

UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA

FACULTAD DE INGENIERÍA

COMUNICACIONES DIGITALES

Taller 2 — Canal inalámbrico y modulación multicanal

Autores:

Federico BELLO

Julieta UMPIERREZ

28 de septiembre de 2025



UNIVERSIDAD
DE LA REPÚBLICA
URUGUAY



Índice

1. Parte I: Sistemas OFDM	2
1.1. Parte a	2
1.2. Parte b	2
1.3. Parte c	2
1.4. Parte d	2
1.5. Parte e	2
1.6. Parte f	2
1.7. Parte g	2
1.8. Parte h	3
2. Parte II: Canal inalámbrico y modulación multicanal	3
2.1. Parte i	4
2.2. Parte j	4
2.3. Parte k	5
2.4. Parte l	5
2.5. Parte m	5
2.6. Parte n	5
2.7. Parte ñ	6
2.8. Parte o	6
2.9. Parte p	7
2.10. Parte q	7
2.11. Parte r	8
2.12. Parte s	8
2.13. Parte t	9
3. Parte III: Sobre el trabajo integrador	9
3.1. Introducción	9
3.2. Modulación	9
3.2.1. BPSK	10
3.2.2. OQPSK	10
3.2.3. Acceso al medio compartido	10

1. Parte I: Sistemas OFDM

1.1. Parte a

Dado que por letra se requiere tener una guarda de $5kHz$ se tiene que el ancho de banda disponible (B_{eff}) es de $990kHz$. A su vez, las portadoras deben distar $2,5kHz$ por lo que si N_a es el numero de portadoras activas se tiene $N_a 2,5kHz \leq B_{eff}$ por lo que $N_a \leq 396$. Además, por cuestiones de optimalidad de la FFT se tiene que el tamaño del vector de entrada para el mismo tiene que ser una potencia de 2, eso hace que se tome $N = 2^9 = 512$ como tamaño de la IFFT.

1.2. Parte b

Sea T_s la duración del símbolo activo ¹ se tiene que para lograr la ortogonalidad en la base es necesario que la separación entre dos portadoras cualesquiera k y j cumpla que $f_k - f_j = \frac{n}{T_s}$, es decir múltiplos de $\frac{1}{T_s}$. Tomando la separación entre dos contiguas ($n = 1$) la cual es $2,5kHz$ por letra se obtiene que $T_s = 4 \times 10^{-4}s$. Luego, se tiene que la frecuencia de muestreo de la IFFT debe ser tal que permita enviar N muestras de la misma en el tiempo que dura el símbolo OFDM por lo que $f_{IFFT} = \frac{N}{T_s} = \frac{512}{4 \times 10^{-4}} = 1,28MHz$.

1.3. Parte c

Siguiendo las ideas planteadas en [2] y [3] se tiene que dado que el *delay spread* es la diferencia entre la demora del camino mas corto y la del mas largo, esto implica que el canal tiene L taps, lo que se traduce en una dispersión en la señal. Para ejemplificar, si se manda un símbolo de tamaño N en recepción se van a recibir $N + L - 1$ muestras dado que el símbolo se expande por los taps del canal. Esto genera una superposición con el símbolo siguiente lo que genera el siempre indeseado, ISI.

1.4. Parte d

Siguiendo las ideas planteadas en [2] y [3] se tiene que la solución frente a este problema es copiar las ultimas $L - 1$ muestras del símbolo en los primeros lugares. Esto implica que el ISI se va a dar en las primeras $L - 1$ muestras que se descartan y solo se consideran las muestras en $[L, L + N - 1]$ que no tienen ISI. Por otro lado, el agregado del prefijo cíclico hace que la convolución que se da con el canal sea una convolución circular lo que implica que se puede pasar de convolución en el tiempo a multiplicación en frecuencia facilitando así la estimación del canal. Es claro que el prefijo cíclico tiene que durar por lo menos el *delay spread*. Por lo tanto, la relación entre el tiempo del prefijo cíclico y el tiempo de símbolo activo es $CP = \frac{20\mu s}{4 \times 10^{-4}s} = 0,05s$. Entonces $CP = 2^{-4}$.

1.5. Parte e

En la figura 1 se adjunta el diagrama del sistema completo. En A afecta N_a y N . En B afecta f_{IFFT} y T_s . En C afecta el prefijo cíclico, el cual se agrega en transmisión y se descarta en recepción.

1.6. Parte f

Se utiliza para tener puntos de referencia, sobre todo para cuando se usa mas de un símbolo para estimar el canal.

1.7. Parte g

El objetivo es maximizar la cantidad de portadoras activas, esto implica cumplir una serie de restricciones que se detallaran a continuación. En primer lugar hay que recordar que las portadoras s_1 y s_{199} se ocupan con una palabra de sincronismo. La primer restricción a tener en cuenta es la de la frecuencia de coherencia, dado que es de $15kHz$ y cada portadora ocupa $2,5kHz$ se tiene que la máxima distancia a la que se pueden poner los pilotos es 6 portadoras. Luego en el tiempo, se tiene que el tiempo de coherencia es $1,6ms$ y el

¹Cuando no hay prefijo cíclico coincide con el tiempo de símbolo total, si hay se necesita saber el valor del mismo para calcularlo.

