

## **2.-Sistemas de comunicación digital. Sincronización.**

### **2.1.-INTRODUCCIÓN.**

Fundamentalmente, la comunicación implica la transmisión de información entre dos puntos a través de una serie de procesos, como se describe aquí:

1. Generación de la información.
2. Descripción de esa información con un cierto grado de precisión, mediante un conjunto de símbolos.
3. Codificación de estos símbolos de una forma que se adapte al medio físico de interés.
4. La transmisión de los símbolos codificados.

5. La decodificación y reproducción de los símbolos originales.
6. La recreación de la información original, con una degradación de la calidad definida, causada por las imperfecciones del sistema, en la mente del receptor.

Los tres elementos básicos implicados en un proceso de comunicación y la relación entre ellos se muestran en la figura 2.1. El transmisor y el receptor se localizan en distintos puntos del espacio, y el canal es el medio físico que los conecta.

A lo largo de este capítulo veremos, en primer lugar, los distintos elementos que intervienen en el intercambio de información digital, desglosando el transmisor y el receptor en los distintos bloques que los componen, y analizando el canal. Ya en la segunda parte de este capítulo, estudiaremos el problema de la sincronización entre los dos puntos que queremos comunicar para que la información transmitida sea correctamente interpretada en el receptor.

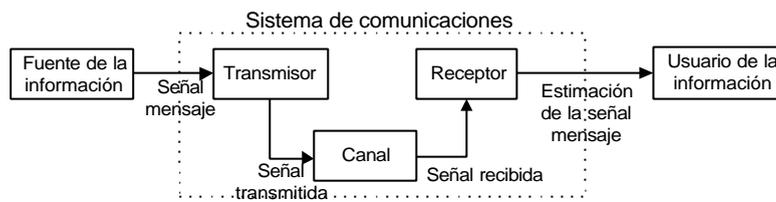


Figura 2.1.- Elementos de un sistema de comunicaciones.

## 2.2.- SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL.

Generalmente, las señales que tenemos que transmitir son analógicas; esa razón debería hacer que nos inclinásemos a favor de los sistemas analógicos, siendo éstos en ese caso los más utilizados.

La realidad es bien distinta: la alta degradación que sufren las señales analógicas a lo largo de los diferentes elementos que intervienen en la comunicación hace que se opte por convertirlas o codificarlas para enviarlas a través de sistemas digitales, que resultan ser más robustos frente a atenuaciones, interferencias y dispersión que entorpecen los enlaces.

Para llevar a cabo un proceso de comunicación digital, la información procedente de una determinada fuente se introduce en la secuencia de sistemas que veremos a lo largo de este punto, hasta llegar al usuario final.

### 2.2.1.- PROCESO DE MUESTREO.

Se puede demostrar que la transformada de Fourier de un tren de pulsos periódico con periodo  $T_0$  consiste en una secuencia infinita de funciones delta que aparecen en múltiplos enteros de la frecuencia fundamental  $f_0 = 1/T_0$  [1]. Basándonos en esta observación, podemos decir que hacer una señal periódica en el dominio temporal tiene el efecto de muestrear el espectro de la señal en el dominio de la frecuencia. Podemos ir más allá en nuestras observaciones recurriendo a la propiedad de la dualidad de la transformada de Fourier, y decir que una señal muestreada en el dominio del tiempo tiene el efecto de hacer periódico el espectro de la señal en el dominio de la frecuencia.

El proceso de muestreo se describe normalmente en el dominio del tiempo. Es una operación fundamental para el procesamiento de la señal en comunicaciones digitales; mediante la operación de muestreo, una señal analógica es convertida en una secuencia correspondiente de muestras que están uniformemente espaciadas en el tiempo. Para que esto tenga alguna utilidad, es necesario que la tasa de muestreo sea apropiada, de forma que una secuencia de muestras defina una sola señal analógica. Esta es la esencia del teorema de muestreo.

Supongamos que muestreamos la señal analógica que obtenemos de la fuente cada  $T_m$  segundos de forma instantánea; a  $T_m$  nos referiremos como periodo de muestreo, y su inversa,  $f_m = 1/T_m$ , como tasa de muestreo. Si la señal analógica es  $f(t)$ , la muestreada será  $f(nT_m)$ . Supondremos  $f(t)$  estrictamente limitada en banda, sin componentes de frecuencia mayores de  $W$  Hz. Se puede demostrar [1] que es necesario que la tasa de muestreo, cumpla lo siguiente:

$$f_m \geq 2W \quad (2.1)$$

Si esto se cumple, la señal  $f(t)$  podrá ser completamente reconstruida a partir de la secuencia de muestras.

