

# Taller 2 Comunicaciones Digitales

Elías Courdin  
*Comunicaciones Digitales 2025*  
Facultad de Ingeniería  
Montevideo, Uruguay  
eliascourdin@15gmail.com

Uriel Yaffé  
*Comunicaciones Digitales 2025*  
Facultad de Ingeniería  
Montevideo, Uruguay  
urielyaffe@gmail.com

## I. PARTE I: SISTEMAS OFDM

A.

Si se desea implementar un sistema OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) para realizar transmisiones a través de un canal con un ancho de banda de 1MHz, utilizando portadoras espaciadas 2,5kHz entre sí y dejando una guarda de 5kHz en cada extremo del espectro, entonces la mayor cantidad de portadoras que se pueden colocar es 396. Asumimos que el lóbulo principal de cada portadora tiene un ancho de banda de 1,25kHz, y que los lóbulos secundarios son despreciables. Por esta razón, la primera portadora debe colocarse a partir de 6,25kHz desde el inicio del espectro, para evitar que su lóbulo principal invada la banda de guarda. Dado que el ancho de banda total es de 1MHz y que se reservan dos bandas de guarda de 5kHz (una a cada extremo), el ancho de banda útil disponible es de 990kHz. Si las portadoras están espaciadas 2,5kHz, la cantidad máxima de portadoras posibles es:  $N_a = \frac{990}{2.5} = 396$

Asumiendo que el sistema es discreto, en OFDM se requiere calcular la DFT. Sin embargo, por eficiencia computacional, se utiliza la FFT y su inversa (IFFT). Para ello, el tamaño de la FFT/IFFT debe ser una potencia de dos, es decir, de la forma  $2^k$ . Dado que necesitamos 396 portadoras, la menor potencia de dos que las contiene es 512 ( $2^9$ ).

Para pasar de 396 a 512 portadoras en la implementación de la IFFT se utiliza zero padding. Esto consiste en completar con ceros las entradas de la IFFT que no están asociadas a portadoras activas. En este caso, se colocan 396 símbolos en las posiciones correspondientes a las portadoras activas del vector de entrada, y se asignan ceros en las restantes 116 posiciones ( $512 - 396 = 116$ ), se colocan la mitad de la cantidad de ceros al principio de la secuencia y la otra mitad al final. Este proceso permite mantener la ortogonalidad y aprovechar la eficiencia computacional de la FFT/IFFT, sin introducir energía adicional en el espectro.

B.

El tiempo activo del símbolo OFDM, denotado como  $T_N$ , está determinado por la separación entre portadoras. Dado que estas están espaciadas 2,5kHz, se tiene

$$T_N = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{2.5K} = 400\mu s$$

La frecuencia de muestreo necesaria para realizar la IFFT, denotada  $f_{IFFT}$ , está dada por:

$$f_{IFFT} = \frac{N}{T_N} = \frac{512}{400 \times 10^{-6}} = 1.28MHz$$

C.

Cuando se tiene una señal que puede propagarse desde un punto A a un punto B siguiendo múltiples trayectorias (por ejemplo, al rebotar en objetos del entorno), cada trayectoria tiene una longitud diferente. Esto provoca que, en el punto de recepción, la misma señal llegue varias veces, pero con distintos retardos. El delay Spread  $T_m$  representa la diferencia entre la llegada del primer y último trayecto de una señal multitrayectoria. Este fenómeno puede causar interferencia intersímbolo (ISI), ya que los trayectos más largos de un símbolo pueden superponerse con el inicio del siguiente símbolo, generando distorsión en la señal recibida.

D.

Una forma de resolver el ISI generado por el multicamino es agregando un prefijo cíclico (CP). El prefijo cíclico es una copia del final del símbolo OFDM que se coloca al principio para evitar que la ISI perjudique al símbolo original. Cuando el CP tiene una duración mayor o igual al delay spread, la parte afectada por la multitrayectoria queda contenida dentro del prefijo.

Por lo tanto, la parte útil del símbolo no se ve afectada y el canal se comporta como un sistema lineal y convolutivo circular, lo que permite modelarlo como  $H[x].a_m[x]$ .

Al agregar un prefijo cíclico no solo evitamos la aparición de interferencia intersímbolo (ISI) causada por el delay spread, sino que también obtenemos otros beneficios. Una posible pregunta es, por qué se utiliza un prefijo cíclico en lugar de agregar símbolos arbitrarios al inicio? La razón principal es que, al usar un prefijo cíclico, la convolución lineal entre la señal transmitida y la respuesta al impulso del canal (H) se convierte en una convolución circular. En el dominio de la frecuencia, la convolución circular se transforma en una multiplicación punto a punto.

Además, el prefijo cíclico facilita la detección del comienzo de cada símbolo. Si se conoce la longitud del prefijo ( $\mu$ ) y la longitud del símbolo, es posible realizar una correlación entre los últimos  $\mu$  elementos del símbolo (que se repiten al principio debido al prefijo) y la señal recibida. Esta correlación

es máxima cuando comienza el símbolo, lo que permite la sincronización.

