



INAOE

Diseño y Simulación de Estructuras Multirazón para la Sincronización del Símbolo en Software Radio.

Por:

Eric Mario Silva Cruz

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN LA ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA

En el

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.

Octubre 2008
Tonantzintla, Puebla.

Supervisada por:

**Dra. Gordana Jovanovic Dolecek, INAOE.
Dr. Jorge Martínez Carballido, INAOE.**

© INAOE 2008.

Derechos reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes.



ÍNDICE GENERAL

RESUMEN.....	V
ABSTRACT	VII
PREFACIO	IX
AGRADECIMIENTOS.....	XI
I.- INTRODUCCIÓN	1
II.- MODULACIÓN DIGITAL EN CUADRATURA DE FASE (QPSK).....	7
2.1.- ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL.....	7
2.2.- PROBABILIDAD DE ERROR, DENSIDAD ESPECTRAL Y EFICIENTE ANCHO DE BANDA	9
2.3.- MODULACIÓN DIGITAL EN CUADRATURA DE FASE COHERENTE	10
2.4.- DIAGRAMA DE ESPACIO PARA SEÑALES QPSK	11
2.5.- PROBABILIDAD DE ERROR PARA QPSK	12
2.6.- GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE SEÑALES PARA EL SISTEMA QPSK COHERENTE	16
2.7.- DENSIDAD ESPECTRAL PARA EL SISTEMA QPSK.....	18
III.- SINCRONIZACIÓN DEL SÍMBOLO.....	21
3.1.- PARAMETROS PARA LA SINCRONIZACIÓN DEL SÍMBOLO.....	21
3.2.- ESTRUCTURA PARA SINCRONIZACIÓN.....	25
3.3.- INTERPOLADOR POLINOMIAL.....	27
3.4.- CONTROL DEL INTERPOLADOR PARA SISTEMAS EN CONFIGURACIÓN FEEDBACK	29

IV.- ESQUEMA PROPUESTO PARA SINCRONIZACION DEL SIMBOLO	31
4.1.- DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA RECEPTORA PROPUESTA	31
4.2.- GENERACIÓN DE LA SEÑAL	32
4.3.- SIMULACIONES DE LA ESTRUCTURA PROPUESTA	35
4.3.1- SECCION I	35
4.3.2- SECCION I	36
4.3.3.-SECCION III	36
4.3.4.-SECCION IV.....	41
4.3.5.-SECCION V.....	43
4.4.- MEDICIÓN DE LA TASA DE ERROR DEL BIT EN LAS SIMULACIONES	50
CONCLUSIONES	55
TRABAJO A FUTURO	57
INDICE DE FIGURAS	59
BIBLIOGRAFÍA.....	63

RESUMEN

En esta tesis se describe la sincronización del símbolo para un sistema de comunicación digital. La tesis se divide en cuatro capítulos para abordar los requerimientos de sincronización del símbolo.

Los primeros tres capítulos presentan el marco teórico para los sistemas de comunicaciones digitales, el cual es necesario para poder describir y realizar nuestra estructura propuesta, la cual es mostrada en el capítulo IV.

El capítulo I está dedicado a los elementos del sistema de comunicación digital, abarca la importancia del filtro transmisor y el filtro receptor los cuales son empleados para definir los pulsos de la señal. Por otro lado en el capítulo II se describen las modulaciones digitales enfocándose a los sistemas QPSK y M-PSK, se explica su funcionamiento y los parámetros que los caracterizan.

El problema de la sincronización del símbolo se aborda en el capítulo III. En este capítulo se describe la importancia y los métodos para resolver este problema.

La estructura propuesta se desarrolla en el capítulo IV, donde se muestran sus características y se presentan las simulaciones de sus componentes en Simulink. Se efectúa una comparación de la estructura propuesta con una estructura de referencia existente en la literatura. Finalmente se presentan las conclusiones y el trabajo a futuro.

ABSTRACT

In this thesis the synchronization of the symbol is described for a digital system of communications. The thesis is divided in four chapters to approach the requirements for the synchronization of the symbol.

The first three chapters present the theoretical outline for the systems of digital communications, which is necessary to describe and to explain the proposed structure, given in the chapter IV.

The chapter I is dedicated to the elements of the system of digital communication. The importance of the transmitter and the receiver filters used to define the pulses of the signal is explained. In chapter II the digital modulations are described with emphasis to the systems QPSK and M-PSK.

The problem of the synchronization of the symbol is treated in the chapter III. The importance and the methods for synchronization are described.

The proposed structure is described in chapter IV. The characteristics are explained along with the simulations in Simulink. The proposed structure is compared with one known in the literature.

Finally the conclusions and the future work are given.

PREFACIO

La señal de información en un canal de transmisión sufre retardo y afectaciones por ruido. Aunado a esto los ciclos de reloj al cual funcionan el sistema transmisor y el sistema receptor son inconmensurables, provocando que el muestreo de los símbolos en el transmisor tenga diferencias fraccionarias al muestreo óptimo.

El objetivo principal de esta tesis consiste en proponer una estructura de sincronización del símbolo, y comprobar su funcionamiento realizando simulaciones en la herramienta de diseño Simulink.

El objetivo definido requiere conocer el sistema digital e identificar en que lugar se realiza la sincronización del símbolo. Es por ello que el Capítulo I abordamos de manera general los componentes básicos de un sistema de transmisión y recepción, identificando la necesidad de la sincronización del símbolo.

Como siguiente paso esta definir que sistema de modulación debemos emplear, y hacer eficiente el sistema de comunicación digital, en cuanto al ancho de banda y la tasa de error del bit (BER). Es por ello que en el Capítulo II hacemos una revisión de la modulación digital QPSK, verificando el principio de su funcionamiento y sus características.

Una vez determinada la necesidad de sincronizar el símbolo y revisado las características del sistema, procedemos en el capítulo III a investigar cuales son los elementos que permiten efectuar la sincronización del símbolo de manera digital.

La parte donde realizamos nuestra aportación a la tesis esta en el capítulo IV. En este capítulo proponemos una estructura receptora que emplee un sincronizador de símbolo, y como aporte principal esta el empleo de un filtro CIC más un filtro compensador, que juntos funcionan como filtro antialiasing. En este capítulo a su vez mostramos las simulaciones de cada etapa del sistema de comunicaciones digital empleado. En esta parte de la tesis se muestra la eficiencia de cada sistema evaluando la tasa de error de los bits.

AGRADECIMIENTOS

- Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico para el desarrollo de la maestría al tener el registro CONACYT 206891 y como parte del proyecto de CONACYT 49640.
- Al Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica (INAOE), en particular al departamento de Electrónica por brindarme la oportunidad de realizar mis estudios de maestría.
- Un agradecimiento especial a mis asesores de tesis, la Dra. Gordana Jovanovic Dolecek y a el Dr. Jorge Martínez Carballido por su apoyo, orientación y paciencia durante el desarrollo de la tesis.
- A los miembros integrantes del jurado de examen; Dr. Alfonso Fernández Vázquez, Dr. Juan Manuel Ramírez Cortés y el Dr. Roberto Rosas Romero, por la revisión y evaluación de mi trabajo de tesis.
- A mi familia por apoyarme en cada instante de mi vida. A mis padres Mario y Aurelia, así como a mi hermano Edgar. Y a la persona que con su cariño y amor me acompaña en cada instante de mi vida, gracias Yasmin por estar a mi lado.
- Agradezco mucho también la amistad de mis grandes amigos que se han vuelto parte de mi vida, a quienes nombro con cariño y respeto, el buen Gauss, Nachoman, Julius, Mr. David, Fernandiux, Zagoyas, Ruben, Memo, Erica, Coque, Benjamin, y todas aquellas personas que me han ayudado a alcanzar mis objetivos y han cambiado mi vida.

CAPITULO I.- INTRODUCCIÓN

Definimos el sistema de comunicaciones digitales por tres elementos principales, que son el transmisor, el canal de transmisión y el receptor (figura 1.1) [1]. En el transmisor los datos digitales $\{b_k\}$ son convertidos en una secuencia de símbolos $\{a_k\}$, los cuales se transmiten en banda base (*Baseband*) ó en pasa banda (*BandPass*).

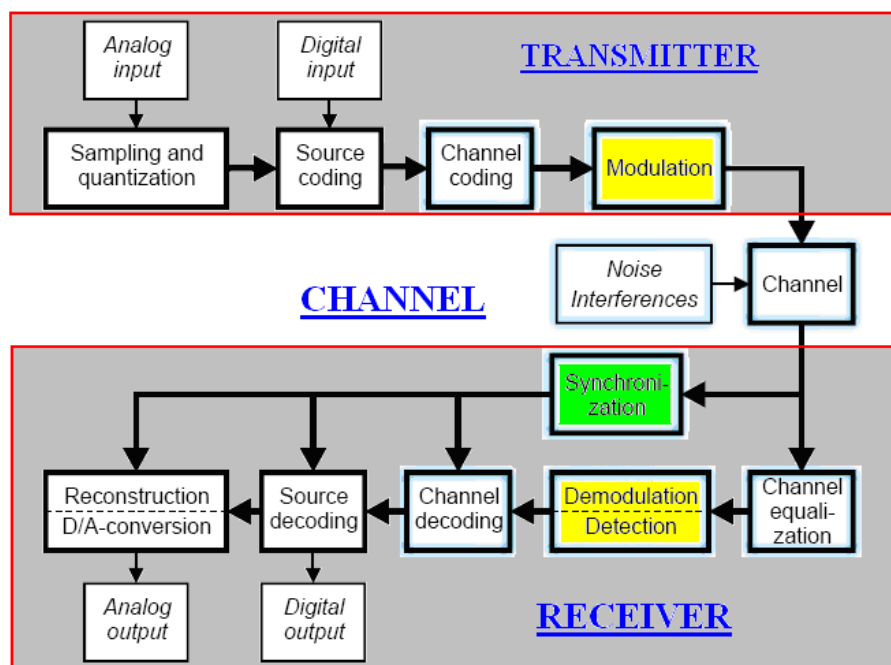


Figura 1.1.- Sistema de comunicaciones [1].

Para una transmisión en banda base, la modulación lineal es una función de la secuencia de datos, la cual da origen a una señal transmitida $s(t)$, dada por la ecuación

$$s(t) = \sum_m a_m g_T(t - mT - \varepsilon T) \quad (1.1)$$

donde $\{a_m\}$ es una secuencia de símbolos reales, con una tasa de símbolos (*symbol rate*) $1/T$, definida como la razón a la cual los símbolos se aplican al filtro transmisor, y $g_T(t)$ es el pulso transmitido.

Para el caso de una transmisión en pasa banda, tenemos una señal $x(t)$ modulada por una portadora sinusoidal, teniendo una frecuencia central ω_0 en radianes por segundo, definida en la siguiente ecuación (1.2)

$$x(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} [x_L(t) \exp(j\omega_0 t)] \quad (1.2)$$

en donde los símbolos a_k y el pulso transmitido $g(t)$ son valores complejos (*complex-valued*).

Enfatizando sobre la señal transmitida de la ecuación (1.1) es necesario la utilización de un filtro transmisor con respuesta impulso $g_T(t)$, el cual es llamado pulso en banda base de la señal transmitida y tiene como respuesta en frecuencia su transformada de Fourier $G_T(\omega)$.

En la etapa transmisora los valores de interés en la ecuación (1.1) son el valor εT , que es conocido como el retardo fraccional existente entre los filtros transmisor y receptor, y los instantes $\{kT\}$ que se consideran como la referencia del reloj en el filtro receptor. En el transmisor el k-ésimo símbolo a_k es aplicado al filtro de transmisión en los instantes $kT + \varepsilon T$ los cuales permanecen desconocidos para el receptor.

Una vez enviados los símbolos a través de un canal lineal, este introduce ruido a la señal distorsionándola. La distorsión lineal afecta la amplitud de la señal y agrega una distorsión de retardo. En lo que respecta a las fuentes generadoras de ruido encontramos el ruido térmico, ruido electrónico, traslape de frecuencias (*cross talk*), e interferencias de otros sistemas de comunicaciones.

El ruido afecta en igualdad a todo el rango de frecuencias, y por eso es necesario definir la transmisión con un eficiente ancho de banda B donde la potencia es concentrada.

Respecto al receptor, este también es llamado filtro de datos, tiene una respuesta en frecuencia $G_R(\omega)$, la labor de este filtro es rechazar los componentes del ruido $n(t)$ fuera del ancho de banda de la señal y a la vez formar el pulso de la señal.

La señal obtenida del filtro receptor $y(t, \varepsilon)$ definida en la ecuación (1.3) es muestreada al valor de la razón del símbolo $1/T$.

$$y(t; \varepsilon) = \sum_m a_m g(t - mT - \varepsilon T) + n(t) \quad (1.3).$$

Para la correcta recepción del filtro es indispensable que los filtros transmisor y receptor funcionen como un filtro formador del símbolo [2], con una respuesta en frecuencia $G(\omega)$ que se da en la ecuación (1.4).

$$G(\omega) = G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega) \quad (1.4).$$

La selección del filtro afecta las características de la señal. Esto es más notable en las estimaciones de la secuencia símbolo por símbolo, variando la probabilidad de error, y el objetivo del filtro receptor es reducir el efecto del ruido y la interferencia intersímbolo. Empleamos el criterio de Nyquist para cero interferencia intersímbolo (ISI). Tomando como base un pulso que esta limitado a un ancho de banda B y posee una relación $1/(2T) < B < 1/T$, esto genera que el filtro tenga una simetría en el punto $\omega = \pi/T$.

$$G\left(\frac{\pi}{T} + \omega\right) + G^*\left(\frac{\pi}{T} - \omega\right) = G(0) \quad \text{for } |\omega| < \pi/T \quad (1.5).$$

El filtro que satisface estas características es el llamado *raised cosine* determinado en la ecuación (1.6) [2].

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t/T) \cos(\alpha \pi t/T)}{\pi t/T \sqrt{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}} \quad (1.6).$$

Su respuesta en frecuencia es dada como

$$G(\omega) = \begin{cases} T & 0 \leq |\omega T| < \pi(1-\alpha) \\ T/2 \left[1 - \sin\left(\frac{|\omega T| - \pi}{2\alpha}\right) \right] & \pi(1-\alpha) \leq |\omega T| < \pi(1+\alpha) \\ 0 & |\omega T| \geq \pi(1+\alpha) \end{cases} \quad (1.7).$$

El ancho de banda del filtro *raised cosine* esta definido en la ecuación (1.8), y representado en la figura 1.2 [1-3].

$$B = (1 + \alpha) / 2T \quad (1.8).$$

donde α se llama factor de rolloff

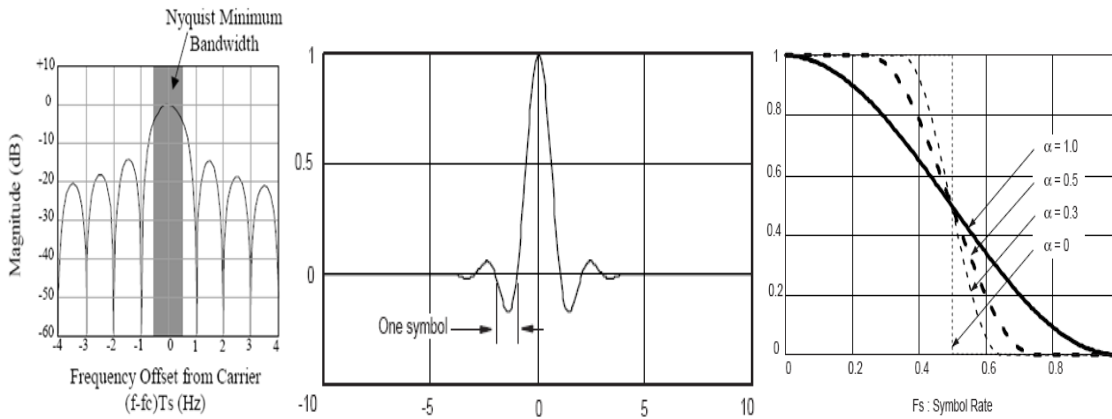


Figura 1.2.- Ancho de banda del símbolo y factor de rolloff [1,2].

Como hemos hecho mención $\{kT + \hat{\varepsilon}T\}$ son los instantes en los cuales se muestrea la salida de la señal en el filtro receptor, con instantes de muestreo retrasados en una cantidad con respecto a los instantes producidos por la referencia del reloj en el receptor. Entonces la k -ésima muestra es dada por la ecuación.

$$y(kT + \hat{\varepsilon}T; \varepsilon) = a_k g(mT - eT) + \sum_{m \neq 0} a_{k-m} g(mT - eT) + n(kT + \hat{\varepsilon}T) \quad (1.9)$$

donde el valor $e = \varepsilon - \hat{\varepsilon}$ denota la diferencia normalizada por la duración del símbolo T , entre los instantes donde el k -ésimo símbolo a_k es aplicado al filtro transmisor y el k -ésimo instante de muestreo ocurrido en el receptor.

Manejando una notación más corta sustituimos los valores $y_k(e)$ para $y(kT + \hat{\varepsilon}T; \varepsilon)$, $g_m(e)$ sustituyendo $y(kT + \hat{\varepsilon}T; \varepsilon)$ y n_k en vez de $n(kT + \hat{\varepsilon}T)$.

Podemos conocer el estado en el cual arriba la señal al receptor respecto a sus valores de ruido y la interferencia intersímbolo de la señal, empleando diagramas de ojo (*eye diagram*). También podemos observar las características de los correctos instantes de muestreo para la señal. Los diagramas de ojo son una representación visual de la señal en múltiplos del período del símbolo T . Por ejemplo si tenemos una señal recibida

$$y_0(t; \varepsilon) = \sum_m a_m g(t - mT - \varepsilon T) \quad (1.10)$$

hacemos la segmentación de la señal con intervalos iguales a un valor del período del símbolo T , obtenemos $y_{0,i}(t; \varepsilon)$ como

$$y_{0,i}(t; \varepsilon) = \begin{cases} y_0(t; \varepsilon) & iT \leq t < (i+1)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1.11)$$

Al sustituir los valores de la señal en la ecuación anterior tomando $L = 2$ para el tamaño del alfabeto, el diagrama de ojo corresponde a un valor de $2^3 = 8$ trayectorias por intervalo del símbolo, mostrado en la figura 1.3.

