

Trabajo final de Métodos de Acceso (Cod.57)

Esquema de acceso múltiple OFDMA

Alumno:

Gorordo, Lucas Ariel.

Fecha de entrega:07/10/2020



Índice

Resumen	3
Introducción	4
Desarrollo	7
Caracterización de un Canal Selectivo en Frecuencia	7
Modulación OFDM.....	13
Simulaciones Modulador OFDM Analógico	21
Implementación digital de un Esquema OFDM.....	27
Simulación Implementación digital	34
Métodos de acceso – OFDMA.....	38
Conclusión	43



Resumen

El siguiente informe tiene como propósito exponer los principios de funcionamiento de un esquema de comunicación digital basado en la implementación de OFDM (Multiplexado por división de frecuencias ortogonales), realizando un enfoque particular en los conceptos que incluyen la etapa de modulación.

Para ello será necesario hacer una introducción a la técnica de comunicación digital en cuestión, caracterizar el comportamiento de un canal selectivo en frecuencia, como se comporta OFDM en él y exponer sus principales beneficios respecto a las técnicas de comunicación definidas como single carrier (portadora única) y spread Spectrum (espectro ensanchado).

En la etapa de modulación, se expondrá la implementación analógica y digital de dicho proceso y aquellos conceptos que permitieron dicha evolución tecnológica para luego finalmente presentar OFDMA (Acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales) junto con técnicas de acceso múltiple como TDMA (Acceso múltiple por división de tiempo), FDMA (Acceso múltiple por división de frecuencias) y CDMA (Acceso múltiple por división de código).

Como soporte a los conceptos desarrollados en el presente trabajo es que se incluyen scripts y simulaciones en Matlab 2018b utilizando en varias ocasiones la herramienta Simulink.

Introducción

La técnica de modulación definida como *Multiplexado por división de frecuencias ortogonales* (OFDM) tiene como propósito transmitir simultáneamente una gran variedad de waveform mutuamente ortogonales en el dominio de la frecuencia, utilizando diferentes regiones espectrales para constituir un único símbolo definido como símbolo OFDM. En técnicas de comunicaciones digitales convencionales definidas como técnicas de modulación y demodulación por portadora única (SC) como *Amplitude-shift keying* (ASK), *Phase Shift Keying* (PSK) y *Frequency Shift Keying* (FSK) se realizan transmisiones en serie ocupando un determinado ancho de banda “B”, símbolo a símbolo en función del orden del esquema de modulación “k”, el pulso formador de onda y la tasa de bits de información “Rb”, mientras que en un esquema de modulación multiportadora cada waveform es transmitida paralelamente en subportadoras adyacentes con el mismo esquema de modulación “k”, pulso formador de onda y tasa de información de “Rb/N”, donde “N” es la cantidad de waveform transmitidas por símbolo. Es decir, utilizando algún tipo de multiplexaje por división en frecuencia (FDM).

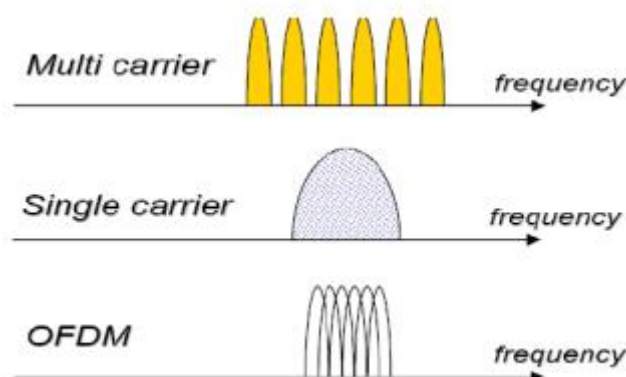


Figura 1: Diferencia en densidad espectral de potencia entre esquemas con Múltiple Portadora, Portadora Única, y Múltiple Portadora Ortogonal

Entonces a nivel de sistema, ¿Cuáles son las diferencias básicas entre un esquema de portadora única y un esquema de múltiples portadoras ortogonales? Que en los sistemas de múltiples portadoras ortogonales se transmite un único símbolo de mayor duración, definido como $T_{sOFDM} = N \cdot T_s$ siendo “ T_s ” el tiempo de símbolo empleado para un esquema de modulación de portadora única. Cada símbolo en el sistema de múltiples portadoras ortogonales está compuesto por N waveform diferentes provenientes de sistemas de modulación digital del tipo M-PSK o *Quadrature Amplitude Modulation* (M-QAM) que transportan información en regiones espectrales más pequeñas “B/N”. Esto genera la misma ocupación espectral total entre ambos sistemas y la misma transferencia de datos, con la diferencia de que uno de ellos es más eficiente en el uso del recurso.