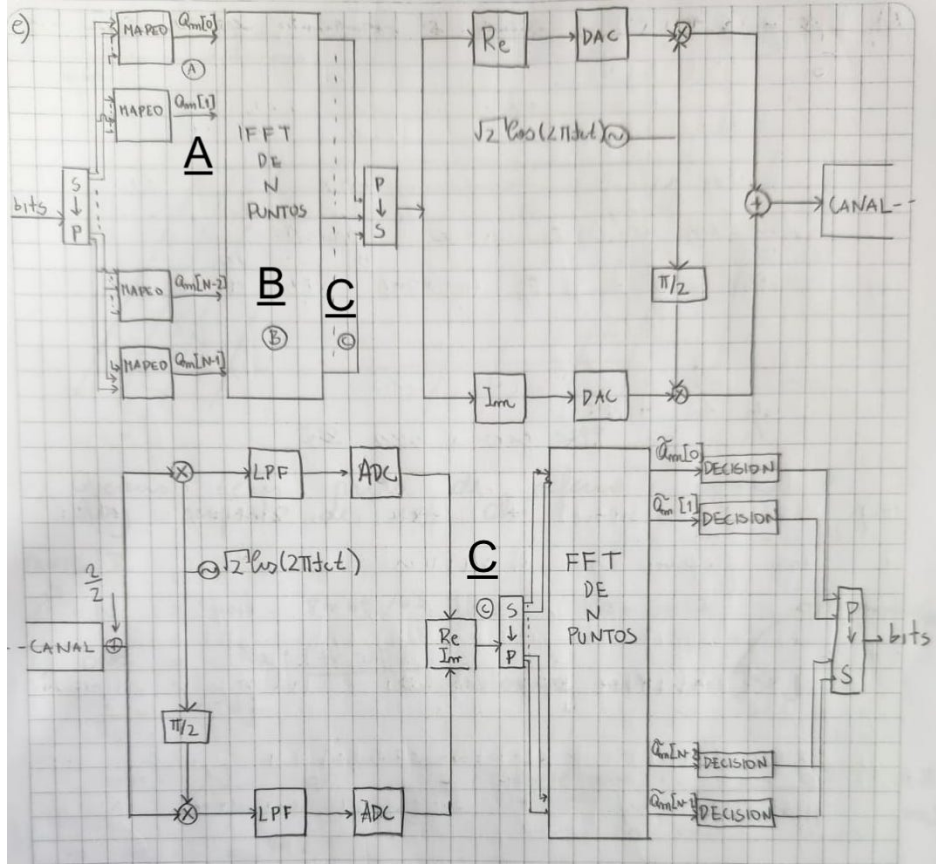


Figura 1: Diagrama de bloques del sistema

tiempo de duración del símbolo activo es $T_s = 4 \times 10^{-4} s$, a su vez todo el símbolo OFDM va a durar ese valor mas el del prefijo cíclico, por lo que la duración total es $T_s(1 + CP) = 4,25 \times 10^{-4} s$. Esto indica que hay que poner pilotos cada 3 símbolos. Ahora, no es deseable dejar símbolos sin pilotos pero tampoco es deseable poner pilotos siempre en las mismas portadoras. Es por esto que aceptando un cierto *delay* se pueden usar 3 símbolos OFDM para estimar el canal como se muestra en la figura 2. Por lo tanto, estamos frente a un compromiso entre la cantidad de pilotos y el *delay*. Seria posible aumentar la cantidad de pilotos, disminuyendo las portadoras de información, con el objetivo de lograr estimar el canal en cada símbolo, no teniendo que esperar otros dos símbolos para hacerlo. La decisión de que tantas portadoras activas invertir para esto dependerá del caso de uso específico.

1.8. Parte h

Para proponer el esquema de modulación se calculara el $m = \log_2(M)$. Si el requerimiento son $3,5 Mbps$ se tiene que $r_b = \frac{N_a^* m}{T_s(1+CP)}$ donde el denominador es el tiempo total del símbolo OFDM. Luego $N_a^* = 396 - 2 - 22 = 372$ dado que son 2 de sincronismo y pongo pilotos cada 18. Por lo que $m = 3,99$, al ser al menos tomamos $m = 4$ por lo que se tiene 16-QAM.

2. Parte II: Canal inalámbrico y modulación multicanal

Para esta segunda parte se cuenta con un esquema de modulación OFDM, donde se utiliza una tasa de muestreo $f_{IFFT} = 8 \frac{64}{63} MHz$, $N=2^{13}$ portadoras (de las cuales se utilizan $5617 = N_a$)