Como necesitamos que el tiempo que se manda el prefijo sea mayor al Delay Spread, y conocemos que se mandan los símbolos cada  $T_N$ , entonces necesitamos que,  $\mu \cdot T_N \geq T_m$ . Por lo tanto  $\mu \geq \frac{1}{20}$ , llevándolo de la forma  $2^{-k}$ ,  $\frac{1}{20} = 2^{-4,32}$ . Como queremos que  $k$  sea un número entero, el próximo  $k$  que cumple con la desigualdad es  $k = 4$  ( $\frac{1}{16} \geq \frac{1}{20}$ ). Entonces nos definimos el tiempo que demoraría el prefijo es  $2^{-4} \cdot T_N = 25\mu s$  y el largo es  $2^{-4} \cdot N = \frac{512}{16} = 32$  muestras.

E.

En las figuras 9 se observa el diagrama completo de transmisor receptor.

La IFFT es de  $N$  puntos, y los últimos  $\mu$  puntos son agregados al principio como prefijo cíclico. Esto es lo que ayuda a combatir el delay spread que debería aparecer después del canal.

El bloque CP "tachado" indica que allí se elimina el prefijo cíclico.

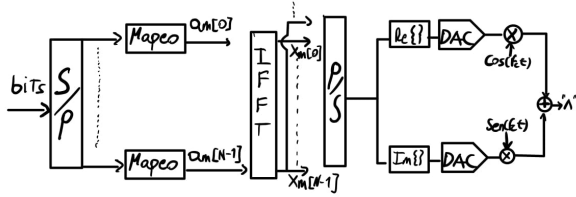


Fig. 1. \*

Transmisor OFDM

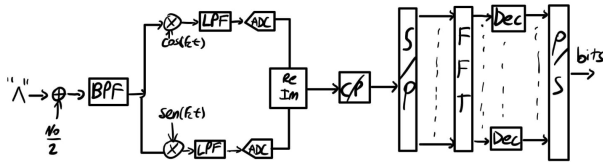


Fig. 2. \*

Receptor OFDM

Fig. 3. Tx-Rx OFDM

F.

A partir de ahora se define una estructura de cuadro de 16 símbolos OFDM, en la que las portadoras  $s_1$  y  $s_{199}$ , del total de portadoras activas, corresponden a una palabra de sincronismo codificada con modulación DBPSK. Estas dos portadoras activas tienen el objetivo de sincronizar la trama. Además, el canal cuenta con una frecuencia de coherencia de 15 kHz y un tiempo de coherencia de 1.6ms.

En OFDM es útil utilizar alguna de las portadoras activas para

acciones de sincronismo, así como permitir alinear la ventana de FFT en recepción. Esto es necesario, ya que los osciladores del transmisor y receptor nunca están perfectamente alineados entre sí, además ocurren desfases en frecuencia producidos por la naturaleza misma del canal que no es ideal. El uso de bits conocidos, en portadoras específicas y modulados diferencialmente, como es el caso de DBPSK, permite al receptor detectar y corregir errores de sincronismo sin necesidad de una referencia de fase absoluta. Esto se debe a que DBPSK no necesita una referencia absoluta de fase sino que solo se fija en el cambio de fase entre símbolos sucesivos, fortaleciendo al sistema antes desfases de portadoras.

Al elegir la portadora  $S_1$ , se esta dando información de sincronización sobre el comienzo del símbolo OFDM, además se elige la portadora  $S_{199}$  que se encuentra en la mitad del símbolo, aportando también en la sincronización y facilitando la detección de errores en frecuencia.

G.

Para una correcta recepción, se necesita contrarrestar los efectos no deseados introducidos por el canal sobre la señal transmitida. Como las propiedades del canal varían con el tiempo, es deseable el continuo sensado del mismo para poder estimar su comportamiento y así recibir correctamente la señal. Para esto se utilizan los llamados "pilotos", estos son portadoras específicas, estratégicamente ubicadas (tanto en tiempo como en frecuencia), que envían valores conocidos, de forma tal que se puede estimar el comportamiento del canal debido a que se conoce el valor enviado y se puede comparar con el valor recibido.

Un cuadro OFDM es una representación en tiempo y frecuencia de los símbolos que se transmiten.

Buscamos colocar pilotos de forma de utilizar eficientemente las portadoras activas y al mismo tiempo lograr una correcta estimación del canal.

Como sabemos que el canal tiene un ancho de banda coherente de 15kHz y la separación entre subportadoras es de 2.5kHz, se colocan pilotos cada  $\frac{15kHz}{2.5kHz} = 6$  subportadoras, para así maximizar en frecuencia la cantidad de subportadoras activas. De manera similar, sabemos que el tiempo de coherencia del canal es de 1.6ms, y la duración de un símbolo OFDM con prefijo cíclico es 425μs, entonces para maximizar en el tiempo la cantidad de subportadoras activas se colocan pilotos cada 3 símbolos OFDM.

