

Comunicaciones analógicas: modulaciones AM y FM

Una perspectiva histórica

Francesc Rey Micolau
Francesc Tarrés Ruiz

PID_00184996



Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetos –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada (BY-NC-ND) v.3.0 España de Creative Commons. Podéis copiarlos, distribuirlos y transmitirlos públicamente siempre que citéis el autor y la fuente (FUOC. Fundació para la Universitat Oberta de Catalunya), no hagáis de ellos un uso comercial y ni obra derivada. La licencia completa se puede consultar en <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/legalcode.es>

Índice

Introducción	5
Objetivos	7
1. Las comunicaciones telegráficas	9
1.1. El código de Morse y la corrección de errores	10
1.2. Actualización del telégrafo	12
1.3. La telegrafía inalámbrica y los inicios de la radio	16
2. La amplitud modulada	19
2.1. Nomenclatura	21
2.2. Formulación matemática básica de la amplitud modulada	23
2.3. La envolvente de una señal AM	24
2.4. La detección de envolvente	26
2.5. El receptor de radio de galena	27
2.6. El problema de la sobremodulación	29
2.7. Transformada de Fourier de la amplitud modulada	30
2.8. Potencia de la señal AM	32
2.9. Eficiencia espectral	34
2.10. Moduladores de AM	35
2.10.1. Moduladores de producto	35
2.10.2. Moduladores de ley cuadrática	37
2.11. Receptores de AM	39
2.11.1. Receptor de AM coherente	40
2.11.2. Receptor superheterodino	41
3. Otros esquemas de modulación de amplitud	46
3.1. Doble banda lateral (DSB)	46
3.2. Moduladores DSB	48
3.3. Demoduladores DSB	49
3.4. Espectro de la modulación DSB	50
3.5. Eficiencias en DSB	51
3.6. Modulación en banda lateral única	51
3.7. Banda lateral vestigial	53
3.7.1. Recepción de la VSB y condiciones del filtro	55
4. La modulación en frecuencia	57
4.1. Formulación básica	59
4.2. Moduladores y demoduladores de FM	62
4.3. Potencia, ancho de banda y características frente al ruido de la FM	64

4.3.1. Regla de Carson	66
4.3.2. Efecto captura	68
4.3.3. Efecto umbral	68
4.3.4. Filtros de preénfasis y deénfasis en FM	71
4.4. FM estereofónica	73
Resumen	76
Actividades	77
Bibliografía	81

Introducción

Es conveniente estudiar los sistemas de comunicación actuales desde una perspectiva evolutiva. Las técnicas de modulación y multiplexación usadas en los modernos sistemas digitales son consecuencia de una continua mejora en la calidad de los servicios de los sistemas de comunicaciones. Esta mejora progresiva ha permitido que de forma gradual haya aumentado la fiabilidad de los sistemas, la velocidad y el número de usuarios hasta valores que parecían muy difíciles de obtener hace unos pocos años. Los esfuerzos tecnológicos dedicados a la mejora de estos sistemas se sustentan sobre un conocimiento exhaustivo de las características y la problemática de los sistemas previos. Por ello, es fundamental disponer de cierta perspectiva histórica sobre la evolución tecnológica de los sistemas de comunicaciones para comprender las peculiaridades de los sistemas más modernos. Además, existe cierta inercia al cambio. En efecto, cuando un servicio de comunicaciones está fuertemente implantado, su sustitución por un nuevo servicio con mejores prestaciones es a veces muy difícil e incluso, en algunas ocasiones, prácticamente imposible.

La transición de la televisión analógica a la digital ha supuesto realizar grandes inversiones económicas en la industria de la televisión. Estas inversiones afectan no solo al usuario final sino que incluyen la sustitución y actualización de las redes de transmisión y redifusión, la digitalización de los estudios de televisión y formación de nuevos técnicos y, evidentemente, la actualización del parque de receptores, las instalaciones de antenas colectivas y los equipos decodificadores. En este caso concreto, la transición se ha podido realizar gracias a un importante apoyo político (y legislativo) que promueve estos nuevos sistemas y servicios de televisión digital.

No obstante, a pesar de que también se han realizado algunos esfuerzos políticos, en otros casos, como en la difusión de radio, la actualización a servicios digitales ha tenido muy poco éxito. Ciertamente, existen estándares digitales como el *digital audio broadcasting* (DAB) o el *digital radio mondiale* (DRM) que ofrecen servicios de alta calidad de difusión musical pero que han tenido muy poco impacto comercial. De hecho, existen diferentes emisoras que han estado transmitiendo en pruebas utilizando estos estándares desde finales de la década de 1990 y varios fabricantes han comercializado equipos de reproducción compatibles con estos estándares. No obstante, el impacto comercial de los mismos ha sido muy bajo y en la actualidad muchas emisoras que estaban en pruebas han abandonado las transmisiones. Los antiguos sistemas de difusión mediante AM y FM, sobre todo este último, siguen dominando el mercado.

Todo ello significa que algunos sistemas de comunicaciones que fueron diseñados en la primera mitad del siglo pasado merecen ser estudiados con mucha atención, no solo por su importancia histórica y como base conceptual de los nuevos sistemas sino también porque en muchos casos siguen siendo utilizados en aplicaciones comerciales de gran éxito.

En este módulo, se consideran dos sistemas de comunicaciones analógicos que han tenido una gran importancia tanto desde el punto de vista tecnológico como comercial. Se trata de los sistemas de modulación en amplitud (amplitud modulada o AM) y frecuencia modulada (FM). Los dos sistemas de comunicaciones se siguen utilizando en aplicaciones de radio comercial y constituyen la base de muchos otros sistemas de comunicaciones analógicos y digitales. Intentaremos proporcionar una perspectiva histórica de cómo han evolucionado estos sistemas de comunicaciones, proporcionando un mínimo de detalles matemáticos e intentando concentrarnos en los conceptos e ideas fundamentales. Intentaremos justificar la cadencia de las innovaciones tecnológicas teniendo en cuenta los problemas de cada uno de los sistemas de comunicaciones, las soluciones aportadas y los conflictos comerciales que en muchos casos han dificultado o han ralentizado la introducción de nuevas metodologías.

Objetivos

Los principales objetivos de aprendizaje en este módulo son los siguientes:

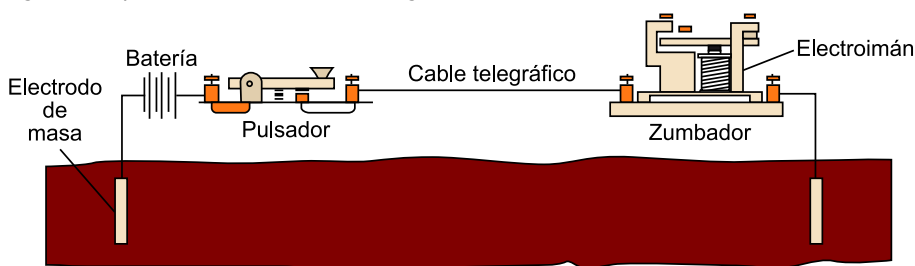
1. Introducir las técnicas históricas de comunicaciones mediante hilos. Comprender sus ventajas y sus inconvenientes.
2. Introducir los elementos básicos para las comunicaciones vía radio.
3. Comprender la necesidad de modular los mensajes.
4. Comprender los principios de funcionamiento de la amplitud modulada (AM).
5. Conocer los mecanismos básicos para la recepción de señales AM.
6. Calcular el espectro de una señal AM.
7. Introducir los conceptos de *eficiencia de potencia* y *eficiencia espectral* de una modulación.
8. Conocer las principales variantes de las modulaciones AM, así como algunas de sus aplicaciones.
9. Conocer los principios de modulación en frecuencia (FM).
10. Comprender las ventajas de la modulación en frecuencia respecto a la modulación en amplitud.
11. Conocer los resultados básicos y las características del espectro de una señal en FM.
12. Tener una perspectiva histórica de cómo se han ido introduciendo las diferentes tecnologías de modulaciones analógicas.

1. Las comunicaciones telegráficas

La telegrafía con hilos suele asociarse al inicio de las telecomunicaciones. La idea básica de transmitir información utilizando sistemas eléctricos fue propuesta por varios científicos de diferentes nacionalidades que se disputan los orígenes de la idea. Uno de los pioneros fue el catalán Francesc Salvà i Campillo que ya en 1795 propuso un primer sistema de telegrafía que mejoró progresivamente en varias publicaciones posteriores. Para la telegrafía con hilos propuso un sistema basado en la recepción de corrientes galvánicas producidas por las cargas electrostáticas de botellas de Leyden en el extremo transmisor. El sistema proponía el uso de varios pares de cables, veintidós en la primera versión, que se utilizan cada uno de ellos para transmitir una palabra código distinta (caracteres). En paralelo, también propuso sistemas de telegrafía inalámbricos utilizando el agua de mar como sistema para desplazar cargas electrostáticas entre Mallorca y la Península. El propio G. Marconi reconoció las contribuciones de Salvà i Campillo a la telegrafía inalámbrica.

El primer sistema práctico y con considerable éxito comercial de telegrafía con hilos es propuesto por Samuel F. B. Morse, con un prototipo funcional en 1835, que se patentó en 1838 y que se empezó a explotar comercialmente en 1844 mediante un servicio público entre Washington D. C. y Baltimore. Desde un punto de vista eléctrico, el telégrafo de Morse es muy simple. Se trata de un pulsador telegráfico en el extremo transmisor y un zumbador (electroimán) en el extremo receptor. Los dos elementos están unidos por un único cable que se cierra a través de la tierra. El pulsador se encarga de cerrar el circuito, conectando la batería que produce el zumbido en el extremo remoto. El esquema básico se representa en la figura 1. La idea general está tomada de la telegrafía óptica, que consistía en enviar mensajes entre dos puntos distantes utilizando luces intermitentes con códigos cuyo significado era bien conocido tanto por el transmisor como por el receptor. En este caso, la luz era sustituida por el sonido del zumbador. El telégrafo se podía utilizar independientemente de las condiciones atmosféricas y de visibilidad.

Figura 1. Esquema eléctrico básico del telégrafo de Morse



El conjunto está formado por un único cable que se cierra por tierra. El pulsador telegráfico cierra el circuito y se produce un zumbido en el electroimán del extremo remoto.

1.1. El código de Morse y la corrección de errores

Morse y sus ayudantes idearon un código específico para transmitir los caracteres del texto que se deseaba enviar al extremo remoto. En esencia, el código consistía en transmitir dos símbolos representados como un punto y una raya. El punto era una conexión corta (zumbido de corta duración) y la raya tenía una duración más larga (aproximadamente el doble). Cada carácter tenía asignada una secuencia de puntos y rayas como la que se muestra en la figura 2.

El mensaje se transmitía concatenando las palabras código a cada carácter de texto que se quería enviar. Se trata de un sistema de comunicaciones en lenguaje no natural, lo que significa que para que el sistema funcione se requiere de cierto aprendizaje para su manejo. Los operadores deben conocer los códigos tanto para aplicarlos en la codificación de los mensajes como en la decodificación y se requiere cierta práctica para que el sistema funcione de forma eficiente. Esto contrasta con otros servicios de comunicaciones en lenguaje natural como el teléfono, que para utilizarlo no se requiere realizar ningún tipo de aprendizaje, ni siquiera hace falta saber leer o escribir.

Esta naturalidad en el uso del servicio de comunicaciones explica la gran aceptación popular que tuvo el teléfono. En contraposición, para que el servicio de telégrafos fuera operativo era necesario establecer no solo una infraestructura de recursos tecnológicos (los cables y los terminales de transmisión y recepción) sino también una red de telegrafistas que se encargan de enviar y recibir los mensajes.

Figura 2. Tabla del código de Morse

A	.-	M	--	Y	-.---	6	-....
B	-...	N	-.	Z	---..	7	---...
C	-.-.	O	---	Ä	.-.-	8	---..
D	-..	P	.-.-.	Ö	---.	9	----.
E	.	Q	---.-	Ü	..---	.	.-.-.-
F	..-.	R	.-.	Ch	-----	,	---.---
G	---.	S	...	0	-----	?	..---..
H	T	-	1	.-----	!	..---
I	..	U	..-	2	..----	:	----...
J	.----	V	...-	3	...---	"	.-..-.
K	-.-	W	.---	4-	'	.------
L	.-..	X	-...-	5	=	-...-

Cada carácter de texto se corresponde con una secuencia de conexiones cortas o largas del circuito telegráfico que producen zumbidos audibles en el receptor.

Una característica importante del código de Morse es que la secuencia de puntos y rayas asignada a cada carácter es de longitud variable. En efecto, las secuencias asignadas a los caracteres más usados (por ejemplo, la e o la a) son muy cortas mientras que las secuencias asignadas a caracteres que se usan menos (como la z) son más largas. Esto permite optimizar la longitud total del mensaje que se va a transmitir y volver el sistema más eficiente. Esta idea es

precursora de los códigos de Huffman, que se utilizan para comprimir las señales de audio y vídeo y que también se basan en la idea de asignar palabras código de poca longitud a los mensajes con mayor probabilidad y viceversa.

Morse había probado otras opciones para codificar sus mensajes que no dieron unos resultados tan aceptables. Una de ellas era asignar a cada palabra del vocabulario un número y realizar la transmisión de los números. En el extremo remoto, el operador debía buscar en un libro la palabra correspondiente a cada número recibido. El sistema, aunque factible, resultaba mucho más complejo, ya que para un operador humano era relativamente fácil memorizar el código de Morse de forma que la transmisión y recepción se podía ejecutar sin necesidad de consultar ninguna tabla.

Es curioso considerar que en el primer prototipo comercializado el sistema de asignación de los códigos de Morse era automático. Morse diseñó una máquina a la que se entraban directamente los caracteres de texto y producía la pulsación automática de puntos y rayas del código de Morse. No obstante, los operadores memorizaron rápidamente el código de Morse y encontraron más práctico transmitirlo directamente mediante un pulsador.

El número de símbolos que se pueden enviar a través de una línea telegráfica son el punto y la raya. Por lo tanto, podemos considerar el telégrafo como el primer sistema de comunicaciones digitales, donde el número de símbolos que se transmiten es finito. De hecho, esta característica digital es la que protegió el correcto funcionamiento del sistema en los inicios de la electricidad y las comunicaciones. Al existir un número de posibles mensajes muy limitado, el receptor solo debe ser capaz de distinguir si se ha transmitido un punto, una raya o un silencio. Evidentemente, esto es mucho más fácil que si el número de símbolos hubiera sido mucho mayor.

Uno de los problemas de los códigos de Morse es que si se produce un error en la transmisión (por ejemplo al confundir un punto por silencio o por una raya) entonces no resulta trivial descodificar el mensaje. Un operador humano puede intentar recomponer el mensaje original corrigiendo los errores, teniendo en cuenta que los caracteres transmitidos tienen que formar palabras y que estas seguramente tienen que constituir un mensaje que tenga un sentido. No obstante, no resulta fácil aplicar estas reglas de corrección a algoritmos automáticos. En la actualidad, los algoritmos de corrección se basan en introducir reglas matemáticas de redundancia sistemática. El receptor comprueba que los mensajes recibidos tengan los bits adicionales de acuerdo con las reglas de redundancia introducidas y en caso contrario puede intentar introducir las correcciones de aquellos bits que impiden que se cumpla la regla.

Morse se dio cuenta pronto de que era importante que el mensaje recibido, en vez de presentarse en un formato audible, se presentara impreso sobre algún tipo de papel. Imprimir los puntos y las rayas podía permitir analizar el men-

saje con más calma y realizar las oportunas correcciones en el caso de que aparecieran errores. El análisis de los errores en la comunicación podía requerir de un tiempo de proceso considerable que era realizado por los telegrafistas.

1.2. Actualización del telégrafo

El éxito comercial del telégrafo fue muy importante, ya que permitía enviar mensajes de forma mucho más rápida que el correo convencional. Su desarrollo en los Estados Unidos es paralelo al del ferrocarril, ya que en la mayoría de los casos las líneas telegráficas se instalaban de forma paralela a las vías del ferrocarril. El telégrafo fue el responsable de que el *Pony Express*, épico servicio de correos y paquetes urgentes desde Missouri hasta la costa del Pacífico y que utilizaba jinetes y caballos que se intercambiaban en estaciones distribuidas a lo largo de la ruta desapareciera en noviembre de 1861, solo un año y medio después de su implantación. El *Pony Express* garantizaba la entrega de un paquete costa a costa en diez días. El telégrafo permitía el envío de un mensaje de forma prácticamente instantánea.

El telégrafo fue el primer sistema de comunicaciones electrónicas que se utilizó para coordinar operaciones militares. El éxito del sistema promovió que empezaran a aparecer soluciones para que se pudieran establecer comunicaciones dúplex (en los dos sentidos) a través del mismo cable. Los sistemas dúplex fueron introducidos por J. B. Stearns en 1872 y están basados en sistemas diferenciales que anulan la conexión del pulsador en el mismo extremo del zumbador. De esta forma, se podían ejecutar dos comunicaciones simultáneamente por el mismo cable sin que aparecieran interferencias. Es la primera variante de multiplexación de mensajes, que pueden ser transmitidos de forma simultánea compartiendo el mismo recurso. En 1874, Thomas A. Edison patenta un sistema cuadrúplex que permite cuatro señales simultáneas por la misma línea.

Pronto los cables telegráficos cubrieron gran parte de los Estados Unidos y se empezaron a desplegar cables transoceánicos para atravesar el Atlántico. No obstante, al aumentar la longitud de los cables se empezó a observar que el sistema dejaba de funcionar como era de esperar. Morse ya se había dado cuenta de este problema y por ello decidió no soterrar los cables sino tender los conductores en postes (telegráficos) entre aisladores. Al aumentar la longitud del cable se observaba que la señal no se recibía de forma instantánea en el otro extremo. Del mismo modo, cuando se dejaba de accionar el pulsador, la señal tampoco desaparecía de inmediato del extremo receptor.

William Thomson, físico inglés conocido como Lord Kelvin, analizó este problema y explicó sus causas. La razón es que la carga de un cable se puede analizar como si se tratara de la carga de un condensador. Cuando el cable tiene una longitud reducida, su capacidad equivalente es muy baja y cuando aplicamos la tensión de la batería accionando el pulsador la carga del cable es prácticamente inmediata. No obstante, cuando el cable tiene una longitud

considerable, su capacidad equivalente es alta y la carga del mismo requiere un cierto tiempo. En un cable submarino, los electrones deben cargar toda la longitud del cable, por lo que los retardos pueden ser considerables. Además, no existen garantías de que la carga se produzca de forma uniforme por lo que la señal que se recibe en el extremo receptor puede tener una forma de onda muy compleja. De la misma forma, cuando se deja de aplicar el pulsador, la descarga del cable no es inmediata y el zumbido no desaparece hasta cierto tiempo. Lord Kelvin establecía una analogía muy intuitiva con una barra metálica que se calentaba con una llama en un extremo y donde el calor no llegaba al otro extremo hasta un tiempo después. Igualmente, cuando la llama dejaba de aplicarse en uno de los extremos el otro extremo tardaba un cierto tiempo en enfriarse.

Este comportamiento del hilo telegráfico también se puede explicar desde el punto de vista de un sistema que se comporta como un filtro. Para cada frecuencia, el filtro introduce un retardo y una atenuación diferentes. La señal producida por el pulsador se puede interpretar como un pulso que está formado por un gran número de componentes frecuenciales. Unos componentes experimentan unos retardos mayores que otros, por lo que la señal que se recibe en el extremo receptor tiene una duración más larga que la señal producida en el transmisor. Además, los componentes de alta frecuencia son atenuados con fuerza por el cable, por lo que los cambios en el receptor son lentos. Es posible que pulsos perfectamente separados en el extremo transmisor se ensanchen y lleguen a interferir entre ellos en el receptor.

Este fenómeno se conoce como *interferencia intersimbólica*: la forma de onda de los pulsos transmitidos es distorsionada por el filtro del canal y pueden aparecer solapamientos e interferencias entre los pulsos recibidos. En el caso del telégrafo, un operador humano puede llegar a producir un total de 200 símbolos por minuto. Si la línea de transmisión es relativamente corta, los pulsos no interferirán entre ellos en el extremo receptor pero si es muy larga sí que lo harán.

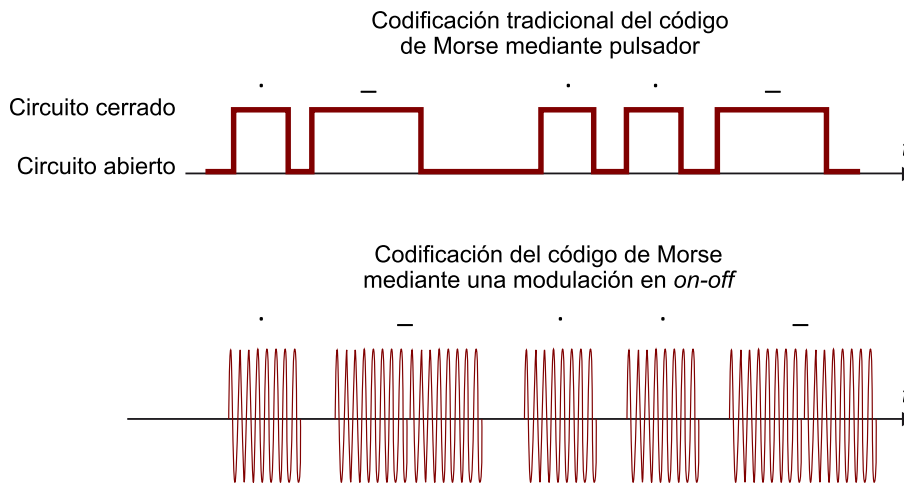
La solución a este problema vino con la introducción de la modulación de los pulsos transmitidos. La idea básica se muestra en la figura 3 donde, en vez de transmitir los pulsos representados en la parte superior de la figura, se propone transmitir una portadora de alta frecuencia que solo está activa durante el tiempo correspondiente al pulso. La portadora se puede detectar en el extremo receptor mediante el uso de filtros paso banda centrados a esta frecuencia. La calidad de la propagación de esta señal a través del cable mejora de forma considerable, ya que prácticamente toda la energía de la señal está centrada en una banda de frecuencias muy estrecha. Se trata de buscar bandas de frecuencia donde las características del cable sean buenas, con poca atenuación y retardo.

Este tipo de modulación se conoce con el nombre de *on-off keying*, ya que consiste en transmitir o dejar de transmitir la portadora. Los sistemas telegráficos que surgen de este procedimiento se denominan *sistemas de onda continua*

⁽¹⁾CW es la sigla de la expresión inglesa *continuous wave*.

(CW¹). La idea para transmitir el código de Morse utilizando esta modulación consiste en comprobar si se detecta la presencia de la portadora. En efecto, el código de Morse se puede adaptar con facilidad a esta modulación. El punto se representa con la presencia de portadora durante un corto espacio de tiempo mientras que la raya se codifica con un tiempo mayor. El receptor debe detectar la presencia de portadora y, en función del tiempo detectado, decidir si se ha transmitido un punto o una raya.

Figura 3. Codificación Morse tradicional, codificación por modulación *on-off*



Comparativa entre la codificación del código de Morse tradicional mediante la conexión y desconexión de un pulsador y la codificación mediante una modulación *on-off*.

La modulación *on-off keying* se puede considerar como un tipo muy elemental de modulación digital ASK². En este tipo de modulaciones digitales, los bits están codificados en la propia amplitud de la portadora. Muchos sistemas de modulación que se utilizan en aplicaciones actuales, como por ejemplo el QAM, utilizan como base la modulación digital ASK. La modulación *on-off keying* también se utiliza en algunos dispositivos ópticos. En concreto, los dispositivos IrDA³, que se utilizan para interconectar dispositivos electrónicos, como *smartphones* o cámaras al ordenador, también utilizan este tipo de modulación.

⁽²⁾ASK es la sigla de la expresión inglesa *amplitude shift keying*.

⁽³⁾IrDA es el acrónimo de *infrared data association*.

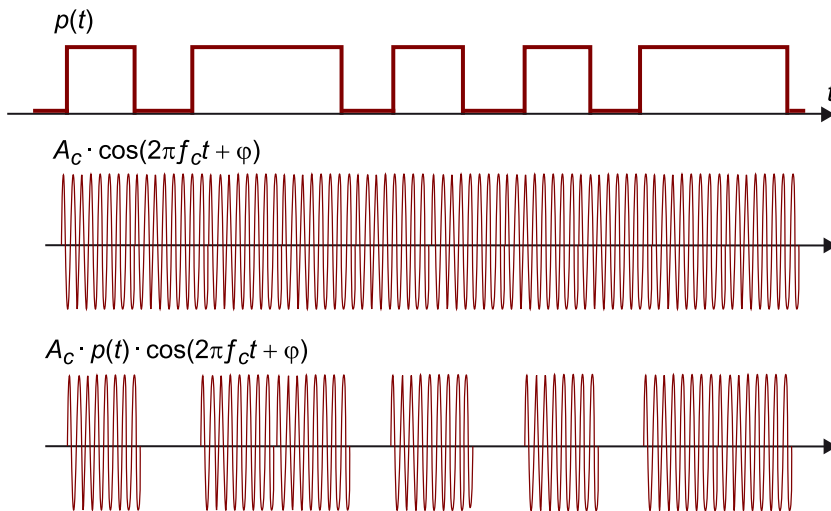
La modulación *on-off keying* se puede expresar matemáticamente mediante la siguiente ecuación:

$$s(t) = A_c \cdot p(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (1)$$

donde $s(t)$ representa la señal transmitida, A_c es la amplitud de la misma, $p(t)$ representa la información que se va a transmitir, f_c es la frecuencia de la portadora y φ es la fase de la señal, que a efectos del sistema de comunicaciones que estamos considerando, no tiene ningún efecto.

La señal $p(t)$ representa la información del código de Morse y está compuesta por una secuencia de pulsos de amplitud unidad y ceros. La duración de los pulsos permite representar los puntos y las rayas mientras que los ceros representan el silencio. En la figura 4, se muestra la relación entre la señal que representa la información, que se denomina *moduladora*, y la señal transmitida.

Figura 4. Representación matemática de la modulación *on-off keying*



La señal superior representa la información que se va a transmitir (código de Morse) mientras que la señal inferior representa la señal enviada. Esta última se puede considerar como el producto entre la información $p(t)$ y una portadora de onda continua.

En esencia, este resultado nos indica que, cuando las distancias son cortas, podemos transmitir directamente la información útil, que en nuestro caso es $p(t)$, a través del medio. En cambio, cuando la distancia aumenta, el cable deja de comportarse de la forma esperada y es necesario introducir una modulación, sustituyendo la señal $p(t)$ por la $s(t)$. La señal $s(t)$, si se interpreta correctamente, contiene la información original. De forma conceptual, el primer sistema, en el que transmitimos la señal $p(t)$, se denomina un sistema de comunicaciones en banda base mientras que el segundo se conoce como comunicaciones paso banda. Durante el curso, vamos a estudiar con cierta profundidad los dos tipos de sistemas de comunicaciones adaptadas a la transmisión de datos.