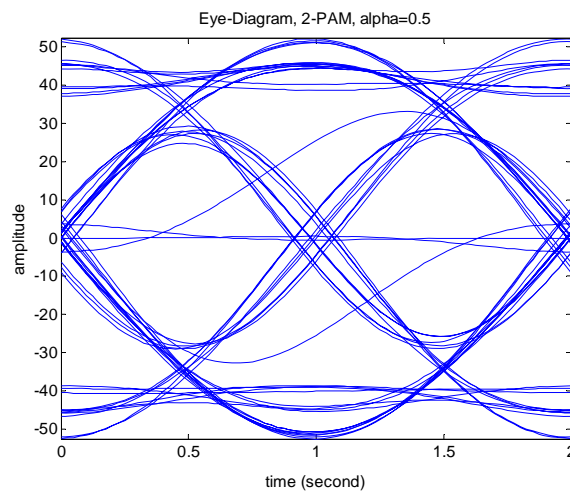


Figura 1.3.- Diagrama de ojo [2].

Debido al desconocimiento a priori del retardo existente entre el transmisor y el receptor para definir los instantes óptimos de muestreo $\{kT + \hat{\varepsilon}T\}$, el receptor debe estar equipado con una estructura que estime el valor de retardo ε , que es generado en la señal durante su transmisión. La estructura encargada de realizar esta función es conocida como circuito recuperador de la sincronización del muestreo para el símbolo ó sincronizador del símbolo. La estimación resultante se utiliza para activar el muestreo en los instantes $kT + \hat{\varepsilon}T$, con un valor de error normalizado $e = \varepsilon - \hat{\varepsilon}$, el cual es preferible mantenerse pequeño, evitando que se incremente la probabilidad de error en la decisión del símbolo.

CAPITULO II.- MODULACIÓN DIGITAL EN CUADRATURA DE FASE (QPSK)

2.1.- ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL

En lo que respecta a la modulación pasa banda como ya lo habíamos mencionado en el capítulo uno, la información es llevada sobre una señal portadora variando una de las características de esta señal portadora. La existencia de tres parámetros que pueden variarse de la señal portadora obtenemos los tipos de modulación digitales existentes, llamadas cada una por el parámetro al cual modifican. Tenemos la modulación en cambio de fase (*PSK Phase shift keying*), modulación en cambio de amplitud (*ASK Amplitude shift keying*), y modulación en cambio de fase (*FSK frequency shift keying*). A través del proceso de modulación los símbolos digitales son transformados por una forma de onda sinusoidal con duración T_b [1], como se muestra en la figura 2.1

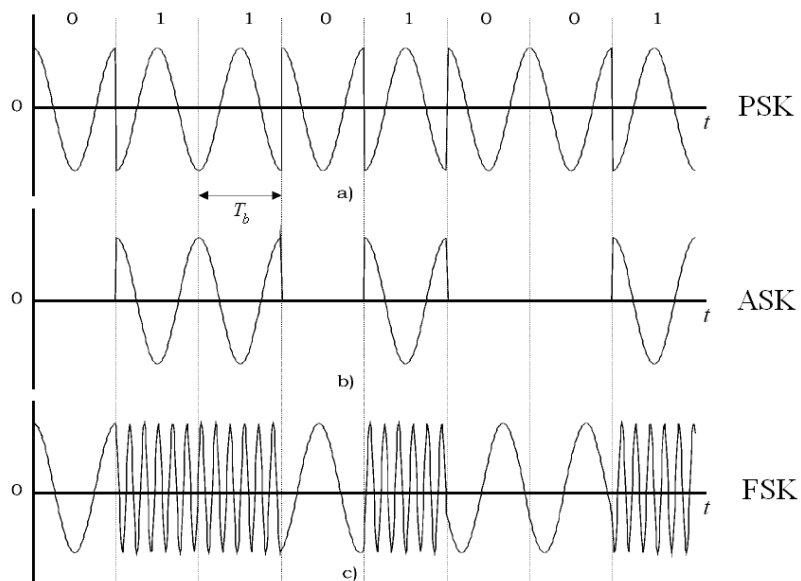


Figura 2.1.- Modulaciones digitales PSK, ASK, y FSK.

Las técnicas de modulación digital pueden clasificarse en técnicas coherentes o no-coherentes, dependiendo de que el receptor este equipado con un circuito sincronizador de la fase para la señal que llega a él (figura 2.2) [1]. El esquema recuperador de fase asegura que el oscilador suministre correctamente la señal portadora tanto en frecuencia como en fase para determinar correctamente el valor de la señal que fue originalmente enviada por el transmisor.

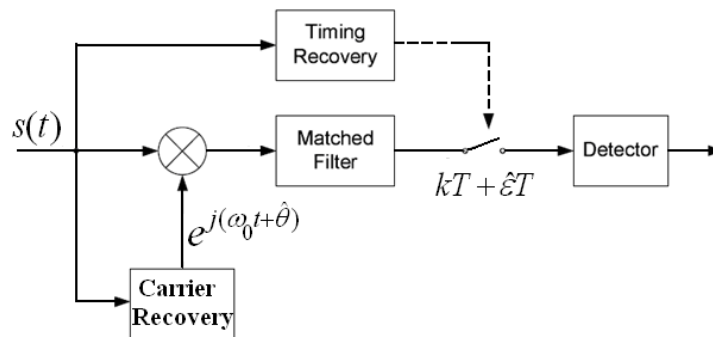


Figura 2.2.- Sincronizador coherente [2].

Los esquemas M-ary tienen preferencia de aplicación para transmitir información digital en canales pasa banda, en comparación a los sistemas binarios, cuando tenemos un requerimiento de conservar el ancho de banda a expensas de incrementar la potencia.

Si transmitimos la información por medio de un sistema de modulación binario PSK, requeriremos de un ancho de banda que es inversamente proporcional a T_b , donde T_b es la duración del bit. Sin embargo si tomamos bloques de n bits y empleamos un esquema de modulación M-ary PSK con un alfabeto $M = 2^n$, y una duración del símbolo $T = nT_b$, el ancho de banda requerido es proporcional a $1/nT_b$. Esto muestra que el uso de sistemas M-ary PSK habilita una reducción en el ancho de banda de transmisión por un factor $n = \log_2 M$.

2.2.- PROBABILIDAD DE ERROR, DENSIDAD ESPECTRAL Y EFICIENTE ANCHO DE BANDA

El objetivo principal de un sistema de datos con transmisión pasa banda es un óptimo diseño del receptor para minimizar el promedio de la probabilidad de error de símbolo, teniendo ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN) presente. El estudio de cada sistema diseñado comienza formulando la constelación de la señal y la construcción de regiones de decisión, de acuerdo con la detección de la señal del máximo valor probable (*maximum likelihood*). Esta detección permite evaluar la probabilidad de error del símbolo P_e .

La evaluación de P_e procede en uno de dos caminos:

- En el caso de métodos simples, como lo es para el sistema binario PSK coherente y el sistema binario FSK coherente, encontramos formulas exactas para derivar el valor de P_e .
- Para el caso de métodos más elaborados como $M-PSK$ coherente y $M-FSK$ coherente, se requiere el uso de límites o fronteras que deriven una aproximación para formular P_e .

Dada una señal modulada $s(t)$, podemos describirla en términos de sus componentes en fase (*in-phase*) y en cuadratura (*in-quadrature*) como sigue:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \\ &= \text{Re}\left[\tilde{s}(t)\exp(j2\pi f_c t)\right] \end{aligned} \quad (2.1).$$

La densidad espectral de la señal en pasa banda se puede expresar a través de las características espectrales en banda base [1-3], como se muestra en la ecuación siguiente,

$$S_S(f) = \frac{1}{4}\left[S_B(f - f_c) + S_B(f + f_c)\right] \quad (2.2).$$

El principal objetivo de una modulación espectralmente eficiente es maximizar el ancho de banda, definido por la tasa de datos en bits por segundo para el ancho

de banda efectivo. Un objetivo secundario es lograr la eficiencia del ancho de banda con un mínimo de potencia promedio de la señal en un canal perturbado por ruido blanco aditivo gaussiano.

Con la tasa de datos denotados por R_b y el ancho de banda utilizado definido como B , podemos expresar el ancho de banda eficiente como ρ , expresado en

$$\rho = \frac{R_b}{B} \text{ bits/seg/Hz} \quad (2.3).$$

2.3.- MODULACIÓN DIGITAL EN CUADRATURA DE FASE COHERENTE

Tanto en la modulación digital en cuadratura de fase (QPSK), como en la modulación binaria PSK, la información de interés es llevada en la fase de la señal portadora. Particularmente para la modulación QPSK la fase de la portadora toma uno de cuatro valores igualmente espaciados, los cuales son $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$. Para este conjunto de valores podemos definir la señal transmitida en la ecuación

$$s_k(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos \left[2\pi f_c t + (2k-1) \frac{\pi}{4} \right], & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases} \quad (2.4).$$

donde, $k = 1, 2, 3, 4$; E es la energía por símbolo de la señal transmitida, y T es la duración del símbolo. La frecuencia de la portadora f_c es igual a n_c/T para algún valor entero n_c . Cada valor de la fase corresponde a un solo *dibit*. Así por ejemplo podemos elegir un conjunto de bits, como la codificación Gray que se representa en los dibits: 10, 00, 01 y 11, caracterizado por la variación en un solo bit cuando se pasa de un dibit al siguiente.

2.4.- DIAGRAMA DE ESPACIO PARA SEÑALES QPSK

La señal transmitida $s_k(t)$ para el intervalo $0 \leq t \leq T$ se define en la ecuación siguiente,

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[(2k-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin\left[(2k-1)\frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) \quad (2.5).$$

donde $k = 1, 2, 3, 4$.

Es posible realizar las siguientes observaciones:

- Existen dos funciones ortonormales básicas $\phi_1(t)$ y $\phi_2(t)$, donde

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T \quad (2.6)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T \quad (2.7).$$

- Existen cuatro puntos para las señales, definidos por la ecuación (2.8)

$$\mathbf{s}_k = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \cos\left((2k-1)\frac{\pi}{4}\right) \\ -\sqrt{E} \cos\left((2k-1)\frac{\pi}{4}\right) \end{bmatrix}, \quad k = 1, 2, 3, 4 \quad (2.8).$$

Los elementos con los vectores s_k son resumidos en la tabla 2.1 [1], en donde se especifican los valores de cada dibit asociado a una fase de la señal QPSK.

Tabla 2.1.- Diagrama de espacio caracterizado para QPSK

Símbolo	Dibit expresado en código Gray	Fase de la señal QPSK (radianes)	Componentes de los vectores para cada símbolo	
s_1	10	$\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
s_2	00	$3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
s_3	01	$5\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
s_4	11	$7\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$

De acuerdo a lo anterior las señales para la modulación QPSK posee una constelación de señales bidimensional ($N = 2$), para cuatro puntos de mensaje con $M = 4$, cuyas fases incrementan en sentido contrario a las agujas del reloj, como se ilustra en la figura 2.3.

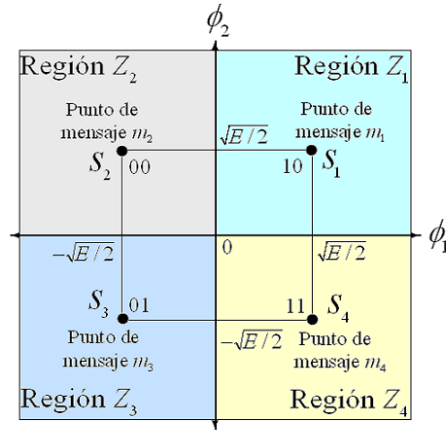


Figura 2.3.- Diagrama de espacio para el sistema coherente QPSK [1,3].

2.5.- PROBABILIDAD DE ERROR PARA QPSK

En el sistema coherente QPSK, la señal recibida $x(t)$ esta definida en la ecuación,

$$x(t) = s_k(t) + n(t), \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ k = 1, 2, 3, 4 \end{cases} \quad (2.9).$$

donde $n(t)$ es la función que representa el ruido blanco aditivo Gaussiano con promedio cero y densidad espectral de potencia $N_0/2$. El vector de observación \mathbf{x} tiene dos elementos, x_1 y x_2 , definidos por las ecuaciones (2.10) y (2.11)

$$\begin{aligned} x_1 &= \int_0^T x(t) \phi_1(t) dt \\ &= +\sqrt{E} \cos\left[(2k-1)\frac{\pi}{4}\right] + n_1 \\ &= \pm\sqrt{\frac{E}{2}} + n_1 \end{aligned} \quad (2.10).$$

$$\begin{aligned}
 x_2 &= \int_0^T x(t)\phi_2(t)dt \\
 &= -\sqrt{E} \sin\left[(2k-1)\frac{\pi}{4}\right] + n_2 \\
 &= \mp\sqrt{\frac{E}{2}} + n_2
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Así los elementos de observación x_1 y x_2 son los valores para las variables aleatorias Gaussianas independientes con un promedio igual a $\pm\sqrt{E/2}$ y $\mp\sqrt{E/2}$, respectivamente, con una varianza en común de $N_0/2$.

La regla de decisión se simplifica al decidir que la señal transmitida $s_1(t)$ fue recibida, si el valor del vector de observación \mathbf{x} cae dentro de la región Z_1 , y decide que $s_2(t)$ fue transmitida si la señal recibida se sitúa dentro de la región Z_2 , y así sucesivamente. Una decisión errónea la encontramos si por ejemplo, la señal $s_4(t)$ se ubica fuera de la región Z_4 .

Para calcular el valor promedio de la probabilidad de error del símbolo, de la ecuación (2.8) es notable que un sistema coherente QPSK es equivalente a dos sistemas binarios PSK coherentes, que son empleados en paralelo y utilizando dos portadoras que están en fase y en cuadratura. El canal de salida en fase x_1 y el canal de salida en cuadratura x_2 (lo dos elementos del vector de observación \mathbf{x}), pueden verse como salidas independientes de un sistema binario PSK coherente. De acuerdo a lo anterior las ecuaciones (2.13) y (2.14) se pueden caracterizar como sigue:

La energía de la señal por bit es $E/2$.

La densidad espectral de potencia es $N_0/2$.

Empleando la ecuación para definir la probabilidad de error del bit para un sistema PSK coherente, tenemos que en cada canal la probabilidad de error promedio del sistema coherente QPSK se define en la ecuación (2.12).

$$\begin{aligned} P' &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E/2}{N_0}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) \end{aligned} \quad (2.12).$$

Otro punto importante para los bits de error en los canales del sistema QPSK coherente es que son estadísticamente independientes. El canal en fase realiza la decisión de uno de los bits que conforman el dibit del símbolo en la señal QPSK, y el canal en cuadratura hace lo correspondiente con el otro bit complementario. De acuerdo a esto la probabilidad promedio resulta de una correcta decisión, con la acción combinada de los dos canales,

$$\begin{aligned} P_c &= (1 - P')^2 \\ &= \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) \right]^2 \\ &= 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right). \end{aligned} \quad (2.13).$$

La probabilidad de error del símbolo promedio para un sistema QPSK coherente esta definido en la ecuación (2.14).

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - P_c \\ &= \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right). \end{aligned} \quad (2.14).$$

Podemos ignorar el término cuadrático en el lado derecho de la ecuación (2.14), entonces la aproximación para la probabilidad de error del símbolo promedio para un sistema QPSK coherente se define como:

$$P_e \simeq \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right). \quad (2.15).$$

En un sistema QPSK, la energía transmitida por símbolo es el doble de la energía por bit $E = 2E_b$. Así expresando la probabilidad de error promedio en términos de la razón E_b / N_0 , podemos redefinir la ecuación (2.15) en

$$P_e \simeq \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (2.16).$$

Empleando el código Gray la tasa de error del bit (*BER*) para QPSK es exactamente el expresado en la siguiente ecuación

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (2.17).$$

La probabilidad de error del bit promedio para un sistema binario PSK y un sistema QPSK coherente es la misma, para la misma tasa de bit y la misma relación E_b / N_0 , solo que el sistema QPSK lo logra con la mitad del ancho de banda.

Podemos observar los resultados de la simulación de la tasa de error del bit (*BER*) para los sistemas BPSK, QPSK y 8-PSK en la figura 2.4 [4], y la respuesta del BER y la tasa de error del símbolo SER para el sistema QPSK, en la figura 2.5 [4].

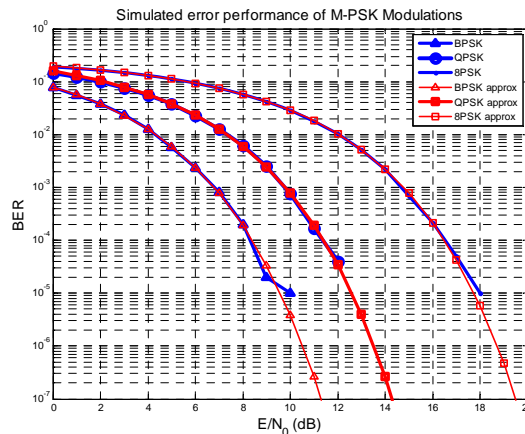


Figura 2.4.- BER para los sistemas M-ary PSK [4].

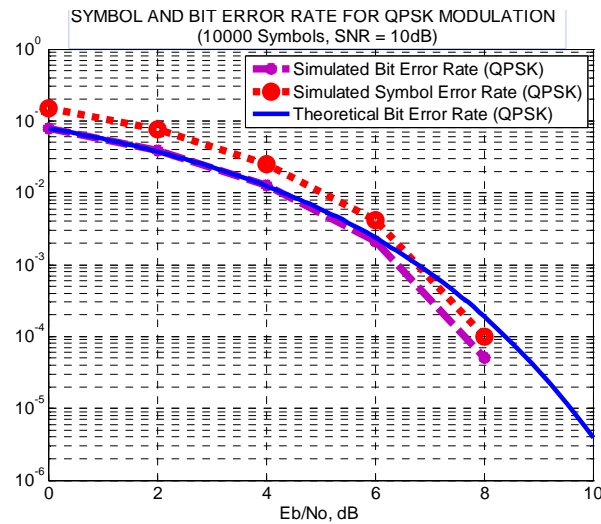


Figura 2.5.- BER y SER para el sistema QPSK [4].