Si construyéramos el cuadro de la forma descrita, tendríamos símbolos OFDM con varios pilotos y otros símbolos sin piloto alguno, así como se ilustra en la figura 5. Para evitar esto se varía la colocación de pilotos entre filas de forma de distribuirlos de mejor manera, así como se observa en la figura 4. De esta forma se logra tener cada piloto equiespaciado 18 muestras. [h]

H.

Si se quiere buscar una modulación de símbolo que alcance ciertos requisitos de velocidad de transmisión de bits, se debe



Mientras que en OFDM la tasa es:

$$f_{IFFT} = 8.12 MHz$$

Siendo ésta última menor incluso a la mínima tasa alcanzable para el caso de "Single-Carrier".

E. (M)

Si hubiera algún error de desfase en frecuencia entre emisor y receptor, al momento de recibir la señal tendríamos lo siguiente:

$$y_I(t) = [x_I(t)\cos(2\pi f_c t) + x_Q\sin(2\pi f_c t)] \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t)$$

$$y_Q(t) = [x_I(t)\cos(2\pi f_c t) + x_Q\sin(2\pi f_c t)] \sin(2\pi(f_c + \Delta f)t)$$

Donde luego se filtra pasabajos y se eliminan los términos correspondientes a las mayores frecuencias.

Siendo  $y(t) = y_I(t) + jy_Q(t)$  la señal recibida expresada en función de las señales recibidas en fase y cuadratura. Y siendo  $x(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$  la señal enviada expresada en fase y cuadratura.

Desarrollando las expresiones para las señales recibidas, obtenemos:

$$y_I(t) = \frac{x_I(t)}{2}\cos(2\pi\Delta ft) + \frac{x_Q(t)}{2}\sin(-2\pi\Delta ft)$$

$$y_Q(t) = \frac{x_I(t)}{2}\sin(2\pi\Delta ft) + \frac{x_Q(t)}{2}\cos(2\pi\Delta ft)$$

Por lo tanto tenemos:

$$y(t) = \frac{x_I(t)}{2} [\cos(2\pi\Delta ft) + j\sin(2\pi\Delta ft)] + \frac{x_Q(t)}{2} [-\sin(2\pi\Delta ft) + j\cos(2\pi\Delta ft)]$$

Expresando esto en forma exponencial compleja:

$$y(t) = \frac{x_I(t)}{2} e^{j2\pi\Delta ft} + j \frac{x_Q(t)}{2} e^{j2\pi\Delta ft}$$

Entonces:

$$y(t) = \frac{x(t)}{2} e^{j2\pi\Delta ft}$$

El término exponencial que depende del tiempo es lo que explica por qué vemos el espectro recibido "girando" en el círculo unidad. Este efecto se puede apreciar en la Figura 8, los puntos giran a una velocidad que no se logran distinguir y forma la ilusión que se forma una circunferencia

Si hubiera un error de fase, en recepción tendríamos el siguiente caso:

$$y_I(t) = [x_I(t)\cos(2\pi f_c t) + x_Q\sin(2\pi f_c t)] \cos(2\pi f_c t + \phi)$$

$$y_Q(t) = [x_I(t)\cos(2\pi f_c t) + x_Q\sin(2\pi f_c t)] \sin(2\pi f_c t + \phi)$$

Basándonos en el resultado anterior, deducimos que a la salida se obtiene:

$$y(t) = \frac{x(t)}{2} e^{j\phi}$$

Dado que para este caso tenemos  $\phi = 2\pi\Delta ft$ .

Esto explica por qué, en la recepción, observamos que la salida aparece "girada". Como además esta rotación va cambiando con el tiempo, podemos suponer que el desfase depende del tiempo, es decir,  $\phi = \phi(t)$ . En la Figura 7 se observa que el ruido de fase, al tener una distribución gaussiana, provoca que los puntos permanezcan en una misma región del plano, pero oscilen entre valores positivos y negativos.