La introducción de una modulación en el sistema de telegrafía proporciona la posibilidad de multiplexar un gran número de mensajes utilizando el mismo medio. En efecto, ahora varios transmisores pueden transmitir simultáneamente los mensajes utilizando el mismo cable telegráfico y variando la frecuencia portadora. Cada transmisor podría tener asignada una frecuencia portadora diferente. El receptor recibe todas las señales en simultáneo, pero puede seleccionar la del transmisor deseado sin más que poner un filtro paso banda que solo deje pasar una frecuencia portadora. Los filtros utilizados se denominan **sintonizadores** y están formados por una bobina y un condensador conectados en paralelo, que tienen una frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de la portadora.

El conjunto de bobina y condensador permite el paso de una única frecuencia portadora y rechaza todas las frecuencias que no se corresponden con su frecuencia de resonancia. El condensador suele ser variable, de manera que actuando sobre su valor se puede modificar la frecuencia de resonancia del conjunto y seleccionar así entre diferentes frecuencias portadoras. Por lo general, se utilizan condensadores con dos conjuntos de placas metálicas paralelas que, aunque están intercaladas y muy próximas, no se tocan. Actuando sobre el eje se puede controlar el área de la superficie metálica enfrentada entre los dos condensadores y modificar la capacidad del sistema. El eje actuador para modificar la capacidad del condensador actúa como el **dial de sintonización**.

Es fundamental insistir en la importancia que tiene introducir la modulación en la señal telegráfica, ya que permite mejorar las características de propagación de la señal por el cable telegráfico y facilita el uso compartido del medio por varios usuarios. Este resultado se puede generalizar a cualquier sistema de comunicaciones.

La **modulación de una señal** mediante la información que se va a transmitir permite:

- 1) adaptar la señal transmitida a las características del medio con el objeto de mejorar la propagación de la misma;
- 2) compartir el mismo medio por varios usuarios modificando la frecuencia portadora (multiplexación en frecuencia).

1.3. La telegrafía inalámbrica y los inicios de la radio

Las demostraciones de Heinrich Hertz de la existencia de ondas electromagnéticas que se podían propagar por el aire sugirieron a Guglielmo Marconi la posibilidad de extender los sistemas de telegrafía sin la utilización de cables. La teoría electromagnética ya había sido expuesta por James Clerk Maxwell en 1873, pero no pudo demostrarse de forma práctica hasta quince años más tarde con el experimento de Hertz. Aun así, Hertz utilizó un generador de chispa conectado a un par de cables que actuaban de antena en el transmisor y un detector de arco en el extremo receptor. Cuando cargaba los cables de las antenas conseguía reproducir una chispa en el detector de arco situado a cierta distancia. La señal del generador de chispa provocaba una descarga cuando la tensión de los cables superaba un cierto límite y producía una señal que oscilaba en los terminales de la bobina. La frecuencia de oscilación estaba relacionada con la longitud de los cables (antena). Aunque el sistema permitía comprobar que debían existir ondas electromagnéticas que se propagaban por el aire, tal y como había predicho J. C. Maxwell, el experimento no resultaba práctico para la transmisión de señales, ya que las distancias eran muy cortas.

Guglielmo Marconi se propuso extender la idea de Heinrich Hertz para aplicar la propagación de la radio a la telegrafía. Para ello realizó varias mejoras en el experimento de Hertz. En primer lugar, modificó el generador de chispa de Hertz aplicando un pulsador de telegrafía y utilizó un único cable de mayor longitud como antena. Con el uso de un único cable, mejoró la eficiencia de la radiación, ya que la Tierra actuaba como reflector del cable y obtenía un sistema radiante equivalente de doble longitud. También cambió el receptor de arco por el cohesor que había inventado Edouard Branly en 1890. El cohesor era esencialmente un circuito con un interruptor formado por pequeñas limaduras de hierro. En condiciones normales, las limaduras no estaban alineadas y el circuito no conducía, pero en presencia de ondas electromagnéticas las limaduras cerraban un circuito que aplicaba la tensión a unos auriculares y hacía posible la audición de las ondas electromagnéticas generadas al accionar el pulsador del telégrafo.

Marconi realizó la primera demostración de este sistema en Bolonia, cuando logró propagar la señal a una distancia de un kilómetro. Un año más tarde, Marconi emigró a Inglaterra debido al escaso interés que su invento tuvo en Italia. Registró varias patentes, que fueron discutidas por otros pioneros de la radio, y mejoró progresivamente su invento hasta el punto de poder cubrir distancias de veinte kilómetros en 1897, fecha en la que funda la Marconi Telegraph Company, que se convertirá en una de las primeras multinacionales de las telecomunicaciones. En 1901, después de varias optimizaciones en los equipos, fue posible realizar la primera transmisión transatlántica.

El telégrafo inalámbrico tuvo una gran importancia en el establecimiento de comunicaciones para la navegación. Igual que en la telegrafía con hilos, las señales que se transmitían eran pulsos modulados por la frecuencia del oscilador y se podían sintonizar a diferentes frecuencias portadoras, lo que permitía compartir los recursos. Los circuitos de sintonización utilizados por Marconi no difieren considerablemente de los utilizados hoy en día. Tuvo mucha importancia en el establecimiento de comunicaciones militares durante la Primera y la Segunda Guerra Mundial. Para que los mensajes no pudieran ser descifrados por los enemigos se encriptaba el texto original antes de iniciar la transmisión de los códigos de Morse.

El desarrollo de la radio es paralelo al del telégrafo inalámbrico y muchas de las patentes e ingenios de circuitos de transmisión y recepción de señales se comparten (y se disputan) entre ambos sistemas. La radio se entiende como un dispositivo electrónico que permite la recepción de señales de audio por el espacio. Conceptualmente, la transmisión de voz y música resulta bastante más compleja que la transmisión de un código de Morse en la que el receptor solo debe detectar cuándo se ha transmitido la portadora y producir un zumbido. La transmisión de audio requiere enviar con cierta precisión la forma de onda de la señal al auricular. El problema principal es que los circuitos de transmisión utilizados en telegrafía estaban basados en el generador de chispa, que producía una señal oscilante pero de naturaleza errática, poco pura en

frecuencia. Para detectar si se había producido o no un pulso de radiofrecuencia esta señal era suficiente, pero le faltaba calidad para poder transmitir con precisión las formas de onda asociadas a la voz humana o a la música.

En 1906, Erns Frederick Werner Alexanderson, de la General Electric Company, introdujo el alternador o generador rotativo de señales alternas para la transmisión de radio. El principio de funcionamiento es parecido a la generación de la electricidad a través de turbinas, aunque en este caso se producen señales de alta frecuencia (sobre los 50 kHz) a potencias de 1 kW. La señal proporcionada por los alternadores era de onda continua y suficientemente pura en espectro.

En 1906, Reginal Aubrey Fessenden utilizó un alternador para transmitir voz y música y logró reproducirlo a distancia. Un año más tarde, Lee de Forest inventó el triodo, también denominado audión, que será el componente fundamental para la transmisión, amplificación y recepción de señales de radio. En 1913, Edwin H. Armstrong patentó el circuito regenerativo, cuyo principio es realimentar la señal dentro del audión para producir una oscilación que produce una mayor potencia y puede ser enviada a mayores distancias.

A principios de la década de 1920, empezaron a aparecer las primeras emisoras comerciales. En concreto, la KDKA de Pittsburg se considera la primera emisora comercial y empezó a transmitir el 2 de noviembre de 1920. La emisora estaba promovida por Westinghouse para potenciar la venta de los primeros receptores que la misma compañía fabricaba para el público general. En 1921, apareció la RCA⁴ que, como fabricante de componentes electrónicos, popularizará los receptores de radio y con posterioridad formará la primera red de emisoras comerciales en amplitud modulada (AM⁵), cuyos fundamentos vamos a estudiar en el apartado siguiente.

⁽⁴⁾RCA es la sigla de Radio Corporation of America.

⁽⁵⁾AM es la sigla de amplitud modulada.

2. La amplitud modulada

La **modulación de amplitud** (AM⁶) es una técnica utilizada para transmitir señales de baja frecuencia utilizando un medio físico, que puede ser el aire o un cable. La idea esencial de esta técnica es utilizar una portadora sinusoidal de alta frecuencia cuya amplitud se modifica teniendo en cuenta el mensaje que deseamos transmitir. En esencia, el mensaje que vamos a transmitir queda registrado como la envolvente de la señal de forma que el receptor debe ser capaz de recuperar la forma de onda de la envolvente para poder recuperar el mensaje original.

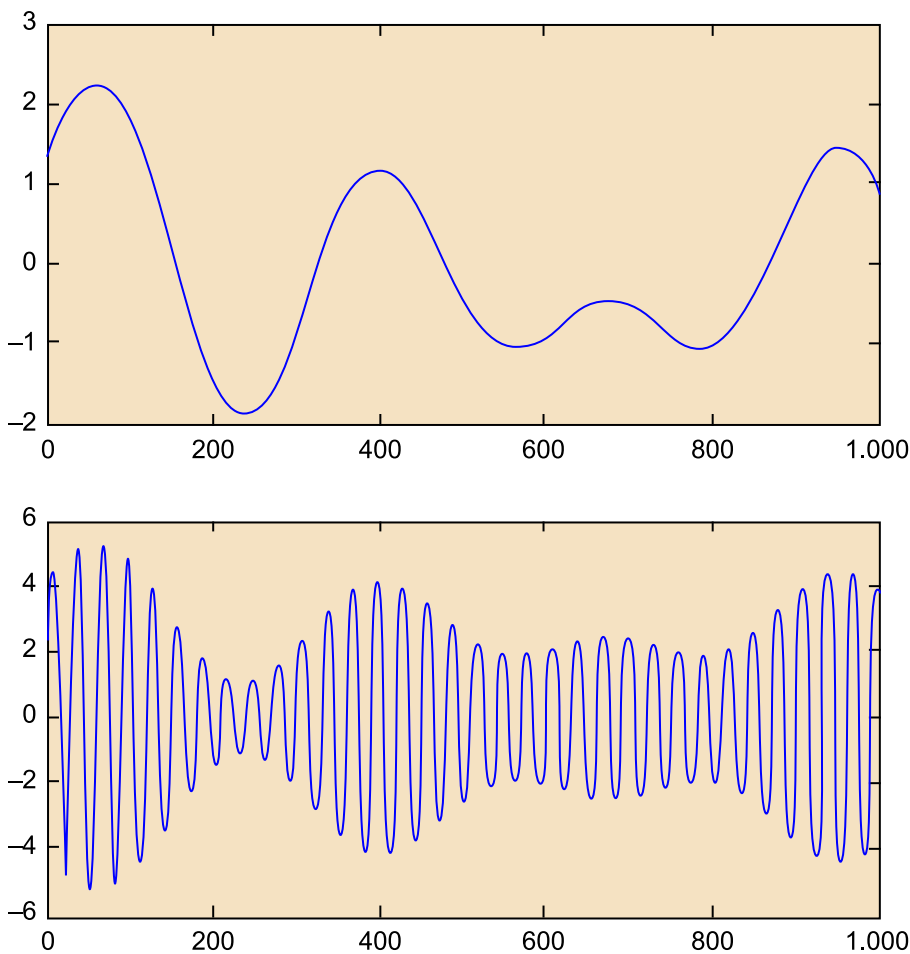
⁽⁶⁾AM es la sigla de amplitud modulada.

Reflexión

En este módulo, nos vamos a centrar principalmente en la radiación de la señales al aire, aunque los resultados obtenidos pueden ser generalizados para medios de transmisión guiados.

De forma gráfica, podemos ver este concepto en la figura 5, en cuya parte superior se representa la forma de onda de la señal que se desea transmitir, mientras que en la parte inferior se representa la forma de onda de la señal en amplitud modulada que se amplificará y se aplicará a la antena transmisora.

Figura 5. Representación esquemática de una modulación en AM



La señal con la información que queremos transmitir está en la parte superior de la figura. Esta información modula una portadora de alta frecuencia, que es la señal que se transmite al canal. La envolvente de la señal modulada coincide con la información.

La señal de información es de baja frecuencia. En el caso concreto de la AM comercial, se trata por lo general de señal de voz o musical de baja calidad cuyo ancho de banda se sitúa sobre los 3,5 kHz o 4 kHz. Las frecuencias portadoras en onda media en España están asignadas en la banda que va desde los 526,5 kHz hasta los 1.606,5 kHz, por lo tanto, la frecuencia portadora es varios órdenes de magnitud superior a la máxima frecuencia de la señal de información. Esta circunstancia no queda plasmada en la figura 5 donde, por claridad del gráfico, la frecuencia de la portadora es solo unas diez veces mayor que la frecuencia de la señal. En la práctica, la portadora tiene una frecuencia muchísimo mayor, por lo que la visualización y la extracción de la envolvente será todavía más simple.

Recapitulando algunos de los resultados que ya hemos mencionado para el caso del telégrafo, podemos decir que, en la transmisión de radio, la modulación de la señal nos permite:

1) **Adaptar la señal al medio** para una radiación electromagnética eficaz. En efecto, una regla aproximada para estimar el tamaño de una antena nos dice que, para una radiación electromagnética eficaz, las antenas deben tener una dimensión comparable a una décima parte de la longitud de onda de la señal. Esta regla es muy aproximada y tiene numerosas excepciones, pero podemos usarla como una primera aproximación para calcular el tamaño que debería tener una antena. En el caso de las frecuencias asignadas a la AM comercial, suponiendo una frecuencia central de 1 MHz, obtendremos que la longitud aproximada de la antena debe ser de treinta metros. Ciertamente, se trata de una antena de grandes dimensiones pero construible. Si se intentara radiar directamente la información original, con una frecuencia central situada en torno a 1 kHz, las dimensiones de la antena necesaria para ello serían de 30 kilómetros. En la figura adjunta se muestra la fotografía de una antena de difusión de Radio Nacional de España en onda media (AM).

2) **Multiplexar varias señales en el mismo medio.** Modificando la frecuencia de la portadora, podemos enviar varias señales de forma simultánea al mismo medio. El receptor será capaz de discriminar las diferentes señales mediante filtros paso banda centrados en cada una de las frecuencias. El receptor puede modificar la frecuencia del filtro paso banda para sintonizar una u otra señal. En la figura 6, podemos ver representada la misma señal de información utilizando tres frecuencias portadoras diferentes.

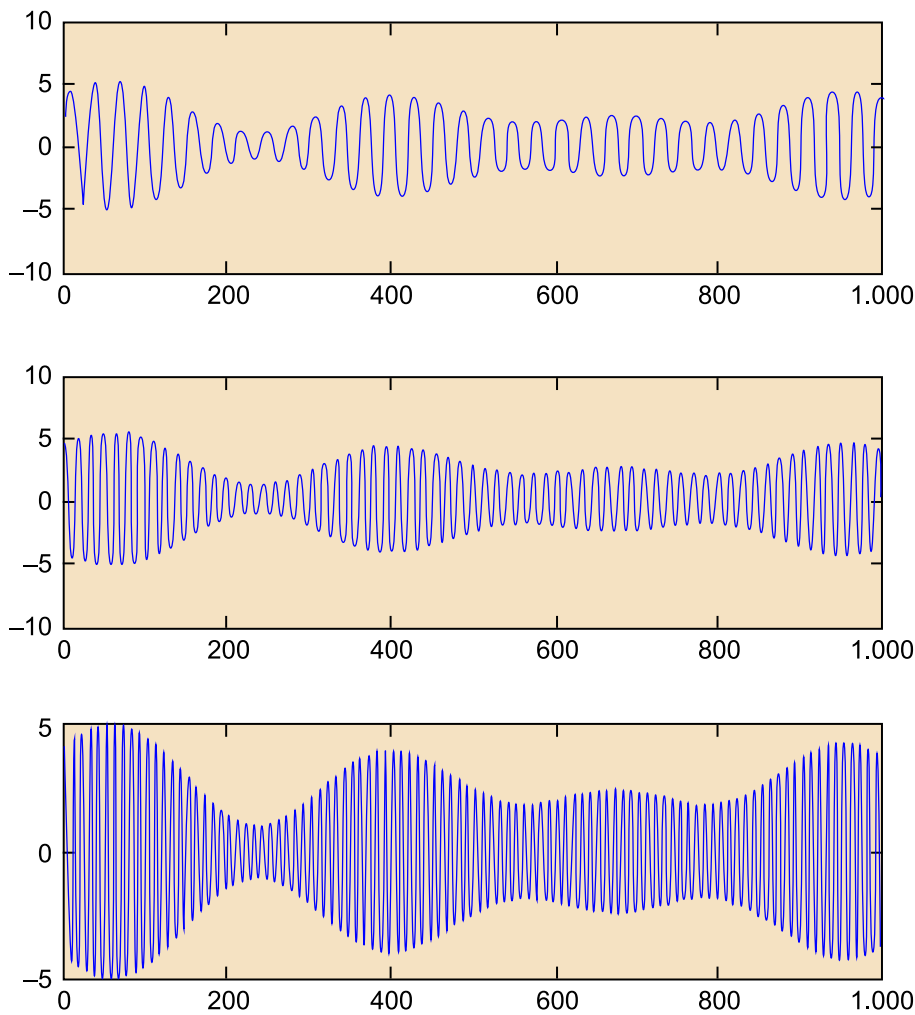
Longitud de la antena

Para realizar el cálculo, se debe utilizar la fórmula $\lambda f = c$, donde λ es la longitud de onda, f la frecuencia de la señal y c la velocidad de la luz ($c = 3 \cdot 10^8$ m/s).



Antena reemisora de onda media (AM) de Radio Nacional de España.

Figura 6. Representación de varias señales en amplitud modulada utilizando diferentes portadoras



El receptor puede sintonizar una de las señales mediante un filtro paso banda que rechace las emisoras no deseadas.

2.1. Nomenclatura

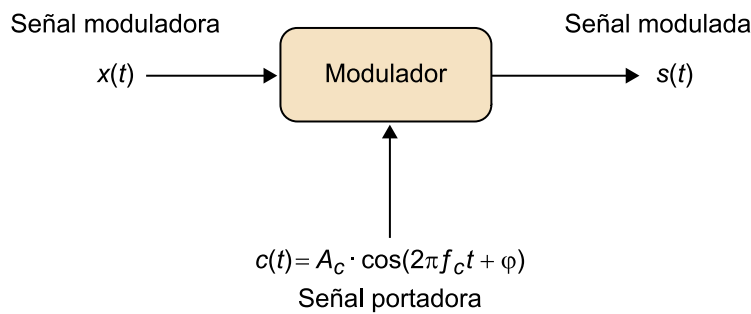
Antes de empezar a formalizar matemáticamente la modulación de la amplitud, vamos a definir algunos conceptos genéricos sobre modulación de señales y para ello vamos a introducir la notación y las definiciones necesarias en este subapartado.

Suponemos que la señal de información que deseamos enviar es $x(t)$ y que la señal modulada será $s(t)$. Esta última es una portadora de alta frecuencia cuya amplitud se modifica mediante la envolvente de $x(t)$. La portadora sin modular la denominaremos $c(t)$.

En la figura 7, se muestra un esquema con la notación y nomenclatura que estamos utilizando. Este esquema, que en este módulo aplicaremos a la AM y la FM⁷, es válido en general para cualquier tipo de modulación.

⁽⁷⁾FM es la sigla de *frecuencia modulada*.

Figura 7. Representación esquemática de las señales que intervienen en una modulación y su notación



Definamos con algo más de precisión los conceptos y señales que intervienen en un proceso de modulación:

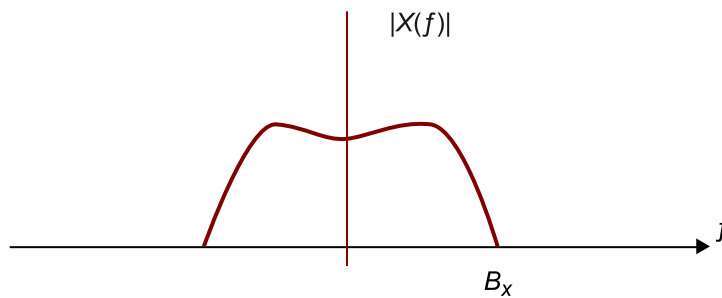
a) Ancho de banda: estrictamente, el ancho de banda B_x de una señal $x(t)$ real es el margen de ocupación de frecuencias positivas para las que la transformada de Fourier de dicha señal no se anula. Debido a las propiedades de simetría que presenta la transformada de Fourier de señales reales, este ancho de banda coincide con el medido a frecuencias negativas.

b) Señal moduladora $x(t)$: es la señal real y continua que se va a transmitir entre un transmisor y un receptor. Su contenido frecuencial es de baja frecuencia (también denominado *paso bajo*). En general, supondremos que su ancho de banda es B_x Hz, tal y como se representa mediante el módulo de su transformada de Fourier en la figura 8. La señal moduladora $x(t)$ también se suele denominar mensaje o información para transmitir.

c) Señal portadora $c(t)$: es una señal sinusoidal procedente de un oscilador y caracterizada por tres parámetros, que son amplitud A_c , frecuencia f_c y fase φ_c . La frecuencia, denominada frecuencia portadora, es el parámetro de mayor interés, ya que determina la nueva banda de ocupación. En general, la frecuencia es de un valor mucho mayor que el ancho de banda de la señal de información, $f_c \gg B_x$.

d) Señal modulada $s(t)$: es la señal obtenida al final del proceso de modulación. Esta señal, como resultado de la modulación, ocupa un determinado ancho de banda alrededor de la frecuencia portadora, por lo que se denomina *señal paso banda*. En función de cómo se realice el proceso de modulación, la señal modulada se puede interpretar como una nueva señal sinusoidal de amplitud, frecuencia o fase dependientes de la señal moduladora.

Figura 8. Representación esquemática del módulo de la transformada de Fourier de una señal y su ancho de banda



Observad que el eje vertical de amplitudes se representa sin la flecha para no confundir con una función delta de Dirac en el origen.

2.2. Formulación matemática básica de la amplitud modulada

Para simplificar el análisis de la modulación de amplitud, supondremos que la señal moduladora $x(t)$ está normalizada a la unidad:

$$|x(t)| \leq 1 \quad (2)$$

Evidentemente, si la señal de información que queremos transmitir no está normalizada siempre podemos hacer esta normalización antes de transmitir, dividiendo por el valor máximo:

$$x(t) = \frac{x'(t)}{\max\{|x'(t)|\}} \quad (3)$$

En la práctica, estas normalizaciones vienen impuestas por los propios amplificadores operacionales que acondicionan la señal de información antes de su transmisión y que limitan su excursión entre los valores de la tensión de alimentación (que suponemos que es nuestra normalización a la unidad).

La señal modulada en amplitud se define como:

$$s(t) = A_c \cdot (1 + m \cdot x(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (4)$$

donde A_c , f_c y φ representan respectivamente la amplitud, la frecuencia y la fase de la portadora, $x(t)$ es la señal de información y m es un parámetro que se conoce como *índice de modulación* y que en general debería tomar valores entre 0 y 1: $0 \leq m \leq 1$.

El índice de modulación es un parámetro que por lo general se expresa en tanto por ciento y que nos indica el grado en el que la señal de información afecta a la amplitud de la portadora. En efecto, como $|x(t)| \leq 1$, la amplitud de la señal modulada estará siempre entre:

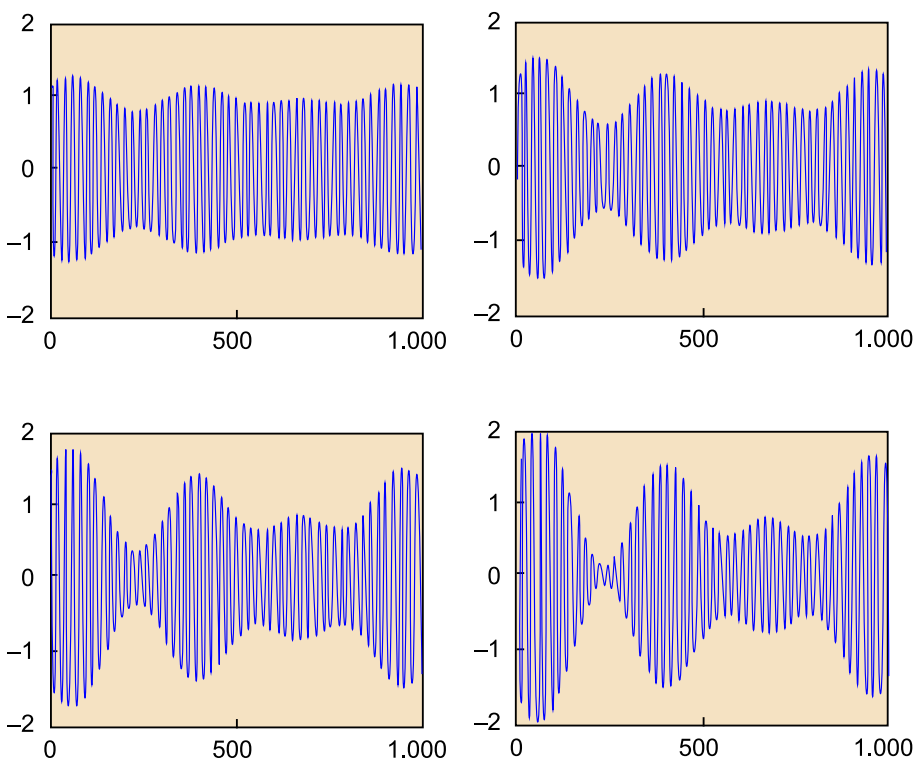
$$A_c(1-m) \leq s(t) \leq A_c(1+m) \quad (5)$$

Así, aproximar el valor de m a la unidad (100% de índice de modulación) significa que la amplitud de la señal modulada estará entre un valor aproximadamente 0 y otro de valor $2A_c$. Si el valor de m se acerca a 0 vemos que la amplitud de la señal $s(t)$ oscilará entre dos valores próximos a A_c . El índice de modulación nos indica el grado en el que la amplitud de la señal portadora es modificada por la señal de información. En la figura 9, se muestra una misma señal modulada con diferentes índices de modulación. Observad por ejemplo que en el caso de tener un índice de modulación del 100% entonces la excursión de amplitud de la señal es máxima.

2.3. La envolvente de una señal AM

Una de las ventajas de la modulación en AM es que para el receptor es muy simple recuperar la información de la señal $x(t)$ a partir de la señal modulada $s(t)$. Para ello, basta con obtener la envolvente de la señal modulada.

Figura 9. Ejemplo de una señal modulada en amplitud con diferentes índices de modulación



Los índices de modulación, de izquierda a derecha y de arriba abajo, son 25%, 50%, 75% y 100%. En todos los casos, la señal moduladora es la misma.

Intuitivamente, el concepto de *envolvente* es el de la curva que une los máximos (o mínimos) de la señal modulada. Para reforzar este concepto intuitivo de la envolvente en la figura 10 se representa una señal modulada en AM y su envolvente superpuestas.