2.6.- GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE SEÑALES PARA EL SISTEMA QPSK COHERENTE

La figura 2.6 [1] muestra el bloque de un transmisor QPSK. La secuencia de datos binarios que arriban son primeramente transformados en forma polar, por un codificador de nivel configurado en no retorno a cero. Así los símbolos 1 y 0 son representados por los valores $+\sqrt{E_b}$ y $-\sqrt{E_b}$, respectivamente. La señal binaria es dividida por medio de un demultiplexor en dos señales binarias, en donde una representa la señal par y la segunda es la señal impar para los bits entrantes, y se denotan las dos señales binarias como $a_1(t)$ y $a_2(t)$, con amplitudes iguales respectivamente, dependiendo que dibit es transmitido.

Las dos ondas binarias $a_1(t)$ y $a_2(t)$ son usadas para modular un par de portadoras en cuadratura ó funciones ortonormales básicas, las cuales son:

$$\phi_1(t) = \sqrt{2/T} \cos(2\pi fct) \quad (2.18)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{2/T} \sin(2\pi fct) \quad (2.19).$$

El resultado es un par de señales binarias PSK, las cuales deben ser detectadas independientemente a razón de la ortogonalidad existente entre $\phi_1(t)$ y $\phi_2(t)$. Finalmente, las dos señales binarias PSK se adicionan para producir la señal QPSK deseada.

El receptor QPSK de la figura 2.7 [1-4] consiste de un par de correladores (*correlators*) con una entrada en común y con un par de señales de referencia, generadas localmente y denotadas por $\phi_1(t)$ y $\phi_2(t)$, como se muestra en la figura 2.7. Las salidas de los correladores x_1 y x_2 , son producidas en respuesta a la señal recibida $x(t)$, y son comparadas con un elemento de decisión. Si $x_1 > 0$, la decisión es en favor de un símbolo 1 para la salida del canal en fase, pero si $x_1 < 0$, la decisión es realizada a favor de un símbolo 0. De la misma forma se realiza para el canal en cuadratura.

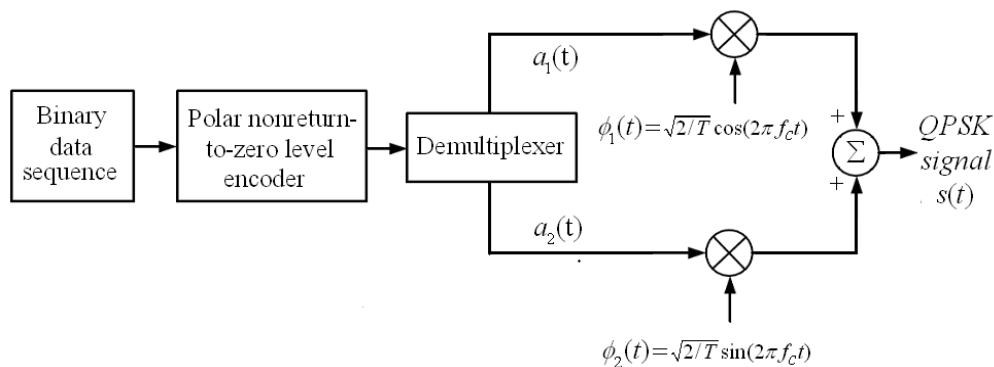


Figura 2.6.- Transmisor QPSK coherente [1].

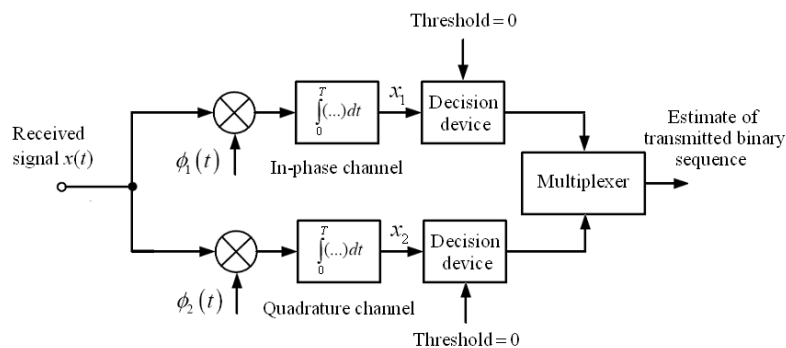


Figura 2.7.- Receptor QPSK coherente [1].

Finalmente las secuencias binarias de los canales en fase y cuadratura son combinadas en un multiplexor, para reproducir la secuencia binaria original en la entrada del receptor, aplicando una mínima probabilidad de error del símbolo en un canal AWGN.

2.7.- DENSIDAD ESPECTRAL PARA EL SISTEMA QPSK

Tomando en cuenta que la señal binaria en el modulador es de origen aleatoria, con símbolos 1 y 0 igualmente probables, y con los símbolos transmitidos siendo estadísticamente independientes, se pueden realizar las siguientes observaciones pertenecientes a las componentes en fase y cuadratura de la señal QPSK:

1. Dependiendo del dicit enviado durante el intervalo $-T_b \leq t \leq T_b$, los componentes en fase son iguales a $+g(t)$ ó $-g(t)$, lo que ocurre similarmente al componente en cuadratura, donde $g(t)$ se emplea para denotar el elemento formador del símbolo. El mismo es definido por la ecuación (2.20)

$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{E}{T}}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \textit{otherwise} \end{cases} \quad (2.20).$$

De ello tomamos que los componentes en fase y cuadratura tienen una densidad espectral de potencia común, denominada con el valor $E \text{sinc}^2(Tf)$.

$$\begin{aligned} S_B(f) &= 2E \text{sinc}^2(Tf) \\ &= 4E_b \text{sinc}^2(2T_b f) \end{aligned} \quad (2.21).$$

2. Los componentes en fase y en cuadratura son estadísticamente independientes. De acuerdo a ello, la densidad espectral de potencia en banda base para la señal QPSK es igual a la suma de las densidades de potencia individuales de las componentes de la señal.

Así se puede presentar $S_B(f)$ normalizada con respecto a $4E_b$, versus la frecuencia normalizada fT_b , como se muestra en la figura 2.8 [1].

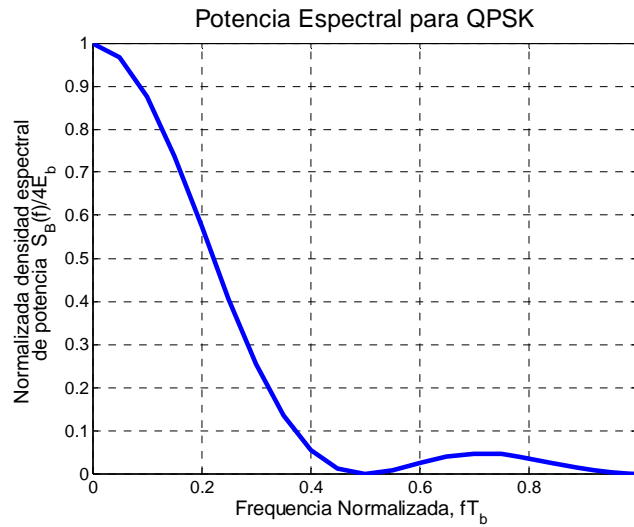


Figura 2.8.- Densidad espectral para el sistema QPSK.

CAPITULO III.- SINCRONIZACIÓN DEL SÍMBOLO

3.1.- PARAMETROS PARA LA SINCRONIZACIÓN DEL SÍMBOLO

La señal recibida $r_f(t)$ esta dada por la ecuación (3.1). Tomando en cuenta que las muestras tomadas $\{r_f(kT_s)\}$ contienen toda la información de la señal continua $r_f(t)$, la condición en el prefiltro $F(\omega)$ y su correspondiente razón de muestreo $1/T_s$ no requiere que la relación T/T_s sea un valor racional. En otras palabras el muestreo es asíncrono con respecto a la señal de reloj del transmisor.

$$r_f(t) = s_f(t) + \frac{n(t)}{A} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n g(t - nT - \varepsilon_0 T) e^{j\theta_0} + \frac{n(t)}{A} \quad (3.1).$$

Debido a que existe una diferencia entre los ciclos de reloj del transmisor y los ciclos del reloj del receptor, entonces se requieren las muestras con un período $t = kT + \hat{\varepsilon}T$. En aplicaciones digitales para recuperación de la sincronía del símbolo (Figura 3.1), existe un solo reloj el cual trabaja a un valor $t = kT_s$, siendo inconmensurable con la tasa del símbolo $1/T$. Las muestras que son corregidas se obtienen de las muestras asíncronas, mediante algún algoritmo que sea aplicado a esas muestras (en lugar de cambiar físicamente el reloj utilizado). Esta operación de cambio es solo una de dos partes en las que se divide la operación de la recuperación de la sincronía del símbolo.

La otra parte esta relacionada con el problema de obtener muestras de la salida del filtro formador del símbolo $z(nT + \hat{\varepsilon}T)$ a una tasa del símbolo de $1/T$ de la señal muestreada a una tasa con valor $1/T_s$, la cual es requerida para la detección y decodificación.

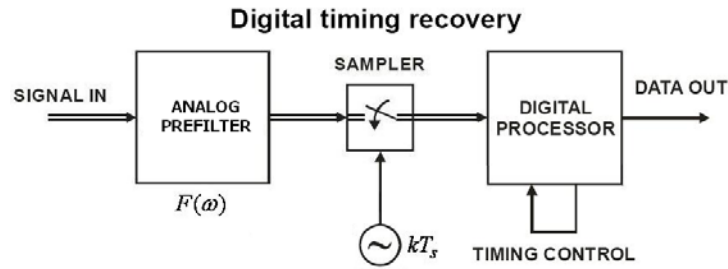


Figura 3.1.- Sincronizador del símbolo digital, [2, 5, 6].

La operación completa de recuperación de la sincronía del símbolo, es mejor entendida enfatizando que solamente una escala de tiempo es válida en el receptor y definida en unidades de T_s . Por lo tanto como la escala de tiempo en el transmisor esta definida en unidades de T , y así mismo debe ser expresado en términos de unidades de T_s para el receptor.

Retomando que se necesitan muestras del filtro formador del símbolo a un valor de $(nT + \hat{\varepsilon}T)$, entonces escribiendo para el argumento de esas muestras mostramos la ecuación siguiente

$$nT + \hat{\varepsilon}T = T_s \left[n \frac{T}{T_s} + \hat{\varepsilon} \frac{T}{T_s} \right] \quad (3.2).$$

Expresando el valor que se encuentra en los corchetes de la ecuación (3.2) por el valor

$$\begin{aligned} \left[n \frac{T}{T_s} + \hat{\varepsilon} \frac{T}{T_s} \right] &= L_{\text{int}} \left(n \frac{T}{T_s} + \hat{\varepsilon} \frac{T}{T_s} \right) + \hat{\mu}_n \\ &= m_n + \hat{\mu}_n \end{aligned} \quad (3.3)$$

en donde el valor $m_n = L_{\text{int}}(\bullet)$ significa el entero más grande menor que o igual al número real en el argumento, y $\hat{\mu}_n$ es una diferencia fraccional [7].

Esta situación es mostrada en la figura 3.2, en donde la escala de tiempo realizada en el transmisor es definida en múltiplos de T y esta escala de tiempo es cambiada en $(\varepsilon_0 T)$, en donde la escala de tiempo para el transmisor esta definida por T_s .

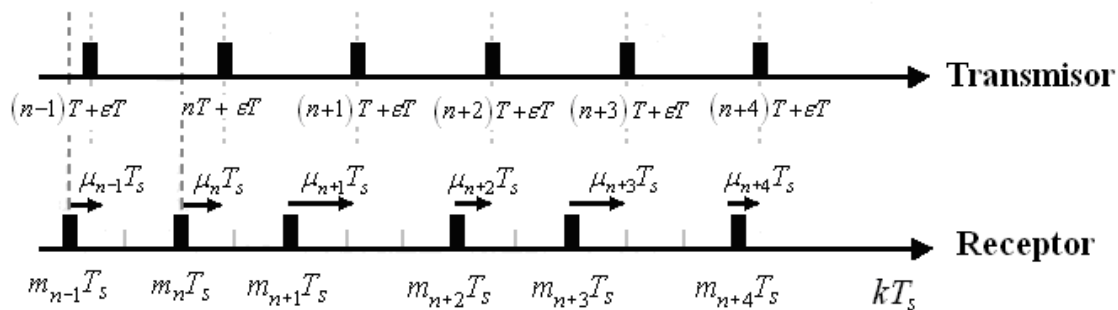


Figura 3.2.- Escalas de Tiempo para el transmisor y el receptor.

Haciendo énfasis en la figura 3.2 tenemos dos observaciones.

La primera es que los tiempos relativos de cambio $\mu_n T_s$ son variables en el tiempo a pesar de que el valor de cambio $(\varepsilon_0 T)$ sea constante.

Segundo, observando que los instantes de tiempo $m_n T_s$ (obtenido cuando un valor del filtro formador del símbolo es procesado), de forma que se obtenga un promedio con un valor exactamente T , a su salida con un tiempo de cuantización T_s .

Haciendo notar que los parámetros para realizar la recuperación del sincronizado del símbolo (μ_n, m_n) son definidos únicamente por $\{\varepsilon_0, T, T_s\}$.

La recuperación de la sincronía del símbolo comprende dos funciones básicas.

1. Estimación.

El retardo de tiempo fraccionario ε_0 tiene que ser estimado. EL valor estimado $\hat{\varepsilon}$ es aplicado como si este fuera el verdadero valor ε_0 . Los parámetros $(m_n, \hat{\mu}_n)$ se obtienen una vez realizada esta estimación y se aplica a la ecuación (3.3).

Un conjunto de muestras $\{r_f(kT_s + \hat{\mu}_n T_s)\}$ se obtiene a partir de las muestras $\{r_f(kT_s)\}$ con interpolación [2, 8], la cual puede ser desempeñada por un filtro digital variante en el tiempo $H_I(e^{j\omega T_s}, \mu_n T_s)$. El cambio en el tiempo $\hat{\mu}_n$ es variante de acuerdo a la ecuación (3.3), y donde el índice n corresponde al n -ésimo símbolo.

La más simple formada de interpolación es la Interpolación Lineal, en la que dado el valor de $\hat{\mu}_n$ obtenemos la ecuación (3.4),

$$\begin{aligned} r_f(kT_s + \hat{\mu}_n T_s) &\simeq r_f(kT_s) + \hat{\mu}_n \left[r_f(\lceil k+1 \rceil T_s) - r_f(kT_s) \right] \\ &= \sum_{i=k}^{k+1} c_i r_f(iT_s) \quad \text{con} \quad \begin{cases} c_k = (1 - \hat{\mu}_n) \\ c_{k+1} = \hat{\mu}_n \end{cases} \end{aligned} \quad (3.4).$$

donde los coeficientes $\{c_i\}$ definen un filtro transversal lineal y variable en el tiempo, como puede observarse en la figura 3.3. Un error en la interpolación dado por este método es causado debido a la simplicidad del filtro.

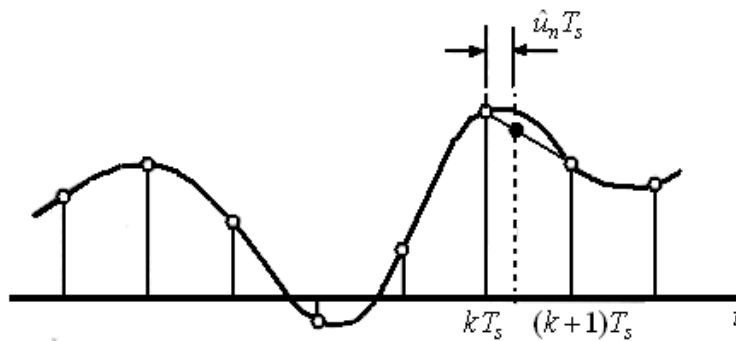


Figura 3.3.- Interpolador Lineal [8].

3.2.- ESTRUCTURA PARA SINCRONIZACIÓN

De la derivación *Maximum Likelihood*, utilizada para los receptores óptimos con parámetros de sincronización constantes [2], empleamos la función *log-likelihood* en la ecuación (3.5)

$$\begin{aligned} p(\mathbf{r}_f | \mathbf{a}, \varepsilon, \theta) &= \mathbf{r}_f^H \mathbf{Q} \mathbf{s}_f + \mathbf{s}_f^H \mathbf{Q} \mathbf{r}_f - \mathbf{s}_f^H \mathbf{Q} \mathbf{s}_f \\ &= 2 \operatorname{Re}[\mathbf{r}_f^H \mathbf{Q} \mathbf{s}_f] - \mathbf{s}_f^H \mathbf{Q} \mathbf{s}_f \end{aligned} \quad (3.5)$$

donde los valores \mathbf{s}_f y \mathbf{r}_f son vectores de dimensión infinita, con valores muestreados para los parámetros $\mathbf{a}, \varepsilon, \theta$, donde

$$\mathbf{r}_f^H \mathbf{Q} \mathbf{s}_f = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\theta} \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_f^*(kT_s) g_{MF}^*(nT + \varepsilon T - kT_s). \quad (3.6).$$

Se puede denotar el valor complejo conjugado de la segunda sumatoria por el valor $z(nT + \varepsilon T)$, y se obtiene la ecuación (3.7).

$$z(nT + \varepsilon T) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_f(kT_s) g_{MF}(nT + \varepsilon T - kT_s). \quad (3.7).$$

Si la convolución digital de las muestras entrantes $r_f(kT_s)$ con un filtro digital lineal en la ecuación (3.7), es interpretada como la salida de un filtro digital (variante en el tiempo) operando a la tasa de muestreo $1/T_s$, entonces las salidas resultantes serán valores múltiples de T_s . Asumiendo que el valor de T es múltiple de T_s , por ejemplo $T = IT_s$, la salida $z(nT + \varepsilon T)$ se describe como

$$\begin{aligned} z(nT + \varepsilon T) &= z([\![nI]\!]T_s + \varepsilon T) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_f(kT_s) g_{MF}([\![nI]\!]T_s + \varepsilon T - kT_s). \end{aligned} \quad (3.8).$$

Entonces $z(nT + \varepsilon T)$ es la salida del filtro digital invariante en el tiempo con respuesta al impulso $g_{MF}(kT_s - \varepsilon T)$ en el tiempo $t = (nI)T_s$.