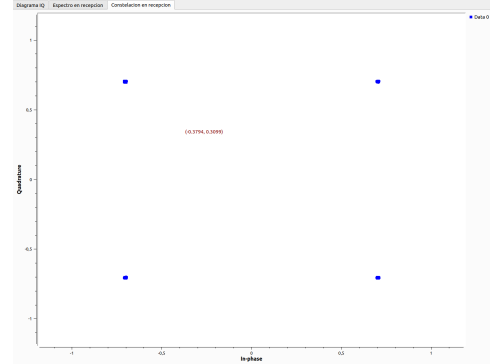


Fig. 6. \*

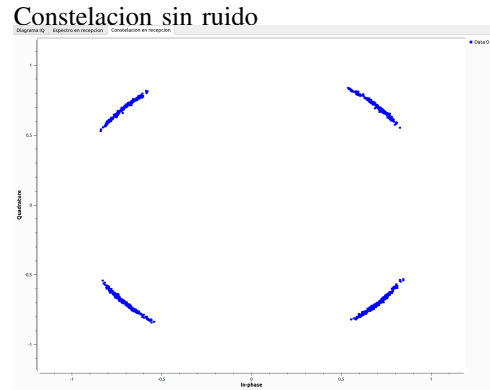


Fig. 7. \*



Fig. 8. \*

Constelacion con ruido en frecuencia = 0.00005

Fig. 9. Comparación de constelaciones

### F. (N)

Si queremos enviar una señal de la forma  $y(t) = G.x(t)$ , por la no idealidad de los componentes sabemos que la forma es:  $y(t) = G.x(t) + k_2.x(t)^2 + k_3.x(t)^3$

Si  $x(t)$  es pasabanda, tendría la forma de  $x(t) = A.\cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ .

Entonces,  $y(t) = G.A.\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) + k_2.A^2.\cos^2(2\pi f_c t + \theta(t)) + k_3.A^3.\cos^3(2\pi f_c t + \theta(t))$ .

Despejando,  $y(t) = G.A.\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) + k_2.\frac{A}{2}.(1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta(t))) + k_3.\frac{A^3}{4}(\cos(6\pi f_c t + 3\theta(t)) + 3\cos(2\pi f_c t + \theta(t)))$

Filtrando BPF en  $2\pi f_c t$ ,

$$y(t) = (G.A + 3\frac{k_3 A^3}{4}).\cos(2\pi f_c t + \theta(t))$$

IIP3 Es un parámetro que cuantifica la no linealidad de un sistema, especialmente en relación a la distorsión de tercer orden. Una distorsión de tercer orden es una no linealidad cúbica que introduce componentes del tipo:  $y(t) = x(t) + \alpha x(t)^3$

Al modificar el parámetro IIP3 en la interfaz, se está fijando a que nivel de entrada la distorsión de tercer orden empieza a ser relevante.

Entonces, a mayor valor de IIP3, mejor desempeño del sistema. Como se puede observar en la Figura 10, esta no idealidad genera que los puntos de la constelación se dispersen y se deformen, formando una estructura más rectangular y alargada, en lugar de estar concentrados en sus posiciones ideales.

Esto sucede porque el sistema depende de la amplitud para definir claramente los símbolos. Al introducir una distorsión de orden 3 (como un término cúbico  $x(t)^3$ ), se generan componentes que no son insignificantes y que afectan la forma de onda transmitida.

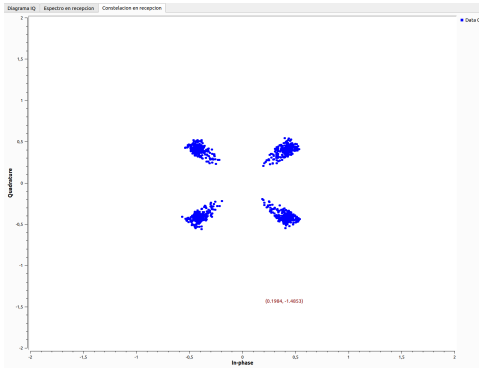


Fig. 10. \*

Constelacion con IIP3 = -12dB con Viterbi  
BER = -37.9

### G. ( $\tilde{N}$ )

Al poner como modelo de canal un filtro estatico, se puede apreciar el efecto generado por el multipath.

Recordando que,  $y[n] = (s[n] * h[n]) + n[n]$  donde,  $s[n]$  es

la señal QPSK transmitida con SRRC,  $h[n]$  es la respuesta al impulso del canal (filtro),  $n[n]$  es ruido blanco gaussiano.

En particular, si se emplea una respuesta al impulso  $h[n] = [1, 0.5, 0.2]$ , la convolución con la señal de entrada genera réplicas retardadas de los símbolos transmitidos  $y[n] = s[n] + 0.5s[n-1] + 0.2s[n-2] + n[n]$ . Este fenómeno provoca que cada símbolo transmitido interfiera con los siguientes, dando lugar a interferencia entre símbolos (ISI). Cada símbolo se ve "replicado" con menor amplitud en instantes posteriores, distorsionando así la forma de la constelación.

A continuación, en la Figura 14, se muestra la constelación recibida cuando se introduce ruido AWGN con una potencia de 0.2 y el canal se comporta como un filtro con respuesta  $h[n] = [1, 0.5, 0.2]$ . Se puede apreciar cómo los puntos se deforman de manera más estructurada, acumulándose en formas cuadradas en lugar de dispersarse aleatoriamente como ocurre solo con ruido. La calidad de la constelación se deteriora en comparación con la Figura 6, como consecuencia de la combinación del efecto de multipath y el ruido.