Matemáticamente, la envolvente se define como el valor absoluto de la amplitud de la señal modulada. Así, para una señal:

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (6)$$

La envolvente se define de este modo:

$$\text{env}\{s_{AM}(t)\} = |A(t)| \quad (7)$$

Aplicando esta definición al caso de la modulación AM, obtenemos que la envolvente viene dada por lo siguiente:

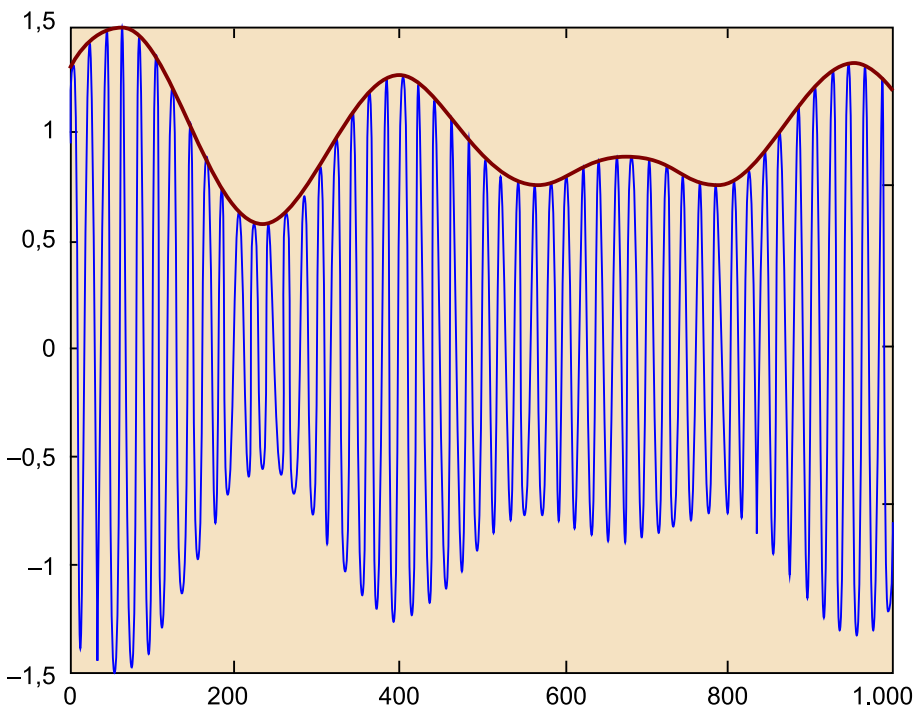
$$\text{env}\{s_{AM}(t)\} = |A_c \cdot (1 + m \cdot x(t))| \quad (8)$$

Si se cumple la condición de que m es siempre menor que la unidad y que $x(t)$ está normalizada, entonces el término $A_c \cdot (1 + m \cdot x(t))$ es siempre positivo, por lo que el valor absoluto puede desaparecer, y obtener así:

$$\text{env}\{s_{AM}(t)\} = A_c \cdot (1 + m \cdot x(t)) = A_c + A_c \cdot m \cdot x(t) \quad (9)$$

Es decir, la envolvente de la señal AM se puede considerar como una constante más una componente de señal que es directamente proporcional a la información $x(t)$. En otras palabras, si se aplica un circuito electrónico que detecte la envolvente de la señal modulada, y en su salida un filtro que elimine la componente continua, obtendremos una señal proporcional a la información $x(t)$.

Figura 10. Ejemplo de una señal modulada en AM con un índice de modulación del 50% y su envolvente superpuesta



La envolvente coincide con la señal de información multiplicada por una constante más una componente continua.

2.4. La detección de envolvente

La clave principal por la que la radio en AM tuvo un gran éxito comercial se debe a la simplicidad del receptor. La envolvente de una señal puede ser detectada con una circuitería muy simple y económica. En cualquier sistema de difusión masiva de señales, ya sea de radio, televisión o canales móviles, por ejemplo, es muy importante que el equipo receptor sea muy económico para que su implantación pueda ser masiva a costes reducidos. En general, se admite que los equipos de transmisión sean más caros o complejos siempre que con ello se simplifique la recepción de las señales. Veremos más adelante que la modulación en AM es un buen ejemplo de este paradigma.

En la figura 11, se representa un posible circuito para realizar la detección de envolvente. El diodo solo deja pasar la corriente en un sentido, lo que produce la carga del condensador. La idea es que en cada ciclo de la portadora el condensador se cargue hasta el valor máximo de la señal. Una vez la portadora baja la tensión almacenada en el condensador, se descarga lentamente a través de la resistencia. En la figura 11, se representa de forma esquemática un detalle de la tensión que se obtiene en la salida del detector de envolvente para unos cuatro ciclos de la señal portadora. Observad que el tiempo de descarga del condensador a través de la resistencia es un parámetro muy crítico. Si tuviera una descarga excesivamente rápida la señal en la salida tendería a seguir a la portadora. En cambio, si la descarga fuera extremadamente lenta, no seríamos capaces de seguir correctamente las bajadas de tensión de la envolvente y nos quedaríamos anclados en los máximos locales de $A_c \cdot (1 + m \cdot x(t))$. En definitiva, los valores de la resistencia y del condensador se deben calcular para que

Seguir las variaciones de la señal $x(t)$

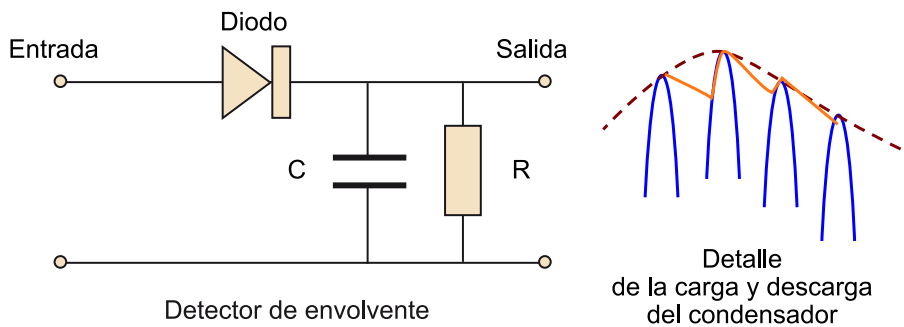
Esto significa que la constante de tiempo del filtro $\tau = RC$ debe ser mucho mayor que el periodo de la portadora pero menor que el inverso de la frecuencia máxima de la señal. En el caso de la banda AM comercial, el periodo de la portadora es del orden de microsegundos, mientras que el inverso del ancho de banda es de unos 250 μs .

permitan seguir correctamente las variaciones de la señal $x(t)$, pero no las variaciones de la portadora $c(t)$. Afortunadamente, ya hemos comentado que las frecuencias elegidas como portadoras son varios órdenes de magnitud superiores a las del ancho de banda de la señal por lo que el detector de envolvente podrá funcionar sin problemas de acuerdo con lo esperado.

Formalmente, la ecuación para seleccionar los valores de C y R viene dada por la siguiente desigualdad:

$$B_x \ll \frac{1}{RC} \ll f_c \quad (10)$$

Figura 11. Esquema básico de un detector de envolvente



Si la señal en la entrada es una señal modulada en amplitud en la salida obtendremos una aproximación a la envolvente.

2.5. El receptor de radio de galena

El circuito detector de envolvente de la figura 11 fue la esencia de los receptores de radio en sus primeros tiempos. Antes de que se popularizaran los receptores de radio basados en válvulas de vacío o los receptores de transistores, se diseñaban circuitos para uso doméstico basados en las propiedades de rectificación del cristal de galena (un precursor de los diodos de germanio y silicio). En la figura 12, podéis ver un esquema de un posible receptor de galena.

El circuito está formado por una antena que se puede construir mediante un hilo de cobre alargado con la longitud apropiada (ya hemos comentado que unos 30 metros sería una buena longitud para la recepción de AM comercial). La antena se conecta a una bobina que a su vez está conectada a tierra. La bobina, junto con el condensador variable, actúa de filtro de manera que las emisoras que no están a la frecuencia de resonancia del filtro serán desviadas directamente a tierra. Solo el componente seleccionado por el filtro pasará a través del circuito. La toma de tierra puede ser un elemento metálico enterrado en tierra húmeda, una cañería de agua o una conexión a la toma de tierra eléctrica de una casa o edificio.

El circuito detector de envolvente está formado por la galena (diodo), el condensador y la resistencia. La galena es una piedra de sulfuro de plomo que puede actuar como rectificador cuando se conecta con un pequeño hilo conductor. La corriente puede circular del hilo conductor a la piedra pero no al revés, por lo que se comporta como un diodo. Actualmente, la piedra de gale-

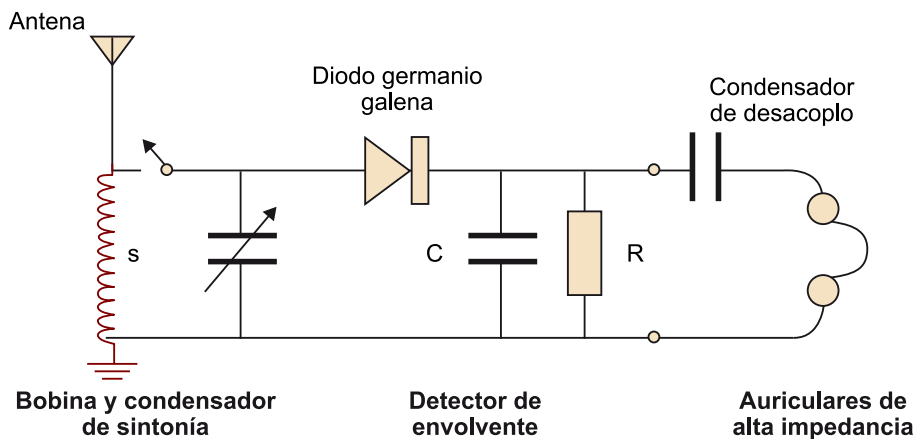
El filtro

En este tipo de filtros, la frecuencia de resonancia está determinada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

na se puede sustituir por un diodo de germanio, pero no por uno de silicio. La razón es que el diodo de germanio solo necesita una tensión positiva de pocos milivoltios para empezar a conducir mientras que el diodo de silicio no conduce hasta que la tensión aplicada supera los 0,7 voltios. El circuito sintonizador de la radio de galena proporciona señales muy débiles que no serían rectificadas por un diodo de silicio convencional. Evidentemente, cuando la piedra de galena se sustituye por un diodo de germanio, el reproductor debería llamarse "detector de cristal". No obstante, debido a la importancia histórica de las radios de galena, por lo general a estos circuitos receptores tan simples se les sigue llamando *radios de galena*.

Figura 12. Esquema de un receptor de radio de galena



El circuito utiliza un número de componentes muy reducido y económico y no requiere ningún tipo de alimentación. En algunos esquemas, el filtro RC del detector de envolvente y el condensador de desacoplo no se representan, ya que los propios auriculares actúan como filtro.

Después del diodo rectificador, tenemos el filtro RC, que se encarga de recuperar la envolvente de la señal, y un condensador de desacoplo, que se utiliza para eliminar la componente continua de la envolvente y recuperar la información original. En muchos circuitos, estos componentes se pueden eliminar, ya que el propio auricular desempeña las funciones de filtro.

La parte final del esquema son unos auriculares de alta impedancia. En la actualidad pueden ser algo difíciles de encontrar ya que la mayoría de auriculares de alta fidelidad utilizados en reproductores de audio portátiles son de baja impedancia, de 8, 16 o 32 ohmios. Los auriculares de alta impedancia se usan en la actualidad solo en audífonos debido a que tienen un consumo más reducido. Antiguamente se usaban en muchas radios de transistores portátiles. Es importante que los auriculares sean de alta impedancia para que la corriente que necesiten sea muy baja. Tened en cuenta que, en el diseño de este reproductor de radio de galena, no es necesario el uso de ninguna fuente de alimentación ni batería, por lo que la energía con la que se reproduce el sonido procede directamente de las ondas electromagnéticas recibidas. Si no se dispone de auriculares de alta impedancia siempre se pueden usar unos auriculares de baja impedancia conectados directamente a un transformador. El transformador se encarga de ejecutar el cambio de impedancias y reducir

el consumo de corriente en el primario. Pueden encontrarse otras variantes de circuitos para la construcción de radios de galena en diferentes portales de Internet dedicados al montaje de circuitos electrónicos.

2.6. El problema de la sobremodulación

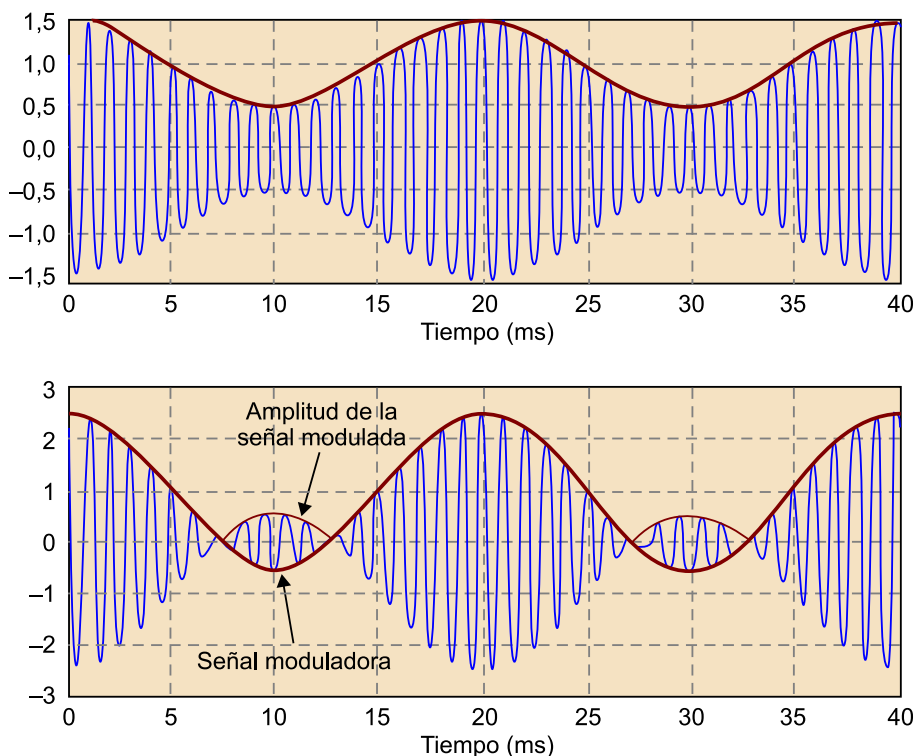
Uno de los posibles problemas de la AM es la sobremodulación que aparece cuando el índice de modulación es mayor que la unidad. En principio, el sistema debería estar bien diseñado para que la sobremodulación no se produzca nunca. No obstante, en la práctica, la señal que queremos transmitir no nos es conocida de antemano, por lo que no resulta trivial normalizarla a la unidad. A veces, se pueden producir picos en la señal que provocan la aparición de esta sobremodulación.

La sobremodulación

Formalmente, la sobremodulación se produce cuando el índice de modulación es superior a la unidad. En la práctica, esto es equivalente a que la señal tenga picos inesperados que provocan que su amplitud deje de estar normalizada a un máximo igual a la unidad.

En la figura 13, se muestra un ejemplo donde aparece la sobremodulación. El problema que se observa en esta representación es que, debido a la sobremodulación, ya no podemos afirmar que el componente $A_c \cdot (1 + m \cdot x(t))$ sea siempre positivo, por lo que un detector de envolvente nos dará una señal que no se corresponde con el mensaje original $x(t)$.

Figura 13. Ejemplos de señales moduladas en AM: sin sobremodulación en la parte superior ($m = 0,5$), y con sobremodulación ($m = 1,5$) en la parte inferior

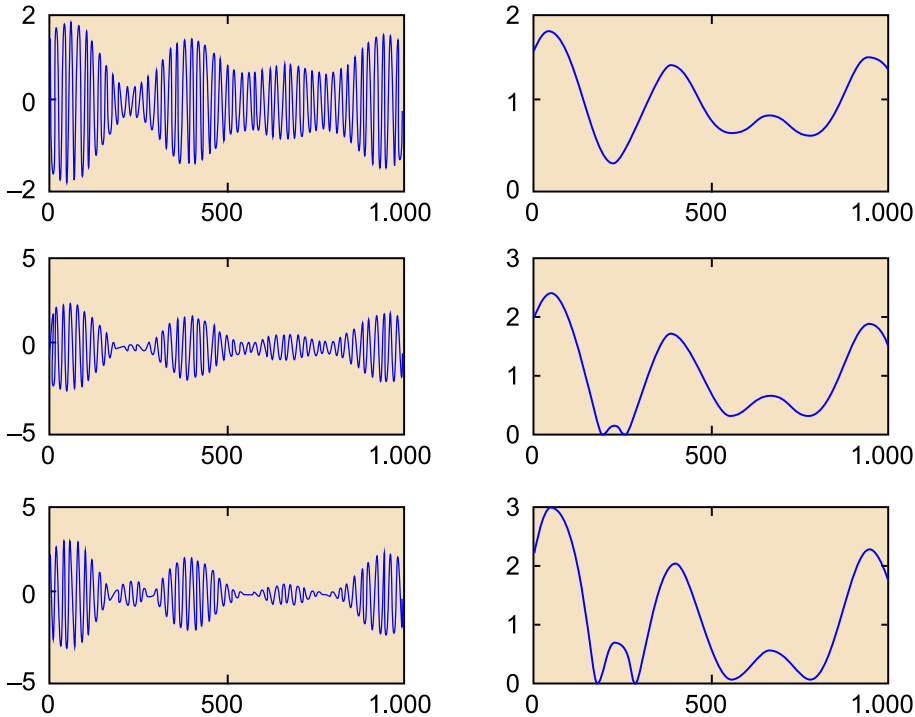


Con sobremodulación se puede observar que la envolvente no coincide con la moduladora.

En la figura 14, se muestra otro ejemplo donde aparece sobremodulación. En la parte izquierda, tenemos las señales AM con un índice de modulación de 80%, 120% y 200%, respectivamente. En la parte de la derecha, se representan las señales que se obtendrían en la salida de un detector de envolvente para cada uno de los casos. Solo la envolvente correspondiente a la modulación

del 80% se corresponde con la señal moduladora. En el resto de los casos, el detector de envolvente provoca una degradación significativa de la forma de onda de la señal.

Figura 14. Ejemplos de señales AM con índice de modulación del 80%, 120% y 200% (columna izquierda) y las correspondientes envolventes (columna derecha)



En todos los casos, la señal moduladora es la misma. Observad que, cuando existe sobremodulación, las detecciones de envolvente no se corresponden con la señal moduladora o información útil.

2.7. Transformada de Fourier de la amplitud modulada

La función básica de cualquier tipo de modulación es modificar el espectro de la señal original para adaptarlo a las características del medio y permitir la multiplexación de varios canales que comparten el mismo recurso. Esto significa que, para comprender la esencia de una modulación, es importante estudiar su transformada de Fourier.

En este texto, usamos la siguiente definición de la transformada de Fourier:

$$X(f) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \quad (11)$$

y su transformada inversa:

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{X(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cdot e^{j2\pi ft} \cdot df \quad (12)$$

Transformada de Fourier

Existen definiciones alternativas de la transformada de Fourier, con los signos de la exponencial cambiados o integrando respecto a la frecuencia angular ω en vez de la frecuencia. Debe tenerse cierto cuidado al aplicar las propiedades en función de la definición adoptada, ya que pueden aparecer factores multiplicativos con π .

En el caso de la modulación de amplitud la transformada de Fourier de la señal modulada, se puede calcular aplicando algunas propiedades básicas. Descomponiendo la señal $s(t)$ en dos términos:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_c \cdot (1 + m \cdot x(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) = \\ &= A_c \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) + A_c \cdot m \cdot x(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \end{aligned} \quad (13)$$

Podemos aplicar la transformada de Fourier a cada uno de los términos:

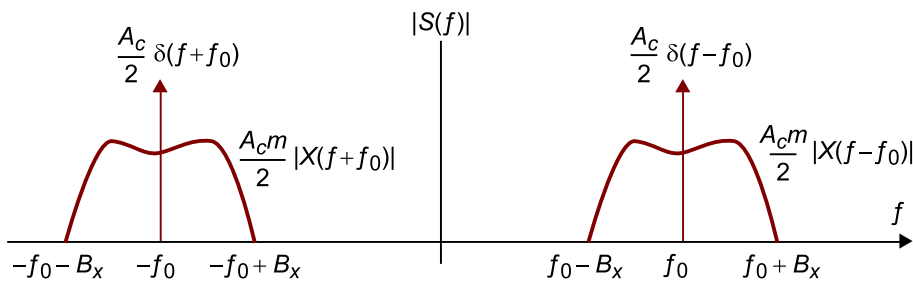
$$\mathcal{F}\{s(t)\} = \mathcal{F}\{A_c \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi)\} + \mathcal{F}\{A_c \cdot m \cdot x(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi)\} \quad (14)$$

Y obtener:

$$S(f) = \frac{A_c}{2} e^{j\varphi} \delta(f - f_0) + \frac{A_c}{2} e^{-j\varphi} \delta(f + f_0) + \frac{A_c m}{2} e^{j\varphi} X(f - f_0) + \frac{A_c m}{2} e^{-j\varphi} X(f + f_0) \quad (15)$$

De acuerdo con este resultado, en la figura 15 se representa el módulo de la transformada de Fourier de la señal modulada en función del módulo de la transformada de Fourier de la moduladora (señal $x(t)$ de información). Hemos supuesto que la señal moduladora tiene una transformada de Fourier de banda limitada B_x como la representada en la figura 8.

Figura 15. Módulo de la transformada de Fourier de una señal



Módulo de la transformada de Fourier de una señal modulada en AM en función del módulo de la transformada de Fourier de la señal de información $x(t)$.

Este resultado nos dice que la transformada de Fourier de la modulación AM está formada por dos portadoras (deltas de Dirac) centradas en las frecuencias $\pm f_0$, más la propia transformada de la señal de información desplazada a la frecuencia portadora y su imagen.

Debemos observar, por lo tanto, que una parte de la potencia de la señal modulada se dedica a términos que no proporcionan información (las dos portadoras) u otros términos que proporcionan información redundante, ya que aparecen dos copias exactas del espectro original de la señal (una en el eje positivo y la otra en el eje negativo).

Por otra parte, el ancho de banda de la señal modulada también es mayor que el de la señal original, en concreto el doble, lo que significa que el aprovechamiento espectral de esta modulación no parece óptimo. En efecto, este resultado nos indica que cada canal modulado ocupará el doble que su correspon-

diente señal paso banda. En otras palabras, si tenemos un conjunto de señales de información que ocupan un ancho de banda (paso bajo) de B_x Hz cada una de ellas y queremos multiplexarlas en AM, los correspondientes canales deberán tener frecuencias portadoras separadas un mínimo de $2B_x$ Hz.

En resumen, el análisis de la transformada de Fourier de la modulación AM nos conduce a las siguientes conclusiones:

- Parte de la potencia de transmisión se dedica a la transmisión de la portadora y su frecuencia imagen. Esta potencia de señal no supone ninguna información para el receptor.
- La transformada de Fourier de la señal moduladora se traslada íntegramente a la frecuencia portadora y su imagen. El ancho de banda de la señal modulada es el doble del ancho de banda de la moduladora.

2.8. Potencia de la señal AM

En este subapartado, vamos a calcular con más detalle la potencia de la señal en AM. La estimación de la potencia de una señal se puede determinar teniendo en cuenta que la señal se puede interpretar como un proceso estocástico con media cero. La potencia se obtiene entonces como la esperanza de la señal elevada al cuadrado. Más adelante, se tratará con algo más de detalle cómo se realizan los cálculos de potencia de este tipo de modulaciones. Aquí, simplemente derivamos el cálculo de la potencia por completitud.

En nuestro caso, el proceso correspondiente a la señal modulada en AM es el siguiente:

$$s_{AM}(t) = A_c \cdot (1 + m \cdot x(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (16)$$

Suponemos que la señal moduladora corresponde a un proceso aleatorio estacionario de potencia $P_x = E[x^2(t)]$ y de media nula $E[x(t)] = 0$. Entonces, la potencia de la señal modulada viene dada por:

$$\begin{aligned} P_s &= E[s_{AM}^2(t)] = E[(A_c \cdot (1 + m \cdot x(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi))^2] = \\ &= E[A_c^2 \cos^2(2\pi f_0 t + \varphi)] + E[2 m x(t) A_c^2 \cos^2(2\pi f_0 t + \varphi)] + \\ &+ E[(m^2 x^2(t) A_c^2 \cos^2(2\pi f_0 t + \varphi))] = \frac{A_c^2}{2} + \frac{m^2 A_c^2 P_x}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

Ved también

En el módulo "Comunicaciones analógicas: una perspectiva matemática. Señales paso banda", dedicado a las modulaciones paso banda, se trata con algo más de detalle cómo se realizan los cálculos de potencia de este tipo de modulaciones.

El primer término se corresponde con la potencia dedicada a la transmisión de la portadora, mientras que el segundo y el tercero tienen en cuenta las bandas laterales del espectro de la señal. Podríamos escribir la ecuación anterior como:

$$P_s = P_C + 2P_{sb} \quad (18)$$

donde $P_c = \frac{A_c^2}{2}$ y $P_{sb} = \frac{m^2 A_c^2 P_x}{4}$ representan la potencia dedicada a la portadora y la potencia dedicada a la transmisión de cada una de las bandas laterales (la mitad de la potencia total que no se corresponde con la portadora).

Teniendo en cuenta que la señal $x(t)$ está normalizada (podemos suponer $P_x = 1$) y que el índice de modulación debería ser inferior a la unidad, está claro que el primer término siempre es superior al segundo, por lo que se puede concluir que en AM siempre más de la mitad de la potencia de la señal transmitida se dedica a una portadora que es independiente del mensaje y que por lo tanto no aporta ninguna información al receptor.

Puede definirse la eficiencia en potencia de la modulación como el cociente entre la potencia dedicada a la transmisión de información útil dividido por la potencia total transmitida. En el caso de la AM, la potencia útil que se transmite es P_{sb} , ya que solo debería ser necesario transmitir una réplica de las bandas laterales para enviar toda la información del mensaje al receptor. Por lo tanto, la eficiencia de la modulación AM viene dada por:

$$\eta_{AM} = \frac{P_{sb}}{P_s} = \frac{m^2 P_x}{2(1 + m^2 P_x)} \quad (19)$$

Suponiendo que la potencia de la señal moduladora está normalizada a la unidad y que el índice de modulación es también igual a la unidad obtenemos una eficiencia del 25% (0,25). En el caso en el que el índice de modulación sea inferior, obtendremos siempre eficiencias de la modulación menores que el 25%.

En resumen, podemos decir que la amplitud modulada es poco eficiente desde el punto de vista de la potencia transmitida respecto a la potencia que realmente proporciona información al receptor. Este es el precio que pagamos por poder tener receptores extremadamente simples. Veremos que podemos utilizar otro tipo de modulaciones más eficientes desde el punto de vista de la transmisión, pero en este caso los costes repercutirán siempre en el receptor, que deberá ser bastante más complejo.

2.9. Eficiencia espectral

La eficiencia espectral de una modulación se define como el cociente entre el ancho de banda de la señal moduladora dividido por el ancho de banda de señal modulada. Este parámetro nos cuantifica el rendimiento que tiene una determinada modulación para aprovechar el medio desde el punto de vista espectral multiplexando varias fuentes de información.

En el caso de la AM, la eficiencia espectral es igual a 0,5, ya que el ancho de banda de la señal modulada siempre es el doble que el de la señal moduladora.

$$\rho_{AM} = \frac{B_x}{B_{AM}} = \frac{B_x}{2B_x} = \frac{1}{2} \quad (20)$$

Distribución de los diferentes canales de AM comercial

La región del espectro utilizada en España para la difusión de emisoras de radio comerciales en onda media está comprendida entre la frecuencia 526,5 y la 1.606,5. Las señales de voz/audio se modulan en AM con una frecuencia portadora que viene dada por la siguiente ecuación:

$$f_0 = [531 + 9(k - 1)] \text{ kHz} \quad (21)$$

donde k representa el número de la emisora.