En la práctica nos encontramos con que la señal  $f(t)$  no es estrictamente limitada en banda, y como consecuencia aparece un cierto grado de solapamiento o *aliasing*. Este fenómeno se refiere a que las componentes de alta frecuencia del espectro de la señal toma la identidad de una frecuencia inferior en el espectro de su versión

muestreada, dando lugar a una versión de la señal submuestreada. Para combatir los efectos del *aliasing*, podemos utilizar dos medidas correctivas:

- Previamente al muestreo, se introduce un filtro paso de baja antialiasing, utilizado para atenuar las componentes de alta frecuencia de la señal que no son esenciales para la información a transportar por la señal.
- La señal filtrada es muestreada con una tasa superior a la tasa límite de (2.1), llamada tasa de Nyquist.

Resumiendo: En un sistema con modulación por codificación de pulsos, sistema que es de nuestro interés, se muestrearán la señal que proviene de la fuente de información con un tren de pulsos estrechos rectangulares aproximándose a un proceso de muestreo instantáneo. Cumpliremos la condición (2.1) para asegurar la perfecta reconstrucción de la señal mensaje en el receptor. En la práctica se utilizará un filtro LP *antialiasing* en el *front end* del muestreador para excluir las frecuencias mayores que  $W$  antes del muestreo. Así, la aplicación del muestreo permitirá la reducción de la variación continua de la señal de entrada (de duración finita) a un número de muestras por segundo.

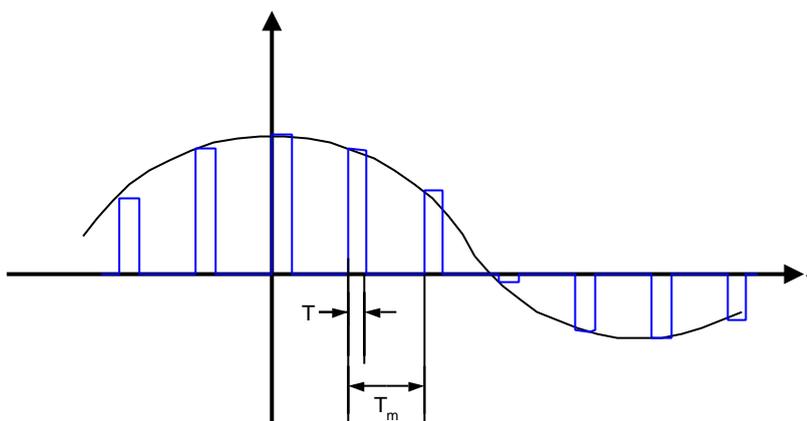
### **2.2.2.- MODULACIÓN POR AMPLITUD DE PULSO.**

Ahora que hemos visto la esencia del proceso de muestreo, podemos definir formalmente la modulación por codificación de pulso, y más concretamente la modulación por amplitud de pulso (PAM). En esta modulación, las amplitudes de los pulsos regularmente espaciados son modificadas en proporción a los correspondientes valores de las muestras de la señal mensaje. Los pulsos pueden ser rectangulares o con alguna otra característica apropiada.

La forma de onda de una señal PAM se ilustra en la figura 2.2. La línea de puntos representa la señal continua mensaje  $f(t)$ , y la secuencia de pulsos rectangulares modulados en amplitud mostrados con línea sólida representa la correspondiente señal PAM  $s(t)$ . Hay dos operaciones implicadas en la generación de una señal PAM:

1. Muestreo instantáneo de la señal mensaje cada  $T_m$  segundos, donde la tasa de muestreo se elige de acuerdo con el teorema de muestreo.
2. Alargamiento de la duración de cada muestra durante un tiempo constante  $T$ .

El conjunto de estas dos operaciones se conoce como *sampling & hold*. Una importante razón para esta segunda operación es evitar el uso de un ancho de banda de canal excesivo (el ancho de banda es inversamente proporcional a la duración del pulso). Sin embargo, hay que tener cuidado con la elección de la duración del pulso,  $T[1]$ ; aun alargando la duración de cada muestra durante un intervalo de tiempo  $T$  en lugar de muestrear instantáneamente, la transmisión de señales PAM impone requisitos bastante estrictos en las respuestas en amplitud y fase del canal, debido a la relativamente corta duración de los pulsos.