### H. (O)

Como la respuesta al impulso del canal es conocida, entonces a la salida del canal se le puede agregar un filtro en el receptor para contrarrestar los efectos del canal con respuesta al impulso conocida (multipath). Se requiere encontrar un filtro  $g[n]$ , tal que convolucionado con  $h[n]$ , no genere multipath,  $h[n] * g[n] = \delta[n]$ . En nuestro caso, con  $h[n] = [1, 0.5, 0.2]$ , se encuentra  $g[n] = [g_0, g_1, g_2]$ , de esta forma:

$$\begin{cases} g_0 \cdot 1 = 1 \\ g_0 \cdot 0.5 + g_1 \cdot 1 = 0 \\ g_0 \cdot 0.2 + g_1 \cdot 0.5 + g_2 \cdot 1 = 0 \end{cases}$$

Resolviendo,  $g[n] = [1, -0.5, 0.05]$ .

Para incluir el ecualizador en el diagrama, se colocó luego del Channel Model un Decimating FIR filter con los taps obtenidos (Con Decimating = 1 para que no afecte a la señal resultante).

Es notoria la mejoría en comparación con la Figura 12 al aplicar el ecualizador a la salida del canal en la Figura 16, el efecto del multipath disminuyó considerablemente.

Como el ecualizador no distingue entre señal y ruido, el ruido también se convoluciona con  $g$ , lo que genera que deje de ser un ruido blanco. Al convolucionarse con  $g$ , deja de ser plano para toda frecuencia, toma la forma de  $S_{RuidoConvolucionado} = \|G(f)\|^2 \cdot S_{Ruido}$ . Generando diferentes niveles de ruido en diferentes sectores del espectro.

### I. (P)

Cuando se agrega ruido en fase lo que se ve a la salida no es la constelación rotada como en el caso de QPSK, sino que se ve como si agregáramos ruido al canal, como se aprecia en las figuras 20. Se observan pequeñas nubes de puntos alrededor de las ubicaciones de los símbolos de la constelación.

Esto se debe a que el ruido introducido en la fase no es constante en el tiempo, por lo tanto al momento de

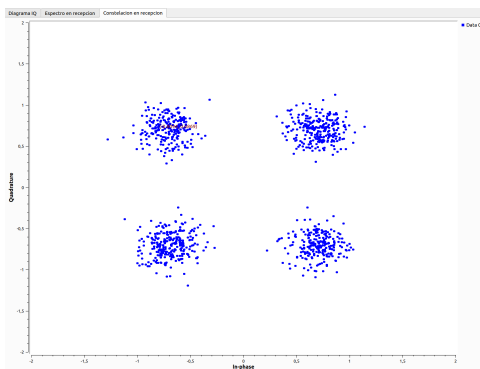


Fig. 11. \*

Constelacion con ruido y sin multipath

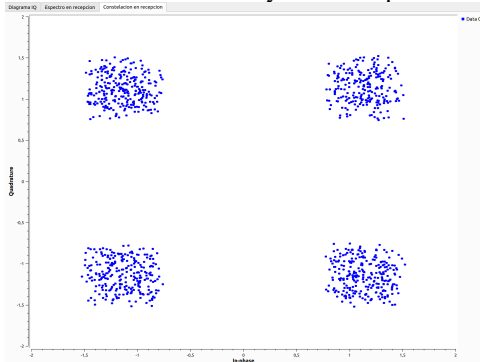


Fig. 12. \*

Constelacion con multipath y sin ruido

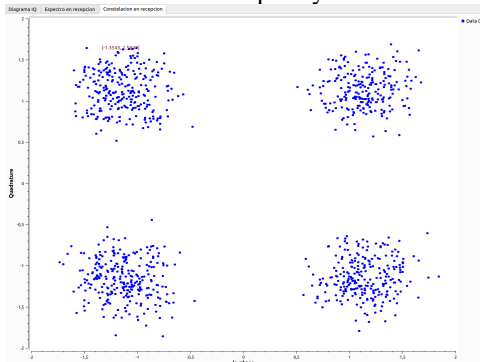


Fig. 13. \*

Constelacion con ruido y con multipath

Fig. 14. Comparacion de constelaciones

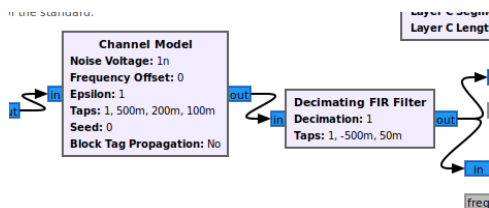


Fig. 15. \*

Diagrama del GNU con el ecualizador

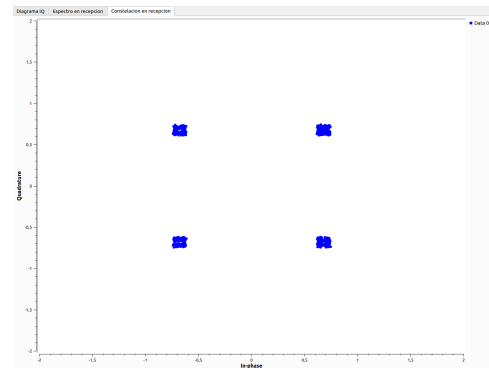


Fig. 16. \*

Constelacion con ecualizador

realizar la IFFT en el sistema OFDM las muestras no son todas afectadas por el mismo ruido. Esto se traduce a que en cada subportadora, el espectro es afectado por el desfase de distinta manera. Esto genera ICI (Inter-Carrier-Interference) entre subportadoras. Por esta razón observamos una constelación de salida como si hubiéramos introducido ruido al canal.