Se pide:

- Determinar el número total de emisoras que se pueden multiplexar en la banda asignada.
- Representar esquemáticamente el módulo de la transformada de Fourier de las diferentes emisoras multiplexadas.
- Determinar el ancho de banda máximo de la señal modulada.
- Determinar el ancho de banda máximo de la señal moduladora (información).

Solución:

a) La primera emisora tiene asignada una frecuencia portadora de 531 kHz ($k = 1$). Si vamos dando valores a k iremos obteniendo las frecuencias portadoras de las diferentes emisoras. La frecuencia portadora máxima debe ser inferior a 1.606,5 kHz (máxima frecuencia de la banda asignada a onda media). Por lo tanto, la frecuencia de la última emisora (M) debe cumplir lo siguiente:

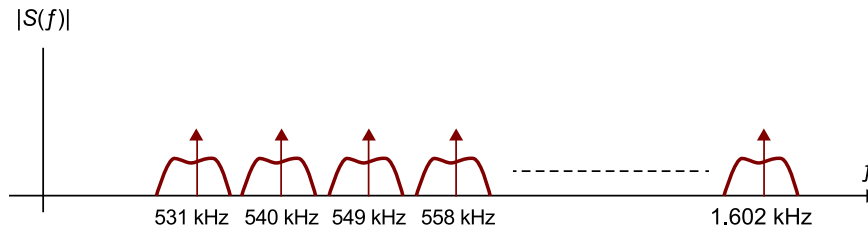
$$531 + 9(M - 1) \leq 1.606,5 \text{ kHz} \quad (22)$$

con lo que obtenemos:

$$M = 120$$

- Asignando valores a cada una de las emisoras se obtienen las frecuencias portadoras de cada canal. El espectro resultante queda representado en la figura 16.
- Las frecuencias portadoras de dos canales adyacentes están separadas 9 kHz. Por lo tanto, el ancho de banda máximo de cada señal modulada debe ser también de 9 kHz.
- Teniendo en cuenta que la modulación AM dobla el ancho de banda de la señal, obtenemos que el máximo ancho de banda de la señal moduladora deberá ser de 4,5 kHz.

Figura 16. Representación del módulo de la transformada de Fourier de los diferentes canales de onda media AM multiplexados



2.10. Moduladores de AM

En este subapartado, vamos a ver diferentes arquitecturas para la generación de la señal en AM mediante circuitos electrónicos. Nuestro objetivo es introducir las ideas básicas mediante las que se generan las señales de una forma práctica. No obstante, aunque proporcionaremos algunos ejemplos circuitales, el objetivo principal es comprender la arquitectura general de los moduladores desde el punto de vista de los diagramas de bloques. Los circuitos se presentan solo para satisfacer vuestra "posible" curiosidad, sin ánimo de que sean analizados o utilizados como referencias de diseño.

Aunque existen diferentes estrategias para realizar la modulación en AM, solo consideraremos los denominados *moduladores de producto* y *moduladores de ley cuadrática* por su importancia conceptual en la comprensión de los sistemas de comunicación. Otros esquemas pueden ser muy usados como circuitos prácticos, pero representan soluciones electrónicas o circuitales que se alejan de los conceptos básicos de los sistemas de comunicaciones como elementos matemáticos.

2.10.1. Moduladores de producto

Los **moduladores de producto** implementan de forma directa la fórmula matemática de la amplitud modulada:

$$s(t) = A_c \cdot (1 + m \cdot x(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (23)$$

Esta ecuación se puede representar conceptualmente con el diagrama de bloques de la figura 17, en la que vemos que la señal proporcionada por el oscilador (portadora) se multiplica por la señal del mensaje $x(t)$ escalada por el índice de modulación. Al resultado de este producto se le suma la propia portadora.

Figura 17. Diagrama de bloques de un modulador de producto

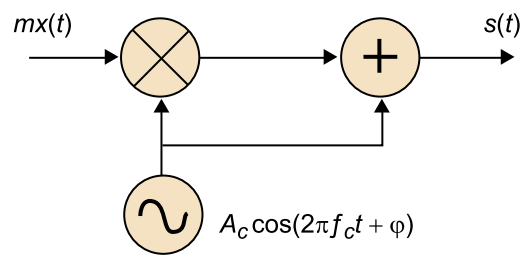


Diagrama de bloques de un modulador de producto en el que se implementa directamente la ecuación que define la amplitud modulada.

En la figura 18, se muestra el mismo esquema que en la figura 17, pero ahora utilizando un amplificador operacional como elemento sumador y un bloque que ejecuta el producto entre dos señales. Este diagrama de bloques simplificado puede implementarse con circuitos muy distintos y con distintas tecnologías (como válvulas, transistores, amplificadores operacionales, etc.).

Figura 18. Diagrama de bloques del modulador de producto

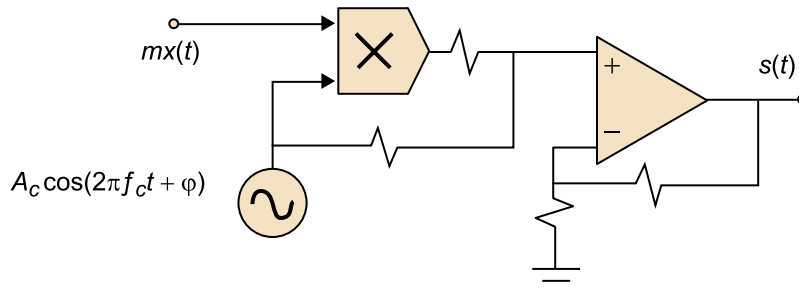
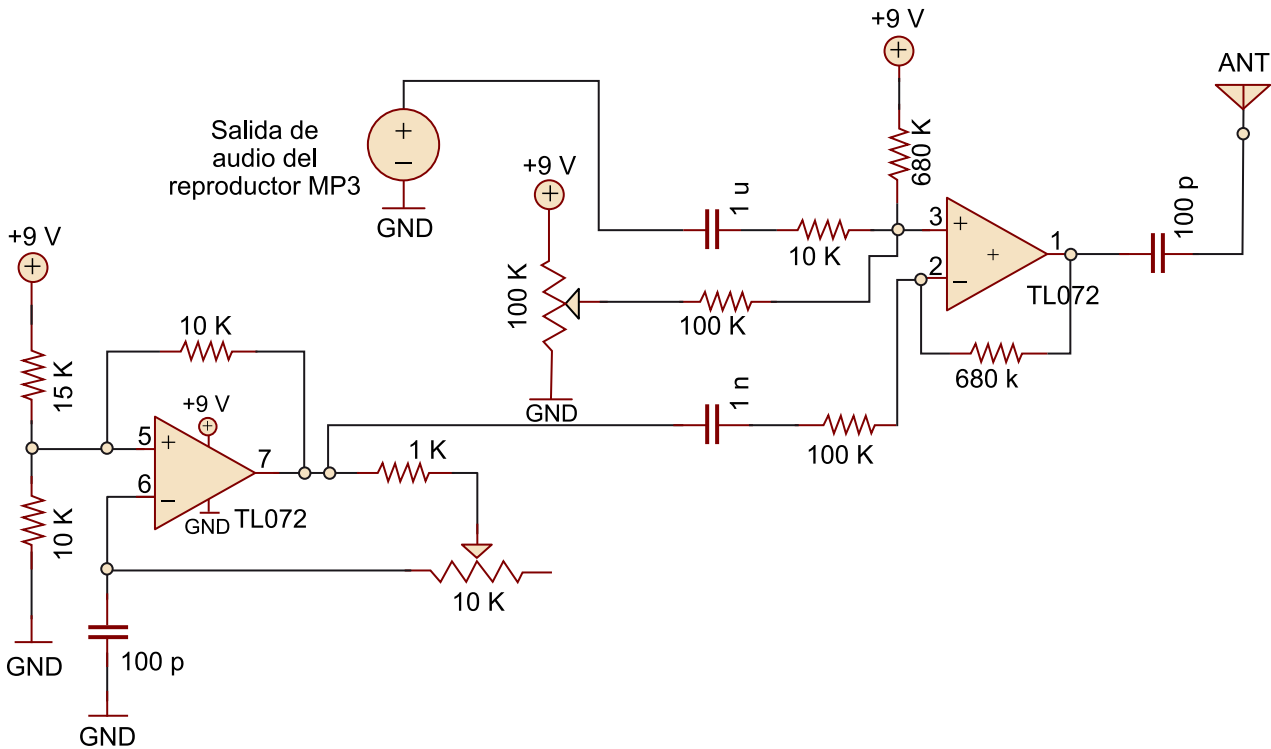


Diagrama de bloques del modulador de producto con un mezclador y un amplificador operacional.

En la figura 19, se muestra una alternativa al diagrama de bloques de la figura 18, pero que en este caso representa los detalles del circuito. Ahora, el circuito el amplificador operacional de la parte derecha es el que se encarga de realizar el producto entre la señal proporcionada por el amplificador de la izquierda y la señal proporcionada por el reproductor de MP3 (indicada en el circuito). El amplificador de la izquierda es un circuito oscilador cuya frecuencia de oscilación puede ajustarse mediante el potenciómetro de 10 kΩ. La entrada al terminal positivo del multiplicador está formada por la suma entre la señal útil (MP3) más una tensión constante cuyo valor se puede ajustar mediante el potenciómetro de 100 kΩ. El ajuste de este nivel de tensión es equivalente a ajustar el índice de modulación. El esquema proporcionado es de baja potencia y la señal modulada solo podrá alcanzar unos pocos metros. Para aumentar el alcance, sería necesario amplificar en potencia la señal obtenida en la salida del circuito.

Figura 19. Ejemplo de un circuito electrónico de un modulador de producto

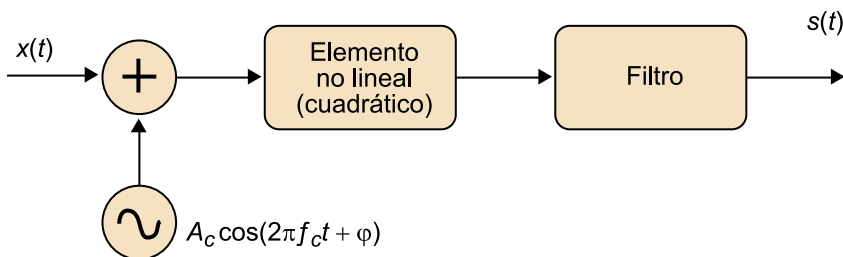


2.10.2. Moduladores de ley cuadrática

Una posible estrategia para obtener el producto entre dos señales de alta frecuencia es usar un **amplificador de ley cuadrática**. La idea básica es pasar a través de un dispositivo no lineal (de preferencia con una ley puramente cuadrática) la suma de las dos señales que deben ser multiplicadas.

En la figura 20, se muestra un diagrama de bloques genérico de este modulador. La portadora y la moduladora se suman hacen pasar por un dispositivo no lineal. La salida contiene varios componentes de señal que deben filtrarse para seleccionar los deseados. Con posterioridad, debería amplificarse la salida o, si la potencia ya es suficiente, aplicar la señal directamente a la antena.

Figura 20. Diagrama de bloques genérico de un modulador de ley cuadrática



Supongamos que la relación entrada-salida del dispositivo no lineal viene dada por:

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 \quad (24)$$

donde suponemos que existe una componente lineal y una cuadrática. Si la señal de entrada al circuito es:

$$v_{in} = x(t) + A \cos(2\pi f_c t) \quad (25)$$

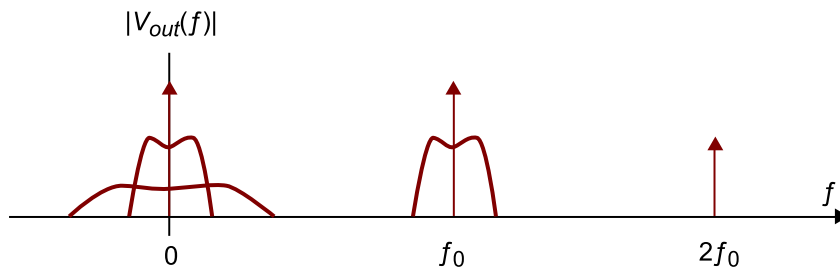
en la salida del dispositivo no lineal obtendremos:

$$\begin{aligned} v_{out} &= a_1 x(t) + a_1 A \cos(2\pi f_c t) + a_2 (x(t) + A \cos(2\pi f_c t))^2 = \\ &= a_1 x(t) + a_1 A \cos(2\pi f_c t) + a_2 x^2(t) + 2a_2 A x(t) \cos(2\pi f_c t) + A^2 a_2 \cos^2(2\pi f_c t) = \\ &= a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_1 A \cos(2\pi f_c t) + 2a_2 A x(t) \cos(2\pi f_c t) + \frac{A^1 a_2}{2} + A^2 \frac{a_2}{2} \cos(4\pi f_c t) = \\ &= a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + \frac{A^1 a_2}{2} + a_1 A \cos(2\pi f_c t) + 2a_2 A x(t) \cos(2\pi f_c t) + A^2 \frac{a_2}{2} \cos(4\pi f_c t) \end{aligned} \quad (26)$$

En esta última expresión, los primeros tres términos se corresponden con componentes de señal de baja frecuencia. Tenemos un término constante, otro término que depende directamente de la señal $x(t)$, que sabemos que es de baja frecuencia y un término que depende de la señal $x(t)$ elevada al cuadrado, que también será de baja frecuencia. Hay que recalcar que elevar una señal al cuadrado es multiplicar la señal por ella misma en el dominio temporal. Por lo tanto, en el dominio frecuencial es equivalente a convolucionar las transformadas de Fourier de $x(t)$. La convolución de dos espectros de banda limitada B_x da lugar a otro espectro de una banda doble $2B_x$ que, evidentemente, también está limitada.

Por otra parte, el último término es una portadora centrada a la frecuencia de $2f_0$. El módulo de la transformada de Fourier de la señal v_{out} se muestra de forma esquemática en la figura 21.

Figura 21. Representación del módulo de la transformada de Fourier



Representación esquemática del módulo de la transformada de Fourier de la señal en la salida del dispositivo no lineal.

Si en la salida del componente no lineal ponemos un filtro paso banda, centrado en la frecuencia f_0 y con un ancho de banda igual al doble del ancho de banda de la señal, en la salida del filtro obtendremos:

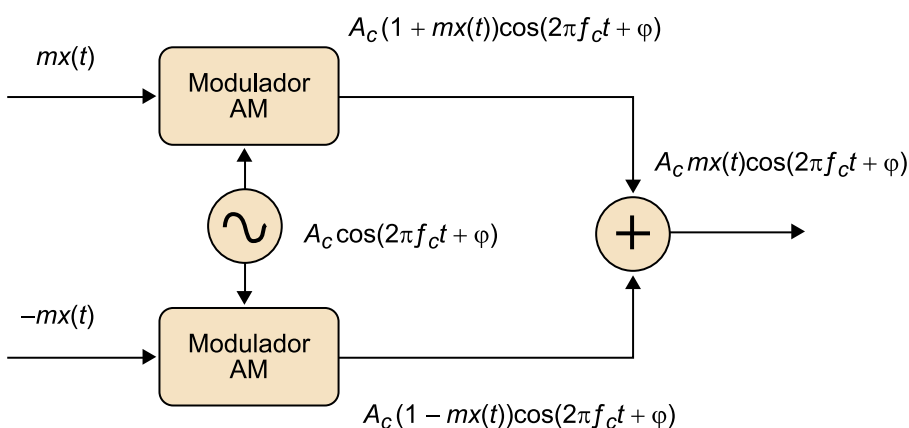
$$s(t) = a_1 A \cos(2\pi f_c t) + 2a_2 A x(t) \cos(2\pi f_c t) = a_1 A \left(1 + \frac{2a_2}{a_1} x(t)\right) \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (27)$$

En especial, interesa observar que, si el dispositivo no lineal fuera cuadrático a la perfección, con el término $a_1 = 0$, entonces la salida del filtro sería directamente el producto entre $x(t)$ y la portadora. Como veremos, esta es una posible configuración para obtener un modulador de doble banda lateral (DSB⁸).

⁽⁸⁾DSB es la sigla de la expresión inglesa *double side band*.

No obstante, en la práctica es muy difícil obtener dispositivos puramente cuadráticos. Si se desea obtener un modulador DSB, por lo general se usan moduladores balanceados como el que se ilustra en la figura 22. En este caso, los dos moduladores son simétricos de forma que el componente portador se cancela y, después del filtro, únicamente obtendremos el producto entre la señal y la portadora.

Figura 22. Diagrama de bloques de un modulador balanceado



Este diagrama de bloques permite obtener una modulación DSB a partir de dos moduladores AM.

2.11. Receptores de AM

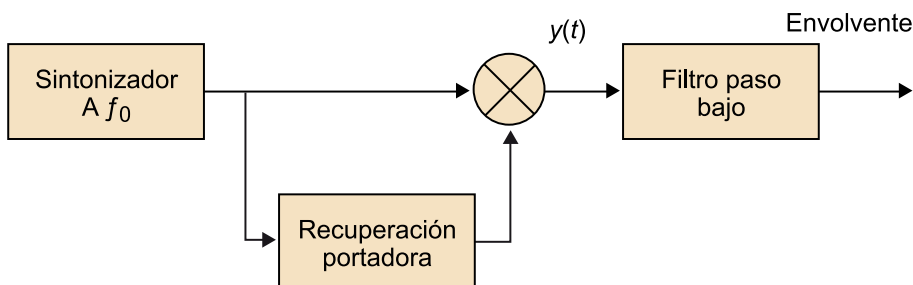
El detector de envolvente es un circuito muy simple basado en un rectificador y un filtro que permite recuperar la señal $x(t)$ a partir de una modulación AM. Sin embargo, existen otros esquemas de recepción que pueden proporcionar una mayor flexibilidad y fidelidad para recuperar la señal de información. En este subapartado, empezamos describiendo un esquema muy simple de receptor coherente, que se puede considerar como el fundamento de otros tipos de receptores y también describimos el receptor superheterodino. Este último tiene una gran importancia, ya que la mayor parte de los diseños de receptores se basan en el concepto del superheterodino.

2.11.1. Receptor de AM coherente

Se dice que un receptor es **coherente** cuando la demodulación se realiza multiplicando la señal recibida por una réplica de la portadora generada en el receptor y que está en fase con la propia portadora de la señal recibida.

En el caso de la AM, la réplica de la portadora se puede generar a partir del propio filtro sintonizador, limitando la amplitud de la señal sintonizada, de manera que su envolvente sea constante y filtrando el resultado para obtener una sinusoidal pura. El esquema del demodulador coherente se representa en la figura 23.

Figura 23. Diagrama de bloques de un demodulador coherente



El bloque recuperador de portadora que se representa en la figura 23 está encargado de recuperar una réplica exacta de la portadora con la que se recibe la señal en AM. La manera más sencilla de obtener esta réplica es a partir de la señal sintonizada de la antena. En efecto, la señal sintonizada, que contiene la propia señal modulada, se pasa a través de un limitador de amplitud (o un comparador), de manera que se elimina por completo la envolvente de la señal y por lo tanto la información de la señal moduladora. En la salida del comparador, se obtendrá una señal cuadrada con la misma frecuencia que la portadora. Para obtener una portadora sinusoidal pura deberemos realizar el filtrado de esta señal cuadrada.

Un posible problema de este sistema de recuperación de la portadora es que puede introducirse un retardo en la señal que aplicamos al mezclador. Por lo general, el subsistema responsable del retardo es el filtro del bucle de recuperación de la portadora, ya que el comparador suele ser suficientemente rápido para las frecuencias de AM comercial. El efecto del retardo en la AM no es importante en exceso. De todas formas, siempre se puede intentar mitigar introduciendo un retardo a la señal modulada que se aplica al mezclador para compensar el retardo del bucle de recuperación de sincronismo.

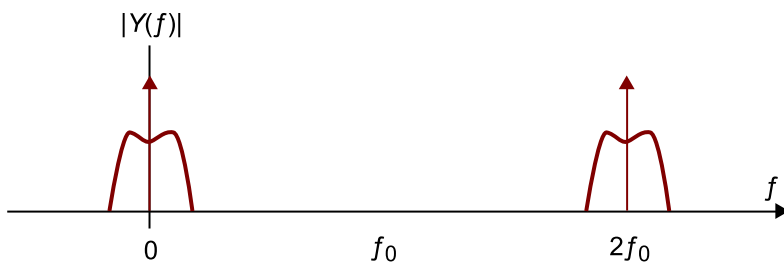
El resultado que obtenemos en la salida del mezclador es el siguiente:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A_c(1+mx(t))\cos(2\pi f_c t + \varphi) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) = \\
 &= \frac{A_c}{2}(1+mx(t)) + \frac{A_c}{2}(1+mx(t)) \cos(4\pi f_c t + \varphi)
 \end{aligned}
 \quad (28)$$

En la figura 24, se muestra el módulo de la transformada de Fourier de la señal que obtenemos en la salida del mezclador. Al multiplicar por la portadora, los componentes espectrales que estaban situados alrededor de la frecuencia f_c se han desplazado al origen y a la frecuencia doble.

Si aplicamos un filtro paso bajo con un ancho de banda adaptado a la señal de información obtendremos la envolvente de la señal AM. A partir de aquí, podemos obtener la señal $x(t)$ sin más que eliminar la componente continua.

Figura 24. Módulo de la transformada de Fourier en la salida del mezclador



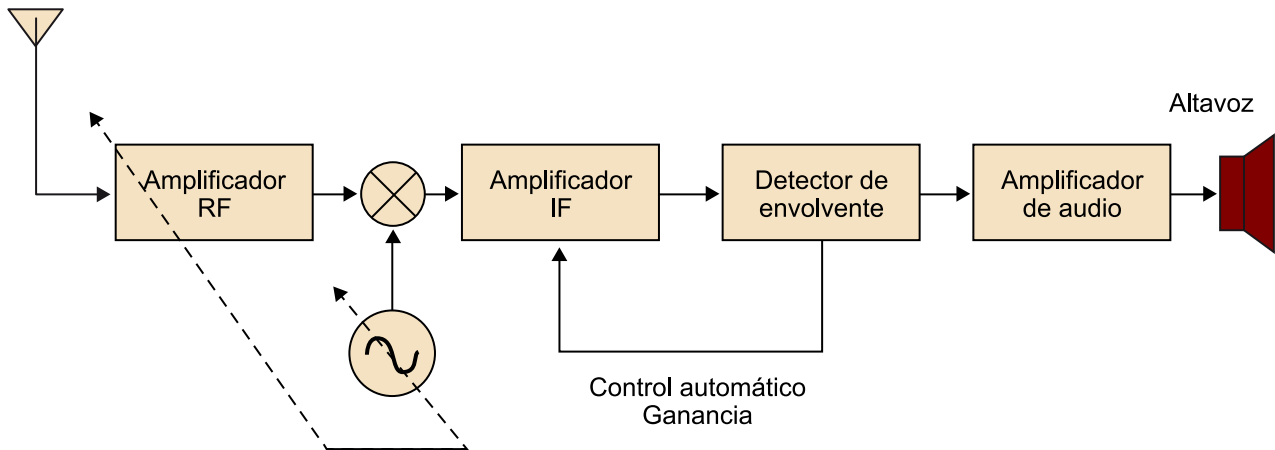
Mediante el filtrado paso bajo recuperaremos la envolvente de la señal de información.

2.11.2. Receptor superheterodino

Prácticamente la totalidad de los receptores de radio actuales se basan en la idea del receptor superheterodino. El principio de funcionamiento de este tipo de receptor fue patentado por Edwin Armstrong a finales de la Primera Guerra Mundial y se considera una de las ideas clave en la evolución de los sistemas de comunicación. Este tipo de receptores empezaron a utilizarse a principios de la década de 1930 y todavía se usan en la actualidad para receptores de radio y televisión analógica. En algunos receptores modernos se ha digitalizado parte del receptor, pero la idea esencial sigue siendo la misma.

El diagrama de bloques básico de un receptor superheterodino se muestra en la figura 25.

Figura 25. Diagrama de bloques de un receptor superheterodino



La idea del receptor superheterodino es convertir cualquier señal modulada a una frecuencia intermedia común utilizando un proceso de mezcla entre la señal de un oscilador local y las señales recibidas.

La palabra heterodino procede del griego *heteros* (diferente) y *dyne* (potencia). Son dos señales de frecuencias distintas que al mezclarse producen una nueva frecuencia (batido). Si la frecuencia de la señal recibida es f_c y la frecuencia del oscilador local es f_{LOC} , el proceso de mezcla produce dos señales, una con frecuencia $f_{LOC} + f_c$ y otra con frecuencia $f_{LOC} - f_c$. La idea básica del receptor es eliminar la señal de alta frecuencia $f_{LOC} + f_c$ y ajustar el valor de la frecuencia local para que $f_{LOC} = f_c + f_{FI}$. De esta forma, se produce una única señal con frecuencia f_{FI} que con posterioridad es procesada por el receptor. Para receptores de AM, la frecuencia intermedia es por lo general de 455 kHz.

El receptor superheterodino está compuesto de dos etapas, que son la parte de radiofrecuencia (RF) y la parte de frecuencia intermedia (FI). La parte de RF está formada por un filtro sintonizador de RF que se encarga de dejar pasar una determinada banda de señales en torno de la frecuencia que queremos sintonizar. El filtro se controla a través del mismo selector de sintonía con el que se ajusta la frecuencia del oscilador local. La frecuencia del oscilador local siempre es la frecuencia de la portadora que queremos sintonizar más la frecuencia intermedia, de forma que al realizar la mezcla y posterior filtrado obtendremos en la salida una versión de la señal modulada centrada en la frecuencia intermedia. En efecto:

$$\begin{aligned}
 r(t) &= A_c(1 + mx(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) \cdot \cos(2\pi f_{LOC} t) = \\
 &= \frac{A_c}{2}(1 + mx(t)) \cdot \cos(2\pi(f_{LOC} + f_c)t + \varphi) + \frac{A_c}{2}(1 + mx(t)) \cdot \cos(2\pi(f_{LOC} - f_c)t + \varphi)
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

El amplificador de FI⁹ actúa como amplificador y como filtro. En este caso, se trata de un filtro centrado en la frecuencia intermedia con un ancho de banda adaptado al ancho de banda de la señal moduladora. De esta forma, si $f_{LOC} = f_c + f_{FI}$, la señal que obtendremos en la salida del amplificador de FI será:

⁽⁹⁾FI es la sigla de frecuencia intermedia.

$$r_{FI}(t) = A(1 + mx(t)) \cdot \cos(2\pi f_{FI}t + \varphi) \quad (30)$$

Si se aplica esta señal al detector de envolvente y al amplificador de audio se obtendrá la señal moduladora $x(t)$.

La principal ventaja del receptor superheterodino es que separa el proceso de detección en dos partes, simplificando la tecnología, reduciendo los costes de los equipos y aumentando la fidelidad de la recepción.