Es posible aplicar el filtro a una tasa $1/T_s$ y tomar su salida $z(kT_s + \varepsilon T)$ en los valores que se necesitan (Figura 3.4).

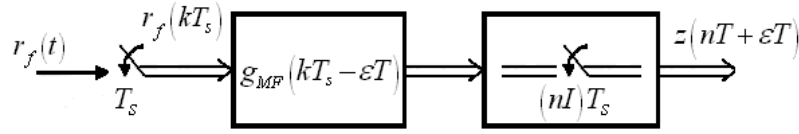


Figura 3.4.- Decimación del filtro formador del símbolo.

Debido a que los valores T y T_s son inconmensurables, la generación de una estimación del tiempo base utilizado en el transmisor es la labor principal de la sincronización. Para una solución del problema se describe el argumento de $z(nT + \varepsilon T)$ en la ecuación

$$nT + \varepsilon T = [m_n + \mu_n]T_s. \quad (3.9).$$

Al insertar las muestras de la respuesta al impulso cambiadas por $\mu_n T_s$, el valor de $t = lT_s$, y considerando el teorema del muestreo para señales limitadas en banda aplicando la función *sinc*, en la ecuación (3.8), obtenemos la expresión (3.10).

$$g_{MF}(lT_s - \mu_n T_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{MF}(iT_s) \text{sinc} \left[\frac{\pi}{T_s} (lT_s - \mu_n T_s - iT_s) \right]. \quad (3.10).$$

La ecuación (3.11) representa la respuesta al impulso generada por un interpolador digital lineal variante en el tiempo debido al valor μ_n .

$$h_l(lT_s, \mu_n) = \text{sinc} \left[\frac{\pi}{T_s} (lT_s - \mu_n T_s) \right] \quad (3.11).$$

Así mismo el filtro formador del símbolo es invariante en el tiempo.

La decimación variable en el tiempo es obtenida al obtener la salida de la señal $y(m_n T_s)$, en los tiempos $m_n T_s$,

$$y(m_n T_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_f(kT_s) g_{MF}(-kT_s + m_n T_s + \mu_n T_s). \quad (3.12).$$

En la figura 3.5 se muestra la estructura para la sincronización del símbolo, [2, 6, 7].

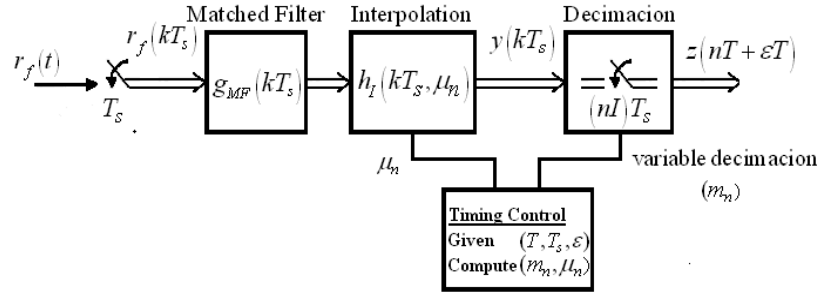


Figura 3.5.-Estructura para la sincronización del símbolo, [2, 6, 7].

3.3.- INTERPOLADOR POLINOMIAL

El objetivo del interpolador es obtener las muestras intermedias de la señal $x(kT_s)$, con la respuesta al impulso del interpolador,

$$h_l(nT_s, \mu T_s) = \text{sinc} \left[\frac{\pi}{T_s} (nT_s + \mu T) \right] = h_n(\mu). \quad (n = \dots, -1, 0, 1, \dots) \quad (3.13).$$

Al aproximar la respuesta de los coeficientes del filtro $h_n(\mu)$ por un polinomio en μ de grado $M(n)$, obtenemos

$$h_n(\mu) = \sum_{m=0}^{M(n)} c_m(n) \mu^m \quad (3.14).$$

La ventaja principal del interpolador polinomial es que puede ser implementado en hardware eficientemente.

Por simplicidad se tiene del grado del polinomio $M(n) = M$. Empleando la expresión polinomial la respuesta del filtro al impulso finito (FIR), se denota en

$$H(z, \mu) = \sum_{m=0}^{N-1} \mu^m \left[\sum_{n=-N}^{N-1} c_m(n) z^{-n} \right] \quad (3.15).$$

Para cualquier polinomio de grado m se tiene el filtro FIR invariante en el tiempo independiente del intervalo fraccional μ , definido en la ecuación siguiente

$$H_m(z) = \sum_{n=-N}^{N-1} c_m(n) z^{-n} \quad (3.16).$$

El filtro interpolador polinomial puede ser realizado como un banco de M filtros FIR en paralelo. En esta estructura la m -ésima rama de la configuración es multiplicada por μ^m y sumada con las otras ramas. Esta estructura fue desarrollada por Farrow [9] y por ello esta estructura es llamada así, (figura 3.6).

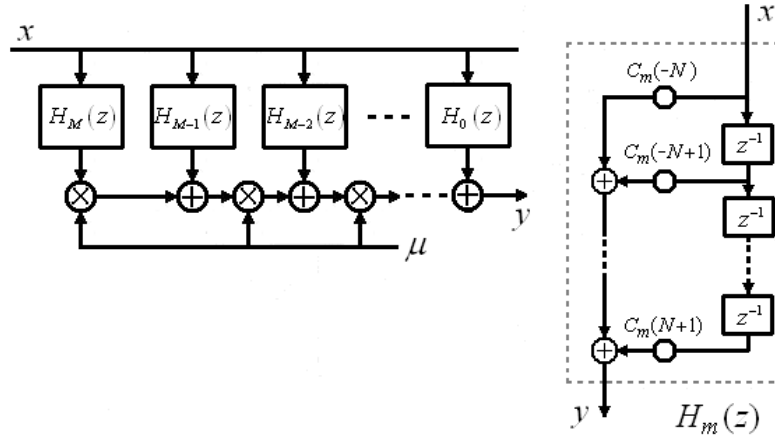


Figura 3.6.- Estructura Farrow, [2, 9].

La existencia de diferentes polinomios que pueden ser aplicados a la estructura Farrow le da gran versatilidad. Sin embargo un polinomio de tercer orden definido por Lagrange [8] es suficiente para las necesidades de la estructura de sincronización. El polinomio de tercer orden de Lagrange está definido por el conjunto de ecuaciones (3.17), y la estructura está definida en la figura 3.7.

$$\begin{aligned}
 q_{-1}(\mu) &= -\frac{1}{6}\mu^3 + \frac{1}{2}\mu^2 - \frac{1}{3}\mu \\
 q_0(\mu) &= \frac{1}{2}\mu^3 - \mu^2 - \frac{1}{2}\mu + 1 \\
 q_1(\mu) &= -\frac{1}{2}\mu^3 + \frac{1}{2}\mu^2 + \mu \\
 q_2(\mu) &= \frac{1}{6}\mu^3 - \frac{1}{6}\mu
 \end{aligned} \tag{3.17}.$$

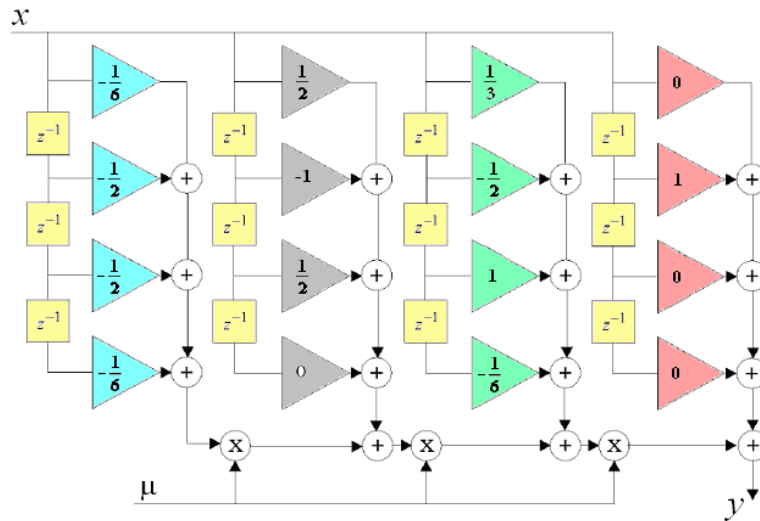


Figura 3.7.-Polinomio de Lagrange de 3er orden en la estructura Farrow, [2,9].

3.4.- CONTROL DEL INTERPOLADOR PARA SISTEMAS EN CONFIGURACIÓN FEEDBACK

El objetivo del control del interpolador es determinar el punto base m_n y el retardo fraccionario μ_n , el cual esta basado en la salida de un estimador para la corrección del interpolador, el cual esta formada por tres componentes: Un detector de error, un filtro de lazo y un procesador para el control del intervalo fraccional en el punto base.

Los detectores de error producen una señal de error a una tasa del símbolo $1/T$ utilizando muestras espaciadas fraccionalmente, definido en la ecuación

$$kT_I = kT / M_I \quad (M_I \text{ integer}) \quad (3.18).$$

La mayoría de detectores funcionan empleando dos o cuatro muestras por símbolo, por lo cual la tasa de muestreo $1/T_s$ no es un múltiplo exacto de la tasa del símbolo. Las muestras $\{kT_I\}$ tienen que estar mapeadas dentro de la escala del tiempo del receptor kT_s . Matemáticamente esta operación se realiza expresando los instantes de tiempo $kT_I + \varepsilon_I T_I$ por múltiplos de T_s , más una parte fraccionaria restante, como es mostrado en la ecuación (3.19).

$$\begin{aligned}
 kT_I + \varepsilon_I T_I &= L_{INT} [kT_I + \varepsilon_I T_I] T_s + \mu_k T_s \\
 &= m_k T_s + \mu_k T_s
 \end{aligned}
 \tag{3.19}.$$

$$L_{INT}(x) = \lfloor x \rfloor = \text{m\u00e1s grande entero} \leq x$$

Si ε_I esta definido con respecto a T_I , la relaci\u00f3n que existe entre (T, ε) , (T_I, ε_I) , el punto base m_k y el retardo fraccionario μ_k se muestran en la figura 3.8.

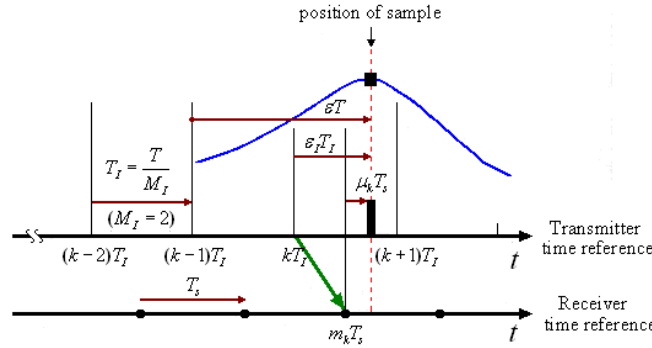


Figura 3.8.- Punto base y retardo fraccionario, [2,6].

En cada muestra se tiene que procesar el correspondiente punto base m_k y el retardo fraccionario μ_k con el objetivo de obtener la salida del filtro formador del s\u00edmbolo interpolada $z(kT_I + \varepsilon_I T_I) = z(m_k T_s + \mu_k T_s)$. El interpolador y el decimador se emplean como dos bloques separados, como se muestra en la figura 3.9.

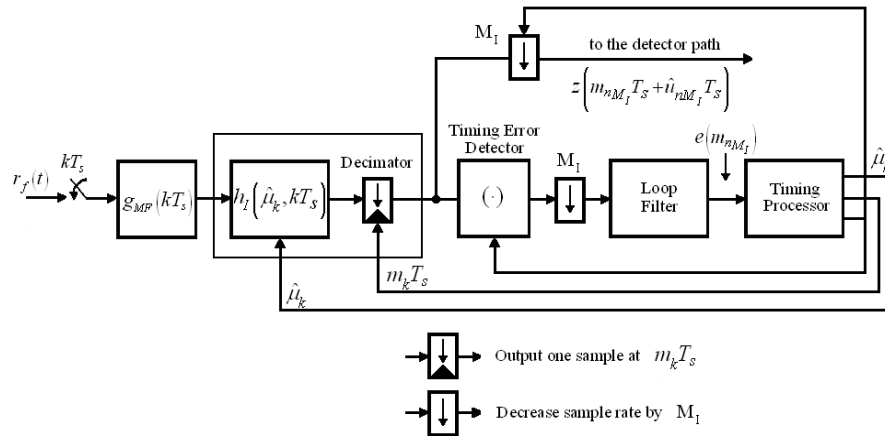


Figura 3.9.- Diagrama a bloques para el sincronizar del s\u00edmbolo, [2, 6, 7].

Los detectores de error basados en muestras espaciadas fraccionalmente, producen una se\u00f1al de error a la tasa del s\u00edmbolo. La se\u00f1al de salida del detector de error m\u00e1s adelante es procesada dentro de un filtro de lazo (**loop filter**). La salida del loop filter $e(m_{nM_I})$, es empleada para ajustar el control de palabra (**word**) para control del interpolador. El computo del punto base puede lograrse por medio de un Oscilador Controlado Num\u00e9ricamente.

CAPITULO IV. ESQUEMA PROPUESTO PARA SINCRONIZACION DEL SIMBOLO

4.1.- DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA RECEPTORA PROPUESTA

En el diagrama a bloques del receptor mostrado en la figura 4.1, se muestra la estructura propuesta.

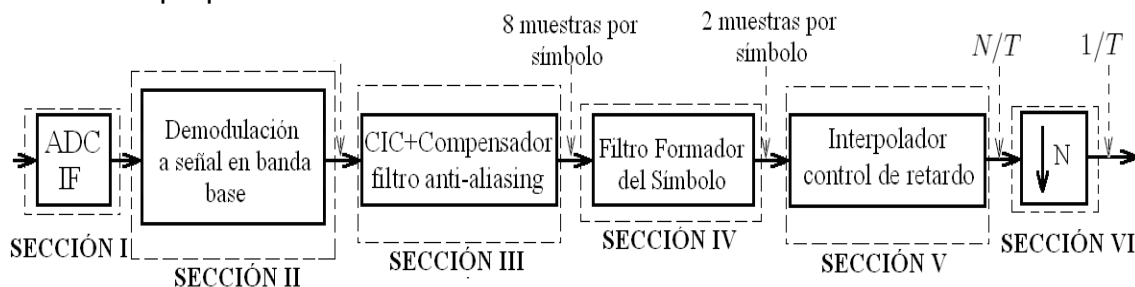


Figura 4.1.- Estructura propuesta.

La estructura es dividida en secciones las cuales explicaremos brevemente a continuación.

- **Sección I**, realiza la conversión analógico-digital (ADC) de la señal en Frecuencia Intermedia (IF), la cual nos permite muestrear la señal a una tasa 4 veces menor que la frecuencia portadora. Debido a la ubicación del ADC en IF se opera a una tasa de muestreo más alta, en comparación al muestreo que se realiza en banda base [10].
- En la **Sección II** se realiza la demodulación de la señal suprimiendo la señal portadora y como resultado obtendremos la señal en banda base dividiendo sus componentes en fase y en cuadratura [2, 10].
- La **Sección III** consiste de una etapa antialiasing, con un filtro CIC [11] configurado como filtro pasa bajo decimador más un filtro compensador que ayuda a mejorar la banda de paso del filtro CIC. El filtro antialiasing es necesario debido a la alta tasa de muestreo de la señal y al hacer un downsampling en la señal es necesaria la aplicación de este filtro [12, 13, 14, 15].
- **Sección IV**, consiste de un filtro formador de señal, que tiene las características de formar el símbolo de la señal y evitar la interferencia intersímbolo.
- **Sección V**. Aquí se localiza el sincronizado del símbolo, compuesto por una configuración Feedback formada por un Filtro interpolador de retardo

- fraccionario en una estructura Farrow [9]. Los elementos que definen el retardo fraccionario son un detector de Error, un filtro de lazo y un NCO.
- Sección VI, Se emplea esta sección para bajar la tasa de muestreo de la señal. Es necesaria su aplicación para ajustar la frecuencia de la señal para su demodulación y depende del bit rate enviado por el transmisor.

Para comprobar el funcionamiento de cada una de las secciones que componen la estructura propuesta, realizamos simulaciones de cada elemento y del sistema completo. Todas las simulaciones se efectuaron en la herramienta Simulink [16]. El resultado del diseño propuesto y las simulaciones requiere conocer cual es la señal que manejamos a la entrada del receptor y por este motivo en el siguiente inciso veremos cual es la señal que debemos sincronizar.

4.2.- GENERACIÓN DE LA SEÑAL

En la figura 4.2 se muestra la simulación del transmisor en Simulink. En ella tenemos los bits de información que deben llegar al receptor, y son generados aleatoriamente con un periodo $T = 2e^{-7}$, es decir empleamos una señal con una frecuencia de 5 MHz. Los bits generados se modulan en QPSK con una codificación Gray para los símbolos generados. En la figura 4.2 donde se muestra el transmisor también podemos observar el filtro formador del símbolo que necesita 4 muestras para formar el símbolo y un factor roll-off de 0.25. Para transmitir la señal empleamos una frecuencia portadora 10 veces la frecuencia de los bits [1, 2].

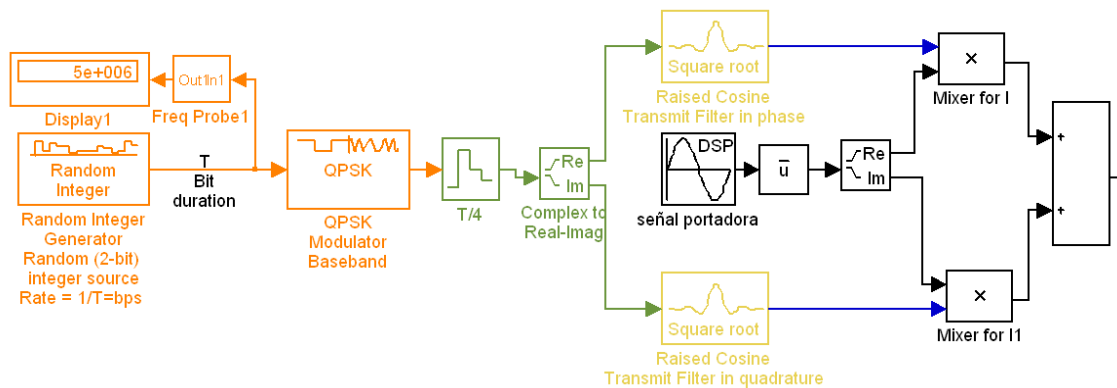


Figura 4.2.- Simulación del sistema transmisor en nuestro diseño.