**Figura 2.2.- Muestreo con pulsos rectangulares.**

### **2.2.3.- PROCESO DE CUANTIZACIÓN.**

Una señal continua, como la voz, por ejemplo, tiene un rango continuo de amplitudes y en consecuencia sus muestras tienen un rango continuo de amplitudes. En otras palabras, en el rango finito de amplitudes de la señal encontramos un número infinito de niveles de amplitud. No es necesario de hecho transmitir las amplitudes exactas de las muestras. Cualquier sentido humano, como el oído, como último receptor, puede detectar sólo diferencias de intensidad finitas. Esto significa que la señal continua original puede ser aproximada por una señal construida con amplitudes discretas seleccionadas de un conjunto disponible teniendo en cuenta que el error sea aceptable. La existencia de un número finito de valores de amplitud es básica para una modulación por codificación de pulso. Claramente, si asignamos los niveles de amplitud discretos con un espaciado suficientemente pequeños, haremos la señal aproximada prácticamente indistinguible de la original.

La cuantización de amplitud se define como el proceso de transformar la amplitud de la muestra  $f(nT_m)$  de la señal mensaje  $f(t)$  en el instante  $t = nT_m$  en una amplitud discreta  $v(nT_m)$  tomada de un conjunto finito de posibles amplitudes. En [1] se asume que el proceso de cuantización es instantáneo y sin memoria, lo que significa que la transformación en el instante  $t = nT_m$  no está afectada por muestras anteriores o posteriores de la señal mensaje. Esta forma tan simple de cuantización, aunque no es óptima, es utilizada en la práctica muy comúnmente.

Por simplicidad, usaremos  $m$  en lugar de  $f(nT_m)$ , esto es, será la amplitud de la muestra. Entonces, la amplitud de la señal  $m$  es especificada por el subíndice  $k$  si cae dentro del intervalo

$$\delta_k : \{m_k < m \leq m_{k+1}\}, \quad k=1, 2, \dots, L \quad (2.2)$$

donde  $L$  es el número total de niveles utilizados en este cuantizador. Las amplitudes  $m_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, L$ , se llaman niveles de decisión. La señal se transforma a la salida del cuantizador en otra de amplitud  $v_k$  que representa al intervalo  $\delta_k$ ; las amplitudes  $v_k$ ,  $k=1, 2, \dots, L$ , se denominan niveles de representación o de reconstrucción, y el espacio entre dos niveles de representación adyacentes se denomina paso de cuantización. Entonces, la salida del cuantizador  $v$  es igual a  $v_k$  si la señal muestra de entrada pertenece al intervalo  $\delta_k$ . La aplicación

$$v = g(m) \quad (2.3)$$

(ver figura 2.3) es la característica del cuantizador (figura 2.4).

A la señal de salida  $v_k$  le corresponde una codificación binaria, siendo necesarios  $n = \log_2(L)$  bits para representar los  $L$  valores posibles de  $v_k$ .

Los cuantizadores pueden tener una característica uniforme o no uniforme. En un cuantizador uniforme los niveles de representación están regularmente espaciados; si no lo están, el cuantizador es no uniforme.

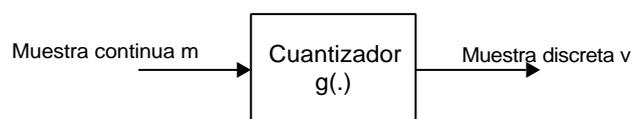


Figura 2.3.- Diagrama de bloques de un cuantizador sin memoria.