Gran parte de la reducción de costes y simplificación tecnológica está en la parte de RF. Si no estuviéramos trabajando con un receptor superheterodino el filtrado de RF debe ser muy preciso. El filtro sintonizador de RF debe seleccionar la frecuencia que deseamos y eliminar por completo el resto de canales. En el caso de la AM comercial esto significa que tenemos que diseñar un filtro cuya frecuencia central pueda variar dentro de la región de 531 kHz a 1.602 kHz y cuyo ancho de banda sea de 9 kHz (el doble del ancho de banda de la señal moduladora). Si el ancho de banda es mayor, entonces pueden aparecer interferencias de los canales adyacentes. Si el ancho de banda del filtro es menor, el audio de la emisora seleccionada estará filtrado y perderá calidad. Es extremadamente complejo diseñar un filtro cuya frecuencia central podamos cambiar mediante el único dial de selección y manteniendo un ancho de banda constante de 9 kHz a lo largo de todo el margen de posibles frecuencias portadoras.

Cuando tenemos la etapa de FI detrás del filtro sintonizador de RF el filtrado de la señal puede realizarse en el amplificador de FI. El filtro RF puede dejar pasar algunos canales adyacentes, ya que el sistema FI los eliminará con posterioridad y no provocarán interferencias en la recepción. Esto simplifica notablemente el diseño del filtro de RF, ya que no es excesivamente crítico mantener un ancho de banda constante a lo largo de toda la banda de onda media. Esta situación intenta ilustrarse en la gráfica de la figura 26. En esta representación se muestra un espectro en el que están multiplexados varios canales. El canal que deseamos recibir está situado en la frecuencia f_0 . Para sintonizarlo, el filtro de RF se debe situar sobre esta frecuencia central y el oscilador local genera la frecuencia $f_{LOC} = f_c + f_{FI}$. Observad que el filtro debe ser capaz de eliminar el componente modulado a la frecuencia $f_c + 2f_{FI}$, ya que esta señal también producirá un batido cuya frecuencia central será igual a f_{FI} , por lo que si no se elimina interferirá con la señal que deseamos recibir.

Así pues, el filtro RF debe tener una banda de paso de $2B_W$ (es decir debemos dejar pasar inalterada la señal moduladora en todo su ancho de banda) y una banda de transición de $2f_{FI}$ aproximadamente, desde f_0 hasta $f_0 + 2f_{FI}$ (ved la figura 26). Estas restricciones sobre el filtro de RF son menos estrictas que en un receptor que no utilice el principio del superheterodino. Además, observad que no es crítico en exceso que el filtro esté centrado a la perfección en la frecuencia deseada, ya que el sistema que marcará definitivamente la emisora seleccionada es la frecuencia del oscilador. Si el filtro no está bien centrado en la señal que deseamos recibir, puede introducir un ligero filtrado sobre la señal de audio, que en la mayoría de los casos no será audible. Con la tecnología actual es mucho más simple realizar un oscilador de gran precisión que un filtro. Tampoco importa en exceso que el ancho de banda del filtro de RF se mantenga constante en toda la banda de RF. Podemos admitir variaciones del ancho de banda del filtro en función de la frecuencia central. La única condición importante es que la señal que queremos sintonizar esté en la banda de paso del filtro y que la frecuencia imagen $f_0 + 2f_{FI}$ sea rechazada.

Figura 26

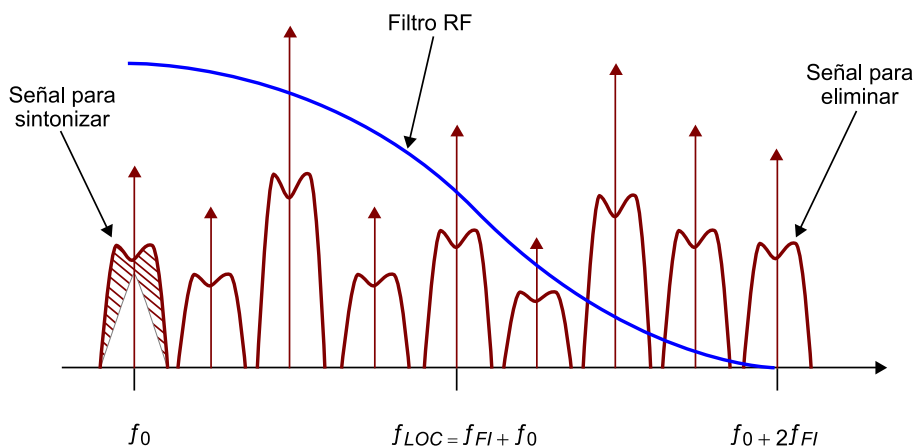


Diagrama de ejemplo para analizar las restricciones de banda de paso y banda de transición necesarias en el filtro RF de un receptor superheterodino

La parte de FI está compuesta por el amplificador de FI, el detector de envolvente y el amplificador de audio. Se puede aplicar una realimentación entre el detector de envolvente y el amplificador de FI para obtener un sistema de control automático de ganancia. La idea se basa en controlar el nivel de amplificación de la señal FI en función de la potencia de la señal en la salida del detector de envolvente. La ventaja del esquema superheterodino es que todos los amplificadores de la parte de FI y de baja frecuencia no tienen ningún parámetro que dependa de la frecuencia de la emisora que queramos seleccionar. Esto reduce notablemente el coste o, desde otro punto de vista, permite obtener una calidad muy aceptable a costes reducidos. En general, el receptor superheterodino mejora la sensibilidad, estabilidad y selectividad del receptor respecto a las soluciones basadas en la sintonización directa en RF. Por ello, la práctica totalidad de receptores actuales se basan en esta idea o en alguna de sus variantes.

Existen algunas mejoras que consisten en realizar el proceso de heterodina-
ción en dos o incluso más etapas. En este caso, aparecen dos frecuencias in-
termedias y el proceso de amplificación y acondicionamiento de la señal se
descompone en dos etapas. La principal ventaja de estos esquemas es que la
primera frecuencia intermedia puede ser más alta, por lo que se relaja todavía
más la restricción sobre la banda de transición del filtro selector de RF (debe
eliminar la frecuencia imagen; ved la figura 26).

El transmisor de AM también puede ser diseñado con la idea de la heterodi-
nación. En este caso, en primer lugar se genera una señal modulada en AM a
la frecuencia intermedia que con posterioridad se mezcla con la señal proce-
dente de un oscilador local para desplazarla en frecuencia y amplificarla.

3. Otros esquemas de modulación de amplitud

Hemos visto que la principal ventaja de la AM es que su recepción se puede llevar a cabo de forma muy económica, con un simple receptor de envolvente. No obstante, desde el punto de vista de la eficiencia en potencia o eficiencia espectral el rendimiento de esta modulación es muy bajo. Gran parte de la potencia transmitida se invierte en componentes de la señal que no proporcionan información al receptor sobre el mensaje que se va a transmitir. De la misma forma, parte del espectro ocupado por la señal modulada es redundante. Hemos indicado que estos costes adicionales tienen sentido en sistemas de difusión donde unas pocas señales (emisoras) se distribuyen a muchos usuarios. Interesa que el coste de los receptores sea muy económico, aunque para ello los difusores de la información deban encarecer los equipos.

No obstante, no todas las comunicaciones de radio son para los medios de comunicación de masas. Existen servicios de radio para el envío de múltiples canales telefónicos, servicios ciudadanos, emisiones entre radioaficionados o aplicaciones donde la potencia o el ancho de banda pueden resultar críticos y se deben optimizar de alguna forma las eficiencias en potencia o espectro. En este apartado, vamos a presentar algunas de las variantes de la modulación de amplitud que mejoran las eficiencias de potencia y espectro de la señal modulada. Algunas de estas modulaciones se presentarán de forma matemática formal en el siguiente módulo, por lo que aquí solo presentamos su idea general. Otras modulaciones de amplitud, aunque son importantes, son de difícil formulación matemática, por lo que en este curso solo se consideran de forma introductoria.

3.1. Doble banda lateral (DSB)

La modulación en doble banda lateral pretende mejorar la eficiencia en potencia de la modulación eliminando la portadora. La idea básica es ver que la señal en AM se puede descomponer en dos partes:

$$s_{AM}(t) = A(1 + mx(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) + Amx(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (31)$$

La primera parte corresponde en exclusiva a la portadora y no contiene información, por lo que esta modulación se plantea en transmitir directamente solo el segundo término.

Así pues, la modulación en doble banda lateral (DSB) se define como:

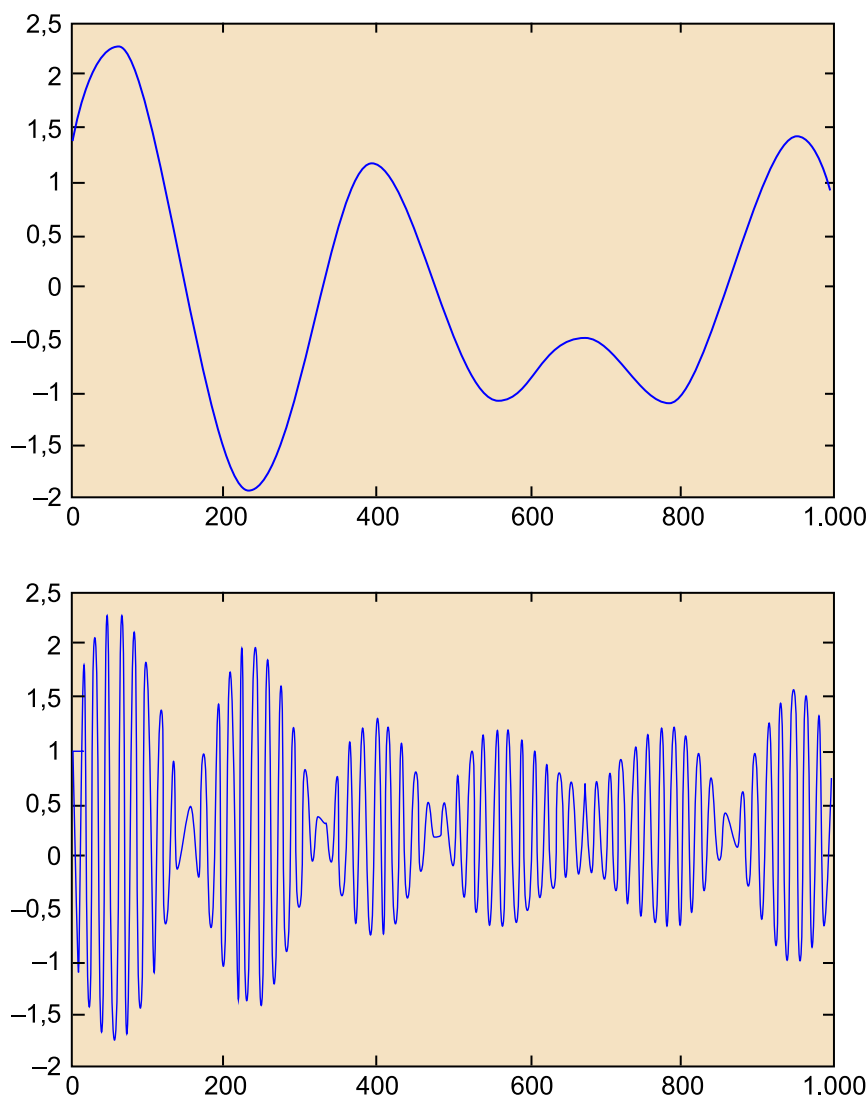
$$s_{DSB}(t) = A_c x(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (32)$$

Antes de analizar posibles esquemas de moduladores y receptores de DSB es interesante caracterizar con algo más de detalle la forma de onda de esta señal. En la figura 27, se muestra la forma de onda de una señal $x(t)$ (izquierda) y la forma de onda de la señal modulada en DSB (derecha). A partir del resultado gráfico obtenido, parece evidente que el detector de envolvente no permite recuperar la forma de onda de la señal original. Por lo tanto, en la modulación DSB se deberá utilizar otro esquema de receptor.

Ved también

En el subapartado 5.3 de este módulo didáctico, se tratan algunas posibles alternativas de receptores.

Figura 27. Representación de la señal moduladora $x(t)$ (izquierda) y resultado de la modulación DSB (derecha)

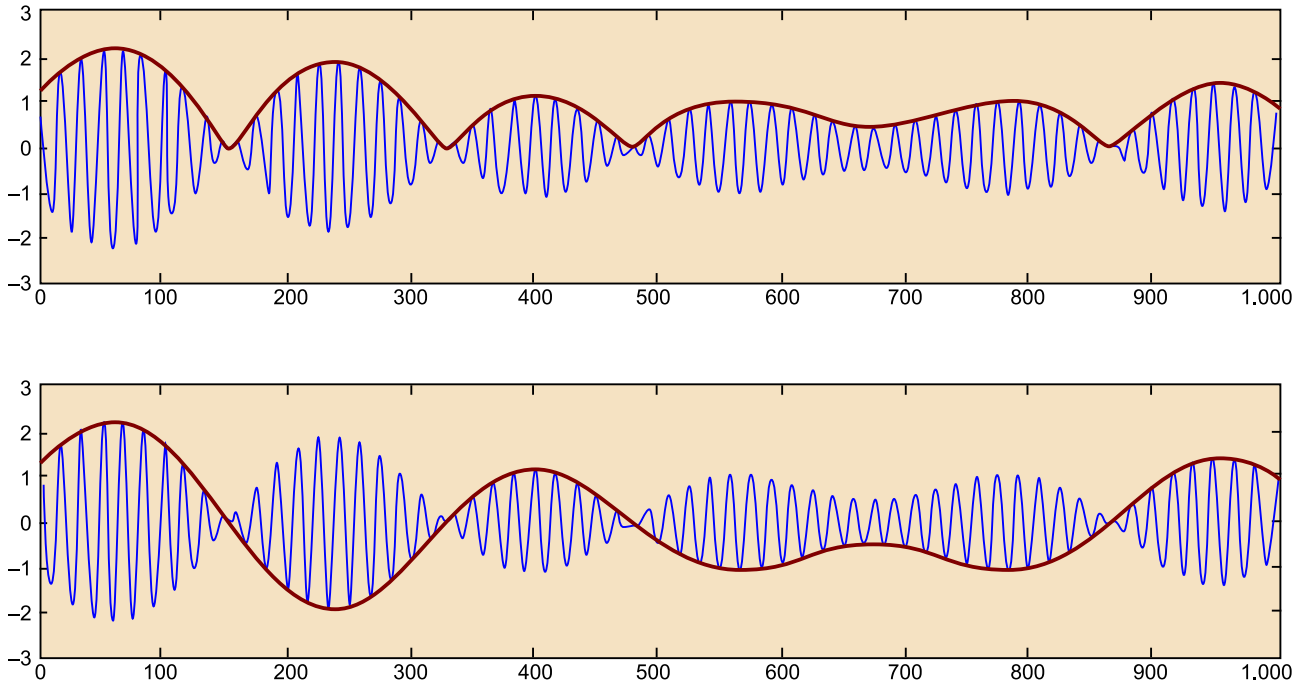


El resultado final indica que la envolvente de la señal modulada no coincide con la forma de onda de la señal de información.

La figura 28 muestra gráficamente una versión interesante de por qué la forma de onda de la señal modulada en DSB no coincide con la de la señal de información. El problema es que, cuando la señal de información cambia de signo, la portadora se invierte, por lo que la envolvente de la señal resultante

coincide con el módulo de señal moduladora y no con la propia información. En la figura 28, se muestra la señal modulada en DSB, su envolvente y la señal moduladora superpuestas para poder compararlas.

Figura 28. Ejemplo de una señal modulada en DSB



Comparación entre la envolvente (arriba) y la señal de información (abajo).

Matemáticamente, tal y como hemos definido la envolvente obtenemos:

$$\text{env}\{s_{DSB}(t)\} = |A_c \cdot x(t)| \quad (33)$$

que, como es evidente, no se puede utilizar para recuperar la señal $x(t)$, que en general suponemos que toma valores positivos y negativos con media cero.

3.2. Moduladores DSB

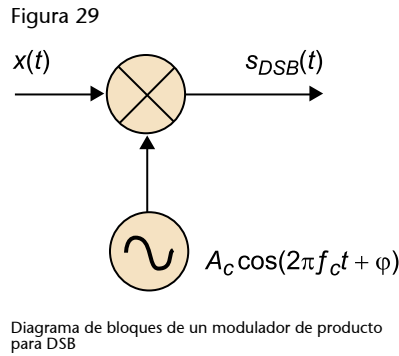
El proceso de modulación de la señal en DSB es parecido al de la modulación AM. En este caso, se pueden usar moduladores de producto equivalentes a los estudiados para el caso de la AM. No obstante, es evidente que no será necesario sumar la portadora al final del proceso. En la figura 29, se muestra un diagrama de bloques equivalente al que se ha presentado en la figura 17, pero en el que ya no se incluye la adición de la portadora en la señal final. Normalmente, siempre es posible modificar un circuito de modulación en AM para eliminar la portadora de la salida y así obtener un modulador de DSB. Además, ya hemos indicado que una posibilidad muy utilizada para obtener moduladores DSB es el uso de moduladores balanceados. En esta estructura, se dispone de dos moduladores de AM con señales útiles invertidas de forma que en la salida es posible cancelar la portadora.

Ved también

En el subapartado 2.10 de este módulo se hace referencia al parecido entre los procesos de modulación AM y de la señal DSB, así como al uso de moduladores balanceados.

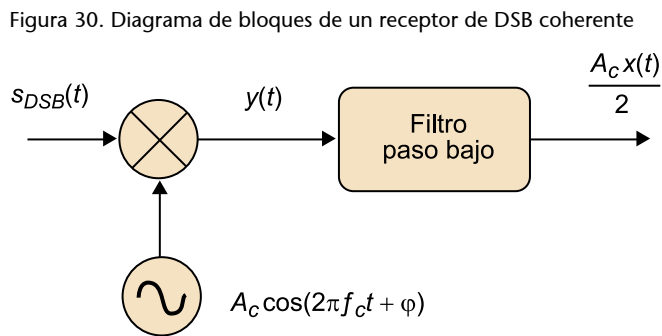
El uso de filtros

Una alternativa que siempre es posible es utilizar un modulador de AM con un filtro en la salida que elimine la frecuencia portadora.



3.3. Demoduladores DSB

La demodulación de una señal en DSB se puede llevar a cabo mediante un demodulador coherente como el que se muestra en la figura 30. Así pues, la demodulación es un proceso análogo al de la modulación (figura 29).



La señal del oscilador local debe estar en fase con la portadora de la señal recibida.

Matemáticamente, al multiplicar la señal en DSB por una réplica de la portadora obtenemos lo siguiente:

$$y(t) = A_c \cdot x(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) = \frac{A_c x(t)}{2} + \frac{A_c x(t)}{2} \cdot \cos(4\pi f_c t + 2\varphi) \quad (34)$$

El filtro paso bajo debe tener un ancho de banda adaptado al de la señal y eliminar el componente que aparece en la frecuencia doble.

La recuperación del sincronismo de la portadora en el receptor es fundamental, ya que los errores de fase tienen una importancia capital. En efecto, suponiendo que existe un error Δ entre la señal del oscilador local y la portadora recibida tendremos:

$$\begin{aligned} y(t) &= A_c \cdot x(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi + \Delta) = \\ &= \frac{A_c x(t)}{2} \cos(\Delta) + \frac{A_c x(t)}{2} \cdot \cos(4\pi f_c t + 2\varphi + \Delta) \end{aligned} \quad (35)$$

Y en la salida del filtro paso bajo tendremos:

$$r(t) = \frac{A_c x(t)}{2} \cos(\Delta) \quad (36)$$

Así pues, el error de fase afecta directamente a la amplitud de la señal recibida y se puede llegar a producir la pérdida completa de señal si $\Delta = \pi/2$. Es pues muy importante mantener el error de fase igual a cero para optimizar el funcionamiento del receptor. Para ello, es necesario recuperar la fase de la portadora con mucha precisión. Además, la dificultad añadida es que, debido a los cambios de fase que experimenta la portadora cuando la señal de información cambia de signo, los algoritmos para recuperar el sincronismo de la portadora son algo más complejos que para el caso de la modulación AM, donde vimos que con un comparador y un filtro se podía obtener una buena réplica de la portadora. En este caso, para obtener un buen sincronismo, es necesario emplear sistemas PLL¹⁰, cuyo estudio se realizará en asignaturas de comunicaciones más avanzadas. Todo ello hace que el coste de un receptor de DSB sea superior al de un receptor AM.

⁽¹⁰⁾PLL es la sigla de la expresión inglesa *phase-locked loop*.

La demodulación DSB también se puede llevar a cabo utilizando una estructura de receptor superheterodino y en la práctica esta es la configuración más utilizada. En este caso, la arquitectura del receptor en la parte de RF y en la amplificación de FI es exactamente la misma que para el receptor de frecuencia modulada. La diferencia es que la recuperación de la señal de información no se puede ejecutar mediante el detector de envolvente, que debe ser sustituido por una etapa de detección coherente y realizar una nueva mezcla de la señal de frecuencia intermedia con la señal proporcionada por un oscilador local. En este caso, la frecuencia del oscilador local deberá ser igual a la frecuencia intermedia del receptor superheterodino y la fase se deberá sincronizar con la fase de la señal en la salida del amplificador de FI.

3.4. Espectro de la modulación DSB

La transformada de Fourier de la señal modulada en DSB se puede obtener aplicando propiedades básicas:

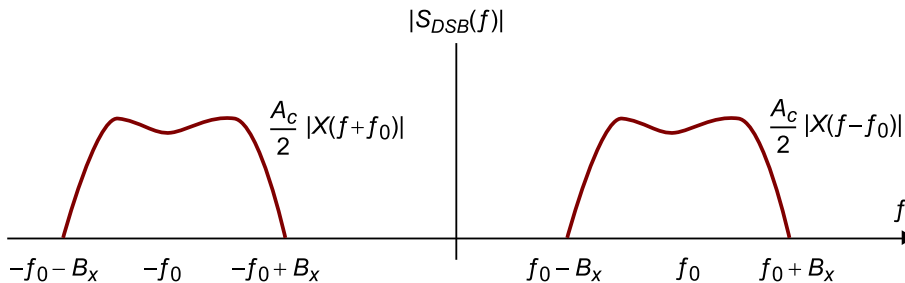
$$\mathcal{F}\{s_{DSB}(t)\} = \mathcal{F}\{A_c x(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi)\} = \frac{1}{2} X(f - f_0) e^{j\varphi} + \frac{1}{2} X(f + f_0) e^{-j\varphi} \quad (37)$$

donde $X(f)$ representa la transformada de Fourier de la señal moduladora que suponemos que es de banda limitada B_x .

En la figura 31, se muestra una representación esquemática del módulo de la transformada de Fourier de la señal modulada en DSB, suponiendo que la frecuencia portadora es mucho mayor que el ancho de banda de la señal de información. Por definición, el espectro de la modulación DSB se correspondería con el módulo al cuadrado de la transformada de Fourier. Puede apreciarse que la diferencia fundamental entre los espectros de las modulaciones AM y DSB es que en esta última desaparece la delta de Dirac situada en la frecuencia

portadora. En consecuencia, podemos afirmar que la modulación DSB no dedica ninguna parte de la potencia transmitida a la portadora y que el ancho de banda de la señal modulada es, como en el caso del AM, el doble que el ancho de banda de la señal moduladora.

Figura 31



Representación del módulo de la transformada de Fourier de una señal modulada en DSB

3.5. Eficiencias en DSB

A partir del resultado del espectro de potencia de la señal DSB vemos que en este caso la eficiencia en potencia será igual a $\frac{1}{2}$, ya que la energía transmitida se reparte entre las dos bandas, que están repetidas. La eficiencia espectral también es de $\frac{1}{2}$, ya que como en el caso de la AM el ancho de banda de la señal transmitida es el doble que el de la señal de información.

Así pues, para la modulación DSB tenemos:

$$\eta_{DSB} = \frac{1}{2}, \quad \rho_{DSB} = \frac{1}{2} \quad (38)$$

3.6. Modulación en banda lateral única

Una mejora a la doble banda lateral es la banda lateral única. En este caso, se trata de suprimir, mediante filtrado, una de las bandas laterales de la modulación DSB. La modulación en banda lateral única se conoce con las siglas SSB¹¹ y puede dar lugar a dos variantes en función de cuál sea la banda que se elimina y la que se deja pasar a través del filtro.

⁽¹¹⁾SSB es la sigla de la expresión inglesa *single side band*.

En la figura 32, se muestra el diagrama de bloques de un modulador de SSB, indicando claramente los espectros de señal obtenidos en cada uno de los puntos del modulador. En este caso, el filtro toma la banda lateral superior de las frecuencias positivas de la señal. Esta variante de la modulación se conoce con el nombre de *banda lateral superior* o con sus siglas en inglés USB¹².

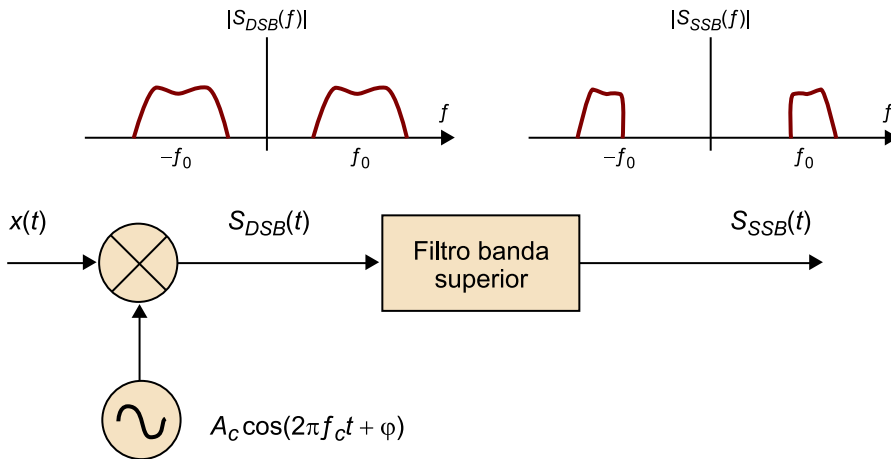
⁽¹²⁾USB es la sigla de la expresión inglesa *upper side band*.

En la figura 33, se muestra el detalle de cómo actúa el filtro sobre la modulación DSB para obtener la modulación USB. Si en vez de tomar la banda lateral superior se toma la inferior, la modulación se designa como LSB¹³.

⁽¹³⁾LSB es la sigla de la expresión inglesa *lower side band*.

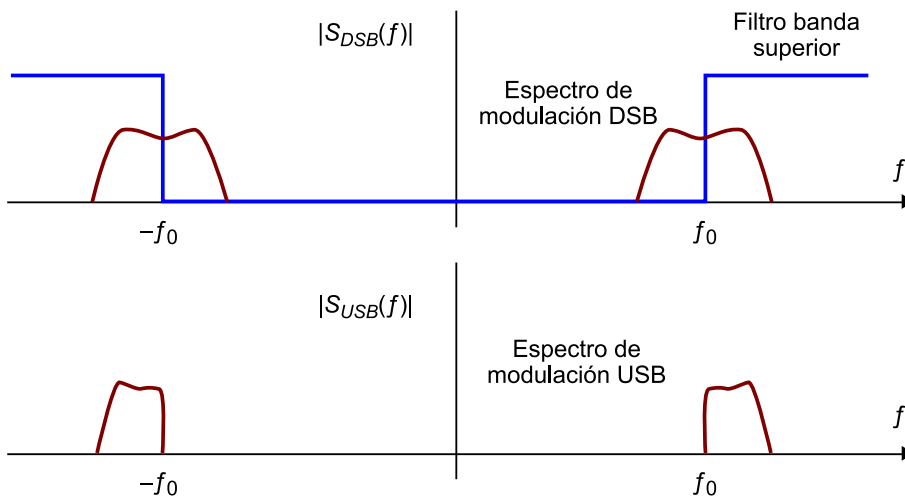
En la figura 34, se muestra el espectro resultante en una modulación LSB. En la práctica, las modulaciones USB o LSB se suelen usar en regiones del espectro muy saturadas. Se usan en especial en onda corta y en frecuencias de radioaficionados.