Es necesario conocer las afectaciones que tiene la señal al pasar por el canal de transmisión. En la simulación del sistema empleamos una configuración de un canal con ruido y retardo fraccionario con valores definidos por la variable $0 < \tau < 1$, como se muestra en la figura 4.3.

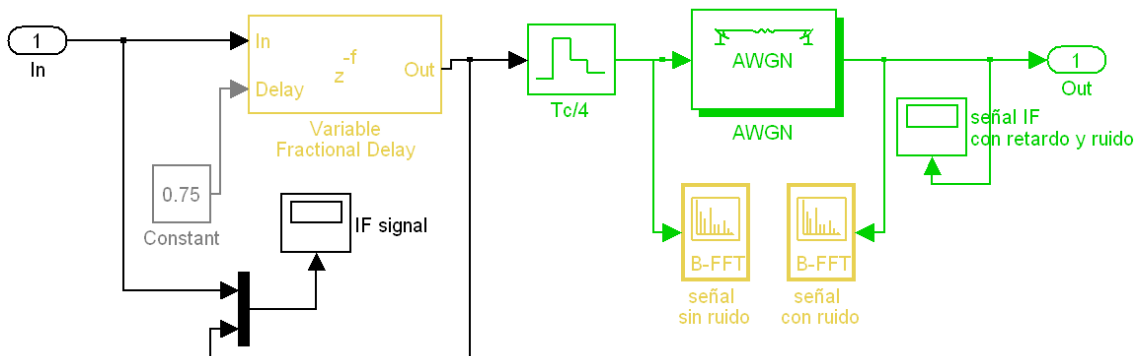


Figura 4.3.- Simulación del canal con retardo fraccionario y ruido.

La simulación del canal esta compuesta por dos etapas. La primera es un filtro interpolador de retraso fraccionario, el cual simula el retraso de la señal τ en una fracción del período de la señal. El valor simulado de retardo puede variarse, y en la figura 4.4 se muestra un retraso de $\tau = 0.75$.

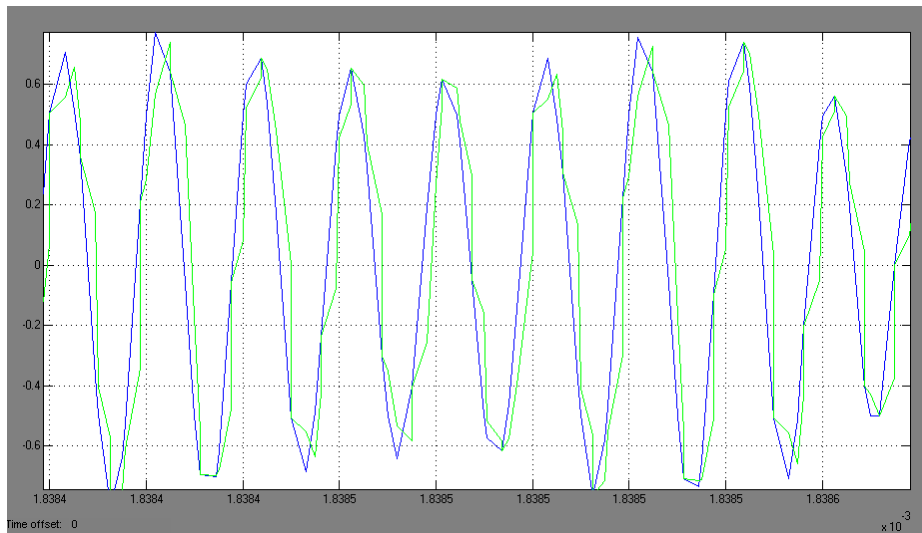


Figura 4.4.- Retraso fraccionario en señal de Frecuencia intermedia (IF).

La segunda etapa consiste de la adición de ruido, que nos permite simular una relación señal a ruido E_b/N_0 . Utilizamos un valor de $E_b/N_0=10$ en la simulación de la figura 4.5.

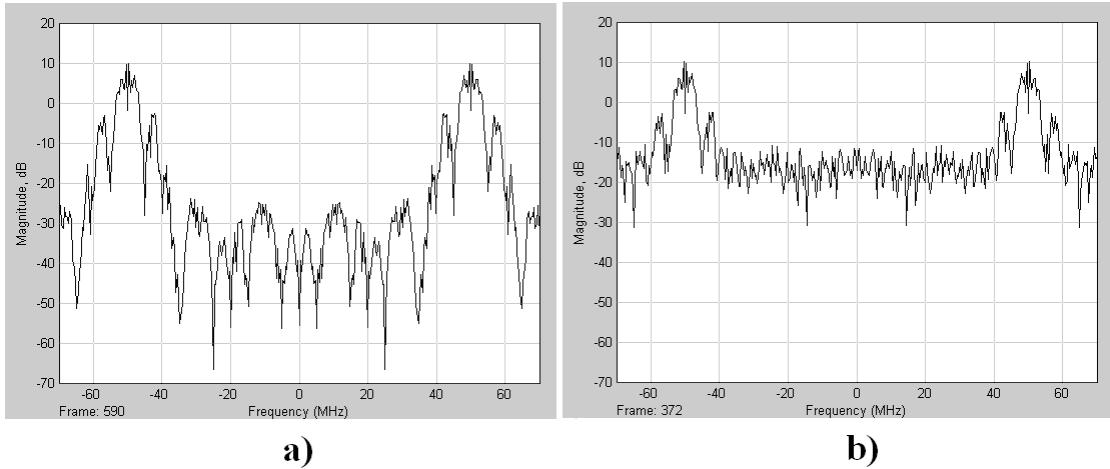


Figura 4.5.- Señal IF, a).-Señal sin ruido, b).- Señal con ruido $E_b / N_0 = 10$.

Como resultado de las afectaciones del canal la señal resultante es mostrada en la figura 4.6.

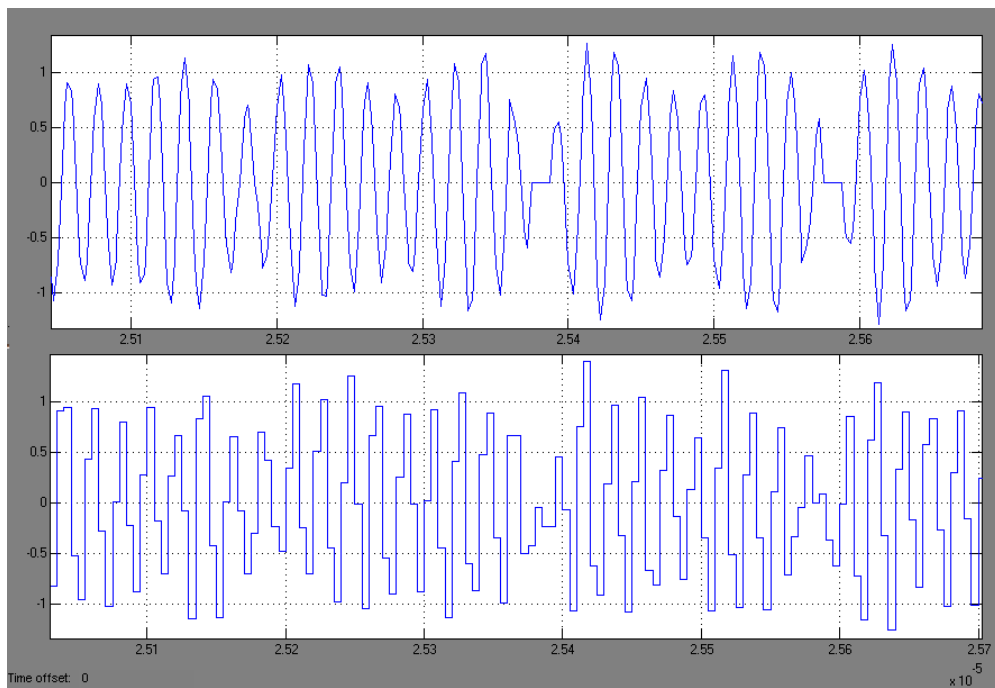


Figura 4.6.- Señal IF afectada por retraso y ruido.

Con las simulaciones hechas hasta este momento determinamos los valores de la señal que debemos sincronizar. El paso siguiente es simular la estructura que propusimos para realizar la sincronía del símbolo.

4.3.- SIMULACIONES DE LA ESTRUCTURA PROPUESTA

La simulación de la estructura propuesta la mostramos en la figura 4.7. Hacemos hincapié en cada una de las secciones que definimos en la figura 4.1.

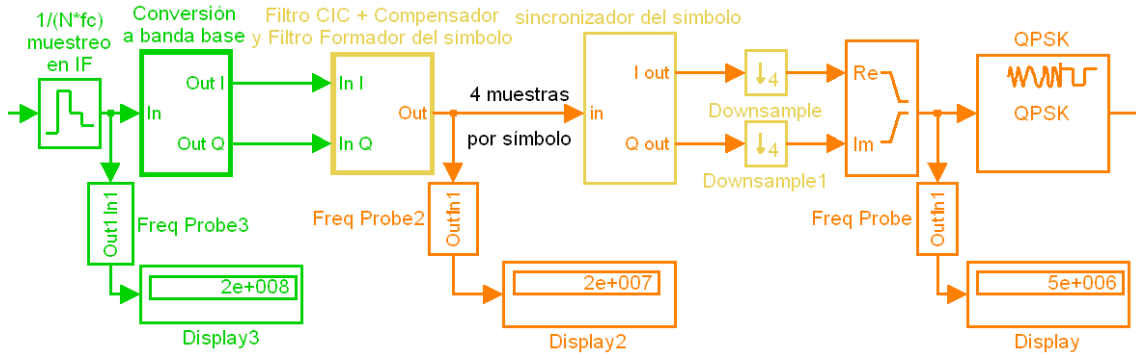


Figura 4.7.- Estructura propuesta aplicada en Simulink.

Con una explicación detallada de cada sección simulada, corroboramos el correcto funcionamiento de la propuesta.

4.3.1- SECCION I

La simulación de esta sección es llevada a cabo por el bloque de Simulink que se muestra en la figura 4.8.



Figura 4.8.- Muestreo de la señal en Frecuencia Intermedia.

La señal en IF se muestrea con un valor T_c/N , donde observamos que la tasa de muestreo de la señal a sincronizar depende del valor de N (figura 4.8). Se realizó la relación de muestreo en IF con base a la literatura existente [2], y con esta referencia se tomo un valor $N = 4$ para ser aplicado en la simulación como se muestra en la figura 4.9.

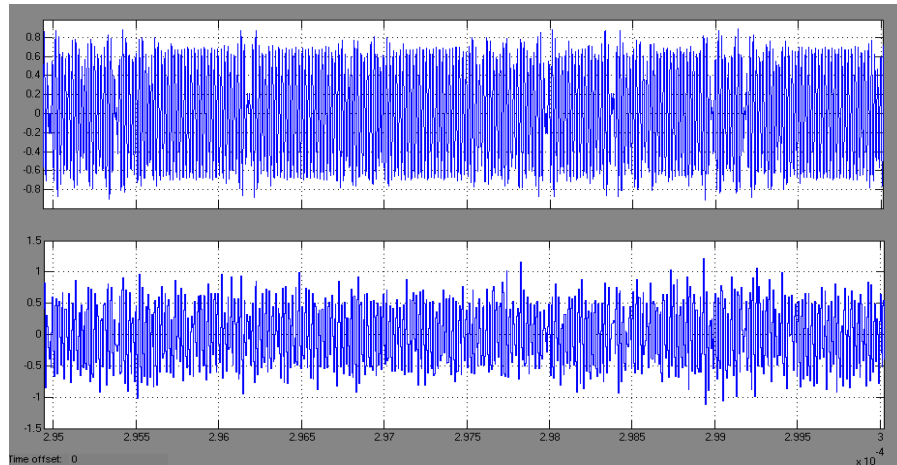


Figura 4.9.- Señal muestreada en Frecuencia Intermedia.

4.3.2- SECCION I

En la sección II se desarrolla la estructura para suprimir la portadora y obtener la señal en banda base. Para conseguir el funcionamiento de esta sección aplicamos los bloques en Simulink que se observan en la figura 4.10.

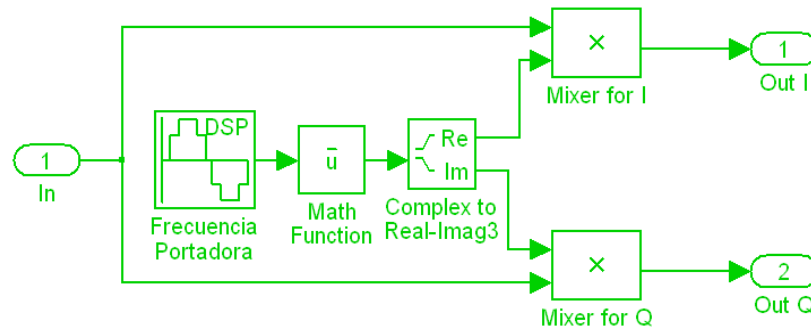


Figura 4.10.- Obtención de la señal en banda base.

La entrada a esta sección es una señal muestreada en IF a la que le aplicamos una frecuencia portadora con la misma razón de muestreo, y así suprimimos la señal portadora obteniendo las componentes en fase y en cuadratura de las señales emitidas por el transmisor.

4.3.3.-SECCION III

Al realizar el muestreo en IF se originan altas tasas de muestreo de las señales en banda base, esta razón origina la necesidad de realizar un downsampling de la señal y esta operación a la vez genera aliasing de la misma señal [8], por ello resulta de vital importancia la necesidad de aplicar un filtro antialiasing.

FILTRO BUTTERWORTH

Las características de los filtros *FIR* (*finite impulse response*) e *IIR* (*infinite impulse response*) entre otras cosas se emplean para evitar el aliasing de la señal. Un filtro antialiasing diseñado con estas características es el filtro Butterworth [12, 13, 14]. La simulación de este filtro la aplicamos en Simulink con la herramienta *FDA Tool*. El diseño del filtro Butterworth empleado en la simulación es mostrado en la figura 4.11.

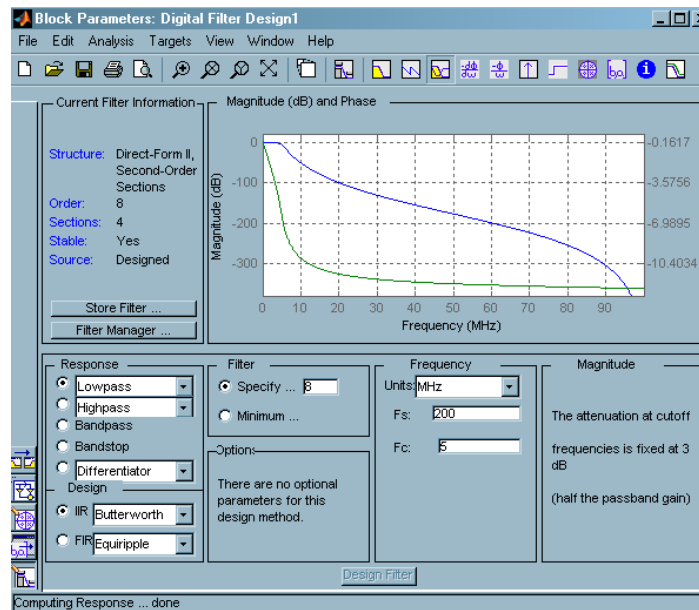


Figura 4.11.- FDA Tool para filtro Butterworth.

El filtro Butterworth aplicado tiene orden 8, es aplicado como pasa bajas con una frecuencia de corte definida por el período del símbolo. Definimos la frecuencia de corte en 5MHz y con un muestreo basado en *IF* de 200MHz. La respuesta en magnitud y fase del filtro diseñado la observamos en la figura 4.12 y la respuesta al impulso del filtro se muestra en la figura 4.13. Una característica del filtro IIR Butterworth es su fase no lineal [17, 18].

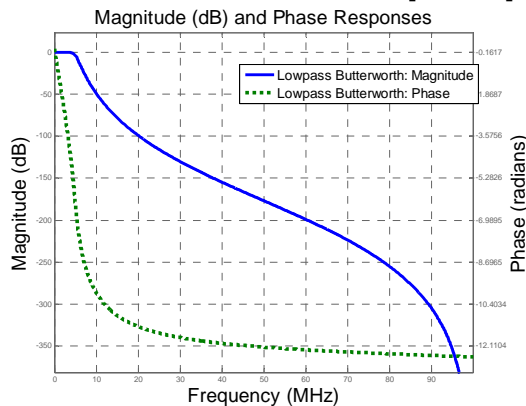


Figura 4.12.- Filtro Butterworth Respuesta en Magnitude y Fase.

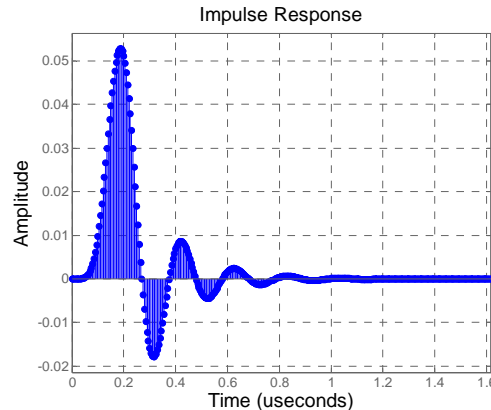


Figura 4.13.- Filtro Butterworth Respuesta Impulso.

En la tabla 4.1 quedan definidas las características de diseño del filtro y en la tabla 4.2 mostramos los coeficientes del filtro para su implementación.