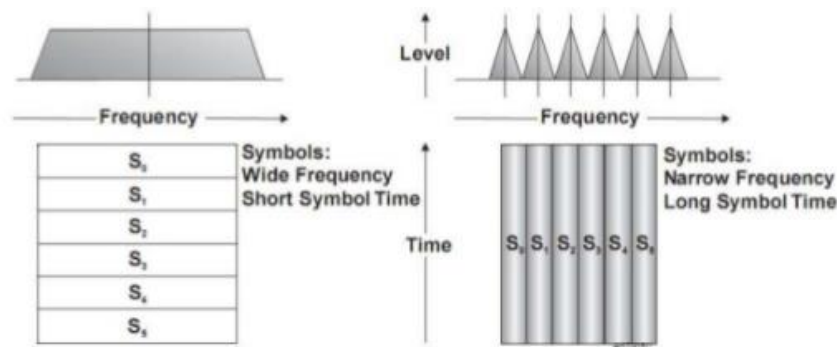


Figura 2: Comparación Ancho de banda y Tiempo de símbolo para esquemas Portadora Única (SC) y múltiples portadoras (MC)

Estas características de funcionamiento de los esquemas multiportadora trae como ventaja un mejor aprovechamiento del ancho de banda disponible o eficiencia espectral. Cuando en un esquema de modulación convencional se requiere por cada símbolo un ancho de banda “B” para transmitir los datos a una tasa “Rb”, para los esquemas OFDM se requiere un ancho de banda “B/N” para cada símbolo individual. Esta ventaja de OFDM se potencia con la capacidad que tienen estos sistemas para hacer frente a canales selectivos en frecuencia, lo que los convierte en fuertes candidatos para aplicaciones inalámbricas.

Los canales selectivos en frecuencia son aquellos que no cumplen con el modelado ideal de un canal de comunicación, donde se espera que la señal recibida “y(t)” sea una versión retardada y escalada de la entrada “x(t)”, es decir, que no se cumpla que:

$$y(t) = \alpha x(t - t_d) \quad (1)$$

Siendo “ α ” la atenuación que proporciona el canal de comunicación a la forma de onda transmitida y “ t_d ” el retardo temporal. Por lo tanto, este tipo de canal, no tiene una respuesta en frecuencia plana en el módulo de la transformada de Fourier ni una fase lineal. Cada frecuencia sufre una atenuación y desfase diferente.

Sin embargo, OFDM no es la única técnica de modulación que proporciona una solución a canales selectivos en frecuencia, también lo hacen las técnicas de modulación definidas como Spread Spectrum (SS). Los sistemas de espectro ensanchado ó comúnmente conocidos como Spread Spectrum tuvieron su aparición y auge a finales de la segunda guerra mundial. Como es de esperar, en el contexto mundial que se estaba viviendo, las necesidades respecto a los sistemas de comunicaciones eran totalmente distintas, tenían un enfoque más bien militar. Por lo tanto, se clasificaban a los sistemas de comunicaciones como buenos o malos si eran capaces de garantizar las siguientes condiciones entre muchísimas más:

- Comunicación libre de interferencia (Evitar todo tipo de espionaje o sabotaje)
- Un sistema propietario de guía (Generación de dispositivos inteligentes propietarios que no sean interceptables - Ejemplo de misiles teledirigidos)
- Sistema de comunicación difícil de ser rastreado