El mismo ruido de fase afecta de manera diferente a las modulaciones OFDM y QPSK, no solo en la forma en que modifica la constelación, sino también en su intensidad. En la Figura 17 se puede observar la constelación sin ruido, y al agregar un ruido de fase de magnitud 0.5 ya se empieza a notar una gran variabilidad (Figura 18).

Para tener una comparación más justa, decidimos introducir el mismo nivel de ruido de fase tanto en QPSK como en OFDM. A ambas modulaciones se les aplicó un ruido de fase de magnitud 1.41. En el caso de OFDM, ya no se logra distinguir ningún vestigio ni forma de la constelación original (Figura 19), mientras que en QPSK aún es posible identificarla (Figura 7).

## J. (Q)

La respuesta al impulso estimada del sistema presenta forma de sinc angosto que se asemeja a una delta, como se muestra en la Figura 21. El bloque OFDM Synchronization tiene como objetivo estimar y corregir errores de sincronización, incluyendo errores de tiempo de muestreo.

Cuando se introduce un error de muestreo, el punto de muestreo deja de estar alineado con el instante óptimo, lo que provoca que la respuesta al impulso estimada comience a desplazarse y varíe con el tiempo. Este efecto se traduce en una especie de "palpitación" o movimiento continuo de la forma del sinc.

Si la opción Interpolate del bloque OFDM Synchronization está habilitada, el sistema ajusta dinámicamente el instante de muestreo óptimo, logrando que la respuesta al impulso se estabilice y converja hacia una forma constante.

En cambio, si la opción está deshabilitada, no se realiza la corrección de este error de tiempo, y la respuesta al

impulso continúa desplazándose de forma indefinida, sin lograr estabilizarse.