Tabla 4.1 Características de diseño para el filtro Butterworth empleado	
Discrete-Time IIR Filter (real)	
Filter Structure	: Direct-Form II, Second-Order Sections
Number of Sections	: 4
Stable	: Yes
Linear Phase	: No

Tabla 4.2 Coeficientes del filtro Butterworth diseñado			
Section #1	Section #2	Section #3	Section #4
Numerator:	Numerator:	Numerator:	Numerator:
1	1	1	1
2	2	2	2
1	1	1	1
Denominator:	Denominator:	Denominator:	Denominator:
1	1	1	1
-1.7480118932421904	-1.9168758348139514	-1.7126128533738827	-1.81742377699325
0.76980108137037961	0.94076993321489022	0.73396078801733899	0.84007819298357778
Gain:	Gain:	Gain:	Gain:
0.005447297032047272	0.003586221953634329	0.008889746257036356	0.005663603997581811
Output Gain:			
1.0000000000000353			

FILTRO CIC

En la estructura que proponemos aplicamos un filtro antialiasing CIC (*Cascade Integrator Comb*) [11] como decimador y le añadimos un filtro compensador. El filtro CIC tiene la característica de ser diseñado como una estructura simple, debido a que no requiere de multiplicadores y esta formado por cascadas de filtros integradores y comb. En el caso de la configuración en decimador se separa la cascada de integradores y combs por un *downsampler*, figura 4.14.

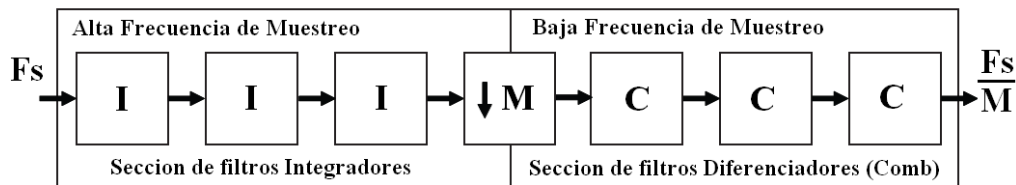


Figura 4.14.- Filtro decimador CIC.

La función de transferencia que caracteriza el filtro CIC decimador esta definida en (4.1), y su respuesta en magnitud en la ecuación (4.2).

$$H(z) = \left[\frac{1}{M} \left(\frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \right) \right]^k \quad (4.1).$$

$$|H(e^{j\omega})| = \left| \frac{\sin(\omega M / 2)}{M \sin(\omega / 2)} \right|^k \quad (4.2).$$

Las ecuaciones (4.1) y (4.2) están definidas por el factor de decimación M y el número de secciones en cascada k . El incrementar el número de etapas en cascada mejora la respuesta en banda de paro (stopband) pero incrementa la caída en la región de banda de paso.

El uso del filtro compensador lo aplicamos para mejorar la región de banda de paso del filtro CIC, este filtro compensador elegido es presentado en el artículo [19]. Se explica en breve su funcionamiento tomando como base la función de transferencia expuesta en

$$G(z^M) = B \left[1 + Az^{-M} + z^{-2M} \right] \quad (4.3).$$

Se obtiene una estructura de orden 2 al ubicar el compensador después del CIC aplicando reglas multitasa (*multirate*) [20]. El filtro compensador en el diagrama a bloques para Simulink se muestra en la figura 4.15.

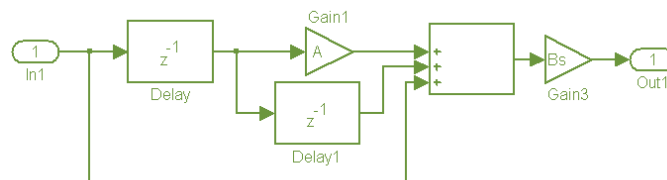


Figura 4.15.- Estructura compensadora.

Los coeficientes del compensador se definen en,

$$B = -2^{-(b+2)} \quad (4.4).$$

$$A = - \left[2^{(b+2)} + 2 \right] \quad (4.5).$$

El valor de k para el decimador CIC define el valor b en la ecuación (4.5), con los valores correspondientes mostrados en la tabla 4.3.

Tabla 4.3	
b	k
2	2
1	3,4
0	5,6,7,8
-1	9,10,11

Los bloques empleados en Simulink para el decimador y el filtro compensador están representados en la figura 4.16.

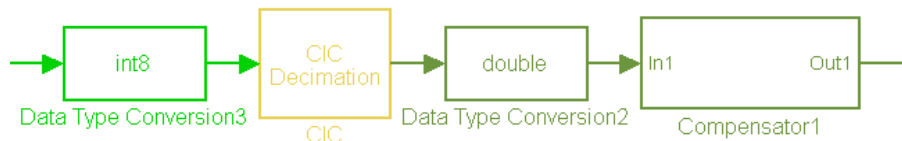


Figura 4.16.- Filtro CIC más el filtro compensador.

Es necesaria la conversión de datos para cuantizar la señal de entrada y salida al filtro CIC, es por ello la utilización de dos bloques para conversión de datos. Una cuantización de 8 bits es el bloque denominado *int8* y la entrada de datos al compensador que es de tipo *double*.

En la simulación se eligió un valor de $M = 4$ para la decimación del filtro CIC y el retraso diferencial del filtro en un valor de 1, con un valor de $k = 3$. Con estas características definidas la respuesta en magnitud del filtro CIC decimador y la estructura compensadora se muestra en la figura 4.17.

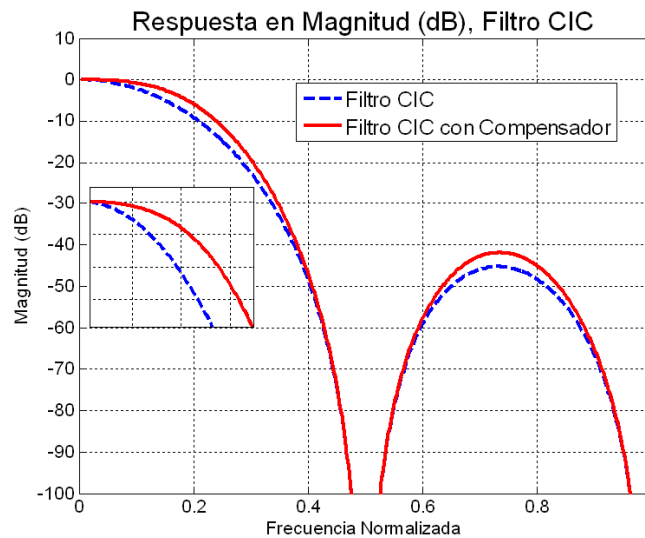


Figura 4.17.- Respuesta en Magnitud del filtro CIC.

4.3.4.-SECCION IV

El filtro formador del símbolo es empleado para evitar la interferencia intersímbolo y definir la forma del símbolo. El filtro formador del símbolo es ubicado enseguida de la estructura compensadora, empleando un filtro para la componente en fase y otro para la componente en cuadratura. El diseño en Simulink es mostrado en la figura 4.18, haciendo uso de la instrucción `rcosine(1,8,'sqrt',rolloff,1)` definimos el filtro, en donde aplicamos un roll-off de 0.25 con 8 muestras que definen el símbolo, un retardo del filtro igual a 1 y un factor de decimación de 2 para la señal que obtenemos a la salida del filtro.

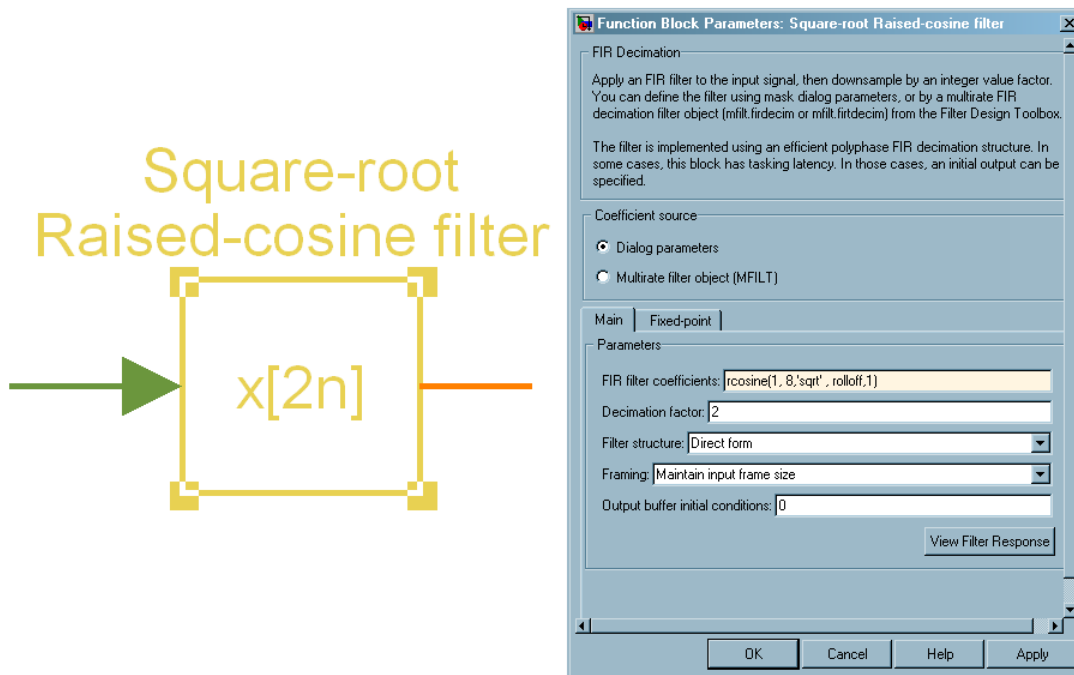


Figura 4.18.- Filtro formador del símbolo.

El filtro formador del símbolo es definido por sus coeficientes que están expresados en la tabla 4.4.

Tabla 4.4.- Diseño del filtro formador del símbolo		
Filter Structure : Direct-Form FIR Polyphase Decimator	Filter Coefficients	
Decimation Factor : 2	-0.02271126422702615	0.36632283859802728
Polyphase Length : 9	.024474045404179832	0.33345929703916888
Filter Length : 17	.084096856247023885	0.2827816088186707
Stable : Yes	0.15130579517925175	0.21983858274762125
Linear Phase : Yes (Type 1)	0.21983858274762125	0.15130579517925175
	0.2827816088186707	0.084096856247023885
	0.33345929703916888	0.024474045404179832
Arithmetic : double	0.36632283859802728	-0.02271126422702615
	0.37770458246459365	

Se observa la respuesta al impulso del filtro formador del símbolo en la figura 4.19, así como su respuesta en magnitud y fase en la figura 4.20.

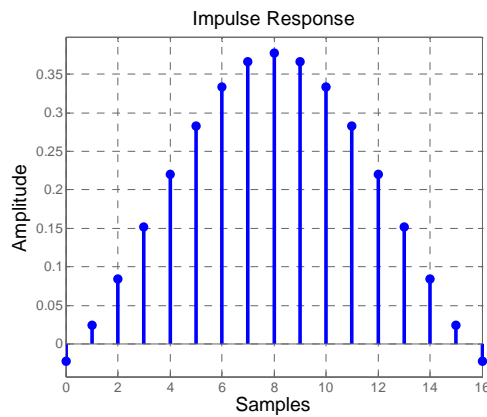


Figura 4.19.- Respuesta al impulso.

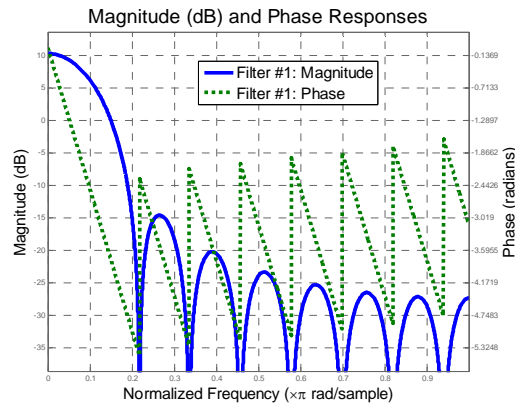


Figura 4.20.- Respuesta en Magnitud y fase.

4.3.5.-SECCION V

La estructura de la sección V es empleada para la sincronización del símbolo, en ella se emplea una configuración *feedback* [2, 5, 6] con un esquema de sincronización formado por los componentes mostrados en la figura 4.21.

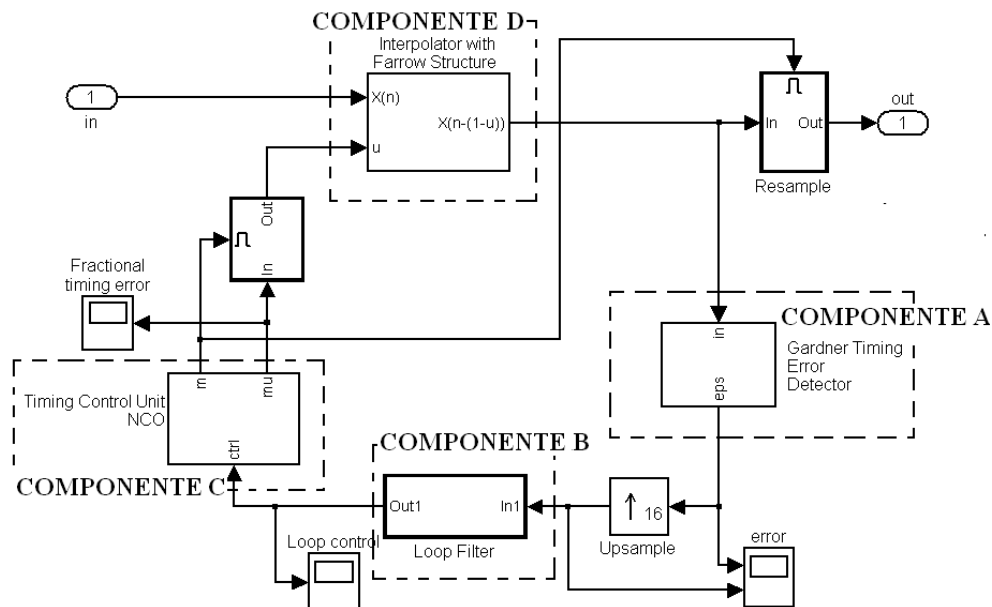


Figura 4.21.- Estructura para sincronización del símbolo.

La estructura de sincronización esta integrada por los componentes que son:

- A.- *Detector de error Gardner* [21].
- B.- *Filtro de Lazo (Loop Filter)*.
- C.- *NCO (Oscilador Controlado Númericamente)*.
- D.- *Interpolador polinomial Farrow*.

DETECTOR DE ERROR

El algoritmo para el detector de error empleado requiere como mínimo dos muestras por símbolo (4.6), y el símbolo a su vez debe tener un *roll-off* lo suficientemente grande. El detector de error Gardner depende solamente de los

símbolos en los cuales es aplicado y definido por la estructura mostrada en la figura 4.22.

$$u(k+1) = y_I(k-1/2)[y_I(k) - y_I(k-1)] + y_Q(k-1/2)[y_Q(k) - y_Q(k-1)] \quad (4.6).$$

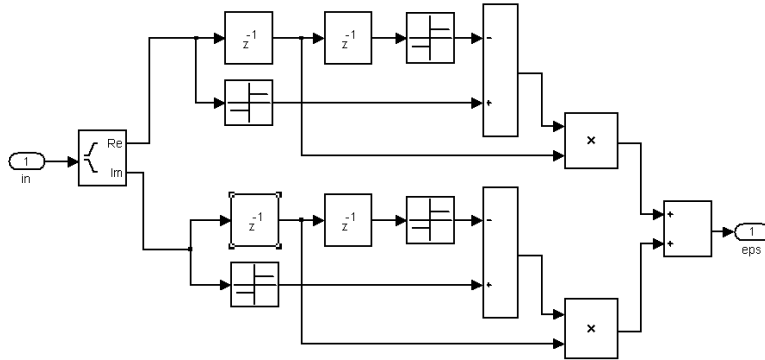


Figura 4.22.- Configuración TED Gardner.

El algoritmo genera un error de la señal haciendo uso de la ecuación (4.6), el cual se aplica en los componentes de la señal en fase y cuadratura, figura 4.23.

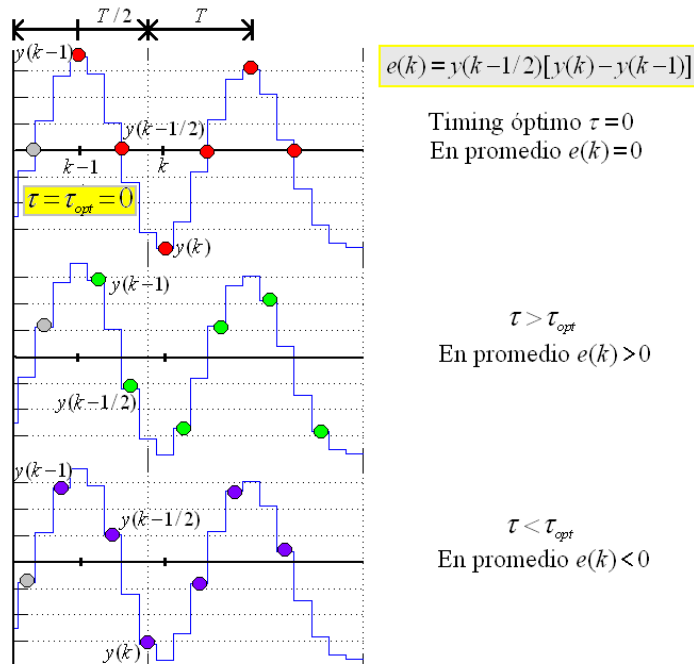


Figura 4.23.- Error Obtenido del TED Gardner.

Las muestras para evaluar el retraso del símbolo son los puntos definidos por $y(k)$ y $y(k-1)$, y una muestra intermedia es tomada para completar la evaluación del error. Tenemos como referencia un valor óptimo de muestreo, el cual se encuentra al muestrear la señal exactamente en la máxima amplitud de cada símbolo y de esta forma el error generado es cero, a este lugar se le denomina *timing* óptimo. Si el muestreo realizado tiene un valor mayor o menor al óptimo se generara un error en el detector.

El siguiente elemento del sincronizador es una etapa de upsampling con un valor de 16. Se emplea este valor para ajustar el muestreo requerido en el filtro de lazo y depende de la señal de muestreo en $1/F$, generalmente es el cuadrado del valor N con el que se muestrea la frecuencia portadora.

