1} . Esta primera frecuencia intermedia f_{I1} esta primera frecuencia intermedia se transpone a una frecuencia f_{I2} tal que $f_{I2} < f_{I1}$.

Cualquiera que sea el número de cambio de frecuencia, uno o dos:

$$f_{OL\min} = f_{R\min} \pm f_I \quad (8.28)$$

$$f_{OL\max} = f_{R\max} \pm f_I \quad (8.29)$$

$$f_{R\max} - f_{R\min} = f_{OL\max} - f_{OL\min} \quad (8.30)$$

En este caso, hay que despreocuparse por en la frecuencia imagen, sino por la amplitud de las frecuencias que el receptor puede recibir en función de los cambios en el oscilador local. El margen de cobertura de entrada es igual al rango de variación del oscilador local.

Para osciladores controlados por tensión, la diferencia $f_{OL\max} - f_{OL\min}$ debido a varactores difícilmente puede ser mayor que 2. Un receptor –sin importar los cambios de frecuencia – provisto de un oscilador local, por tanto, tiene un margen de cobertura máximo de $2f_{R\min}$. El rango de cobertura puede ser, por ejemplo de 100-200 MHz, de 400-800 MHz, etc. Se busca a continuación, una estructura que podría cubrir una amplia banda de frecuencias, es decir, una banda mucho mayor a una octava.