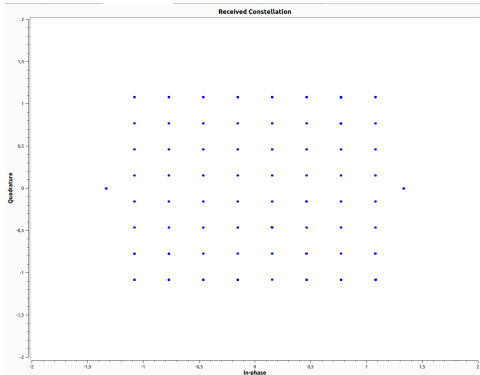


Fig. 17. \*  
Constelacion con OFDM sin ruido

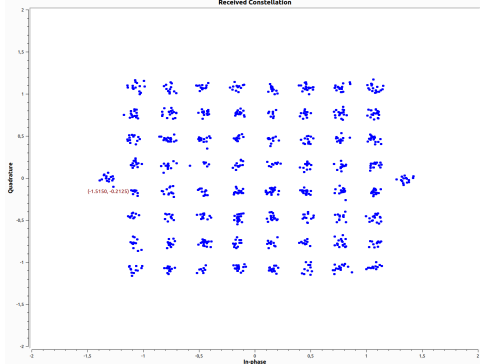


Fig. 18. \*  
Constelacion con OFDM con ruido en fase de 0.50

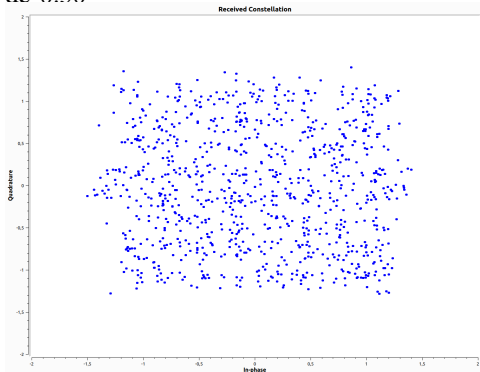


Fig. 19. \*  
Constelacion con OFDM con ruido en fase de 1.41

Fig. 20. Comparacion de constelaciones OFDM

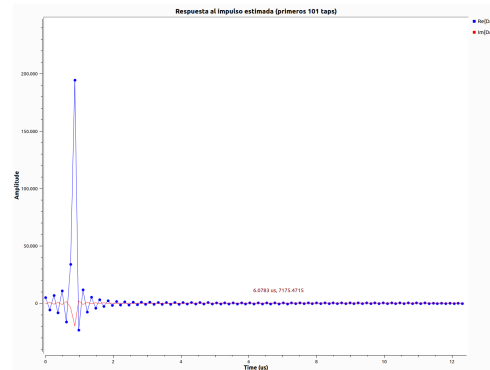


Fig. 21. Respuesta al impulso del sistema con modulación OFDM

### K. (R)

Al introducir una distorsión de tercer orden en el sistema, se observa que la constelación comienza a deformarse de forma más severa y menos estructurada en comparación con el caso de la modulación QPSK. Mientras que en QPSK los puntos de la constelación se mantienen agrupados en torno a sus posiciones ideales, aunque distorsionados, en el caso de OFDM los puntos aparecen dispersos de manera mucho más caótica por toda la constelación.

En la Figura 26 se muestra la comparación del efecto de la distorsión de tercer orden a medida que se incrementa su intensidad. En la Figura 24, se aplicó una distorsión tal que apenas comienza a notarse una mayor varianza en los puntos de la constelación, aunque el BER estimado por Viterbi se mantiene en -37.9, igual que en el caso sin distorsión.

Este valor de BER se mantiene prácticamente constante mientras la distorsión no supere los -2dB. A partir de ese umbral, el BER comienza a degradarse significativamente, oscilando entre -6 y -10.

Para una comparación justa entre esquemas, se aplicó una distorsión de tercer orden de -12dB, tanto al sistema QPSK como al sistema OFDM. En el caso de QPSK, el BER se mantuvo en -37.9. En cambio, en el sistema OFDM, el BER cayó drásticamente hasta aproximadamente -1.14, mostrando mayor sensibilidad ante este tipo de degradación.

Como se puede observar en los diagramas IQ de las Figuras 22 y 23, las formas que presentan son diferentes. El diagrama IQ de la modulación QPSK es más simple, con una acumulación de puntos en las posiciones correspondientes a los símbolos de QPSK ( $\pm 1 \pm j1$ ). En este diagrama pueden distinguirse claramente dos diagonales que cruzan el origen.

En contraste, el diagrama IQ de una señal OFDM muestra una distribución mucho más desordenada, con muchos cruces por el origen. Esto se debe a las variaciones de amplitud de la modulación OFDM.

Dado que el parámetro IIP3 afecta tanto la linealidad del sistema como la amplitud de la señal, una modulación con



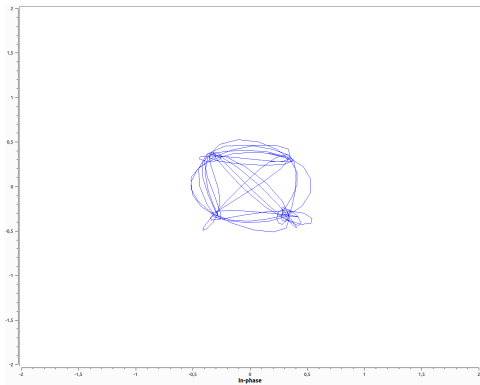


Fig. 22. Diagrama IQ de la modulación QPSK

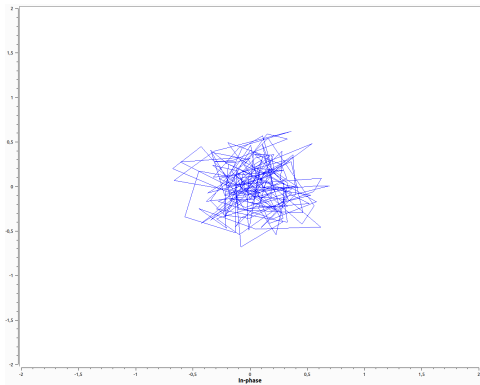


Fig. 23. Diagrama IQ de la modulación OFDM

variaciones de amplitud y frecuentes cruces por el origen (como OFDM) se ve mucho más afectada por la no linealidad que una señal de amplitud prácticamente constante, como QPSK, cuya constelación es circular, pero con cruces por el punto de origen.

Existe una variante, OQPSK que evita estos cruces por el origen, haciendo que las transiciones pasen por puntos contiguos en lugar de por el centro. En este último caso, el impacto del IIP3 se distribuye de forma más uniforme, ya que la amplitud de la señal permanece prácticamente constante.

### L. (S)

Al poner el mismo modelo del canal que se colocó en QPSK, es decir,  $h=[1,0.5,0.2,0.1]$ , la constelación no se degrada por el multipath. El canal estima una transferencia como se ve en la Figura 27, pero la respuesta al impulso no se mantiene igual (Figura 21), sino que queda ensanchada.