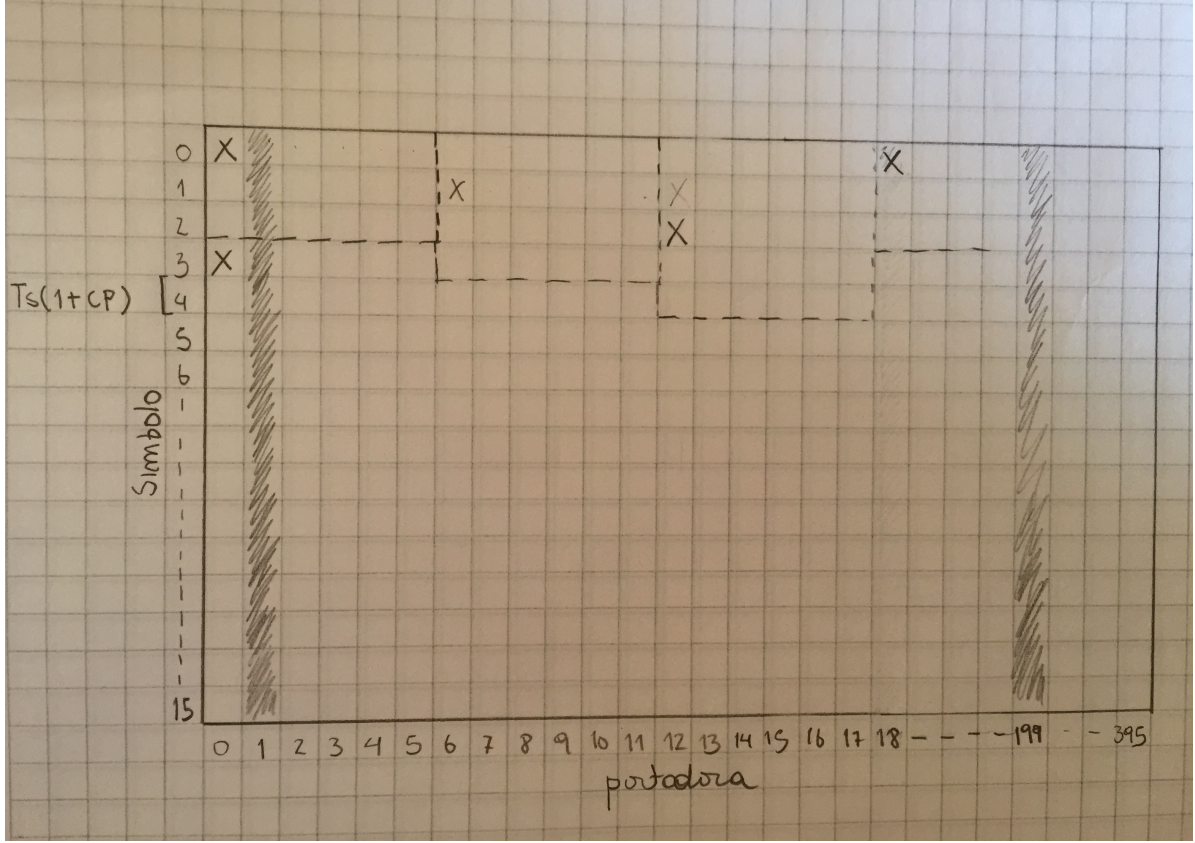


Figura 2: Estructura de cuadro para estimar el canal maximizando la cantidad de portadoras activas disponibles

2.1. Parte i

Similar al ejercicio anterior, se calcula el largo del símbolo activo como $T_s = \frac{N}{f_{IFFT}} = 1,008ms$. Luego, se sabe que la distancia entre portadoras contiguas cumple $\frac{1}{T_s} = f_k - f_j = 992,1Hz$. Para calcular el tiempo de símbolo total es necesario conocer el tiempo de prefijo, obteniendo que $T_T = T_s + T_{CP}$. Por último, el ancho de banda ocupado por la señal OFDM es la cantidad de portadoras por la separación entre dos contiguas, es decir: $B = (f_k - f_j)N_a = 5,57MHz$

2.2. Parte j

De forma genérica, la tasa de transmisión de símbolos puede calcularse como el cociente entre la cantidad de portadoras útiles y el tiempo de símbolo total, es decir, $r_s = \frac{N_{a_s}}{T_s(1+CP)}$ donde CP es el cociente entre el tiempo de prefijo cíclico y el tiempo de símbolo activo: $CP = \frac{T_{CP}}{T_s}$ y N_{a_s} es la cantidad de portadoras activas en cada segmento, $N_{a_s} = \frac{N_a}{13} = 384$. Por lo tanto, sustituyendo para los respectivos valores de CP se obtiene:

$$CP = \frac{1}{4} \rightarrow r_s = 305ksymb/s$$

$$CP = \frac{1}{16} \rightarrow r_s = 359ksymb/s$$

$$CP = \frac{1}{8} \rightarrow r_s = 339ksymb/s$$

$$CP = \frac{1}{32} \rightarrow r_s = 369ksymb/s$$

Por último, si se utiliza una modulación 64QAM y una tasa de codificación de $2/3$, se obtiene que la tasa de bits efectiva es: $r_b = \frac{2}{3} \log_2 M r_s$ donde r_s es la tasa de símbolo con $CP=1/16$. Por lo tanto, $r_b = \frac{2}{3} * 369ksymb/s = 1,44Mbps$.

2.3. Parte k

A continuación se cambia el esquema de modulación a una modulación QPSK *single-carrier*, con un coeficiente de *roll-off* $\rho = 0,25$. La tasa de transmisión de símbolos útiles es la misma que la parte anterior, es decir, $r_{s_s} = 359ksymb/s$ por segmento, obteniendo así una tasa de símbolos total de $r_s = 4,667Msymb/s$.

Es sabido que $B_{PB} = r_s(1 + \rho) = 5,83MHz$, donde B_{PB} representa el ancho de banda de la señal en pasa banda. Notar que no tiene una gran diferencia con el ancho de banda ocupado por OFDM, el cual dio un valor de 5,57MHz. Esto parece ser coherente dado que el objetivo de OFDM no es minimizar el ancho de banda utilizado, sino que es buscar minimizar las consecuencias del multicamino.