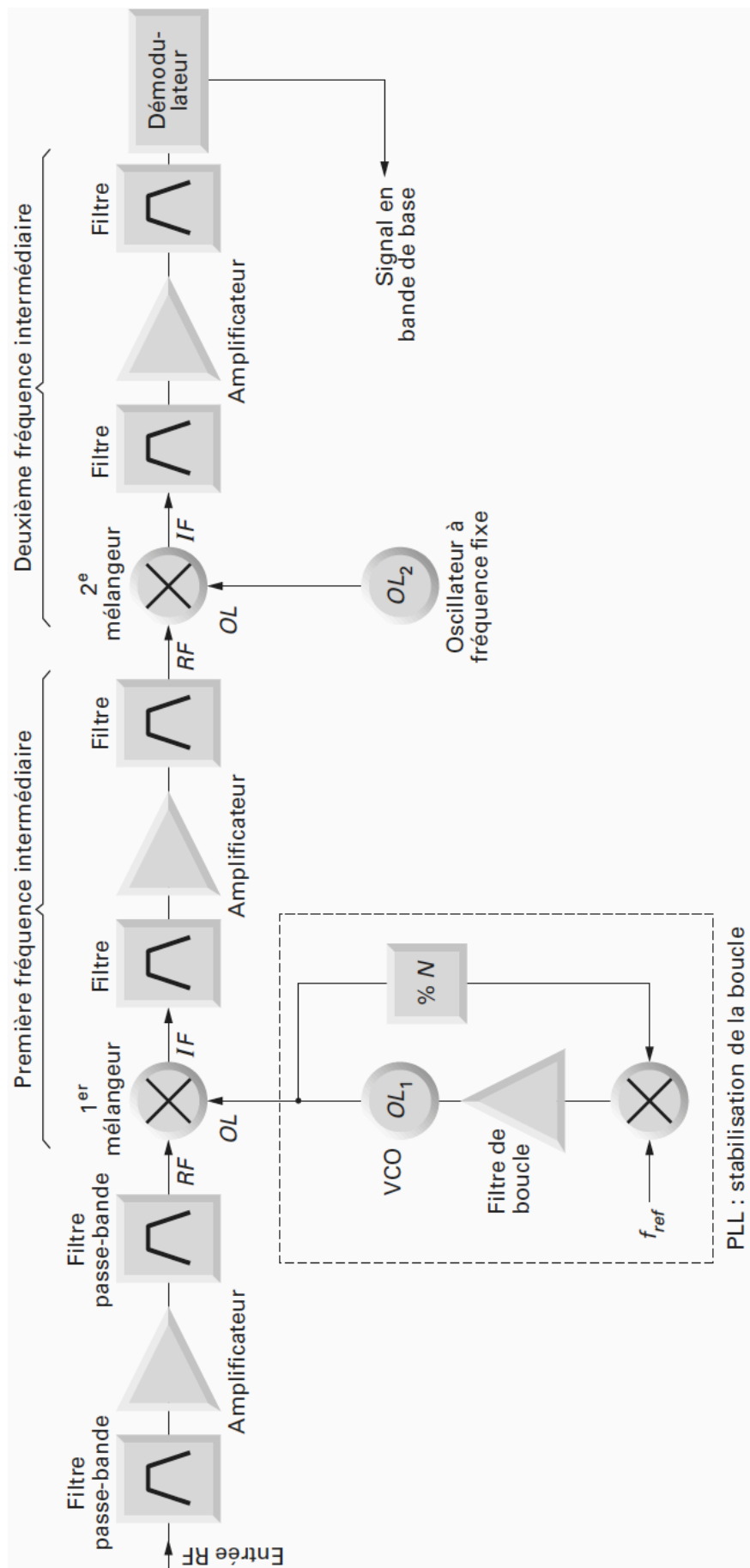


Fig. 8.21. Receptor de doble cambio de frecuencia [1].

Transposición a una primera FI más alta

Imaginemos que la primera frecuencia intermedia se ha fijado en 900 MHz. El oscilador local, capaz de cubrir una octava, varía entre 900 y 1800 MHz. La frecuencia de entrada es la diferencia de la frecuencia de oscilador local y la frecuencia intermedia:

$$f_R = f_{OL} - f_I \quad (8.31)$$

La frecuencia imagen se sitúa a:

$$f_{Rimagen} = f_R + 2f_I \quad (8.32)$$

El diagrama en bloques es:

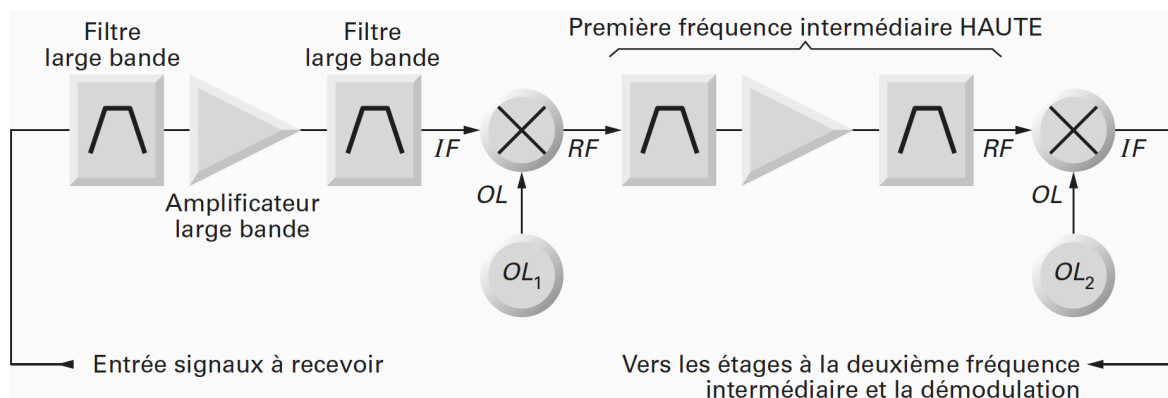


Fig. 8.22. Receptor de doble cambio de frecuencia, con transposición primero hacia una frecuencia superior y luego hacia una inferior [1].

En este caso, la frecuencia imagen está situada en 1 800 MHz a la frecuencia que se pretende recibir.

Aunque la frecuencia intermedia es alta, el filtrado de la imagen no representa ninguna dificultad.

La amplificación es sustancialmente más complicada para una frecuencia tal como una frecuencia de unos pocos MHz. Pero esto es sólo una etapa de frecuencia intermedia.

Un segundo cambio de frecuencia se lleva luego hacia abajo. Las etapas del amplificador y filtro son convencionales y similares a los de la Fig. 8.21.

Para tal tipo de receptor, las limitaciones provienen de la etapa de entrada y el primer mezclador es encargado de recibir simultáneamente todos los componentes que pueden estar presentes en la banda. Para estos dos elementos, los puntos de intercepción de tercer y segundo orden serán de suma importancia.

Además, como para cualquier receptor, el factor de ruido de la primera etapa limita la sensibilidad. Es entonces ganancia necesaria aliado en una amplia banda, alto IP3 y baja figura de ruido.

8.3.11. Influencia de las características de cada etapa en las características del receptor

Filtro pasa banda de entrada

El filtro pasa banda de entrada tiene la principal función de seleccionar un canal o un grupo de canales y rechazar la frecuencia imagen. Su pérdida de inserción es un factor importante, ya que es igual a su factor de ruido.