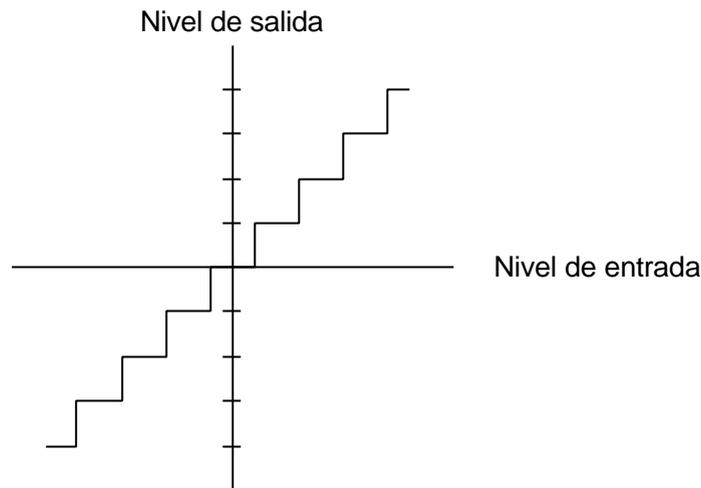


Figura 2.4.- Característica de un cuantizador uniforme.

La cuantización introduce un error definido como la diferencia entre la señal de entrada  $m$  y la señal de salida  $v$ . Este error se denomina error de cuantización. Si  $m_{\max}$  es la amplitud máxima del cuantizador,  $n$  el número de bits por muestra utilizado en la construcción del código binario, y  $P$  la potencia media de la señal  $f(t)$ , se puede expresar la relación señal a ruido a la salida de un cuantizador uniforme como[1]:

$$(\text{SNR})_0 = \left[ \frac{3P}{m_{\text{MAX}}^2} \right] 2^{2n} \quad (2.4)$$

La expresión (2.4) muestra cómo crece exponencialmente la SNR de salida del cuantizador cuando se incrementa el número de bits por muestra,  $n$ .

La cuantización que realizaremos en el proceso de transmisión con modulación por codificación de pulsos debe seguir una ley uniforme como la que estamos describiendo. En algunas aplicaciones, sin embargo, es preferible utilizar una separación variable entre los niveles de representación. Entonces, se usará un cuantizador no uniforme. Por ejemplo, para el rango de voltajes cubiertos por las señales de voz; utilizando un cuantizador no uniforme con una característica que incremente el tamaño del paso de cuantización a medida que se incrementa la separación del origen de la característica de amplitud entrada-salida, el cuantizador tiene en cuenta posibles

excursiones de voz en grandes rangos de amplitud que ocurren infrecuentemente. En este caso, una precisión porcentual casi igual que la del sistema uniforme se consigue con un número de escalones menor.

El uso del cuantizador no uniforme equivale a pasar la señal paso de banda a través de un compresor y después aplicar la señal comprimida a un cuantizador uniforme. En el receptor, habría que hacer la operación contraria, mediante un expansor. En [1] encontramos el desarrollo de las leyes de compresión-expansión utilizadas en Europa y América.

#### 2.2.4.- CODIFICACIÓN DIGITAL DE LA SEÑAL.

Tras combinar los procesos de muestreo y cuantización, la especificación de una señal mensaje continua se convierte en un conjunto discreto de valores, pero no en la forma más apropiada para la transmisión sobre un enlace de comunicaciones. Para explotar las ventajas del muestreo y de la cuantización con el fin de hacer la señal más robusta frente a ruido, interferencias y otras degradaciones del canal, es necesario el uso de un proceso de codificación para traducir el conjunto discreto de muestras a una forma de señal más adecuada. Cualquier forma de representar este conjunto en forma de sucesos discretos se denomina código. Un suceso discreto en un código es un elemento de código o símbolo. Por ejemplo, la presencia o ausencia de un pulso es un símbolo.

En un código binario, cada símbolo puede ser uno de dos valores distintos, como la presencia o ausencia de pulso. Los dos símbolos de un código binario son generalmente denotados como 0 y 1.

Asumiremos que se realiza una codificación sin retorno a cero, tal y como se muestra en la figura 2.5.

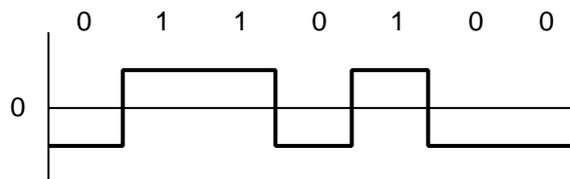


Figura 2.5.- Representación eléctrica de datos binarios mediante señalización sin retorno a cero.