2.4. Parte l

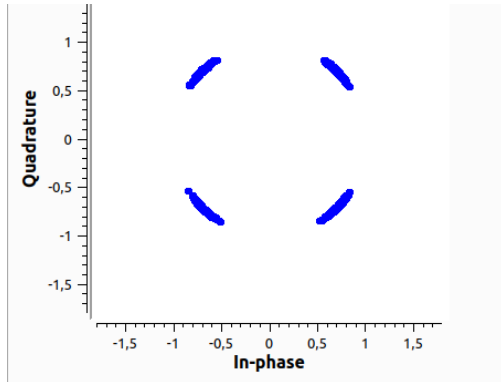
Si se tomaran 5 muestras por tiempo de símbolo se estaría trabajando a una frecuencia $f_{muestreo} = \frac{5}{T_s} = 23,3MHz$, la cual coincide con la utilizada en el diagrama.

Por el teorema de muestreo, la mínima tasa a la cual se podría trabajar es $f_{min} = 2B_{BB} = 2B_{PB}/2 = 5,8MHz$, donde B_{BB} representa el ancho de banda de la señal en banda base.

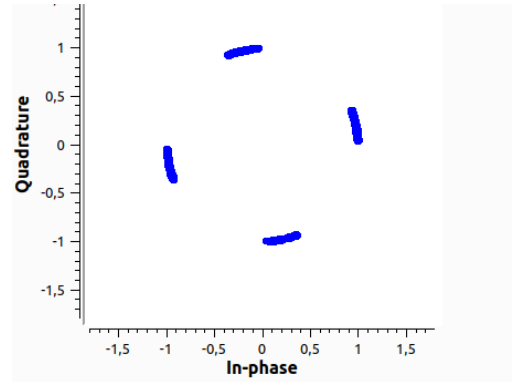
Se puede ver que es mucho menor a la de OFDM, esto es causado por el hecho de que el calculo de OFDM es teniendo en cuenta las portadoras no activas ($N = 2^{13}$).

2.5. Parte m

En primera instancia se modelara la presencia de ambos fenómenos de manera analítica. Para eso se parte de la señal transmitida $x_T(t) = Re(x(t))\cos(2\pi f_c t) - Im(x(t))\sin(2\pi f_c t)$. Luego en recepción, por la rama del diagrama de bloques real se tiene $x_T(t)\cos(2\pi(f_c - f_d)t + \phi)$ que aplicando identidades trigonométricas y teniendo en cuenta el LPF se obtiene $\frac{x(t)}{2}e^{j(2\pi f_d t)}e^{-j\phi}$. Análogamente en la rama imaginaria se tiene $\frac{x(t)}{2}e^{-j(2\pi f_d t)}e^{j\phi}$. Formando el complejo se llega a $\frac{x(t)}{2}e^{j(2\pi f_d t)}e^{-j\phi}$. Analizando en primera instancia solo el efecto de f_d , es decir un error en frecuencia, se ve como se genera una atenuación dependiente del tiempo, generando un giro en la constelación que es lo que se ve en GNU-radio y se capturo en la figura 3b. Por otro lado se tiene que un desfase generara una atenuación de la señal enviada, por lo que el ruido de fase ϕ genera una dispersión de los símbolos de la constelación.



(a) Error en fase



(b) Error en frecuencia

Figura 3: Distintos errores de sincronismo en un esquema de modulación QPSK

2.6. Parte n

Agregar distorsión de orden tres ² al sistema implica sacar de la zona lineal al amplificador que usualmente va antes del canal. Al pasarlo a saturación lo que sucede es que aparecen elementos polinómicos de tercer grado que generan productos de intermodulación y distorsión en forma de armónicos como se ve en la figura 4. Se puede ver el efecto de la distorsión tanto en el espectro en recepción como en la constelación. Notar como la presencia de esta distorsión resulta en una deformación del espectro recibido, agregándole lóbulos y aumentando el ancho de banda.

²Mayor discusión al respecto se adjunta en la parte r.