Figura 32. Diagrama de un modulador de banda lateral única a partir del filtrado de la señal modulada en DSB



Se representan los espectros resultantes antes y después del filtrado.

Figura 33



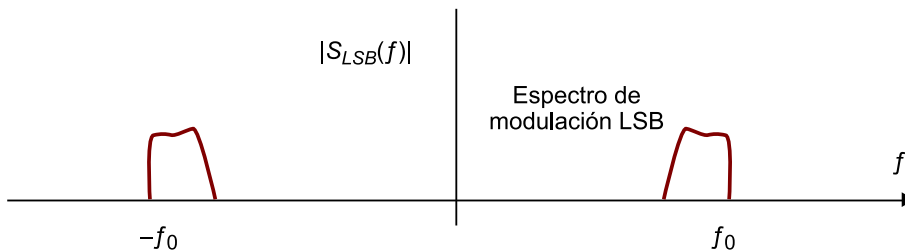
Detalle del espectro de una modulación USB a partir del filtrado de una modulación DSB

Aunque el concepto de la modulación de banda lateral única parece muy natural, su formulación matemática no resulta nada evidente. Obtener fórmulas cerradas para expresar la señal temporal en la salida de un filtro ideal, que selecciona la banda superior o la inferior, no es nada directo y requiere el uso de la transformada de Hilbert, que está más allá de los objetivos de un curso sobre fundamentos de comunicaciones. Por lo tanto, no vamos a proporcionar fórmulas cerradas que expresen la modulación en USB o LSB en el dominio temporal en función de la señal moduladora. Nos quedamos simplemente con el concepto de que este tipo de modulaciones se pueden obtener mediante filtrado de una modulación DSB que, esta sí, puede expresarse mediante una fórmula simple. Además, los filtros para obtener la USB o LSB solo pueden

ser obtenidos de forma aproximada en la práctica, ya que en teoría deberían ser filtros ideales, que dejaran pasar inalterada la banda deseada y eliminaran completamente la otra.

La recepción o demodulación de las señales USB o LSB se puede llevar a cabo mediante un demodulador coherente como el que hemos analizado en la figura 30 para la recepción de señales moduladas en DSB. Para el correcto funcionamiento del sistema, también es estrictamente necesario que el oscilador local del receptor esté en fase con la portadora de la señal transmitida.

Figura 34



Representación del espectro de una modulación LSB

Cualquiera de las dos versiones de la modulación de banda lateral única tiene una eficiencia de potencia y de espectro igual a la unidad, ya que toda la información transmitida es necesaria para recuperar la información de la señal moduladora. Por lo tanto, tendremos:

$$\eta_{USB} = 1, \quad \rho_{USB} = 1 \quad (39)$$

Y análogamente:

$$\eta_{LSB} = 1, \quad \rho_{LSB} = 1 \quad (40)$$

3.7. Banda lateral vestigial

Debido a la dificultad de aproximar los filtros ideales necesarios para obtener las modulaciones de banda lateral única, la modulación de banda lateral vestigial se plantea, de forma directa, realizar filtros más simples, aceptando que se ejecutará la transmisión de un vestigio de una de las bandas laterales. La modulación de banda lateral vestigial se conoce con el acrónimo VSB¹⁴.

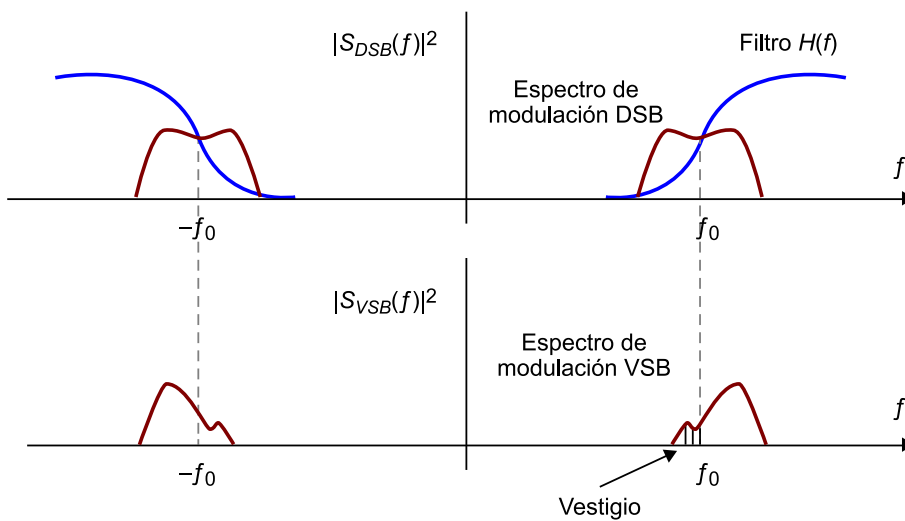
⁽¹⁴⁾VSB es la sigla de la expresión inglesa *vestigial sideband*.

La idea básica de esta modulación se muestra en la figura 35, donde en la parte superior se representa el espectro de una señal modulada en DSB junto con el filtro que se encarga de obtener la banda vestigial. En la parte inferior de la figura, se muestra el resultado del espectro de la señal obtenida. La figura muestra un ejemplo de VSB con banda lateral superior y sin portadora (ya que suponemos que se parte de una señal DSB). Como variantes de este esquema básico podríamos tener la selección de la banda lateral inferior y la transmisión parcial de una portadora. Este último caso se obtiene partiendo de una señal en AM y es en especial importante debido a que se usa en la transmisión de las señales de televisión en los sistemas analógicos NTSC y PAL. Para distinguir entre las modulaciones VSL que tienen o no portadora, estas se suelen denominar, respectivamente, *VSL con portadora* y *VSL con portadora suprimida*.

Espectro

Recordad que formalmente el espectro es el módulo al cuadrado de la transformada de Fourier de la señal. En la práctica, muchas veces podemos hablar de *espectro* y representar solo el módulo de la transformada y no el módulo al cuadrado, entendiendo por contexto al que nos estamos refiriendo. Hay que destacar que en la mayor parte de los ejemplos que consideramos lo importante es ver cómo se distribuye la energía en función de la frecuencia, si existe o no existe energía. Pocas veces en estos ejemplos de análisis de ancho de banda estamos interesados en los valores exactos de potencia que tenemos para cada frecuencia.

Figura 35



Ejemplo de la obtención de la banda lateral vestigial a partir del filtrado de una modulación DSB

El esquema básico de un modulador de VSB se puede representar mediante la figura 36 (se supone un sistema con portadora suprimida).

Figura 36. Diagrama de bloques

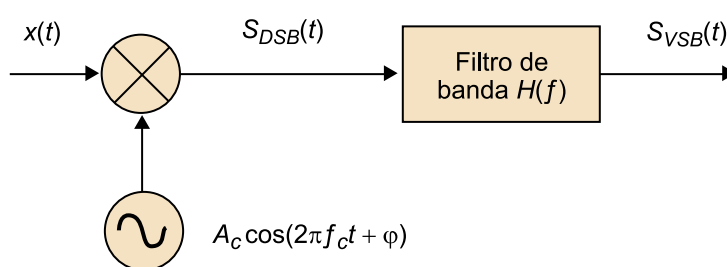


Diagrama de bloques de un modulador VSB basado en el filtrado de una señal modulada en DSB.

3.7.1. Recepción de la VSB y condiciones del filtro

En principio, la modulación VSB con portadora suprimida requiere el uso de un receptor coherente para recuperar la señal de información. En este subapartado, vamos a ver qué condiciones tiene que cumplir el filtro $H(f)$ para que la recepción se pueda realizar correctamente.

La señal modulada en VSB se puede expresar como:

$$s_{VSB}(t) = (A_c x(t) \cos(2\pi f_c t)) * h(t) \quad (41)$$

donde la primera parte de la expresión se corresponde con una modulación DSB y la segunda parte nos indica que la señal se convoluciona con la respuesta impulsional del filtro. Estamos suponiendo que la fase de la portadora es $\varphi = 0$. En principio, esto no supone ninguna pérdida de generalidad, ya que también supondremos que la fase del oscilador local es cero.

Si calculamos la transformada de Fourier de la señal modulada tenemos:

$$S_{VSB}(f) = \frac{A_c}{2} (X(f - f_c) + X(f + f_c)) \cdot H(f) \quad (42)$$

Cuando en recepción usamos un demodulador coherente, multiplicaremos la señal recibida por una réplica de la portadora en fase con la portadora de la señal recibida. En el dominio temporal, la señal en la salida del mezclador será:

$$v(t) = s_{VSB}(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (43)$$

Por lo tanto, la transformada de Fourier será:

$$V(f) = \frac{1}{2} [S_{VSB}(f - f_c) + S_{VSB}(f + f_c)] \quad (44)$$

que si lo sustituimos en la expresión de $S_{VSB}(f)$ obtenemos:

$$V(f) = \frac{A_c}{4} [(X(f - 2f_c) + X(f))H(f - f_c) + (X(f) + X(f + 2f_c))H(f + f_c)] \quad (45)$$

Suponiendo que se filtran los términos que están en la frecuencia $\pm 2f_c$ obtenemos:

$$V(f) = \frac{A_c}{4} [(X(f))H(f - f_c) + (X(f))H(f + f_c)] = \frac{A_c}{4} X(f) [H(f - f_c) + H(f + f_c)] \quad (46)$$

De manera que obtenemos que el mensaje original se podrá recuperar a partir del receptor coherente siempre que se cumpla que el filtro verifica:

$$H(f - f_c) + H(f + f_c) = cte. \quad (47)$$

El cumplimiento de esta propiedad del filtro es fundamental para garantizar que la señal de información se puede recuperar de forma exacta a partir de un demodulador coherente, cuya portadora está en fase con la portadora de la señal recibida.

En el caso de que la modulación en banda lateral vestigial se haga con portadora es posible realizar una recepción alternativa utilizando un detector de envolvente. El detector de envolvente funciona correctamente con este tipo de modulaciones siempre que el vestigio de la portadora sea suficiente para eliminar que se produzca la sobremodulación. En los sistemas de televisión analógica NTSC o PAL (en la actualidad en desuso debido a la implantación de los nuevos sistemas de televisión digital terrestre) se utilizaba una modulación VSB con portadora. El nivel de la portadora era suficientemente elevado como para permitir una demodulación por detección de envolvente.

4. La modulación en frecuencia

La modulación de amplitud, en cualquiera de sus variantes, consiste en esencia en modificar la amplitud de una señal portadora de acuerdo con la forma de onda de la señal de información o señal moduladora. En la ecuación siguiente:

$$p(t) = A_c(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c(t) \cdot t) + \varphi(t) \quad (48)$$

intentamos mostrar de forma explícita que cualquier señal portadora puede hacerse dependiente de la amplitud $A_c(t)$, de la frecuencia $f_c(t)$ o de la fase $\varphi_c(t)$.

Las modulaciones que hemos estudiado hasta ahora se han basado en modificar los valores de amplitud de la señal portadora en función de la información $x(t)$. Estas modulaciones se denominan **lineales**. La alternativa es hacer que la amplitud sea constante y que sea la frecuencia de la portadora o de su fase (una de las dos) las que varíen en función de la información que deseamos transmitir. Este tipo de modulaciones se denominan **angulares**. Estas modulaciones son más complejas de generar mediante circuitos electrónicos y también son más complejas de demodular. Además, su caracterización matemática tampoco es nada fácil. En muchos casos, no se pueden obtener fórmulas cerradas para los anchos de banda de las señales moduladas o las relaciones señal a ruido en la salida de un demodulador. Solo es posible realizar cálculos en casos muy simplificados y en las aplicaciones reales casi siempre se tienen que usar fórmulas aproximadas. Uno de los resultados más importantes de estas fórmulas genéricas es que, exceptuando algunos casos especiales de poco interés práctico, el ancho de banda de la señal en frecuencia modulada es mucho mayor que el ancho de banda de la señal de información, superando el límite que se obtiene con cualquier modulación lineal.

Teniendo en cuenta estos resultados, uno se pregunta si tiene algún sentido utilizar modulaciones de frecuencia o fase. La mayor complejidad de la modulación/demodulación y el incremento de ancho de banda parecen indicar que se trata de un sistema poco eficiente. Sin embargo, en la práctica, esto no es así. La principal ventaja de la frecuencia modulada es su alta calidad, la posibilidad de transmitir señales de audio con una fiabilidad muy elevada, próxima a lo que se suele considerar como alta fidelidad con potencias relativamente bajas. La relación señal a ruido que se puede obtener con una modulación de frecuencia es muy superior a la que se obtiene con una modulación AM que utilice la misma potencia de señal transmitida. Además, la calidad se mantiene en un margen muy amplio de potencias de señal, sin apreciarse una degradación progresiva de la calidad cuando nos alejamos de la emisora.

Modulación lineal

En realidad, la relación entre la señal modulada y la moduladora no es lineal, ya que se trata del producto de dos señales. La linealidad se refiere a que es muy intuitivo relacionar las formas de onda de las dos señales; ciertamente, la envolvente de la señal modulada tiene una relación lineal con la señal moduladora.

La idea de la modulación en frecuencia fue patentada por Edwin Howard Armstrong en 1933. E. H. Armstrong se considera actualmente como uno de los más grandes ingenieros del siglo pasado y uno de los pioneros, junto con Lee de Forest (inventor de la válvula de vacío) y David Sarnoff (fundador de la NBC y primer CEO de la RCA hasta 1970), de los sistemas de difusión de masas en radio y televisión. En la actualidad, Edwin Armstrong se considera el inventor de cuatro patentes cruciales en la historia de las telecomunicaciones, que son el circuito regenerativo, el circuito superregenerativo, el receptor superheterodino y la frecuencia modulada. No obstante, durante su vida estuvo constantemente luchando por defender la autoría de sus patentes frente a otros ingenieros, como el propio Lee de Forest o compañías como la AT&T, Westinghouse y la RCA.

Edwin Armstrong propuso en 1933 utilizar la frecuencia modulada como una opción para reducir el ruido y la sensibilidad frente a parásitos eléctricos de la modulación en AM. La modulación en frecuencia había sido considerada y estudiada previamente, en 1922, por John Renshaw Carson, ingeniero de AT&T e inventor de la SSB. J. R. Carson había descartado el uso de la FM debido a que no le encontraba ninguna ventaja respecto a la AM. La idea original de J. R. Carson era lo que hoy se conoce como *FM de banda estrecha*, con un ancho de banda comparable a la AM y unas características de inmunidad frente al ruido también parecidas. La mayor complejidad de la modulación y la demodulación en frecuencia descartaron por complejo la ejecución práctica de sistemas en frecuencia modulada.

Sin embargo, Edwin Armstrong propuso usar una versión diferente de la modulación en frecuencia, al aumentar considerablemente el ancho de banda, con la ventaja de aumentar también la relación señal a ruido de la señal. Este sistema, denominado *FM de banda ancha*, era capaz de proporcionar una calidad sensiblemente superior a todos los sistemas de radio de la época. J. R. Carson reconoció las ventajas de la FM propuesta por E. Armstrong y escribió varios artículos que incluían demostraciones matemáticas de la bondad del sistema.

Entre mayo de 1934 y octubre de 1935 se realizaron diferentes pruebas de campo con difusiones en FM desde la planta 85 del Empire State Building. E. H. Armstrong empezó a crear una red de emisoras en FM propias que se conocen con el nombre de Yankee Network. Estas emisoras transmiten en la banda entre 42 y 49 MHz. Él mismo invirtió en la fabricación y comercialización de receptores de radio en FM. En 1936, realizó una demostración comparativa, ante varios periodistas, de la difusión de una grabación de jazz utilizando las modulaciones de AM y FM. El resultado fue tan espectacular que los periodistas calificaron el acontecimiento como uno de los desarrollos más importantes en radio y comentaron que prácticamente no era posible distinguir entre la señal FM y la original.

La red de emisoras de Edwin H. Armstrong empezó a tener cierto éxito comercial y las patentes sobre los receptores también dieron sus frutos. No obstante, en 1945, la Federal Communications Commission (FCC), posiblemente presionada por la RCA, decidió modificar las frecuencias en las que se permite la difusión de señales de radio en FM hacia la banda de 88 MHz a 108 MHz, así dejó la banda de 42 a 49 MHz para el uso exclusivo de señales de televisión. Esta decisión es técnicamente correcta debido a que la nueva banda presenta mejores propiedades para la propagación de las señales. La banda de 42 MHz a 49 MHz tenía características troposféricas que a veces provocaban que las emisoras de grandes distancias interfirieran con emisoras locales. No obstante, el cambio de banda supuso un revés muy importante para la empresa de Edwin H. Armstrong, ya que no solo sus emisoras quedaron obsoletas, sino que dejó sin servicio a todos los receptores que los usuarios ya habían adquirido.

La supremacía de la radio en AM, controlada principalmente por la RCA, siguió dominando el mercado comercial durante bastantes años. Además, la RCA reclamó la invención de la radio en FM con una patente propia, que los tribunales, en una primera instancia, aceptaron. Debido a esto, Edwin H. Armstrong dejó de cobrar los royalties de los equipos en FM. La situación económica de Armstrong era completamente ruinosa y se suicidó el 31 de enero de 1954. Su esposa siguió luchando por conseguir los derechos de la patente de invención de la FM, que le fueron finalmente otorgados en 1967.

Aparte de la patente sobre la FM, otras patentes también fueron origen de varias disputas con varias empresas del sector de la radio y la electrónica. La mayoría de estas patentes solo fueron reconocidas después de su muerte. El artículo original sobre la frecuencia modulada propuesta por Edwin H. Armstrong fue publicado en 1936 en los *Proceedings of the IRE*. El artículo se reimprimió en agosto de 1984 en los *Proceedings of IEEE* y se considera un clásico en el mundo de las telecomunicaciones.

4.1. Formulación básica

La **modulación de frecuencia (FM)** y la **modulación de fase (PM)** pueden definirse conjuntamente a partir de la expresión genérica de una portadora:

$$u(t) = A_c \cdot \cos(\theta(t)) = A_c \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (49)$$

La **frecuencia instantánea de la señal** se puede definir a partir de la fase $\theta(t)$ mediante la relación:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \theta(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t) \quad (50)$$

A partir de estas definiciones, decimos que tenemos una **modulación de fase** cuando la fase de la señal modulada es proporcional a la señal moduladora (mensaje):

$$\phi(t) = k_p x(t) \quad (51)$$

Análogamente, tendremos una **modulación en frecuencia** cuando la diferencia entre la frecuencia instantánea y la portadora es proporcional a la señal moduladora (mensaje). El cambio de frecuencia es proporcional al mensaje:

$$f_i(t) - f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t) = f_\Delta x(t) \quad (52)$$

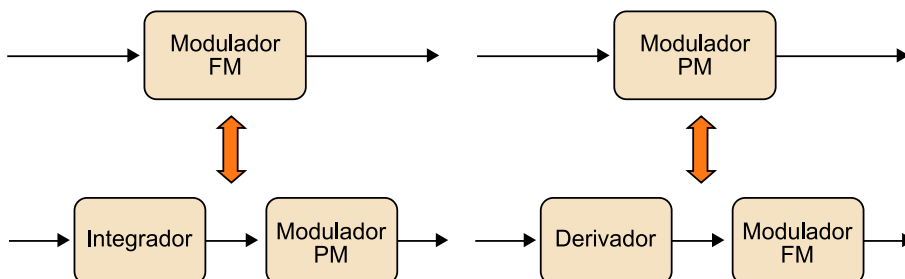
Las ecuaciones anteriores nos dicen que existe una relación integral-diferencial entre la modulación en frecuencia y la modulación en fase. Si hacemos que la fase $\theta(t)$ sea proporcional al mensaje, tenemos una PM, mientras que si hacemos que sea proporcional a la integral del mensaje, obtendremos una FM. De forma análoga, si hacemos que la frecuencia instantánea sea proporcional al mensaje, obtenemos una modulación FM, mientras que si hacemos que sea proporcional a la derivada del mensaje, obtenemos una PM. Expresando matemáticamente estos resultados:

$$\phi(t) = \begin{cases} k_p x(t) & PM \\ 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau & FM \end{cases} \quad (53)$$

$$\frac{d}{dt} \phi(t) = f_i - f_c = \begin{cases} k_p \frac{d}{dt} x(t) & PM \\ 2\pi f_\Delta x(t) & FM \end{cases} \quad (54)$$

Esta relación entre los dos tipos de modulación también se ha representado en forma de diagrama de bloques en la figura 37:

Figura 37



Representación mediante diagrama de bloques de las relaciones integro-diferenciales que existen entre una modulación en PM y una en FM

La relación directa entre FM y PM hace que en la práctica se pueda simplificar el estudio por considerar con detalle solo una de estas modulaciones. En los subapartados siguientes, nos vamos a centrar principalmente en la modulación en FM, que junto con la AM, es una de las más importantes en la radiodifusión analógica comercial. La modulación PM adquiere también una gran importancia en modulaciones de fase digitales y se tratará en este contexto en otros módulos.

Ved también

La modulación PM se trata en el módulo didáctico "Introducción a los sistemas de comunicación digitales" de esta asignatura.

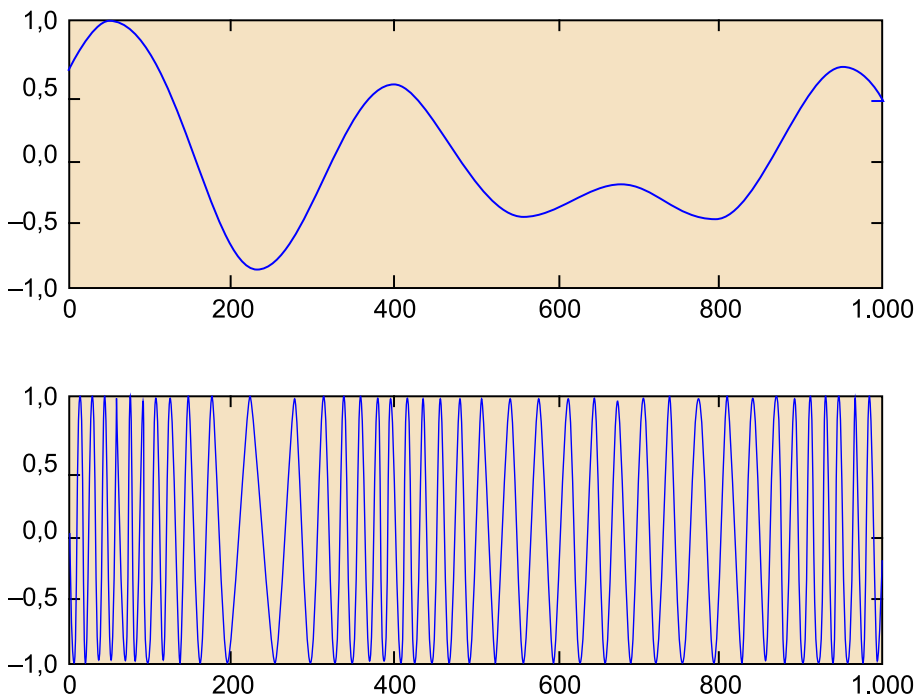
Teniendo en cuenta las definiciones proporcionadas al inicio de este subapartado, una modulación en FM se puede expresar como:

$$u(t) = A_c \cdot \cos\left(2\pi f_c t + \varphi + 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau\right) \quad (55)$$

donde observamos que la señal modulada tiene una amplitud constante y una frecuencia portadora que está centrada en la frecuencia f_c . La frecuencia instantánea de la señal se puede calcular derivando respecto al tiempo la componente del ángulo del coseno. Obtenemos:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left(2\pi f_c t + \varphi + 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \right) = f_c + f_\Delta \cdot x(t) \quad (56)$$

Figura 38. Representación de una señal de información $x(t)$ y la señal modulada en FM correspondiente



Suponiendo que la señal de información $x(t)$ está normalizada a la unidad, vemos que la frecuencia instantánea oscila entre $f_c \pm f_\Delta$. El parámetro f_Δ se denomina desviación en frecuencia y tiene unidades de Hz/voltio. Su valor nos indica cómo se modifica la frecuencia instantánea con cada voltio de la señal de entrada.

En la figura 38, se muestra una señal moduladora genérica $x(t)$ y la señal correspondiente modulada en FM. Debemos observar que, cuando la amplitud de la señal $x(t)$ disminuye, también lo hace la frecuencia de la señal sinusoidal. La medida de la frecuencia instantánea de la señal nos proporciona información sobre la forma de onda de la moduladora.

4.2. Moduladores y demoduladores de FM

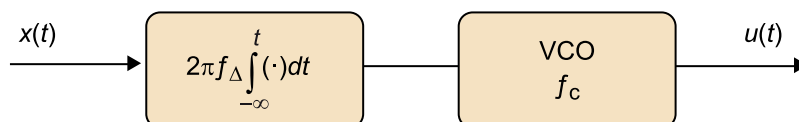
Existe un gran número de esquemas y estrategias para realizar la modulación y la demodulación de señales de FM. Este tipo de modulación se usa en muchas aplicaciones que tienen un gran mercado de usuarios, por lo que las variantes circuitales para optimizar costes o mejorar prestaciones tanto en el receptor como en el transmisor son innumerables.

En este subapartado, solo vamos a considerar los posibles esquemas de moduladores y demoduladores basándonos en diagramas de bloques muy genéricos y en su importancia histórica. En la actualidad, existen circuitos transmisores y receptores mucho más evolucionados y con mejores prestaciones, pero sus peculiaridades son objeto de estudio en cursos de electrónica de comunicaciones mucho más avanzados.

El esquema básico de un modulador se presenta de forma simplificada en la figura 39. El primer bloque de la figura es un integrador de la señal de información, en el que se ha incluido la amplificación de la señal por la constante $2\pi f_\Delta$. El segundo bloque es un oscilador controlado por tensión o VCO¹⁵ centrado en la frecuencia portadora f_c , que proporciona a su salida una señal que responde a la fórmula genérica de la FM.

⁽¹⁵⁾VCO es la sigla de la expresión inglesa *voltage controlled oscillator*.