### **2.2.5.- MODULACIÓN DIGITAL DE LA SEÑAL.**

En un intervalo  $T_m$  tengo que transmitir una muestra de la señal, lo que equivale a decir que en ese tiempo debo enviar  $n$  bits, para una señal que se ha cuantificado con un cuantizador de  $L = 2^n$  niveles; por tanto, el tiempo que tengo para enviar cada bit será  $T_b = T_m/n$ . Esto da lugar a una tasa de bits  $R_b = 1/T_b = n/T_m$  bits/seg.

Para transmitir esta secuencia binaria, necesitamos un ancho de banda  $B$ :

$$W = \frac{f_m}{2} = \frac{1}{2T_m} \quad (2.5)$$

$$B = \frac{R_b}{2} = \frac{1}{2T_b} = \frac{n}{2T_m} \quad (2.6)$$

La anchura espectral que ocuparía la señal sería  $n$  veces mayor, en principio, que la de la señal analógica. Esto daría lugar a una mayor distorsión; además, el espectro es un bien escaso, por lo que debemos intentar ahorrar en la medida de lo posible. Para paliar este efecto, se realiza una modulación de la señal más eficiente en banda que una señal binaria. Si transmitimos una señal binaria, el alfabeto de posibles símbolos  $k_i$  sólo tiene dos valores posibles:  $k_i = \{0,1\}$ , por lo cual necesitaríamos un símbolo por cada bit que transmiésemos. Para un alfabeto con 16 símbolos podríamos transmitir  $\log_2(16) = 4$  bits por símbolo, para uno con cuatro símbolos tendríamos  $\log_2(4) = 2$  bits por símbolo, ... De esta forma, si tengo  $M$  símbolos, en lugar de enviar un bit cada  $T_b$  segundos enviaré un símbolo cada  $T_b/\log_2(M)$  segundos.

#### **2.2.5.1.- SISTEMAS PAM PASO DE BANDA.**

Dado un conjunto finito de símbolos de un alfabeto, lo que hacemos es mapearlo y hallar un conjunto de señales asociadas, esto es, describimos un determinado espacio de señales. La finalidad de este proceso es, como ya hemos comentado, aumentar la tasa de bits transmitida sin dejar de observar las restricciones en cuanto a ancho de banda a que estamos sujetos, que limitan la tasa de símbolos.

Tras codificar una señal paso de baja lo que obtenemos es una cadena de datos que ha sido codificada a partir de los valores de amplitud de una secuencia de símbolos uniformemente espaciados:

$$s(t) = \sum_i c_i g(t - iT_m) \quad (2.7)$$

$\{c_i\}$  son símbolos pertenecientes a algún alfabeto m-ario  $\{\mp 1, \mp 3, \dots, \mp (M-1)\}$ ,  $g(t)$  es el pulso conformador del transmisor y  $T_m$  es el intervalo de señalización. Si no hay una información a priori que nos indique lo contrario, asumiremos que los  $M$  símbolos del alfabeto son igualmente probables, es decir, la probabilidad de ocurrencia de cada uno será igual a  $1/M$ .

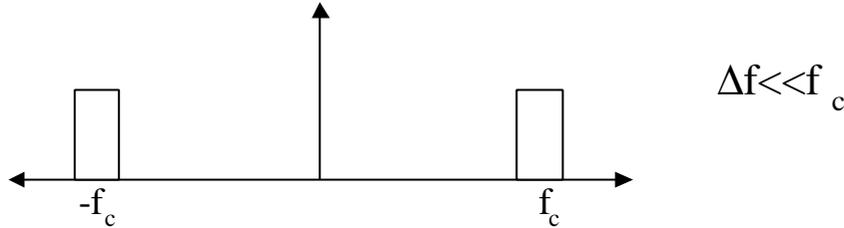
Cuando la señal PAM no es una señal en banda base, sino que se trata de una señal paso de banda, lo que tenemos es una secuencia PAM paso de baja modulada por una portadora sinusoidal [3], con límites de frecuencia fijados por un canal paso de banda de interés. Las señales PAM BP son eficientes en potencia y ancho de banda y encajan bien en aplicaciones de transmisión a alta velocidad en banda vocal, radio digital en frecuencias de microondas y comunicaciones móviles por radio. En cualquier evento, el proceso de modulación que hace posible la transmisión implica ir conmutando la amplitud, la frecuencia o la fase de una portadora sinusoidal de alguna forma de acuerdo con los datos de entrada. Así, hay tres esquemas básicos de señalización, conocidos como ASK (Amplitude Shift-Keying), FSK (Frequency Shift-Keying) y PSK (Phase Shift-Keying), esto es, modulación digital en amplitud, en frecuencia y en fase respectivamente. Nosotros sólo profundizaremos en el tercero de estos grupos, pues será el esquema que luego aplicaremos.