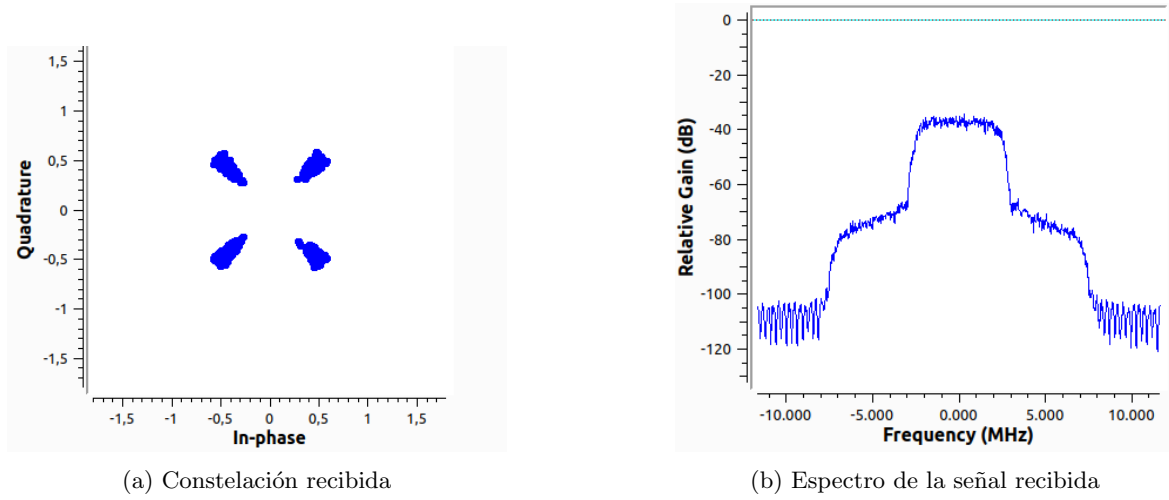


Figura 4: Efecto de la distorsión de tercer orden en la señal recibida

2.7. Parte ñ

A modo de ejemplo se utilizara un cambio al filtro de *taps* $[1, 0.2, 0.1]$, aunque el razonamiento es independiente de la elección. Con esta elección de *taps*, la respuesta al impulso toma la forma: $h[n] = \delta[n] + 0.2\delta[n-1] + 0.1\delta[n-2]$. Por lo tanto, en la salida del sistema se vera $y[n] = x[n] * h[n] = x[n] + 0.2x[n-1] + 0.1x[n-2]$ mas el ruido que el canal genere. Planteándolo de esta forma se ve claramente como esta simulación del *multipath* resulta en una interferencia inter-simbólica, ya que para una cierta muestra n se debe tener en cuenta también el efecto de muestras anteriores. Esto, debería resultar en un aumento de la varianza de la constelación, similar al efecto de un ruido, lo cual puede observarse en la figura 5.

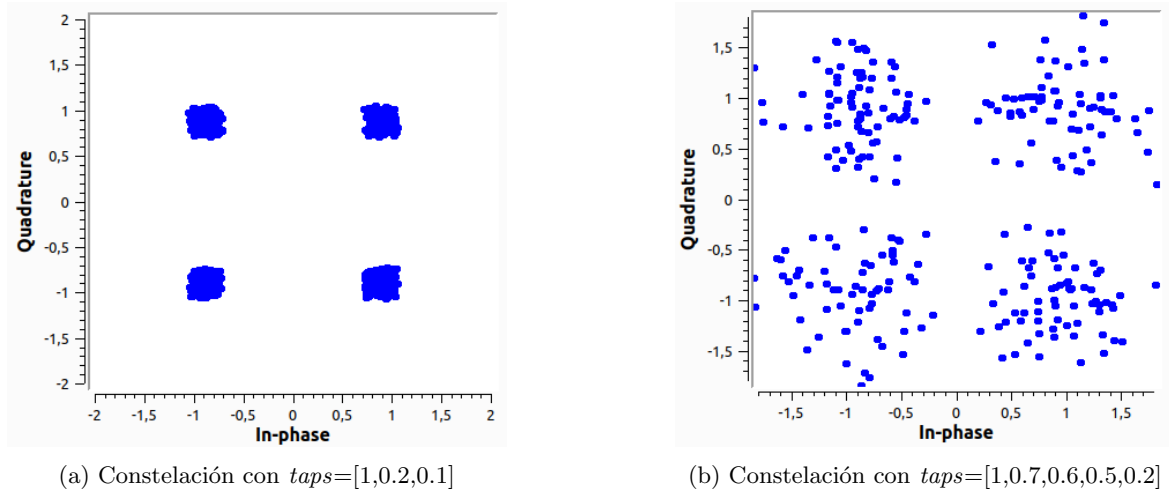


Figura 5: Efecto del multicamino en QPSK

Además, puede apreciarse algo que intuitivamente debería suceder. Cuantos mas caminos tenga, y menor sea la atenuación por los caminos de mayor atraso, mas nocivo sera para el sistema esta problemática, ya que mayor sera la interferencia de las señales enviadas previamente.

2.8. Parte o

Al saber la respuesta al impulso del sistema seria posible utilizar un filtro que la "neutralice" para así conseguir en recepción una señal lo mas fiel posible. Este razonamiento, a priori razonable, no es posible implementar en los sistemas reales, ya que la respuesta al impulso debido al multicamino es variante con el tiempo y la frecuencia de trabajo, imposibilitando utilizar esta técnica.

La transferencia de este sistema es de la forma: $H(z) = 1 + 0,2z^{-1} + 0,1z^{-2}$, por lo que es deseado un filtro ecualizador de la forma $H_{eq}(z) = \frac{1}{H(z)} = \frac{1}{1 + 0,2z^{-1} + 0,1z^{-2}}$, para así lograr que la respuesta total sea neutra. En la figura 6a se observa la implementación de dicho filtro, donde para calcular los *taps* se calcula la antitransformada de la transferencia correspondiente. Notar en la figura 6b como al utilizar esta herramienta el ruido disminuye considerablemente con respecto a no utilizarlo (comparar con la figura 5a).