Esto se debe a que la estimación de la función de transferencia se hace sobre las portadoras activas del sistema OFDM, cuyo ancho de banda es de 5.573 MHz. Este ancho de banda es una decimación de la frecuencia original, ya que el tamaño total de la FFT es 8192 puntos (con frecuencia de muestreo de 8.12 MHz), pero solo 5196 portadoras son activas. Esto no sucede con un  $h=[1]$ , ya que la respuesta en frecuencia es plana y aunque no use todas las portadoras, la estimación sigue siendo buena.

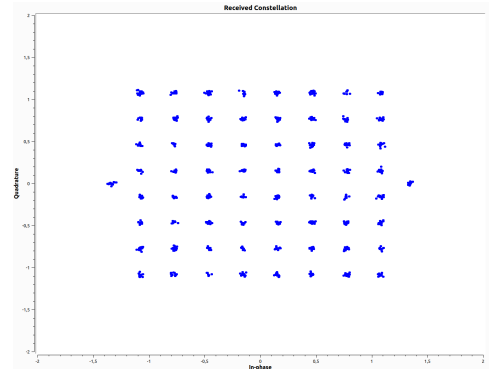


Fig. 24. \*

Constelación OFDM con distorsión de orden 3 de 0dB

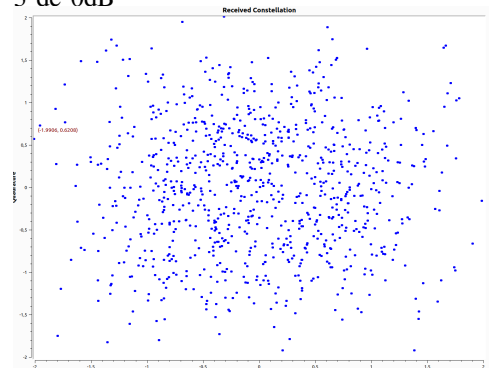


Fig. 25. \*

Constelación OFDM con distorsión de orden 3 de -12dB

Fig. 26. Comparación de constelaciones OFDM

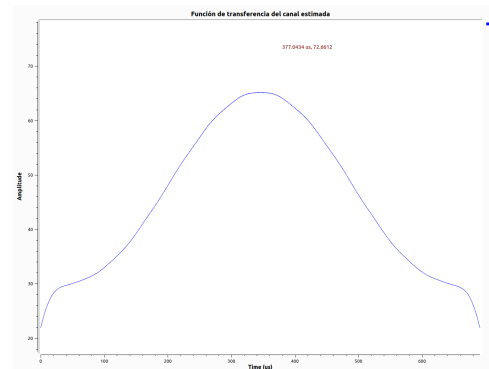


Fig. 27. Transferencia del canal cuando se ponen los taps  $h=[1,0.5,0.2,0.1]$



*M. (T)*

Al activar el bloque Frequency Selective Fading Model, se simula un canal que presenta desvanecimiento selectivo en frecuencia. Uno de los efectos que este canal puede introducir es el Doppler Spread, asociado a la variación temporal del canal.

Cuando hay movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, la frecuencia de las ondas experimenta un corrimiento (efecto Doppler), lo cual provoca que el canal varíe con el tiempo.

Existe un parámetro denominado tiempo de coherencia  $T_c$ , que representa el intervalo durante el cual el canal puede considerarse invariante en el tiempo, es decir, se comporta como un multiplicador. Si el símbolo transmitido tiene una duración menor o igual a  $T_c$ , el sistema actúa correctamente. Por el contrario, si  $T_s > T_c$ , el canal varía dentro del símbolo y aparece interferencia entre subportadoras (ICI), lo que deteriora el rendimiento del sistema.

Para evitar dicha degradación, es necesario que el tiempo de coherencia cubra toda la duración del símbolo, es decir:

$$T_c \geq T_s = (1 + \text{CP}) \cdot T_N = 1,071 \text{ ms}$$

Dado que el tiempo de coherencia es inversamente proporcional al Doppler Spread  $D$ , se cumple:

$$T_c = \frac{1}{D} \Rightarrow D \leq \frac{1}{1,071 \text{ ms}} \approx 933 \text{ Hz}$$

Para comprobar esta estimación en la simulación, se utilizaron como referencia las medidas de *BER* (Bit Error Rate) a la salida del decodificador Viterbi y del decodificador Reed-Solomon.

Al incrementar el valor del Doppler Spread, se observó que a partir de 0,6 Hz, el BER del Viterbi comienza a deteriorarse significativamente (por debajo de -4 ). En cambio, el Reed-Solomon se mantiene con buen desempeño hasta aproximadamente 23 Hz, a partir del cual también comienza a degradarse. Es claro que la estimación teórica y práctica son totalmente diferentes, llegando a ser la estimación teórica 40 veces mayor que lo que se comprobó.

### III. BIBLIOGRAFÍA

[1]- IIE - Grupo ARTES. (s.f.). \*Libro de Comunicaciones Inalámbricas\*. Instituto de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República. <https://iie.fing.edu.uy/investigacion/grupos/artes/es/investigacion/libro-comunicaciones-inalambricas/>