FILTRO DE LAZO

El Filtro de lazo (Loop filter) expresado en el dominio de z [6, 17, 18] esta definido por su función de transferencia $F(z)$ en (4.7). Su función es filtrar la secuencia que recibe del TED y controlar la respuesta en el lazo de feedback para el sincronizador, figura 4.24.

$$F(z) = K_1 + \frac{K_2}{1 - z^{-1}} \quad (4.7).$$

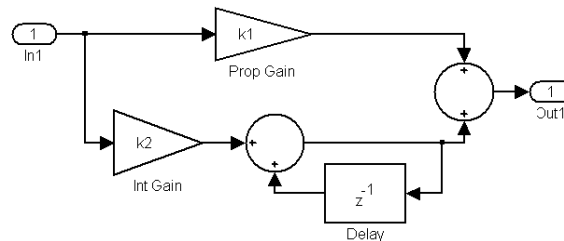


Figura 4.24.- Loop Filter.

Es conocido como filtro de lazo integrador proporcional, el cual tiene como característica una respuesta lineal. Los valores para definir la respuesta de este filtro quedan definidos en la Tabla 4.5, cuyos valores se definen considerando la

frecuencia a la cual se desempeña el sistema, con valores obtenidos al diseñarse los lazos para enganche de fase de manera digital, por sus siglas en inglés DPLL (*digital phase locked loop*).

Tabla 4.5

$$K_1 = -0.22537$$

$$K_2 = -1.51148e-3$$

NCO

El Oscilador Controlado Númericamente es el encargado de corregir el muestreo de la señal mediante un contador descendente, cuyo contador esta en función de la respuesta del loop filter, y para su aplicación existen diversidad de trabajos que hacen mención del NCO [6, 7, 20]. En la figura 4.25 tenemos la estructura NCO en Simulink, y en la figura 4.26 el contador descendente que marca los puntos en los cuales se realiza la interpolación.

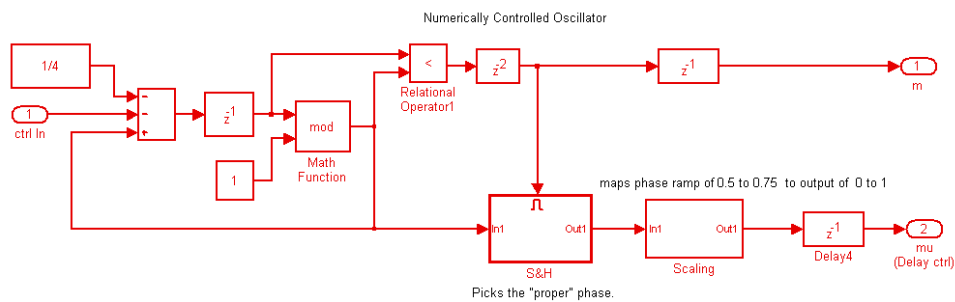


Figura 4.25.- Estructura del NCO.

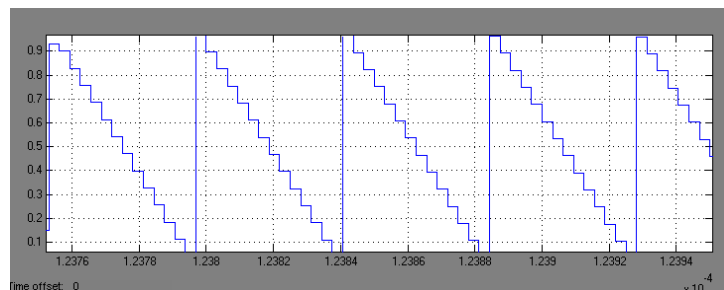


Figura 4.26.- Contador descendente.

Podemos realizar una breve explicación gráfica del funcionamiento del NCO, en la figura 4.27, donde el contador descendente determina en que lugar se debe realizar la interpolación antes de reiniciar su conteo.

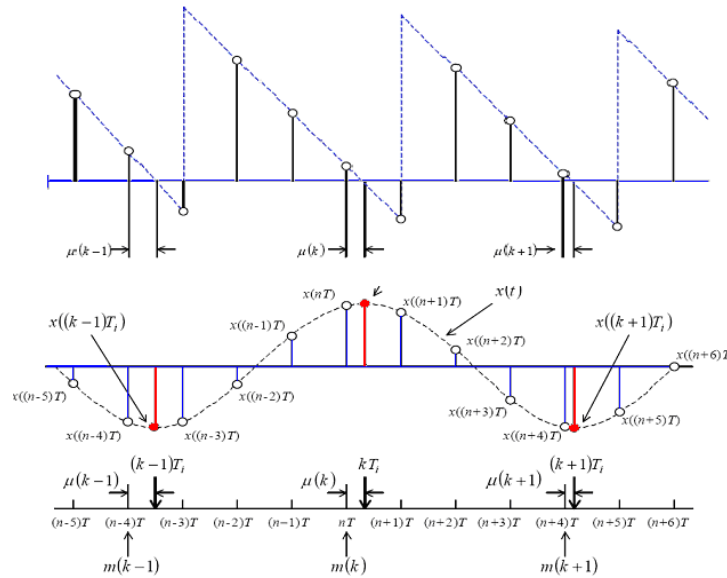


Figura 4.27.- Muestras deseadas determinadas por el NCO.

El último esquema aplicado en el sincronizador es la combinación de filtros para formar la estructura Farrow (figura 4.28), definida en el capítulo 3. En esta sección mostramos como se aplica definiendo los filtros y tomando los coeficientes empleados para cada uno de ellos.

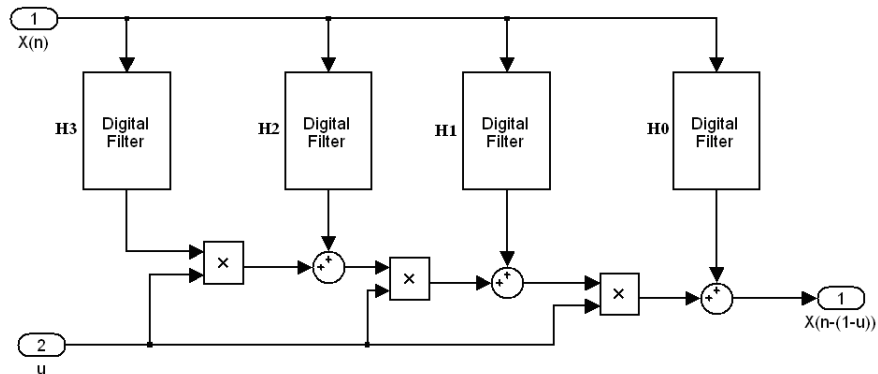
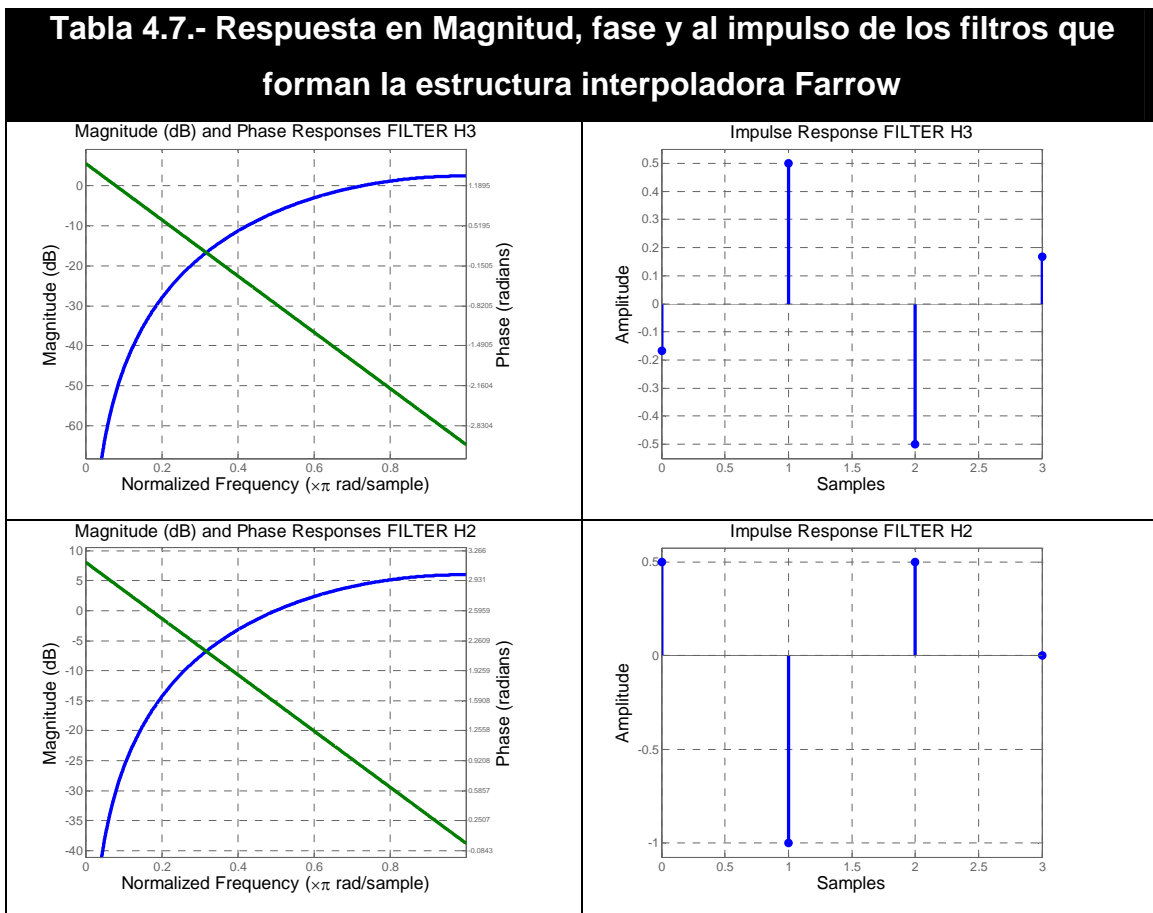


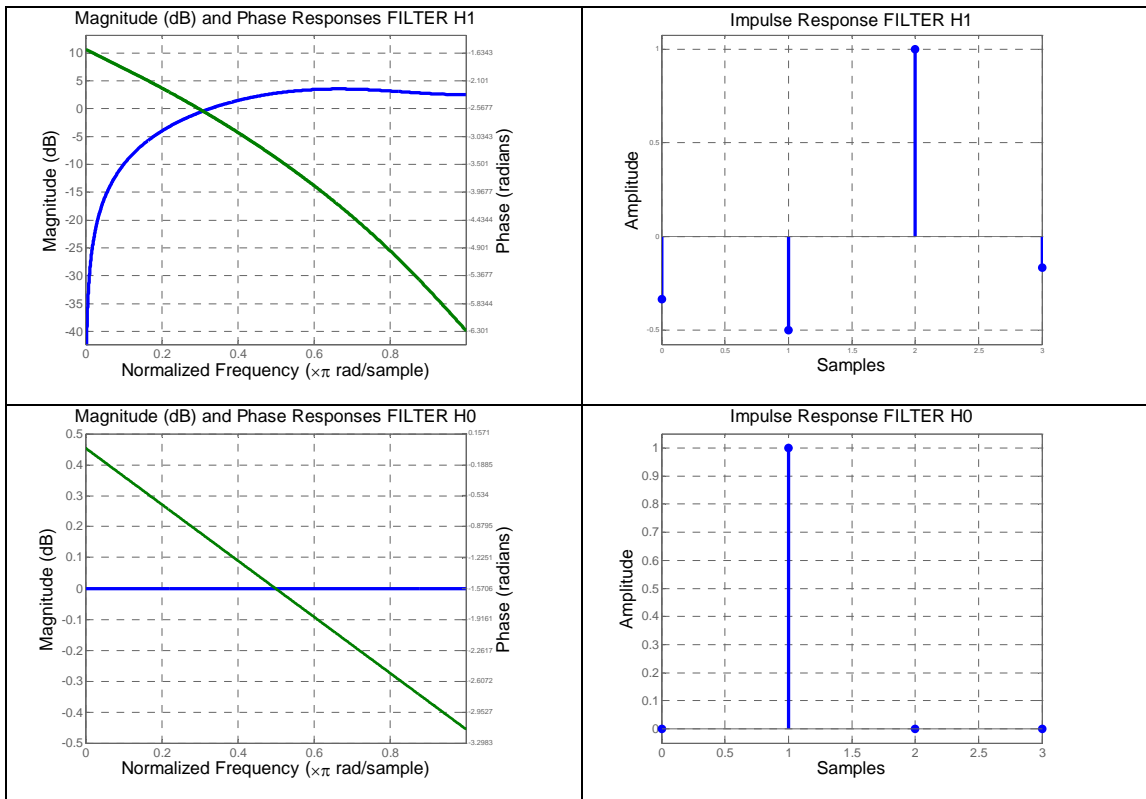
Figura 4.28.- Estructura Farrow en arreglo de filtros FIR.

Las características de los filtros están en función de los coeficientes expresados en la tabla 4.6.

TABLA 4.6.- COEFICIENTES DE LOS FILTROS EN LA ESTRUCTURA FARROW			
FILTRO H3	FILTRO H2	FILTRO H1	FILTRO H0
1/6	0	-1/6	0
-1/2	-1/2	1	0
1/2	-1	-1/2	1
-1/6	1/2	-1/3	0

Cada filtro esta diseñado como un filtro FIR y observamos la respuesta en magnitud y fase para cada uno de ellos. En la tabla 4.7 se muestra la respuesta en magnitud y fase, además de mostrar los coeficientes de la respuesta al impulso de cada filtro.





4.4.- MEDICIÓN DE LA TASA DE ERROR DEL BIT EN LAS SIMULACIONES

Para determinar el desempeño de nuestras simulaciones realizamos la medición de la tasa de error del bit (BER). Por tal motivo aplicamos en Simulink el sistema de comunicación digital completo mostrado en la figura 4.29. Como parte de la medición del BER requerimos la alineación de las señales transmitida y recibida para poder comparar los bits en los tiempos correctos, por lo cual añadimos un *retraso* entero en la señal de los bits transmitidos.

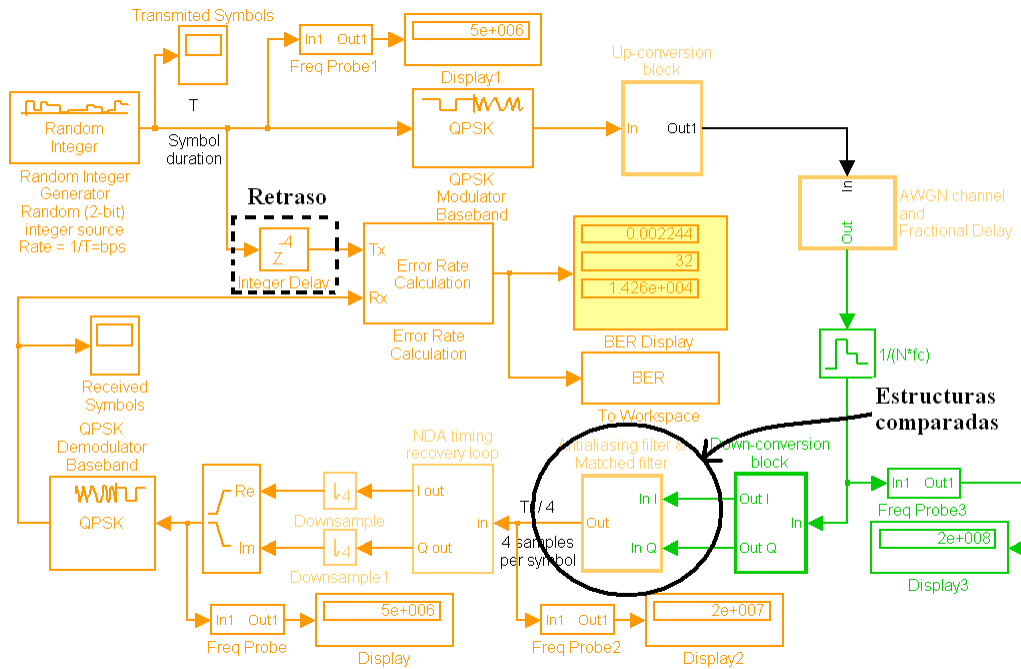


Figura 4.29.- Sistema de transmisión – recepción con modulación QPSK.

Enfocando nuestra atención a las simulaciones comparamos las estructuras para su evaluación, donde cada simulación se efectúa para el filtro antialiasing de referencia [12, 13, 14] y también para la estructura propuesta del filtro CIC más el filtro compensador.

La primera estructura es la integrada por el filtro antialiasing Butterworth más el filtro formador del símbolo (figura 4.30).

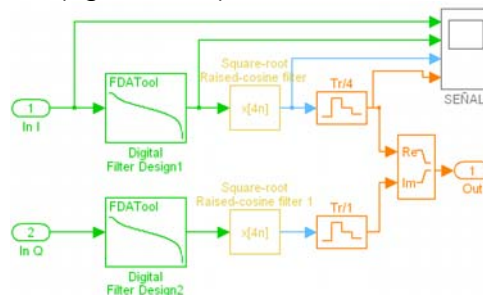


Figura 4.30.- Estructura de referencia [12, 13, 14].

El segundo esquema es el formado por el filtro CIC y el filtro compensador más el filtro formador del símbolo, figura 4.31.

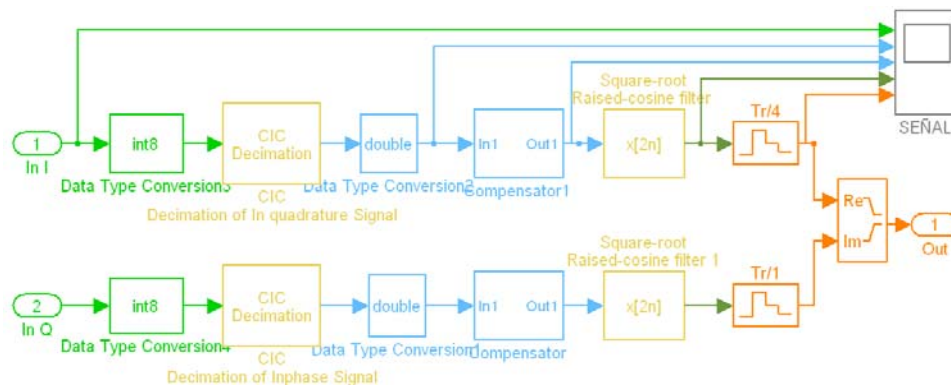


Figura 4.31.- Estructura CIC más filtro compensador y Filtro formador del símbolo.