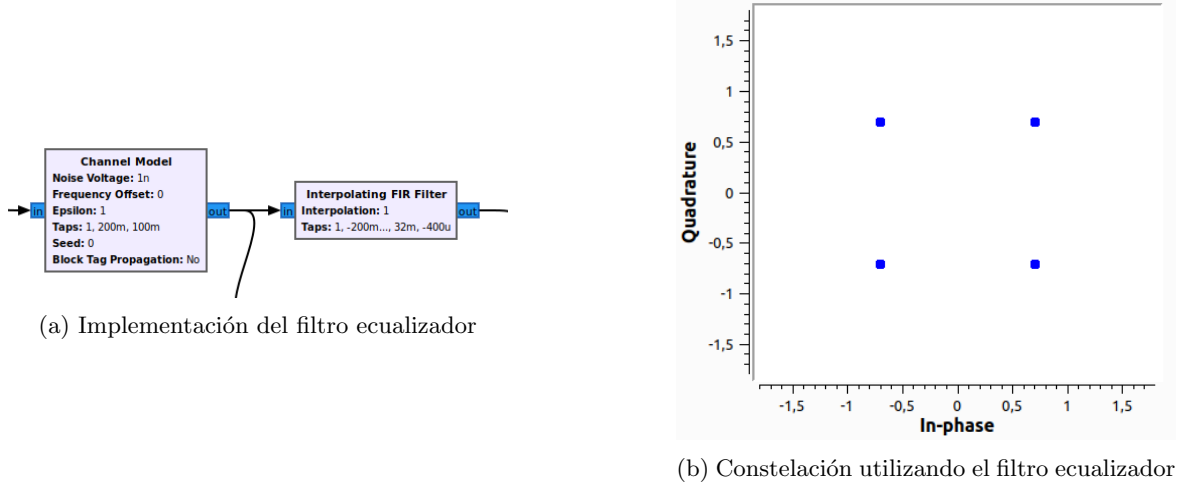


Figura 6: Filtro ecualizador

2.9. Parte p

En la figura 7 se adjunta la constelación OFDM con ruido de fase. Se puede observar como a priori el error parece ser muy similar al caso de QPSK, donde se recibe el punto mas un ruido. Sin embargo, siguiendo las ideas presentadas en [1] se tiene que para OFDM lo que se ve es una rotación común en la fase que se llama *common phase error* y que genera una pérdida de sincronismo que se traduce en ICI (*intercarrier interference*). La diferencia se da en que en QPSK se veía un esparcimiento que generaba el ISI, mientras que en este caso la rotación es generada por el ICI.

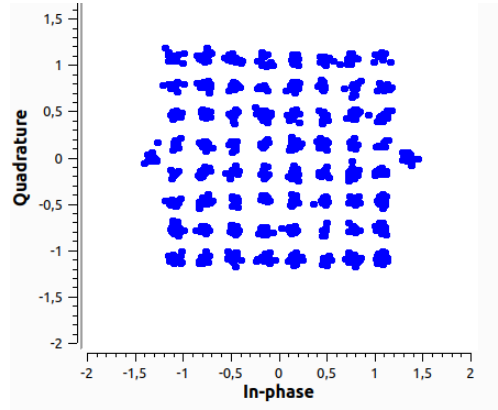


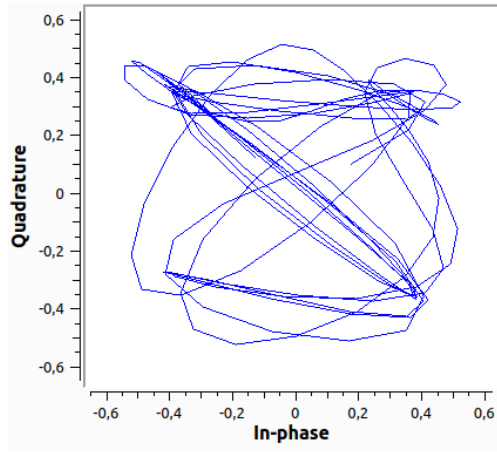
Figura 7: Efecto del ruido en fase en OFDM

2.10. Parte q

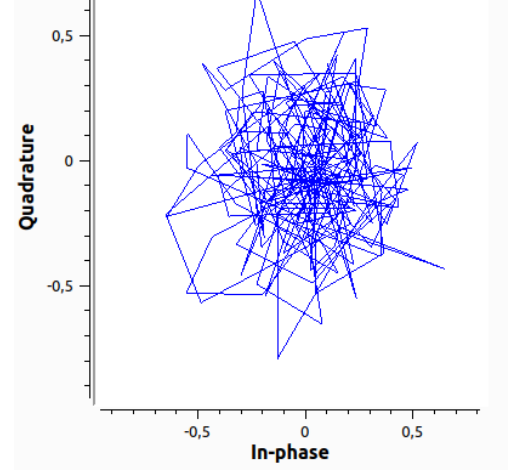
Agregar un error de muestreo hace que la la respuesta al impulso estimada por el sistema se vuelva inestable. Esto es porque se dejan de tomar las muestras en el instante óptimo, ahora se hace en $f_{IFFT} + f_{error}$. Esto genera ICI. Habilitando la opción *intepolate* se tiene que luego de un tiempo si el error es chico se estabiliza la estimación del canal.

2.11. Parte r

Siguiendo las ideas presentadas en la parte n se vio en el teórico que la manera de ser inmune a este tipo de distorsión es si la amplitud es constante, esto implica un diagrama IQ lo mas circular posible. Siguiendo esta idea es que se ve en las figuras 8a y 8b como OFDM no cumple esta condición pero si lo hace bastante bien QPSK. A su vez cabe mencionar que la variante OQPSK³ cumple este propósito aun mejor.