Hedy Lamarr fue la primera persona en dar con los primeros conceptos de lo que hoy se conoce como *Frequency hopping Spread spectrum* (FH-SS) gracias a su investigación en el área de las comunicaciones que resultaba ser crítica en una guerra de movimiento. Las señales de radio en ese entonces eran absolutamente vulnerables. Debido a la duración de los mensajes, el enemigo podía realizar un barrido de frecuencia en diferentes bandas y tener tiempo de localizar la emisión. Una vez hallada, era fácil determinar el lugar de origen sintonizando, a la misma longitud de onda, dos o más receptores con antenas direccionales, situándolos en diferentes emplazamientos y localizando la emisora por triangulación. Conseguido esto, podían generarse interferencias que impidiesen la recepción, o atacar directamente el transmisor según conviniese. Es obvio el riesgo que esto representaba para los operadores de las estaciones, especialmente si se trataba de espías situados en territorio enemigo. El segundo aspecto negativo era la propia inseguridad en la recepción de la señal de radio, no solo por las interferencias intencionadas que ya se han detallado, sino por la afectación de la propagación de las ondas debida a causas meramente naturales, como accidentes geográficos, meteorología, reflexiones en la alta atmósfera, etc. lo que generaba canales selectivos en frecuencia. Por eso se desarrollaron sistemas de espectro ensanchado del tipo *Direct Sequence Spread Spectrum* (DS-SS) y *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FH-SS).

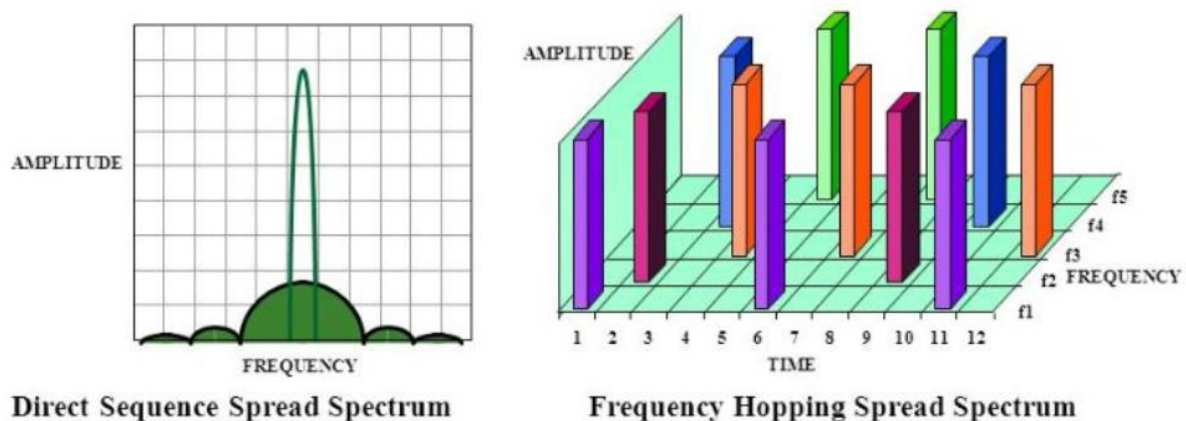


Figura 3: Densidad espectral de potencia para DS-SS y FH-SS

Para que un sistema de comunicación sea considerado de espectro ensanchado, debe cumplir tres características básicas, que lo diferencian del resto de sistemas de comunicación:

- 1- La señal o waveform ocupa un ancho de banda mucho mayor al mínimo necesario para enviar la información para una técnica de modulación en particular.
- 2- El ensanchado es llevado a cabo por medio de una señal de expansión, frecuentemente llamada “señal código” o “Lista de códigos” dependiendo el tipo de técnica de espectro ensanchado. En cualquier caso, es independiente de los datos.
- 3- El receptor Spread Spectrum utiliza una réplica de la señal de ensanchamiento usada para expandir la información, perfectamente sincronizada con la señal recibida.

Desarrollo

Caracterización de un Canal Selectivo en Frecuencia

¿En qué consiste un canal selectivo en frecuencia? Por definición corresponde a un canal de comunicaciones cuyas características espectrales no presentan una respuesta en frecuencia plana en el módulo para todo el ancho de banda de interés ni una fase lineal. Esto significa que cada componente en frecuencia tendrá una atenuación y desfase distinto. En estas condiciones, la señal de salida del canal de comunicaciones “ $y(t)$ ” está lejos de ser una versión retardada y escalada en el tiempo de la señal de entrada “ $x(t)$ ”, lo que constituye las condiciones ideales de un canal de comunicación.