El primer filtro debe tener una pérdida de inserción mínima para un factor de ruido mínimo.

El segundo filtro pasa banda tiene una función más compleja: se encarga de paliar el insuficiente aislamiento del primer mezclador. Este filtro debe evitar la propagación del oscilador local hacia la entrada del receptor. Los dos filtros de entrada ejercen influencia en el rechazo de una eventual señal a la frecuencia intermedia presente a la entrada del receptor.

Amplificadores de entrada

Este amplificador es el escalón mas débil. Debe cumplir las siguientes especificaciones:

- a) Bajo ruido, ya que su participación en el ruido global es importante
- b) Elevada ganancia
- c) Elevado punto de intercepción IP3

Estas características influyen en el rechazo de las respuestas parásitas IP3 y sobre la sensibilidad del receptor (factor de ruido y ganancia).

Mezcladores

Las características del mezclador actúan sobre el rechazo de las respuestas parásitas. Aquí, los puntos IP2 e IP3 son fundamentales. La pérdida de conversión es de menor importancia si el amplificador de entrada tiene elevada ganancia.

Es importante un buen aislamiento entre las entradas RF-OL y OL-IF, ya que evita que la propagación de la señal OL tenga un nivel alto, susceptible de causar problemas de distorsión de intermodulación en la etapa de entrada y en las etapas de frecuencia intermedia.

Oscilador local

El oscilador local (OL) debe ser estable. El ruido de fase y las rayas parásitas en las proximidades de la portadora serán factores que limiten las prestaciones del equipo. El nivel de armónicos influye directamente en el número e importancia de las respuestas parásitas.

Filtros para la frecuencia intermedia

El filtro colocado inmediatamente a la salida del mezclador, si existe, en la cadena de amplificación de frecuencia intermedia (FI) tendrá la principal misión de rechazar las frecuencias del oscilador local y sus eventuales armónicos. Sus características influyen tanto en el número de respuestas parásitas como en su eliminación. Asimismo, el ancho de banda del filtro de FI tiene una incidencia directa en la sensibilidad del receptor.

Amplificadores para FI

En AM, los amplificadores son del tipo de control automático de ganancia. EL rendimiento de estos repercute en las distorsiones de la señal de banda base. Por otro lado, en modulaciones angulares, los limitadores influyen en la relación señal/ruido después de la demodulación.

Demodulador

El parámetro más importante del demodulador es su linealidad, que influye directamente en la distorsión de la señal recibida. La elección de una estructura particular también puede tener influencia sobre la relación señal/ruido, como el empleo de un demodulador PLL en FM, por ejemplo.

Señales perturbadoras externas

Los circuitos PLL están presentes en todos los sistemas de transmisión. Cada uno de estos circuitos recibe una frecuencia de referencia estable procedente, en general, de un oscilador de cuarzo. Es importante que esta señal no se transforme en una señal perturbadora mayor. Estos osciladores se elegirá con un valor diferente tanto al de FI como a la de uno de sus armónicos. Estas mismas consideraciones se aplican también a los relojes de los microcontroladores, asociados a los PLL y encargados de su programación.

8.4. Bibliografía

- [1] François de Dieuleveult, Olivier Romain; *Électronique Appliquée aux Hautes Fréquences*, Dunod, Paris, 2008
- [2] Michael P. Fitz, *Fundamentals of Communication Systems*, McGraw-Hill, 2007
- [3] Manuel S. Pérez, Belé G. Iragüen, José L. Fernández Jambrina, Manuel S. Castañer, *Electrónica de Comunicaciones*, Pearson Prentice Hall; August 1953
- [4] Paul Tobin, *PSpice for Analog Communications Engineering*, Morgan & Claypool, 2007
- [5] Paul Tobin, *PSpice for Digital Communications Engineering*, Morgan & Claypool, 2007
- [6] Jon B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics, Circuits*, Cambridge University Press, 2009
- [7] H.C Krauss, C.W. Bostian, F.H Raab, *Solid State Radio Engineering*, John Wiley & Sons, 1980
- [8] Grahame Smillie, *Analogue and Digital Communication Techniques*; Newnes, 1999
- [9] Wayne Tomasi, *Electronic Communications Systems: Fundamentals Through Advanced, Fourth Edition*; Prentice Hall, 2001