Vamos a asumir que el canal de comunicaciones que consideramos tiene las dos siguientes características:

1. El canal es lineal, con un ancho de banda suficientemente ancho para alojar la transmisión de la señal modulada  $s(t)$  pero suficientemente estrecho en comparación con la frecuencia de la portadora (hipótesis de banda estrecha) como para que no exista distorsión o esta sea despreciable (figura 2.6).
2. La señal transmitida  $s_i(t)$  es contaminada por un proceso de ruido gaussiano estacionario, blanco, aditivo, con media cero, función denotada por  $w(t)$ .

Este modelo es una descripción razonable del tipo de ruido presente en muchos sistemas de comunicaciones prácticos.

En la literatura especializada se suele hacer referencia a este tipo de canal como canal AWGN (Additive White Gaussian Noise).



**Figura 2.6.- Espectro de una señal de banda estrecha modulada.**

El modelo matemático para una señal PAM modulada es:

$$s(t) = \text{Re} \{ s_{\text{CE}}(t)e^{j2\pi f_c t} \} \quad (2.8)$$

donde  $f_c$  representa la frecuencia de la portadora y  $s_{\text{CE}}(t)$  es la envolvente compleja de la señal relativa a  $f_c$ . La expresión para  $s_{\text{CE}}(t)$  considerando una señal PSK o QAM es:

$$s_{\text{CE}}(t) = \sum_i c_i g(t - iT_m) \quad (2.9)$$

donde  $g(t)$  es el pulso de señalización y  $\{c_i\}$  son símbolos de información. Suponemos que  $g(t)$  es una señal pasobaja limitada en banda y con energía finita, esto es, definida entre los instantes 0 y  $T_m$ :

$$E_g = \int_0^{T_m} g^2(t) dt \quad (2.10)$$

Por definición, la energía de una señal  $s_i(t)$  de duración  $T_m$  segundos es igual a:

$$E_i = \int_0^{T_m} s_i^2(t) dt \quad (2.11)$$

La transformación de un mensaje en una señal modulada  $s_i(t)$  se debe dividir en operaciones continuas y discretas separadamente. La justificación de esta separación recae en el proceso de ortogonalización de Gram-Schmidt, que permite representar un conjunto de  $M$  señales de energía,  $\{s_i(t)\}$ , como combinaciones lineales de  $N$  funciones básicas ortonormales, donde  $N \leq M$  [1]. Esto es, se representan las señales  $s_i(t)$  de duración  $T_m$  de la forma

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t) \quad 0 \leq t \leq T_m, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2.12)$$

donde:

$$s_{ij} = \int_0^{T_m} s_i(t) \mathbf{f}_j dt, \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (2.13)$$

Las funciones  $\phi_j$  son ortonormales, lo cual significa que

$$\int_0^{T_m} \mathbf{f}_i(t) \mathbf{f}_j(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (2.14)$$

### 2.2.5.2.- MODULACIÓN PSK.

En el caso de las señales PSK, que serán las que a nosotros nos interesen, tenemos que  $N = 2$ , esto es, sólo hay dos funciones ortonormales en la base,  $\phi_1(t)$  y  $\phi_2(t)$ , definidas por un par de portadoras en cuadratura:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_m}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.15)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_m}} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.16)$$

Podemos definir la señal transmitida  $s(t)$  durante el intervalo  $0 \leq t \leq T_m$  de la siguiente forma:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_m}} \cos\left[(i-1)\frac{2p}{M}\right] \cos(2pf_c) - \sqrt{\frac{2E}{T_m}} \sin\left[(i-1)\frac{2p}{M}\right] \sin(2pf_c) \quad (2.17)$$

donde  $i = 1, 2, \dots, M$ . Aplicando a estas señales la ecuación (2.11) se puede comprobar [1] que todas estas señales tienen la misma energía, esto es, que

$$E_i = E \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2.18)$$

Para calcular la energía de las señales se ha supuesto que la frecuencia de la portadora  $f_c$  es un múltiplo entero de la tasa de símbolos, esto es, que  $f_c = k/T_m$ .