(a) Diagrama IQ de QPSK



(b) Diagrama IQ de OFDM

Figura 8: Diagramas IQ

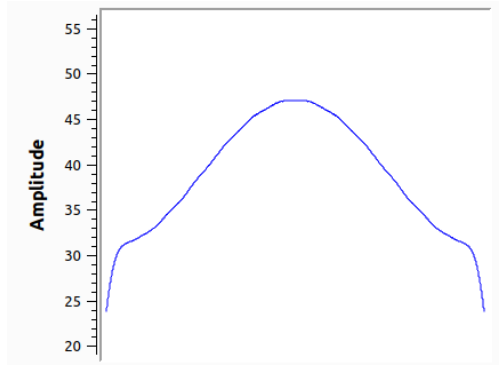
La razón por la cual es deseable obtener un diagrama IQ lo mas circular posible, es que, al agregar un amplificador en zona no lineal la señal recibida es de la forma: $y(t) = GA(t) + \frac{3c_3A^3(t)}{4} \cos(w_c t + \phi(t))$ donde G y c_3 son constantes y $x(t) = A(t)\cos(w_c t + \phi(t))$ la señal transmitida. Por lo tanto, si se envía una señal de amplitud constante, donde la información de la señal modulada esta en el argumento de la senoide, se obtiene en recepción una señal idéntica a la enviada, solo que atenuada, no modificando así el argumento de la senoide.

Esta, es la motivación de la modulación FM. La misma envía la información en la frecuencia instantánea de la señal transmitida, obteniendo así una gran ventaja con respecto a otras modulaciones. Al modular la señal en la frecuencia instantánea de la portadora, la amplitud es completamente constante, obteniendo un círculo en el diagrama IQ. Es por esta razón que FM es inmune a este tipo de distorsiones.

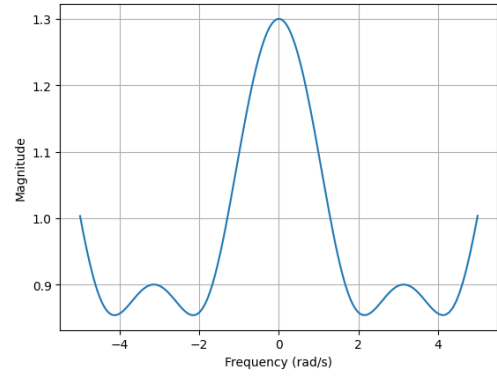
2.12. Parte s

En la figura 9 se puede ver como se obtiene una buena estimación a la respuesta del canal, ya que la respuesta estimada y la real son muy similares en forma. Sin embargo, al analizar la respuesta al impulso no se obtienen las tres deltas que se esperan ver, sino que solo una. Esto se debe a que la respuesta al canal estimada, si bien se parece a la real, no deja de ser una estimación, por lo que al realizar la anti-transformada se obtiene una respuesta al impulso distinta a la esperada. La razón de esto es que la estimación se realiza únicamente con los símbolos OFDM útiles, es decir, solamente en una parte del canal. Por lo tanto, la estimación realizada es en el ancho de banda que ocupen estos símbolos, en lugar de en el ancho de banda total del canal.

³En el anexo se profundiza sobre este esquema de modulación



(a) Transferencia estimada



(b) Transferencia real

Figura 9: Funciones de transferencia del canal estimada y real

2.13. Parte t

El tiempo de coherencia es la duración que la respuesta al canal puede considerarse invariante. El mismo debe tener un valor mayor igual al tiempo de símbolo. Es decir, $T_{coherencia} \geq T_s(1+CP) = 1,008ms(1+\frac{1}{16}) = 1,071ms$. Por lo tanto, el sistema debería funcionar bien siempre y cuando el *Doppler Spread* cumpla: $D \approx \frac{1}{T_{coherencia}} \leq 933,7Hz$, sin embargo, esta cota superior es extremadamente optimista. Al verificar esto en el sistema esto no se cumple, con un valor de $10Hz$ el sistema parece funcionar considerablemente mal, mientras que con un valor de $30Hz$ ya no es posible distinguir un símbolo de los otros en la constelación recibida. Esto se debe a las aproximaciones hechas a lo largo de un sistema OFDM, donde no se calcula la respuesta del canal sino que se estima solo con algunos símbolos.

3. Parte III: Sobre el trabajo integrador

3.1. Introducción

Zigbee es un protocolo de comunicación inalámbrica ampliamente utilizado en dispositivos de Internet de las cosas (dispositivos IoT) como pueden ser hogares inteligentes, edificios inteligentes y automatización industrial. Esta tecnología permite la conexión de dispositivos de forma simple y eficiente, ya que utiliza un bajo consumo de energía, una baja tasa de transmisión de datos y un bajo costo.

Zigbee funciona con el estándar IEEE 802.15.4, que especifica las capas física y de control de acceso al medio (MAC) para redes inalámbricas personales de baja velocidad (LR-WPAN). Los dispositivos Zigbee pueden comunicarse entre sí utilizando una topología de red de malla, lo que significa que los dispositivos pueden comunicarse entre sí a través de otros dispositivos cercanos, extendiendo el alcance de la red. Esto lo hace ideal para diversas aplicaciones de IoT, ya que es conocido por su duración prolongada de la batería y características de seguridad.