Podemos analizar como se procesa la señal en ambas estructuras haciendo una comparación. Primeramente analizamos las señales en cada etapa de la estructura con filtro Butterworth, como se observa en la figura 4.32. Se observa como los símbolos de la señal se definen al pasar por el filtro formador del símbolo con un reducido número de muestras y evita al mismo tiempo la interferencia intersímbolo, la última etapa de la estructura toma solo cuatro muestras para entrar a la etapa de sincronización.

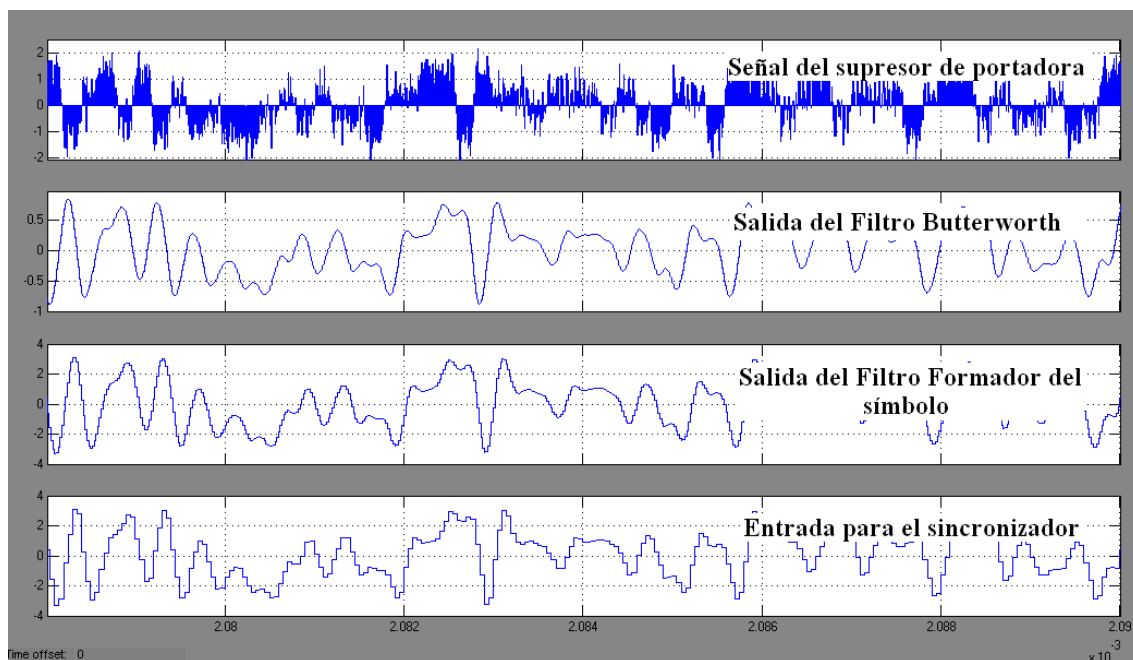


Figura 4.32.- Señales resultantes de la estructura de referencia.

Las señales para la segunda estructura son las observadas en la figura 4.33, al igual que en la estructura de referencia tenemos la señal en banda base, se realiza una cuantización de la señal y se efectúa una decimación de orden 4 con el filtro CIC, el cual también limita el aliasing de la señal apoyándose en el filtro compensador para mejorar su respuesta. A diferencia del filtro Butterworth en la estructura del CIC más el compensador el filtro formador del símbolo emplea 4 muestras para determinar el símbolo.

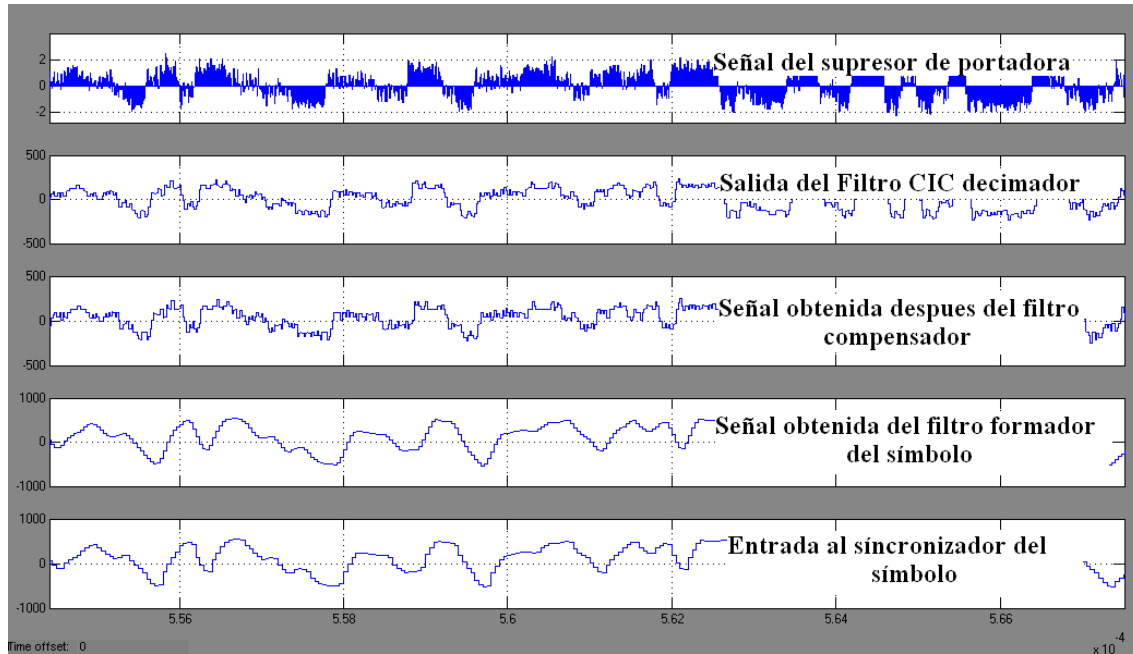


Figura 4.33.- Señales resultantes de la estructura compuesta por el CIC mas el compensador.

Los resultados obtenidos con cada estructura en la simulación del sistema completo se observan en la tabla 4.7. Los valores de las estructuras son para diferentes factores de roll-off del filtro formador del símbolo. Este parámetro lo empleamos como elemento de comparación entre las estructuras de referencia y la propuesta realizada. En la figura 4.34 tenemos las gráficas resultantes de la simulación.

Tabla 4.8.- Comparaciones del BER obtenido por las estructuras			
Estructura	Roll off	Bits enviados	Bits erronéos
Referencia	$\alpha = 0.25$	1 millón	950
Referencia	$\alpha = 0.5$	1 millón	620
Propuesta	$\alpha = 0.25$	1 millón	400
Propuesta	$\alpha = 0.5$	1 millón	41

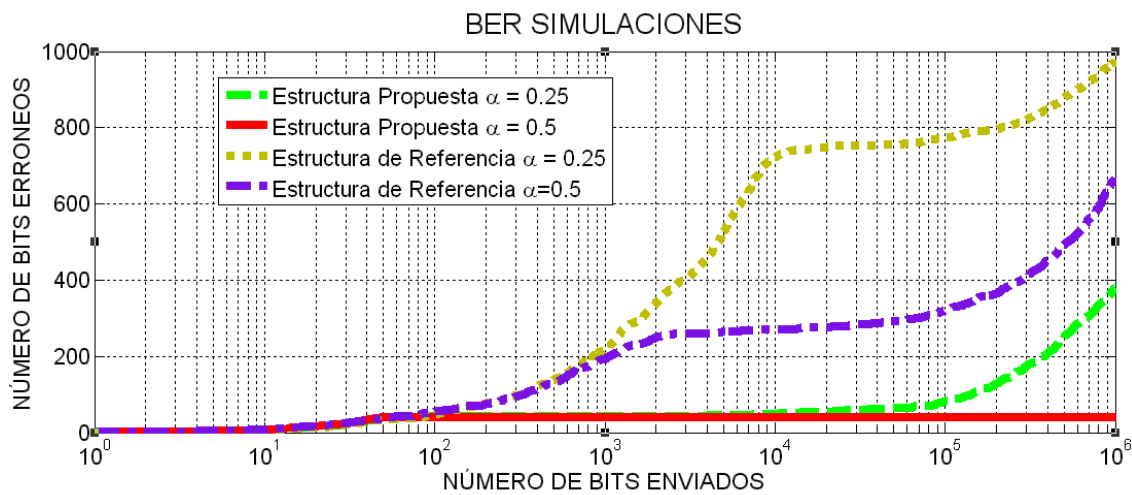


Figura 4.34.- Número de bits erróneos en las simulaciones.

Observamos en la figura 4.34 los resultados obtenidos después de realizar la simulación de cada estructura. Las simulaciones muestran las mejoras que se obtuvieron al aplicar la propuesta con un menor número de bits erróneos.

CONCLUSIONES

Se realizó la propuesta de una estructura para la sincronización del símbolo, y basada en la modificación de un esquema de la literatura existente, [12, 13, 14]. La idea principal era cambiar el filtro antialiasing Butterworth con un filtro CIC. Al aplicar nuestra estructura propuesta el beneficio obtenido fue evitar los multiplicadores del filtro antialiasing del esquema de referencia.

Aprovechamos las características del filtro CIC, el cual es un filtro simple ya que no requiere de multiplicadores y solo emplea retrasos y sumadores. Por otro lado el filtro CIC tiene una pobre respuesta en magnitud y por este motivo se necesita un compensador para mejorar su banda de paso.

Se eligió un filtro compensador simple [19] el cual tampoco emplea multiplicadores en su estructura. Al aplicarse el filtro CIC junto con el filtro compensador se mejoró la respuesta en la banda de paso, y rechazo y esto se logró con tres etapas del filtro CIC.

Con la propuesta realizada se lograron dos importantes resultados:

La aplicación del filtro antialiasing de la propuesta no requiere multiplicadores a diferencia del filtro antialiasing de referencia, que tiene multiplicadores dependiendo del orden del filtro, en este caso 8 multiplicadores por el orden 8 del filtro Butterworth.

En la simulación de la estructura propuesta se obtuvo el mejor desempeño del BER con una simulación de 1 millón de bits. Nuestro parámetro de referencia fue hacer variaciones en el roll-off del filtro formador del símbolo. Al aplicar variaciones del roll-off de 0.25 y después un valor de 0.5 a la estructura de referencia se obtuvieron valores de 950 y 620 bits erróneos respectivamente. Por otro lado la estructura propuesta al aplicar un roll-off de 0.25 obtuvimos 400 bits erróneos y al cambiar el roll-off a 0.5 los bits erróneos fueron 41, comprobando que nuestra estructura ofrece mejores características de funcionamiento.

TRABAJO A FUTURO

Como trabajo futuro se propone realizar las siguientes actividades:

- Hacer una investigación de los interpoladores polinomiales para mejorar la respuesta del BER.
- Realizar el estudio de diferentes modulaciones con distintos modelos de canal y aplicarlos en simulaciones para su evaluación con un esquema de sincronización.
- Investigar diferentes métodos de sincronización para mejorar la estructura propuesta con la finalidad de mejorar el BER.
- Implementar en su totalidad el sistema de comunicaciones digital en un sistema VHDL.

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPITULO I

1.1.- Sistema de comunicaciones.....	1
1.2.- Ancho de banda del símbolo y factor de rolloff.....	4
1.3.- Diagrama de ojo.....	5

CAPITULO II

2.1.- Modulaciones digitales PSK, ASK, y FSK.....	7
2.2.- Sincronizador coherente.....	8
2.3.- Diagrama de espacio para el sistema coherente QPSK.....	12
2.4.- BER para los sistemas M-ary PSK.....	15
2.5.- BER y SER para el sistema QPSK.....	16
2.6.- Transmisor QPSK coherente.....	17
2.7.- Receptor QPSK coherente.....	17
2.8.- Densidad espectral para el sistema QPSK.....	19

CAPITULO III

3.1.- Sincronizador del símbolo digital.....	22
3.2.- Escalas de Tiempo para el transmisor y el receptor.....	23
3.3.- Interpolador Lineal.....	24
3.4.- Decimación del filtro formador del símbolo.....	26
3.5.-Estructura para la sincronización del símbolo.....	27
3.6.- Estructura Farrow, [2, 9].....	28
3.7.-Polinomio de Lagrange de 3er orden en la estructura Farrow, [2,9].....	29
3.8.- Punto base y retardo fraccionario, [2,6].....	30
3.9.- Diagrama a bloques para el sincronizar del símbolo, [2, 6, 7].....	30

CAPITULO IV

4.1.- Estructura propuesta.....	31
4.2.- Simulación del sistema transmisor en nuestro diseño.....	32
4.3.- Simulación del canal con retardo fraccionario y ruido.....	33
4.4.- Retraso fraccionario en señal de Frecuencia intermedia (IF).....	33
4.5.- Señal IF, a).-Señal sin ruido, b).- Señal con ruido	34
4.6.- Señal IF afectada por retraso y ruido.....	34
4.7.- Estructura propuesta aplicada en Simulink.....	35
4.8.- Muestreo de la señal en Frecuencia Intermedia.....	35
4.9.- Señal muestreada en Frecuencia Intermedia.....	36
4.10.- Obtención de la señal en banda base.....	36
4.11.- FDA Tool para filtro Butterworth.....	37
4.12.- Filtro Butterworth Respuesta en Magnitude y Fase.....	37
4.13.- Filtro Butterworth Respuesta Impulso.....	37
4.14.- Filtro decimador CIC.....	38
4.15.- Estructura compensadora.....	39
4.16.- Filtro CIC más el filtro compensador.....	40
4.17.- Respuesta en Magnitud del filtro CIC.....	40
4.18.- Filtro formador del símbolo.....	41
4.19.- Respuesta al impulso.....	42
4.20.- Respuesta en Magnitud y fase.....	42
4.21.- Estructura para sincronización del símbolo.....	43
4.22.- Configuración TED Gardner.....	44
4.23.- Error Obtenido del TED Gardner.....	44

4.24.- Loop Filter.....	45
4.25.- Estructura del NCO.....	46
4.26.- Contador descendente.....	46
4.27.- Muestras deseadas determinadas por el NCO.....	47
4.28.- Estructura Farrow en arreglo de filtros FIR.....	47
4.29.- Sistema de transmisión – recepción con modulación QPSK.....	50
4.30.- Estructura de referencia [12, 13, 14].....	50
4.31.- Estructura CIC más filtro compensador y Filtro formador del símbolo.....	51
4.32.- Señales resultantes de la estructura de referencia.....	51
4.33.- Señales resultantes de la estructura compuesta por el CIC mas el compensador.....	52
4.34.- Número de bits erróneos en las simulaciones.....	53

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Simon Haykin, “*Communication Systems*”, John Wiley & Sons, Inc. 4th edition.
- [2] Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, Stefan A. Fetchel. “*Digital Communication Receiver*”, Wiley series in Telecommunications and Signal Processing, John G. Proakis, Series Editor, 1998.
- [3] J.G. Proakis. “*Digital Communications*”. McGraw-Hill, 4th edition, 2001.
- [4] J. G. Proakis, and M. Salehi. “*Contemporary communication system using Matlab*” PWS Publishing Company, 2000.
- [5] U. Mengali and A. N. D'Andrea. “*Synchronization Techniques for Digital Receivers.*”, Plenum Press, 1997.
- [6] Gardner, F., "Interpolation in Digital Modems – Part I: Fundamentals," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 41, No. 3, pp. 501-507, March 1993.
- [7] Erup, L., F. Gardner, and R. Harris, "Interpolation in Digital Modems – Part II: Implementation and Performance," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 41, No. 6, pp. 998-1008, June 1993.
- [8] R. W. Schafer and L. R. Rabiner, “A digital signal processing approach to interpolation,” *Proc. of the IEEE*, Vol.61, No.6, July 1973.
- [9] C. W. Farrow. A Continuously Variable Digital Delay Element. In *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '88)*, Espoo, Finland, pp. 2641–2645, June 1988.
- [10] J. Mitola, The software radio architecture, *IEEE Comm. Mag.* 30 (5) pp. 26-38, May 1995.
- [11] E. B. Hogenuer, “An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process*, vol. ASSP-29, pp. 155-162, April 1981.
- [12] F. J. Harris, O. Dick, and M. Rice, “Digital Receivers and Transmitters Using Polyphase Filter Banks for Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.51, Issue 4, Part 2, pp.1395-1412, April 2003.
- [13] H. Wymeersch and M. Moeneclaey, "Low complexity multi-rate IF sampling receivers using CIC filters and polynomial interpolation". In *Proc. Sixth Baiona*

Workshop on Signal Processing in Communications, Baiona, Spain, September 2003.

[14] Henk Wymeersch. Algoritmes voor Software Radio, geschikt voor gecodeerde transmissie. *Software Radio Algorithms for Coded Transmission*. Ph. D. Thesis, Ghent University, Belgium, May, 2005.

[15] H. Wymeersch, M. Moeneclaey, BER performance of software radio multirate receivers with nonsynchronized IF sampling and digital timing correction. *In: Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, (ICASSP 2003)*, Hong Kong, April 2003.

[16] Matlab® and Simulink® Versión 7.4.0.287 R2007a, Enero 29, 2007, The Mathworks Inc.

[17] Vinay K. Ingle, John G. Proakis, "*Digital Signal Processing Using Matlab*", Brooks/Cole, Thomson learning, 2000.

[18] John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, "*Digital Signal Processing, Principles, Algorithms, and applications*", Prentice Hall, 3rd edition, 1995.

[19] G. Jovanovic Dolecek, S.K. Mitra. "On Design of CIC Decimation Filter with Improved Response", *IEEE International symposium on Communications, Control & Signal Processing, ISCCSP 08*, Malta, pp 12-14, March 2008.

[20] Frederic J. Harris, "*Multirate Signal Processing for Communication System*". Prentice Hall, PTR, 2004.

[21] Floyd M. Gardner, A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers. *IEEE, Transactions on communications*, vol. com-34, no. 5, may 1986.

[22] Sanjit K. Mitra. *Digital Signal Processing A computer-Based Approach*. McGraw-Hill, Irwin, 1999.

[23] Jeffrey H. Reed, "*Software Radio, A modern approach to radio Engineering*", Prentice Hall, 2002.

[24] M. Henker and G. Fettweis. "Combined Filter for Sample Rate Conversion, Matched Filtering and Symbol Synchronization in Software Radio Terminals". *In Proceedings of the European Wireless*, pages 61-66. Berlin Offenbach, September 2000.