Empleando la nomenclatura de la ecuación (2.9) [3] podemos decir que para las señales PSK,

$$c_i = e^{j\alpha_i} \quad (2.19)$$

con  $\alpha_i$  perteneciente a  $\{0, 2\pi/M, \dots, 2\pi(M-1)/M\}$ . Estamos suponiendo que el pulso  $g(t)$  que aparecía en la ecuación (2.9) es un pulso rectangular de amplitud

$$\sqrt{\frac{2E}{T_m}} \quad (2.20)$$

y anchura  $T_m$ . Si calculamos la energía de este pulso mediante la expresión (2.10), obtenemos que

$$E = \frac{1}{2} E_g \quad (2.21)$$

La representación en el plano formado por los vectores de la base  $\phi_1$  y  $\phi_2$  es lo que llamamos constelación de la señal. Las constelaciones resultantes para  $M=4$  (señal QPSK) y para  $M=8$  (señal 8-PSK) las podemos ver en las figuras 2.7 y 2.8.

Se acostumbra a hacer una asignación de símbolos binarios siguiendo un código de Gray, tal y como aparece en las anteriores figuras; esto optimiza la probabilidad de error de bit. Como ya comentamos, el canal añade un ruido gaussiano a nuestra señal que la distorsiona. Cuando la probabilidad de error de símbolo es suficientemente pequeña, esto es, cuando  $E/N_0 \gg 1$ , donde  $N_0/2$  es la densidad espectral de ruido, vemos que la probabilidad de detectar un símbolo habiendo enviado uno de los dos más

cercanos en el mapeo de las señales PSK mostrado en las figuras 2.7 y 2.8 es mayor que la probabilidad de detectar ese mismo símbolo habiendo enviado otro cualquiera. Entonces, cuando se da un error de símbolo, el número más probable de bits erróneos es uno. Si calculamos la probabilidad de error de símbolo para una constelación con  $M$  símbolos, considerando  $M$  lo suficientemente grande y  $E/N_0 \gg 1$ , obtenemos una probabilidad de error [1] aproximadamente igual a

$$P_M \approx 2Q \left[ \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right] \quad (2.22)$$

En esta expresión se puede ver como disminuye la función  $Q$  y por tanto aumenta el valor de  $P_M$  cuando se incrementa el número de símbolos del alfabeto,  $M$ , teniendo en cuenta que la función  $Q$  se define de la siguiente manera:

$$Q(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_v^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (2.23)$$

Particularizando para  $M=4$  y para  $M=8$  obtenemos las siguientes probabilidades de error:

$$P_4 = 2Q \left[ \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right] \quad (2.24)$$

$$P_8 = 2Q \left[ \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{8} \right] \quad (2.25)$$

En general, para  $M=2^k$ , la energía por símbolo transmitido es  $E = kE_b$ , siendo  $E_b$  la energía por bit transmitido [1]. En el caso de asignación de símbolos mediante código de Gray, el error por bit medio es:

$$P_b \approx \frac{P_M}{k} \quad (2.26)$$

En la entrada de un transmisor PSK, tenemos una secuencia de bits que es codificada en forma polar por un codificador sin retorno a cero. En el caso de señales QPSK, el esquema del modulador podría ser el siguiente: la onda binaria resultante es dividida por un demultiplexor en dos ondas binarias separadas consistentes en los bits

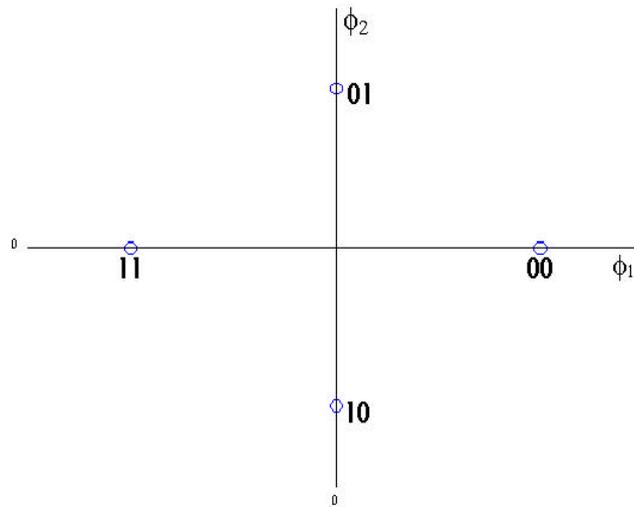


Figura 2.7.- Constelación QPSK (M=4)