3.2. Modulación

Esta tecnología utiliza esquemas de modulación distintos según la frecuencia de trabajo, como se especifica en el estándar IEEE 802.15.4. El estándar define 3 bandas de uso:

- De $868MHz$ a $868,6MHz$ (banda de $868MHz$)
- De $902MHz$ a $928MHz$ (banda de $915MHz$)
- De $2400MHz$ a $2483,5MHz$ (banda de $2,4GHz$)

La primera banda mencionada es utilizada principalmente en Europa, la segunda en Estados Unidos y la de $2400MHz$ en ámbito industrial, científico y médico (ISM). En la tabla 1 se muestra un resumen de las características de cada banda.

Banda de Frecuencia (MHz)	Modulación	Tasa de Bit por canal (Kbps)	Cantidad de canales
868	BPSK	20	1
915	BPSK	40	10^4
2400	OQPSK	250	16

Cuadro 1: Bandas de frecuencia de ZigBee

Notar entonces que la tecnología utiliza dos tipos de modulaciones distintas, dependiendo de la frecuencia de trabajo. Además, podría llegar a utilizar ASK, ya que el estándar tiene dos especificaciones opcionales para las bandas de 868MHz y 915MHz. Estas especificaciones opcionales son útiles para llegar a tasas de transmisión mayores sin necesidad de utilizar la banda de $2,4GHz$, sin embargo, los dispositivos que utilicen este sistema deben ser capaces de cambiar entre el sistema opcional y el obligatorio, cosa que puede ser difícil de implementar. La razón de haber agregado esta alternativa es que la banda de $2,4GHz$ es compartida con el estándar IEEE 802.11b, utilizado por WiFi y Bluetooth, potencialmente generando interferencia. Además, las bajas frecuencias tienen la ventaja de penetrar mejor las paredes y otros objetos.

En la banda de $2,4GHz$, cada dispositivo puede utilizar un ancho de banda de como máximo $2MHz$, mientras que la separación entre dos canales contiguos es de $5MHz$.

A continuación se explica el funcionamiento de los distintos tipos de modulación utilizados por el estándar obligatorio.

3.2.1. BPSK

Este tipo de modulación vista en el curso se basa en utilizar dos portadoras las cuales tengan un desfase de 180° . Por lo tanto, la modulación resulta en solamente dos estrellas, la cual se puede observar en la figura 10. Independientemente de la posición de los puntos en el espacio, es importante que tengan simetría central respecto al origen.

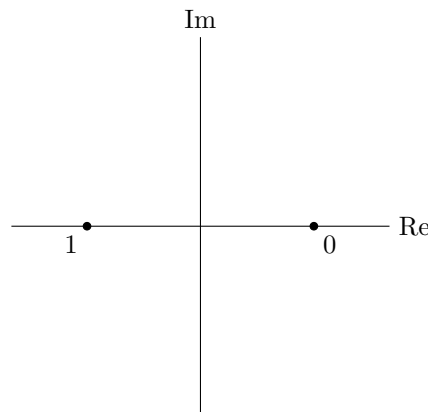


Figura 10: Constelación BPSK

3.2.2. OQPSK

Offset-QPSK es una modificación de QPSK en la que se busca la inmunidad a la distorsión de tercer orden. Similar a QPSK utiliza 4 portadoras distintas, desfasadas entre sí 90° , por lo que la constelación resultante es idéntica (figura 11). La diferencia surge en que, para evitar los cambios de símbolo en fase y cuadratura simultáneamente, se introduce un retardo en la rama real o imaginaria, obteniendo así que solamente cambie un bit a la vez. Al realizar este cambio, el diagrama IQ se convierte solamente en un cuadrado (se eliminan las diagonales) por lo que la amplitud es *casi* constante, volviéndose *casi* inmune a la distorsión de tercer orden.

3.2.3. Acceso al medio compartido

Esta tecnología utiliza como acceso CSMA-CA (acceso múltiple con escucha de portadora y evitación de colisiones). La idea es primero asegurarse que el canal está libre y luego de asegurarse se comienza la

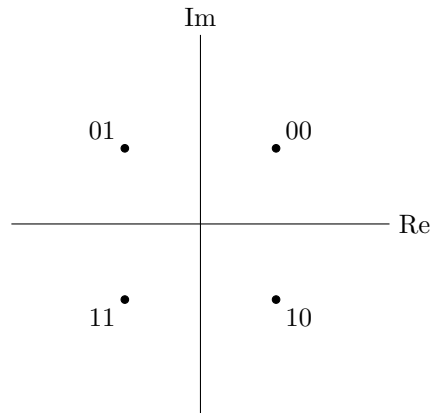


Figura 11: Constelación QPSK

transmisión. Para ver si esta libre se puede utilizar una etapa de ED (detección de energía) en la cual se sensa el canal para ver si hay un nivel de energía alto, el cual seria indicador de que el canal esta siendo. Otra opcion es el sensado del carrier (CS) que es ver si se esta ocupando el canal con una señal del estándar, si se determina que así es el dispositivo espera por un tiempo (elegido como un random back off).

Referencias

- [1] Pablo Flores. La norma isdb-t y un receptor implementado en sdr. Master's thesis, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República, Montevideo, Uruguay, 2016.
- [2] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1st edition, 2005.
- [3] Federico Larroca La Rocca and Pablo Belzarena. *Comunicaciones Inalambricas Notas del Curso Facultad de Ingeniera Universidad de la Republica*. Universidad de la Republica, Montevideo, Uruguay, 2017.