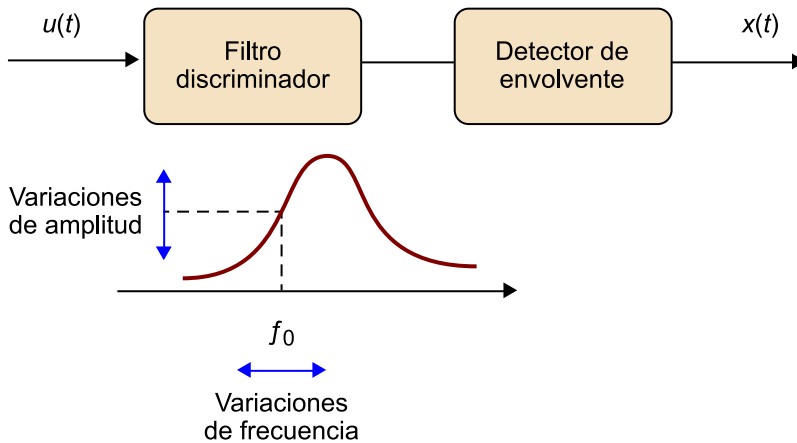
Figura 39. Diagrama de bloques de un modulador FM



Una de las estrategias que históricamente han sido más importantes para la recepción de la señal FM ha sido la de implementar un sistema basado en filtros paso banda, que convierta la señal recibida en FM en una señal AM. La idea básica consiste en hacer pasar la señal a través de un filtro con una respuesta en frecuencia como la representada en la figura 40. El filtro debería tener una ganancia aproximadamente lineal alrededor de la frecuencia f_c , de manera que los cambios de frecuencia en la señal recibida se transformen en cambios de

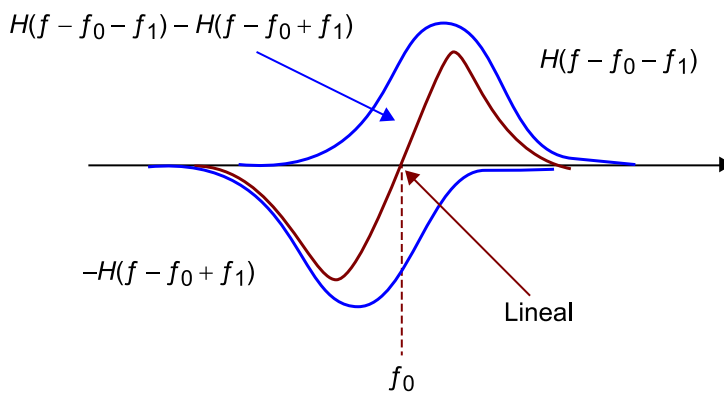
amplitud en la salida. Si la respuesta en frecuencia del filtro es lineal, este filtro obtendrá en la salida una señal cuya amplitud es proporcional a la frecuencia. Aplicando un detector de envolvente a esta señal obtendremos la moduladora. La importancia histórica de este tipo de receptor de FM se debe a que se trata de un receptor muy económico, donde no es necesario generar señales internas de oscilador local que se sincronicen con la portadora recibida. Además, parte de la circuitería es común con la de un receptor de AM.

Figura 40. Ejemplo de un discriminador de frecuencia para la recepción de señales de frecuencia modulada



El receptor basado en la discriminación de frecuencias requiere que el filtro paso banda sea muy lineal en el entorno de la frecuencia central. Por lo general, esto es difícil de obtener con un único filtro. La mayoría de diseños prácticos utilizan un par de filtros, en modo balanceado, para intentar linealizar el comportamiento del discriminador. La idea básica de una configuración balanceada se representa de forma esquemática en la figura 41.

Figura 41. Realización de un discriminador balanceado mediante dos filtros paso banda



Existen muchas alternativas adicionales para ejecutar la demodulación de las señales en FM aparte de los filtros discriminadores estudiados. Una alternativa es la denominada *discriminación por desplazamiento de fase*, que consiste en mezclar la señal recibida por una réplica retardada de la misma. Si el retardo es de un periodo de la portadora, el resultado de la mezcla es proporcional a la

amplitud de la señal transmitida. Otra alternativa es pasar a crear un sistema de detección de cruces por cero de la portadora y generar una señal cuya amplitud es proporcional al número de cruces por cero.

Una de las alternativas más utilizadas es el denominado *detector de frecuencia con realimentación de frecuencia* (FMFB¹⁶). En este caso, el demodulador ejecuta una mezcla de la señal recibida con la señal generada en un oscilador controlado por tensión (VCO). La entrada al oscilador controlado por tensión es la propia señal demodulada, por lo que la mezcla obtendrá una señal a frecuencia intermedia que puede ser demodulada mediante un filtro y un discriminador. La principal ventaja de este esquema es que el filtro paso banda puede eliminar gran parte del ruido del receptor. El estudio detallado del funcionamiento del receptor no es evidente, por lo que solo lo presentamos a escala descriptiva, sin pretender que se comprendan los detalles de su funcionamiento.

⁽¹⁶⁾FMFB es la sigla de la expresión inglesa *FM demodulator with feedback*.

Evidentemente, todos los esquemas de recepción de FM que hemos comentado se pueden utilizar dentro de la estructura genérica de un receptor superheterodino, sintonizando primero las señales en RF y bajando la frecuencia portadora a una frecuencia intermedia donde se lleva a cabo todo el proceso. Con posterioridad, una vez tenemos la señal a esta frecuencia intermedia, se puede procesar con cualquiera de los detectores de frecuencia que hemos estado considerando. En la práctica, como en el caso de AM, la mayor parte de los receptores de FM están basados en el esquema del superheterodino. La frecuencia intermedia que se utiliza es normalmente de 10,7 MHz. Tened en cuenta que en la FM comercial la banda utilizada es de 88 MHz a 108 MHz y que las frecuencias portadoras de las diferentes emisoras están separadas 200 kHz. Por lo tanto, en el receptor superheterodino, el filtro paso banda situado después del mezclador de frecuencia intermedia estará adaptado al ancho de banda de la señal, que es de 200 kHz.

4.3. Potencia, ancho de banda y características frente al ruido de la FM

La potencia de una señal de FM coincide con la potencia de la portadora. La amplitud de la señal no se modifica, por lo que su potencia depende directamente de la amplitud. Obtenemos:

$$P_c = \frac{A_c^2}{2} \quad (57)$$

Para una modulación de FM, no se puede obtener ni la densidad espectral ni el ancho de banda de la modulación en función de la transformada de Fourier de la señal moduladora, a diferencia del caso de la AM u otras modulaciones lineales. Solo para el caso en el que la señal mensaje o moduladora sea una función puramente sinusoidal es posible obtener expresiones exactas de la transformada de Fourier de la señal modulada en FM. Aún en este caso, son resultados complejos, que deben ser expresados en series de Fourier cuyos coe-

ficientes vienen determinados por funciones de Bessel. En definitiva, el análisis matemático del espectro de la señal FM es muy complejo y solo se puede hacer para casos muy simples (transmisión de sinusoides) y de escaso interés.

En la práctica, el ancho de banda de la señal de FM se aproxima por extrapolación de los resultados obtenidos para el caso de una moduladora sinusoidal. Con señales de audio, cuyo ancho de banda se considera de unos 15 kHz aproximadamente, el ancho de banda obtenido para la moduladora es de unos 200 kHz y para emisoras de radiodifusión en España se recorta a 150 kHz, considerado como el mínimo espaciado frecuencial permitido entre dos portadoras o emisoras adyacentes. A pesar de este recorte espectral, la audición de las emisoras de radio de FM es de buena calidad, considerablemente superior a la calidad que se obtiene en AM.

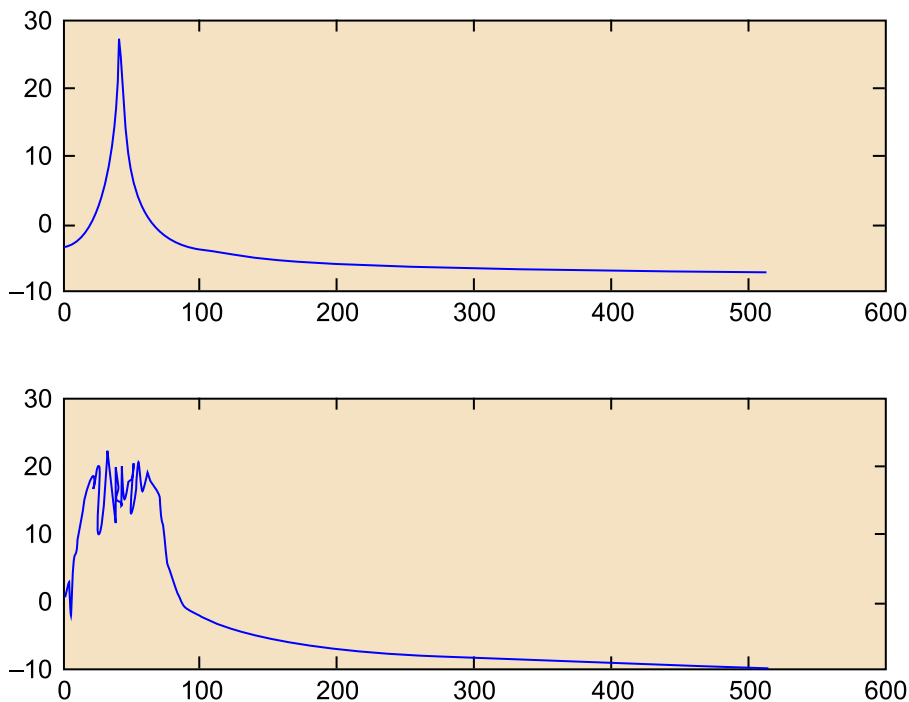
En la figura 43, se comparan los espectros en AM (arriba) y FM (abajo) obtenidos para una misma señal moduladora genérica. Para la señal AM, se puede observar que el ancho de banda es mucho más estrecho y sabemos, por lo que hemos visto, que la forma del espectro de la señal modulada se corresponde con el espectro de la señal de información. La modulación solo produce una traslación del espectro y añade una portadora a la frecuencia central de la modulación. En cambio, cuando la modulación es en FM, se observa que el ancho de banda es considerablemente mayor y que la forma del espectro ya no es la misma que la de la señal original.

La forma del espectro obtenido en FM y su ancho de banda depende de los parámetros de la modulación, en especial de la desviación en frecuencia. No obstante, para determinados valores de la desviación en frecuencia es posible obtener anchos de banda en FM reducidos, comparables a los que se obtienen en AM. En estos casos, se dice que la modulación en frecuencia es de banda estrecha. Sin embargo, la FM de banda estrecha no representa ninguna ventaja significativa respecto a la AM, ya que su inmunidad al ruido es baja. En la práctica, solo se utilizan valores de la desviación en frecuencia que producen anchos de banda de la señal modulada considerablemente superiores a los anchos de banda de la señal de información.

La alta fidelidad

Con 10 kHz de ancho de banda se puede transmitir una señal de audio de buena calidad. En general, para la alta fidelidad se considera que el ancho de banda mínimo de la señal de audio debe estar comprendido entre los 16 kHz y los 20 kHz.

Figura 43. Comparativa entre los espectros de una modulación AM (arriba) y una modulación FM (abajo)



La señal moduladora es la misma en ambos casos. El valor de la desviación en frecuencia seleccionado produce FM de banda ancha.

4.3.1. Regla de Carson

La regla de Carson es una fórmula aproximada que nos permite estimar el ancho de banda de una modulación en FM en función de los parámetros básicos de la modulación (desviación en frecuencia f_{Δ}) y del ancho de banda de la señal de información. La regla se obtiene realizando aproximaciones sobre el espectro de una moduladora sinusoidal y solo es válida para un determinado margen de valores.

Para aplicar la fórmula es necesario definir la relación de desviación, que se obtiene como:

$$D = \frac{f_{\Delta}}{W} \quad (58)$$

La **regla de Carson** establece que el ancho de banda de una modulación FM se puede estimar como:

$$B_T \approx 2(f_{\Delta} + W) = 2(D + 1)W \quad \text{si } D \ll 1 \text{ o } D \gg 1 \quad (59)$$

Esta regla solo resulta de utilidad cuando la desviación en frecuencia es mucho mayor o mucho menor que el ancho de banda de la señal.

El caso en el que $D \ll 1$ significa que la desviación en frecuencia es mucho menor que el ancho de banda de la señal y obtenemos un caso especial, que ya hemos comentado, y que se denomina *FM de banda estrecha*.

Para el caso particular de FM de banda estrecha, la regla de Carson nos dice que el ancho de banda es aproximadamente igual al doble del ancho de banda de la señal, así se obtiene un resultado parecido a la AM: $B_T \approx 2W$.

El caso contrario, cuando $D \gg 1$, se denomina *FM de banda ancha*. La aproximación de la regla de Carson nos produce ahora un resultado final donde el ancho de banda solo depende de la desviación en frecuencia: $B_T \approx 2f_\Delta$.

En la práctica, en los sistemas comerciales, los valores de D suelen estar comprendidos entre 2 y 10, por lo que los resultados que produce la regla de Carson no se aproximan demasiado bien a la realidad.

Una aproximación experimental que produce mejores resultados en este margen de valores de D es la siguiente:

$$B_T \approx 2(f_\Delta + 2W) = 2(D + 2)W \quad \text{si} \quad 2 < D < 10 \quad (60)$$

Esta aproximación se suele utilizar para determinar el ancho de banda de los amplificadores que se usan en emisoras de FM.

Cálculo del ancho de banda de la FM comercial en España

El valor de la desviación en frecuencia utilizado en la FM comercial en España es de $f_\Delta = 75$ kHz, en la banda de 87,5 MHz a 108 MHz. Teniendo en cuenta que el ancho de banda aproximado de la señal de audio se puede considerar de unos 15 kHz, tendremos que $D = 5$, por lo que utilizando la expresión anterior obtenemos que el ancho de banda de la señal transmitida será de 210 kHz. Este ancho de banda ya hemos indicado que se filtra a unos 150 kHz antes de enviarlo a la etapa de potencia para evitar interferencias con otros canales adyacentes.

Si utilizáramos la fórmula de Carson obtendríamos un ancho de banda de 180 kHz, una estimación algo por debajo de la real.

Puede ser curioso ver qué ocurre cuando utilizamos la misma desviación en frecuencia $f_\Delta = 75$ kHz, pero con una señal de voz, con menor ancho de banda ($W = 3$ kHz). En este caso, $D = 25$, por lo que podemos utilizar directamente la fórmula de Carson y obtener un ancho de banda de $B_T = 2 \times 26 \times 3 = 156$ kHz. Observad que ahora estamos con una modulación en frecuencia de banda ancha y que el ancho de banda es algo más que el doble de la desviación en frecuencia.

Las asignaciones de frecuencias en la banda de FM pueden ser otorgadas por la Corporación de Radio y Televisión Española, los entes públicos con competencia en las comunidades autónomas y las corporaciones locales mediante concesión administrativa otorgada por los órganos competentes de las comunidades autónomas (emisoras de FM municipales).

Las asignaciones en frecuencia suelen reasignar las frecuencias en función del área geográfica y suelen ser motivo de conflictos debido a las interferencias que pueden producir emisoras en canales próximos. Al analizar con cierto detalle un mapa de frecuencias en una zona metropolitana se observa que existen muchas emisoras transmitiendo con diferentes potencias, frecuencias muy próximas y con un gran riesgo de que se produzcan interferencias. El hecho de que la FM se pueda oír con una calidad muy aceptable se debe a que es una modulación muy robusta frente a la presencia de ruido e interferencias.

4.3.2. Efecto captura

El **efecto captura** es un fenómeno que se produce en los sistemas en FM y que se produce cuando tenemos dos señales con amplitudes próximas en el receptor.

Las pequeñas variaciones de amplitud relativa entre las dos señales pueden producir que la señal más fuerte sea la que domina la situación y desplace a la otra de la salida del receptor. Así pues, la interferencia entre dos emisoras de FM a menudo aparece como un cambio de una emisora a la otra en el receptor. En AM, cuando dos emisoras se interfieren, veremos que el audio final es la suma de las señales de audio de cada una de ellas. El efecto captura se aprecia sobre todo en la recepción móvil (automóviles), donde al pasar por una zona donde dos emisoras próximas tienen la misma potencia, se produce la conmutación de la emisora.

El efecto captura permite que se puedan reasignar frecuencias (por ejemplo para emisoras locales) sin que se produzcan interferencias en las zonas de incidencia de cada una de las emisoras. No obstante, será incierta la emisora capturada en las zonas en las que las dos señales tengan la misma potencia. En esencia, el efecto captura permite que la emisora más potente sea la dominante y desplace a las de menor potencia, lo que facilita así las reasignaciones de frecuencias.

4.3.3. Efecto umbral

La relación señal a ruido en la salida del receptor de FM se puede aproximar (para el caso en el que $D > 2$) por la siguiente ecuación:

$$SNR_{FM} = 10 \log_{10}(3D^2(C/N)) \quad (61)$$

donde D es la relación de desviación definida antes y C/N es la relación de potencias entre la portadora y el ruido. Así pues, esta fórmula nos dice que la relación señal a ruido (SNR^{17}) en la salida del receptor (en el caso de la FM comercial sería la SNR que nos indica la calidad de la señal final de audio) depende, como parece lógico, de la relación de potencias entre la portadora y el nivel de ruido. Esto significa que si aumentamos la potencia de la portadora en un determinado número de decibelios obtendremos una mejora en la relación señal a ruido en el mismo número de decibelios. Este resultado coincide con lo que se obtendría si realizamos el análisis de la SNR en la salida para modulaciones lineales.

El factor adicional que aparece en la fórmula es la relación de desviación. Se observa que, si aumentamos la D , la SNR en la salida del sistema también aumentará, aunque la potencia de la portadora permanezca constante. Así pues,

Ved también

En el módulo "Comunicaciones analógicas: una perspectiva matemática. Señales paso banda" se ve cómo se obtiene esta expresión cuando se analizan las prestaciones de los diferentes tipos de modulación frente al ruido. Aquí solo se proporciona el resultado y algunos comentarios sobre el mismo que son fundamentales para comprender las ventajas de la FM.

⁽¹⁷⁾SNR es la sigla de la expresión inglesa *signal to noise ratio*.

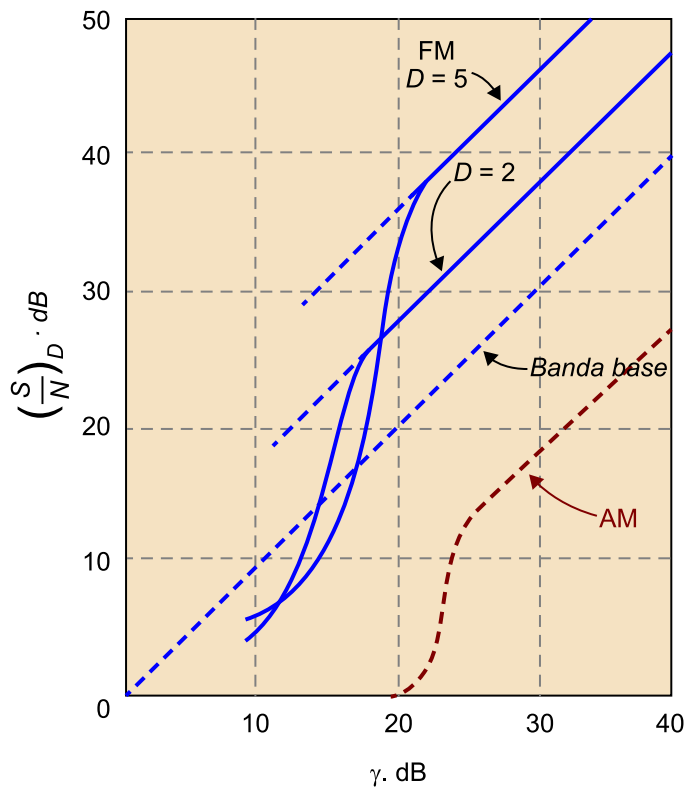
en un sistema FM, la relación señal a ruido en la salida se puede mejorar mediante dos estrategias, que son aumentar la potencia de la portadora o aumentar la relación de desviación. Las modulaciones lineales solo están afectadas por la potencia de la señal transmitida.

Aumentar la relación de desviación significa aumentar el ancho de banda de la modulación, lo que nos indica que, en la FM, la calidad de la señal de salida se puede mejorar aumentando el ancho de banda de la señal modulada. La FM nos ofrece la posibilidad de intercambiar potencia de la portadora con ancho de banda. En definitiva, para una misma potencia transmitida, la señal en FM puede tener una SNR muy superior a la que obtendríamos con una modulación AM. Este resultado es especialmente importante y fue uno de los resultados propuestos por Edwin Armstrong, que observó que, aumentando el ancho de banda de la FM, es decir, trabajando con FM de banda ancha, se podían obtener calidades excepcionales incluso con sistemas de baja potencia en RF.

En la figura 44, se representa un diagrama que compara las SNR de modulaciones FM con diferentes relaciones de desviación y la modulación AM. En el eje horizontal, se representa la relación entre la potencia de la señal modulada y el ruido, mientras que en el eje vertical se representa la relación señal a ruido que se tiene en la salida del receptor. En la gráfica, se observa que en la modulación AM la relación señal a ruido siempre es menor que la que tendríamos en la banda base (sin modular), debido a que el índice de modulación introduce una pérdida de energía que se dedica de forma exclusiva a la transmisión de la portadora. En cambio, en la FM, debido al factor D , obtenemos una ganancia neta y una relación señal a ruido en la salida mayor para la misma potencia transmitida. La SNR final depende también del factor D y se obtienen mejores resultados cuanto mayor es el ancho de banda de la señal. Así pues, en la FM podemos obtener una muy buena calidad incluso con potencias recibidas relativamente bajas.

Un aspecto especialmente interesante de la figura 44 es que existe un punto de inflexión en todas las gráficas de las modulaciones FM y AM en el que la fórmula deja de ser válida y la SNR en la salida del receptor cae con brusquedad. Este problema se denomina **efecto umbral** y es importante que cualquier sistema de modulación trabaje por encima de este límite.

Figura 44. Relación entre la SNR en el canal y la SNR en la salida del receptor para distintas modulaciones de FM y AM



Una de las ventajas de la modulación FM es que el efecto umbral se produce para relaciones relativamente bajas entre la potencia de la portadora y la del ruido. En general, se considera que, mientras la potencia de la portadora esté 10 dB por encima del ruido, el sistema trabajará en la zona lineal. En la práctica, los sistemas de FM intentan optimizar la potencia transmitida trabajando ligeramente por encima del punto de umbral. De esta forma, con un factor D con elevación suficiente, se obtiene una SNR de salida adecuada.

Observad que, en general, si la SNR de salida es correcta, no obtenemos ningún beneficio en aumentarla. Por ejemplo, en un sistema FM de radio comercial, una SNR de audio de 70 dB se considera más que adecuada para la mayoría de oyentes. Este valor de 70 dB se tomó como cifra de mérito de la FM comercial debido a que muchas de las grabaciones originales que debían ser transmitidas por radio tenían solo 50 dB de SNR (discos de vinilo) o 70 dB (grabaciones en cinta). Evidentemente, no tiene sentido mejorar el sistema de transmisión más allá de la calidad de la señal que se transporta. Para tener cifras comparativas, la SNR en la salida de una transmisión de radio AM comercial es de unos 50 dB, mientras que en una reproducción de alta fidelidad de un CD de audio es de 90 dB.

Cálculo de los parámetros de la modulación para coberturas en FM

En este ejercicio, suponemos que transmitimos una señal en FM con una determinada potencia. Debido a la atenuación de la señal en el espacio libre sabemos que en los límites del área de cobertura la relación entre la potencia de la portadora y el ruido es de 14 dB (por encima del efecto umbral). Deseamos que la calidad con la que se reciba la señal

de audio, que suponemos de 10 kHz de ancho de banda, sea de 55 dB. Determinad la desviación en frecuencia que tenemos que utilizar.

Solución:

Utilizando la fórmula que nos relaciona la SNR en la salida del sistema con la C/N en antena tenemos:

$$55 \text{ dB} = 10 \log_{10} 3D^2 + 14 \text{ dB} \quad (62)$$

$$D = \sqrt{\frac{10^{4,1}}{3}} = 64,78 \Rightarrow f_{\Delta} = 64,78 \cdot 10 \text{ kHz} = 647,8 \text{ kHz/v} \quad (63)$$

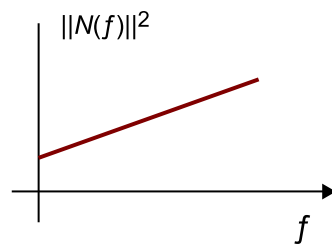
4.3.4. Filtros de preénfasis y deénfasis en FM

El estudio del ruido en el sistema de modulación FM es, como hemos dicho, complejo. En otro módulo se analizan, con algún detalle matemático, algunos aspectos, pero la mayor parte de los análisis caen fuera de los objetivos de este texto. De todas formas, es importante mencionar los resultados más importantes para que seáis conscientes de las características, limitaciones y ventajas del sistema. Una de estas características es que el espectro de ruido que aparece en la salida del receptor no es plano, sino que es más importante a medida que la frecuencia aumenta. En la figura 45, se muestra esquemáticamente el espectro de ruido obtenido en la salida del receptor de FM. Teniendo en cuenta este resultado, está claro que si transmitimos una señal de audio, las partes de alta frecuencia quedarán más afectadas por el ruido que las partes de baja frecuencia, lo que afecta a la calidad global de la señal de audio.

Ved también

Algunos de los aspectos relacionados con el ruido se tratan con más detalle matemático en el módulo "Comunicaciones analógicas: una perspectiva matemática. Señales paso banda" de esta asignatura.

Figura 45. Representación del espectro de ruido en la salida de un receptor de FM

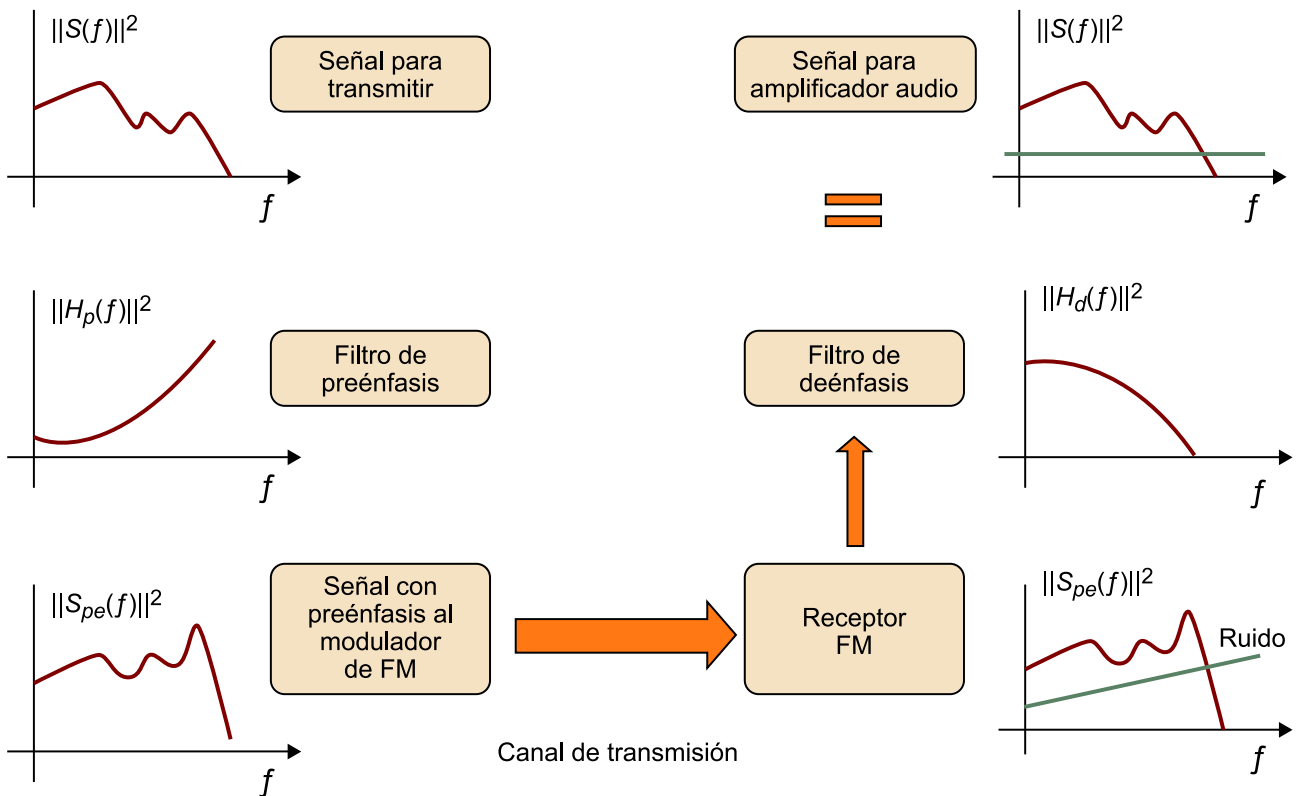


Se supone que el ruido en el canal es plano, pero el procedimiento de recepción aumenta más el ruido cuanto mayor es la frecuencia.