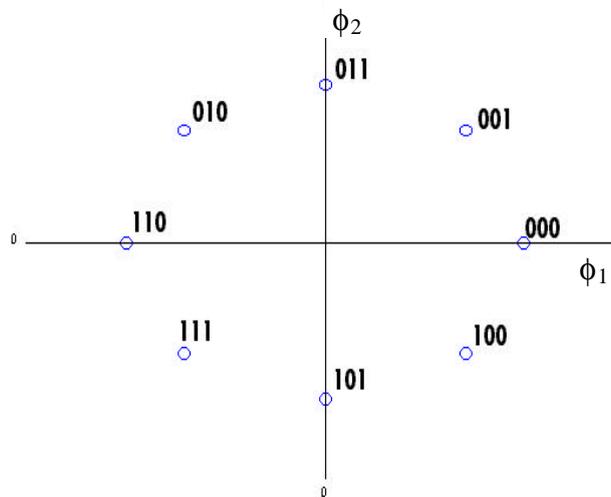


Figura 2.8.- Constelación 8-PSK (M=8).

pares y en los impares de la secuencia binaria de entrada al demultiplexor. Esas dos secuencias binarias son utilizadas para modular un par de portadoras en cuadratura o funciones base ortonormales:  $\phi_1(t)$  y  $\phi_2(t)$ , respectivamente, donde  $\phi_1(t)$  y  $\phi_2(t)$  vienen dados por las ecuaciones (2.15) y (2.16), pero rotados un ángulo de  $\pi/4$  para que la

constelación resultante se corresponda con la de la figura 2.7. Finalmente, las dos señales binarias PSK se suman para producir la señal QPSK deseada. Un esquema parecido se puede aplicar a las señales 8-PSK, pero sin la existencia de un demultiplexor,

### 2.2.6.- CONFORMADOR DE PULSOS.

Existe una fuente de errores en un sistema de transmisión que estudiaremos como interferencia intersímbolo, problema provocado por el hecho de que el canal de comunicación es dispersivo.

La señal  $s(t)$  es enviada a través del canal de comunicación, el cual tiene una respuesta impulsiva  $h_c(t)$  (figura 2.9). Además, el canal añade un ruido aleatorio blanco gaussiano de media cero  $w_{RF}(t)$  a la señal a la entrada del receptor. La señal ruidosa  $r_{RF}(t)$  se demodula (figura 2.10) y entonces se pasa a través de un filtro con respuesta impulsiva  $h_R(t)$ . La salida del filtro resultante se muestra sincronamente con el transmisor (figura 2.11). Finalmente, la secuencia de muestras obtenida se usa para reconstruir la secuencia de datos original por medio de un dispositivo de decisión.

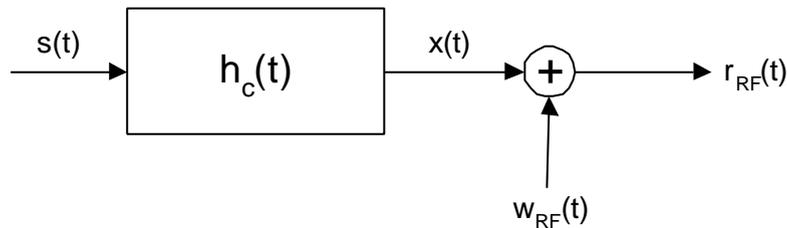


Figura 2.9.- Representación del canal mediante un filtro con respuesta impulsiva  $h_c(t)$ .

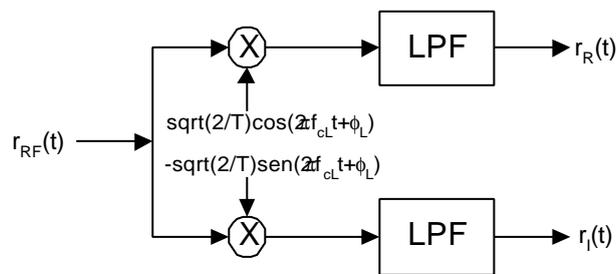


Figura 2.10.- Esquema del demodulador.