La solución al problema consiste en aplicar filtros de preénfasis a la señal de audio antes de su transmisión, lo que amplifica las altas frecuencias. En esencia, pretendemos enfatizar las altas frecuencias de la señal de manera que no se vean enmascaradas por el mayor ruido que existe en alta frecuencia. En recepción, se deberá aplicar el filtro inverso, que atenúa las altas frecuencias de forma que el efecto final sobre el espectro de la señal sea imperceptible. Al aplicar el filtro de deénfasis en el receptor también estaremos atenuando el ruido de alta frecuencia por lo que, si el filtro está correctamente diseñado, al final de todo el proceso podemos tener un ruido prácticamente uniforme en todo el espectro.

En la figura 46, se muestra de forma simplificada el proceso seguido. La señal que se envía al modulador de FM es una señal de audio predistorcionada, con las altas frecuencias aumentadas. Este espectro se recibe junto con el ruido insertado en el canal y se obtiene un espectro de ruido y de señal que ambos están amplificados a medida que aumenta la frecuencia. La señal recibida se procesa con posterioridad con los filtros de deénfasis que intentan restaurar los niveles del espectro original de la señal.

Figura 46. Diagrama de bloques general de todo el proceso de preénfasis y deénfasis en la modulación FM



Los filtros de preénfasis y deénfasis suelen ser filtros RC paso alto y paso bajo, respectivamente, de primer orden y con una constante de tiempo de 50 μ s. Valores más elevados de la constante de tiempo pueden ser perjudiciales, ya que al aumentar mucho los componentes de alta frecuencia también aumentará la desviación de la frecuencia en la señal modulada, lo que aumenta el ancho de banda más allá de lo esperado por los amplificadores de RF y puede producir interferencias en canales adyacentes. Este es un problema que aparece con algunas grabaciones originales de algunos grupos musicales recientes, que tienen una ecualización en alta frecuencia muy enfatizada en el estudio de grabación. Al aplicar los filtros de preénfasis a este tipo de señales, se pueden producir aumentos del ancho de banda de la señal de FM significativos. Recordad que la señal de FM se filtra antes de su transmisión para garantizar que las interferencias en los canales adyacentes se mantienen en los límites legales. Este filtrado provoca pérdidas en la señal transmitida que pueden suponer una merma de la calidad en el receptor.

4.4. FM estereofónica

La transmisión de audio estereofónico en FM se planteó en 1950 en los Estados Unidos con la aparición de varias propuestas propietarias. En 1961, se estandarizó un sistema propuesto por General Electric y Zenith cuyo uso se extendió con posterioridad también a otros países. Uno de los requisitos fundamentales para la transmisión de señal estereofónica es que el nuevo sistema sea compatible con los sistemas monofónicos anteriores. Esta compatibilidad significa que cualquier receptor monofónico anterior sea capaz de reproducir correctamente una señal estereofónica, evidentemente usando un único canal. El sistema también debería ser retrocompatible, lo que significa que los receptores del nuevo sistema FM estéreo sean capaces de reproducir en mono señales que no estén codificadas en estéreo.

La idea básica para realizar un sistema con estas características consiste en transmitir **dos canales de audio**: uno principal, que será el que se reproducirá cuando el receptor sea monofónico, y otro secundario, que servirá para que el receptor estereofónico pueda determinar y reproducir las señales de audio del canal derecho (R) y del canal izquierdo (L). El canal principal se construye como la suma de los dos canales ($L + R$) y el canal secundario como la diferencia $L - R$.

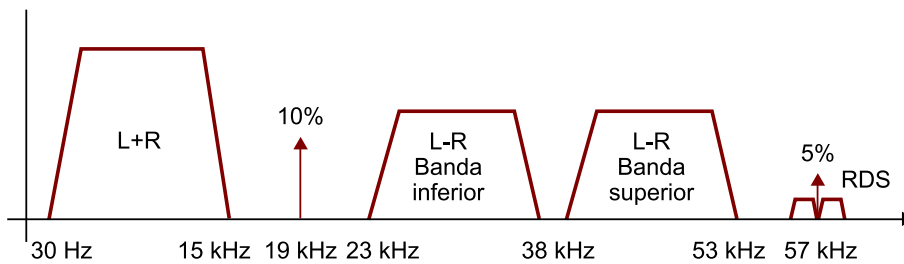
Así, en un reproductor monofónico solo escucharemos la suma de los dos canales por el único altavoz. En un reproductor estéreo se descodificará $L + R$ por una parte y $L - R$ por la otra. Una vez obtenidos estos canales su suma se aplicará al altavoz izquierdo (L) y su diferencia al altavoz derecho (R).

Antes de realizar la modulación en FM se construye una señal que contiene la información de los dos canales, teniendo en cuenta los criterios siguientes:

- La señal $L + R$ se construye como el promedio de los dos canales y ocupa la banda de 30 Hz a 15 kHz.
- La señal $L - R$ se construye como la diferencia entre los dos canales dividida por dos y el resultado se modula en DSB sin portadora a una frecuencia de 38 kHz. La señal resultante es el canal secundario, que ocupa la banda situada entre 23 kHz y 53 kHz.
- Se transmite un tono piloto de 19 kHz, con una frecuencia mitad a la portadora DSB, que se utilizará en el decodificador para facilitar la demodulación síncrona en DSB del canal secundario.

En la figura 47, se representa de forma esquemática el espectro de la señal resultante:

Figura 47. Representación esquemática de la composición de la señal para la transmisión de FM estereofónica



Matemáticamente, podemos expresar estas condiciones como:

$$x(t) = 0,9 \cdot \left[\frac{x_L(t) + x_R(t)}{2} + \frac{x_L(t) - x_R(t)}{2} \cdot \sin(4\pi f_p t) \right] + 0,1 \cdot \sin(2\pi f_p t) \quad (64)$$

donde $x_L(t)$ y $x_R(t)$ representan las señales del canal izquierdo y derecho. La señal $x(t)$ se modula en FM con una desviación en frecuencia de $f_d = 75$ kHz.

En el supuesto de que la señal se reciba mediante un receptor monofónico el decodificador recuperará una versión de $x(t)$ filtrada al ancho de banda nominal de la señal de audio, es decir, a 15 kHz. De esta forma, solo se enviará al amplificador de audio la señal $L + R$.

El receptor estereofónico recuperará también la señal $x(t)$ y detectará la existencia de un piloto a la frecuencia de 19 kHz. Este piloto es indicativo de la presencia de una señal estereofónica. Si el receptor no detecta este piloto supondrá que la señal es monofónica y se aplica directamente la señal $x(t)$ recibida al amplificador de audio.

Cuando se detecta el piloto de 19 kHz se utiliza esta misma señal para generar una nueva señal sinusoidal de frecuencia doble que se usará para demodular de modo síncrono el componente $L - R$ que está modulado en DSB. El componente $L + R$ se obtiene pasando la señal $x(t)$ a través de un filtro paso banda con un ancho de banda de 15 kHz. Una vez recuperados los canales $L + R$ y $L - R$ se obtienen las señales del canal derecho e izquierdo realizando la suma y la resta de las dos componentes.

El preénfasis se aplica a las señales del canal derecho e izquierdo antes de realizar la suma y la resta. Asimismo, los filtros de deénfasis también se aplican una vez se han recuperado las señales L y R en el receptor.

La relación señal a ruido que se obtiene cuando se transmite la señal en FM es menor que cuando la señal es monofónica. La razón principal es que la relación de desviación D es menor debido al aumento del ancho de banda total de la señal. Debido a que la SNR es algo menor, es posible que no resulte fiable la recuperación del canal secundario ($L - R$). Por ello, en muchos detectores,

si se detecta que el piloto no se recibe con suficiente calidad, se conmuta de forma automática del modo estéreo al modo monofónico. Esta conmutación se observa a menudo en receptores móviles.

Además del canal auxiliar, es posible insertar otros contenidos en la señal $x(t)$ que se modula en frecuencia. Uno de estos contenidos, muy habitual en emisoras comerciales, es el RDS¹⁸. El RDS es un canal digital que se incorpora en la señal $x(t)$ con una portadora de 57 kHz (el tercer armónico del piloto de 19 kHz). Se trata de un canal digital de muy baja velocidad de transmisión (1.187,5 bps) que se utiliza principalmente para la transmisión de texto (como nombre de la emisora o frecuencias alternativas). En la figura 47, también se incluye la representación de la información de RDS en el espectro de la señal $x(t)$.

⁽¹⁸⁾RDS es la sigla de la expresión inglesa *radio data system*.

Aunque la aplicación más importante de la modulación FM es la radio comercial, existen otras muchas aplicaciones en las que se utiliza esta forma de modulación. La portadora de audio en los sistemas de televisión analógicos NTSC y PAL se transmite modulada en FM. También se transmiten moduladas en FM, con un ancho de banda de 30 MHz, las señales de televisión analógica por satélite. Otra aplicación muy importante son los micrófonos inalámbricos, en los que la modulación FM resulta idónea por su robustez ante las interferencias y su buena relación señal a ruido.

Resumen

En este módulo, hemos presentado desde una perspectiva histórica los primeros sistemas de comunicaciones analógicos. Una de las ideas clave es comprender la necesidad de evolucionar de un sistema en banda base (el telégrafo con hilos) a sistemas paso banda. En efecto, hemos visto que si las distancias son suficientemente cortas, el telégrafo con hilos permitía transmitir las señales pulsadas de una batería al extremo remoto. No obstante, cuando las distancias aumentan, la señal se deteriora de forma considerable y es necesario introducir las modulaciones, así como desplazar los espectros de las señales que se van a transmitir a bandas de frecuencia más elevadas.

Otra idea muy importante es que la modulación tiene dos propósitos básicos, como son adaptar las señales al medio y permitir que varios canales puedan compartir el mismo medio físico.

Hemos estudiado las diferentes modulaciones de amplitud y frecuencia clásicas analizando sus ventajas y sus inconvenientes. El estudio ha sido muy descriptivo y hemos reducido las demostraciones al máximo, centrándonos principalmente en los resultados y en sus interpretaciones. Es importante comprender que gran parte del éxito de las modulaciones de AM y FM se debe a que el receptor puede resultar muy económico, ya que no requiere el uso de sistemas de sincronización de portadora como otros tipos de modulaciones DSB, USB, por ejemplo. Para cada uno de los sistemas, hemos intentado describir las señales en el dominio temporal, sus características espectrales, las posibles tecnologías implicadas en la generación de las modulaciones y algunos diagramas de bloque para la recepción de las mismas.

En el módulo "Comunicaciones analógicas: una perspectiva matemática. Señales paso banda" generalizaremos el concepto de modulaciones paso banda introduciendo las modulaciones en cuadratura. Se trata de una formulación genérica que incluye las modulaciones básicas que hemos considerado en este módulo didáctico y permite llevar a cabo un análisis más sistemático de cómo se comportan los sistemas frente al ruido. Así pues, el objetivo de dicho módulo consistirá en dar un cierto formalismo matemático a las modulaciones paso banda y analizar su comportamiento frente al ruido con el objetivo de obtener fórmulas que nos permitan estimar la relación señal a ruido que obtendremos en la salida de un determinado sistema.

Actividades

1. Consultando otras fuentes bibliográficas o recursos de Internet...

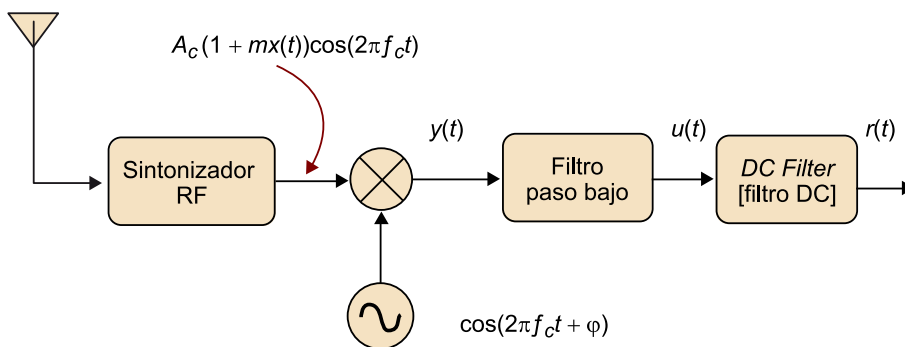
- indicad cuál es el margen de frecuencias asignado a la onda corta en España.
- determinad una fórmula que permita obtener la frecuencia portadora de cada emisora en función del número k de la emisora.
- indicad qué tipo de modulación se utiliza en onda corta.
- indicad cuál es el ancho de banda máximo de cada una de las señales moduladas.
- mostrad cuál es el ancho de banda máximo de cada una de las señales moduladoras.

2. Considerad el ejemplo de circuito de modulador de producto presentado en la figura 19. Identificad en el circuito los siguientes elementos:

- oscilador,
- señal de información,
- señal modulada,
- sumador, y
- multiplicador.

Representad un diagrama de bloques con los módulos anteriores. (Tened en cuenta que la implementación de este modulador de producto es algo diferente a los diagramas de bloques presentados en el texto.)

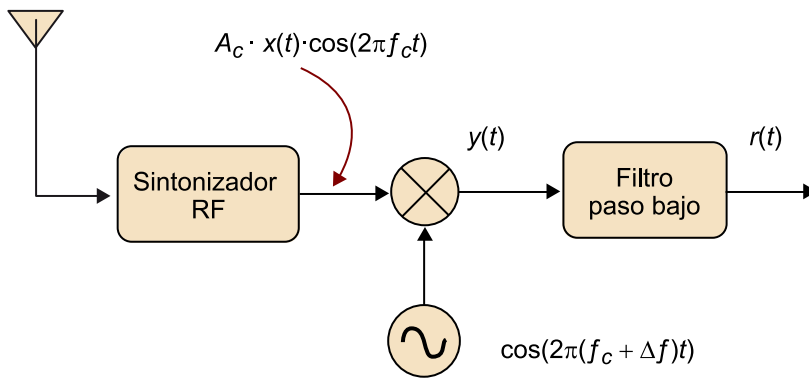
3. En esta actividad, se pretende estudiar el efecto de los retardos en el bucle de recuperación de la portadora de un receptor AM coherente. Para ello, vamos a suponer que el circuito con el que realizamos la recepción de la señal AM es el que aparece en la figura siguiente y que tenemos un error de fase entre el oscilador local y la portadora de φ .



Suponiendo que la señal en la entrada del mezclador es la que aparece en la figura, determinad la expresión matemática de las señales $y(t)$, $u(t)$ y $r(t)$. Suponed que el filtro paso bajo es ideal y que está adaptado al ancho de banda de la señal de información $x(t)$. Particularizad los resultados anteriores para un error de fase cero. Indicad si existe algún posible error de desfase φ que produzca una pérdida completa de la señal en la salida del receptor.

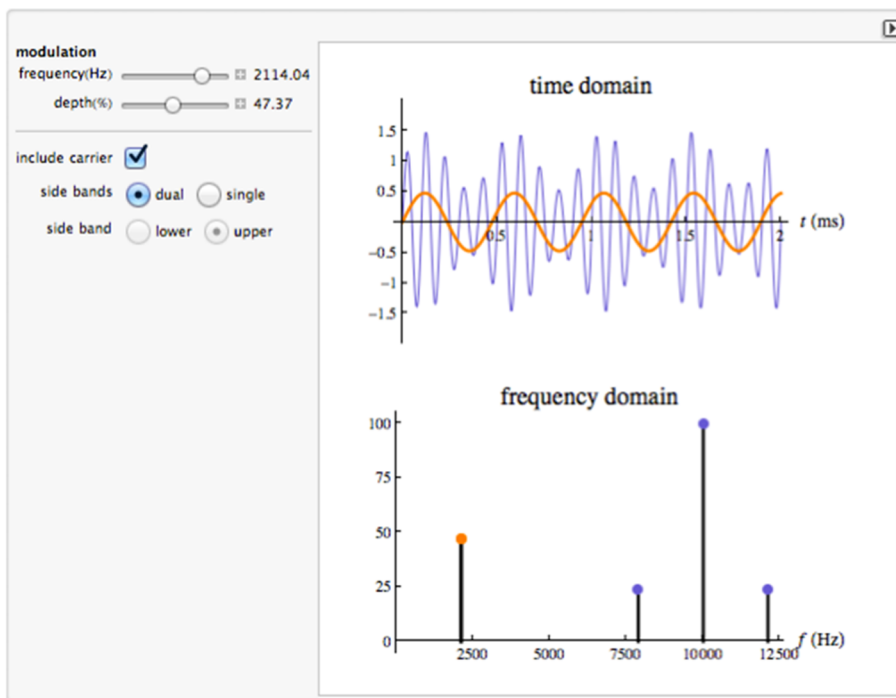
4. (Opcional) Indicad qué modificaciones introduciríais en el circuito de la figura 18 para obtener un modulador en DSB en vez de un modulador AM.

5. En esta actividad, se pretende analizar cómo afecta un pequeño error de frecuencia en un demodulador DSB. Considerad el esquema de la figura siguiente, en la que suponemos que se produce un error de frecuencia Δf entre la frecuencia de la señal en el oscilador local y la frecuencia portadora de la señal recibida. Determinad las expresiones matemáticas de $y(t)$ y $r(t)$ y explicad cuál es el efecto de Δf en la señal de salida. Suponed que la señal $x(t)$ es una señal de audio y que Δf es 0,5 Hz. Explicad cómo creéis que afectará auditivamente este error de frecuencia.



6. Es interesante experimentar con los parámetros de una modulación AM para poder entender de forma gráfica e intuitiva cómo afectan a la forma de onda y al espectro. Para ello, os proponemos utilizar algunas demostraciones gratuitas sobre los principios de funcionamiento de la AM, que se pueden encontrar en Internet y que permiten que el usuario modifique las señales de la modulación o los parámetros, entre otros, y ver cómo afectan a la forma de onda y al espectro.

En concreto, os recomienda utilizar las demostraciones que se pueden encontrar en el Wolfram Demonstrations Project. Estas demostraciones son un código abierto que usa técnicas de computación dinámica para ilustrar conceptos sobre ciencia, tecnología, matemáticas, arte o finanzas, entre otros. Las demostraciones son creadas por usuarios del programa Mathematica que participan en el proyecto de forma gratuita e intentan proporcionar ejemplos y animaciones que ayuden a comprender los conceptos teóricos en los que se apoyan los ejemplos. Stephen Wolfram fue el creador del programa Mathematica y el proyecto recibe este nombre en su honor. Para ejecutar los ejemplos y ejercicios no es necesario tener instalado el programa Mathematica. Basta con instalarse una aplicación denominada Wolfram CDF Player que se carga y se ejecuta desde el navegador y que está disponible para Windows, MAC OS y Linux. La aplicación solicita directamente su instalación desde el navegador al intentar ejecutar un ejemplo. Uno de los ejemplos para ilustrar las modulaciones de amplitud se puede encontrar en Amplitude Modulation (en línea). Una vez instalado el Wolfram CDF Player se entrará en la siguiente página interactiva:



La aplicación permite controlar la frecuencia de la señal moduladora y el índice de modulación (expresado en porcentaje). También se pueden seleccionar las diferentes modulaciones lineales que hemos tratado en este módulo, como son AM, DSB, USB y LSB. Os pedimos que realicéis las siguientes actividades:

- Para una modulación AM (*include subcarrier – checked + side bands dual*), modificad la frecuencia de la señal moduladora y observad cómo se modifica el espectro de la señal modulada resultante (azul). Actúad también sobre la variable *depth* y observad cómo se modifica la relación entre la potencia dedicada a la portadora central y las bandas laterales.
- Repetid la actividad anterior pero para una modulación DSB (desactivad la casilla *include subcarrier*). Observad que ahora la portadora no está presente y que solo aparecen las bandas laterales. Confirmad que con un detector de envolvente no será capaz de recuperar de forma exacta la señal moduladora.
- Ahora seleccionad *Single* (en *sidebands*) manteniendo la casilla de la subportadora seleccionada. Las casillas *Lower* y *Upper* permiten seleccionar entre las versiones USB y LSB. Seleccionad LSB y observad la forma de onda obtenida. Intentad justificar por qué la amplitud se mantiene constante en el tiempo y no depende directamente de la forma de onda de la moduladora.

Otra demostración interesante sobre la eficiencia de potencia en la modulación AM se puede encontrar en Power Efficiency of Amplitude Modulation (en línea).

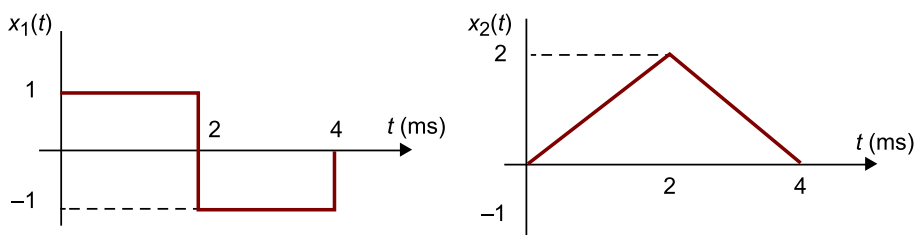
7. Demostrad gráficamente que es posible demodular USB con un demodulador coherente.

8. Considerad las señales $x_1(t)$ y $x_2(t)$ representadas en la figura siguiente. Suponed las modulaciones FM y PM definidas mediante las siguientes ecuaciones:

$$u_{FM}(t) = A_c \cdot \cos\left(2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot t + 2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau\right) \quad (65)$$

$$u_{PM}(t) = A_c \cdot \cos\left(2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot t + \frac{\pi}{2} \cdot x(t)\right) \quad (66)$$

Representad de forma aproximada las formas de onda de las señales FM y PM resultantes para cada una de las señales de la figura siguiente.



9. Suponed que se desea modular en FM una señal de información con un ancho de banda de 5 MHz. Deseamos que el ancho de banda de la señal transmitida sea de 30 MHz.

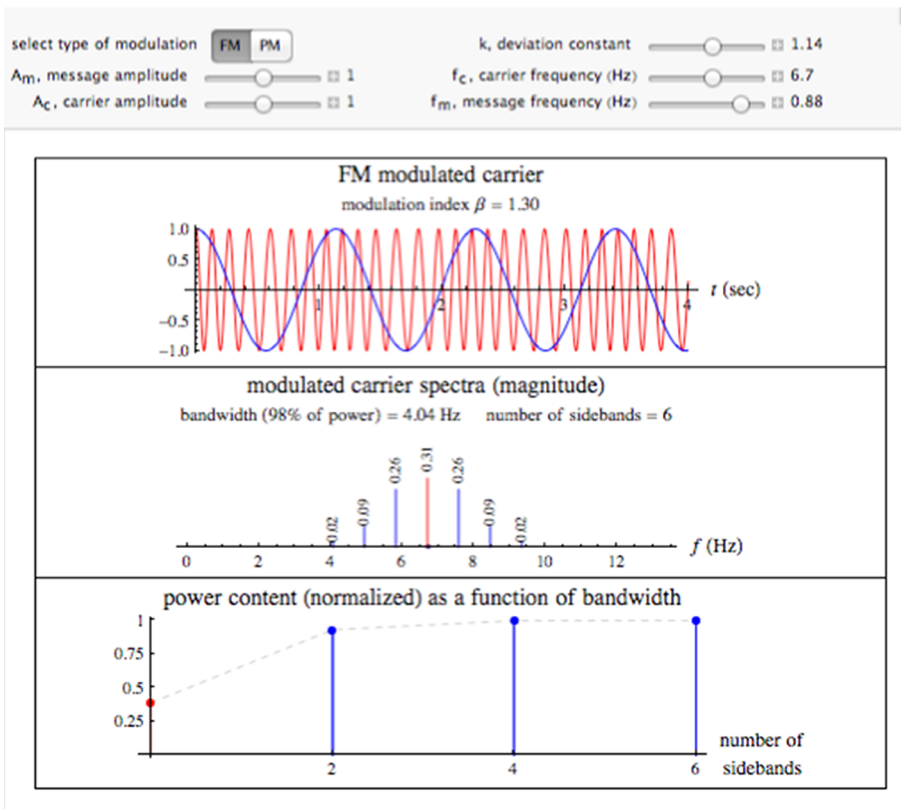
a) Determinad la desviación en frecuencia que se debe aplicar.

b) Suponed ahora que la señal se recibe en la antena receptora con una relación C/N de 30 dB. Estimad la relación señal a ruido en la salida del receptor.

10. Aunque no hemos abordado el estudio del espectro de las modulaciones de frecuencia y fase es interesante observar algunos resultados experimentales de cómo los diferentes parámetros de la señal moduladora, las desviaciones de frecuencia y la frecuencia portadora afectan al contenido espectral de la señal. Podéis encontrar una excelente demostración interactiva en Power Content of Frequency Modulation and Phase Modulation.

En la figura siguiente, se muestra la pantalla de la aplicación en la que se observa que se pueden seleccionar varios parámetros. Se pide que para cada uno de los parámetros que se enumeran a continuación encontréis el efecto sobre el ancho de banda de la señal FM (ver si aumenta o disminuye) e intentad justificar por qué ocurre de esta forma:

- aumentar la amplitud de la señal moduladora,
- aumentar/disminuir la frecuencia de la señal moduladora,
- aumentar la desviación en frecuencia, y
- aumentar la amplitud de la portadora.



a) Para unas frecuencias portadoras y moduladoras seleccionadas con el criterio que deseéis, intentad buscar unos parámetros de desviación en frecuencia que produzcan una señal FM de **banda estrecha**. Determinad el ancho de banda de la señal resultante.

b) Para unas frecuencias portadoras y moduladoras seleccionadas con el criterio que deseéis, intentad buscar unos parámetros de desviación en frecuencia que produzcan una señal FM de **banda ancha**. Determinad el ancho de banda de la señal resultante.

Bibliografía

Armstrong, E. H. (1936). "A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation". *Proc. IRE* (vol. 24, n.º 5, págs. 689-740).

Armstrong, E. H. (1984). "A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation". *Proc. IEEE* (vol. 72, n.º 8, págs. 1042-1062).

Carlson, B. (1986). *Communication Systems. An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. McGraw-Hill.

Clarke, A. C. (1992). *How the World was One: Beyond the Global Village*. Bantam Books.

Pierce, J. R.; Michael Noll, A. (1995). *Señales: la ciencia de las telecomunicaciones*. Barcelona: Editorial Reverté.

Proakis, J. G.; Salehi, M. (2002). *Communications Systems Engineering*. Prentice Hall.

Ramos Melero, S.; Elias Fusté, A.; Romeu Robert, J.; Salvà i Campillo, F. (1993). "Precursor de la telegrafía sense fils". *Buran* (n.º 1, págs. 27-28).