¿Qué efectos físicos generan este comportamiento en los canales de comunicación? Uno de ellos es el *multicamino*. El modelo básico e ideal planteado para un canal de comunicaciones funciona siempre y cuando a la llegada del receptor no se haga presente ecos o rebotes de la señal transmitida, llegando únicamente la señal denominada directa. En el caso de que se produzcan múltiples reflexiones de la señal sobre objetos o elementos presentes (como sucede en las comunicaciones del tipo inalámbricas) entre el transmisor y receptor, al medir la respuesta impulsional del canal a la entrada del receptor se encontrará:

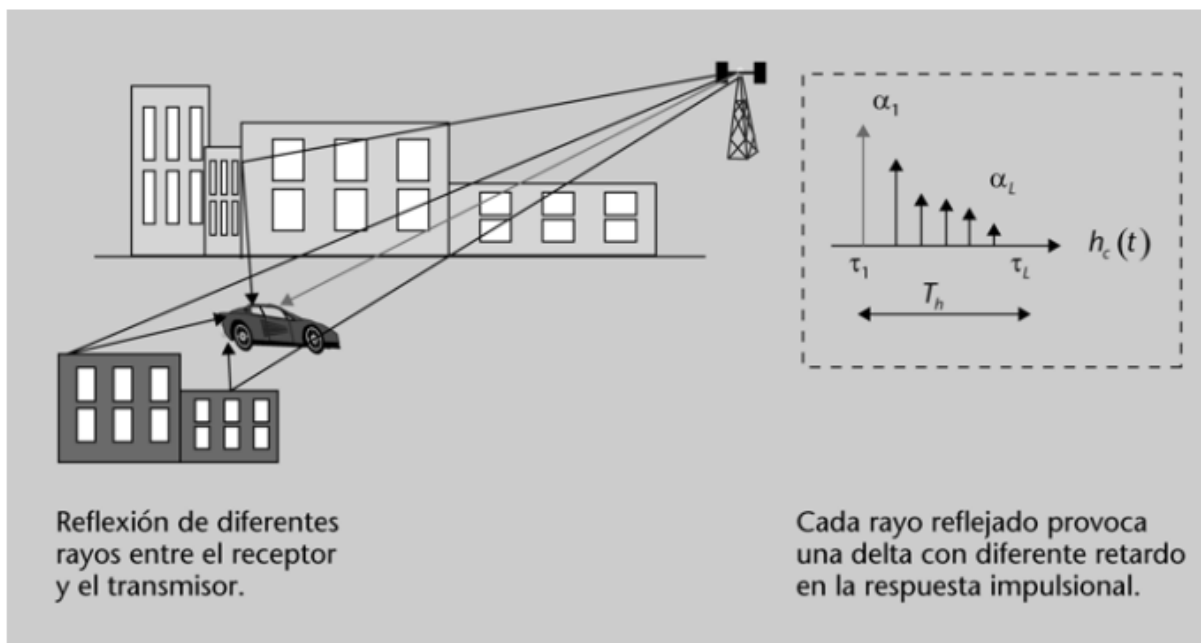


Figura 4: Respuesta impulsiva del canal

Donde cada réplica producto de las reflexiones, sufrirá una atenuación diferente por la diferencia de caminos recorridos. Se sabe que la atenuación en espacio libre es una función del cuadrado de la distancia y la frecuencia, por lo tanto, existirán infinitos multicaminos posibles, pero solo algunos y principalmente los primeros, con niveles de energía lo suficientemente

grandes como para aportar interferencia intersímbolo. Este fenómeno está parametrizado por la dispersión del retardo o *delay spread*, que mide la duración temporal de la respuesta al impulso, es decir, el tiempo hasta que se hace presente el último multicamino significativo. El parámetro delay spread comúnmente se lo define como “ τ ”.

Lo importante de este concepto es que permite obtener el **ancho de banda de coherencia**. Este parámetro define el ancho de banda máximo en el cual, el canal puede ser considerado prácticamente plano.

$$B_c = \frac{1}{\alpha T_{\text{delaySpread}}} \quad (2)$$

donde “ α ” es una variable determinada de forma empírica. De esta forma, se puede concluir que para evitar la interferencia intersimbólica producida por el multicamino, es necesario que los tiempos de símbolo del sistema de comunicación a implementar sean como mínimo la inversa al ancho de banda de coherencia. ¿Significa que hay limitaciones respecto a la tasa de transmisión de información? Si, si el objetivo es simplificar el proceso de ecualización de canal. En caso contrario, deberán aplicarse técnicas complejas de ecualización para hacer frente a los efectos de un canal con fading.

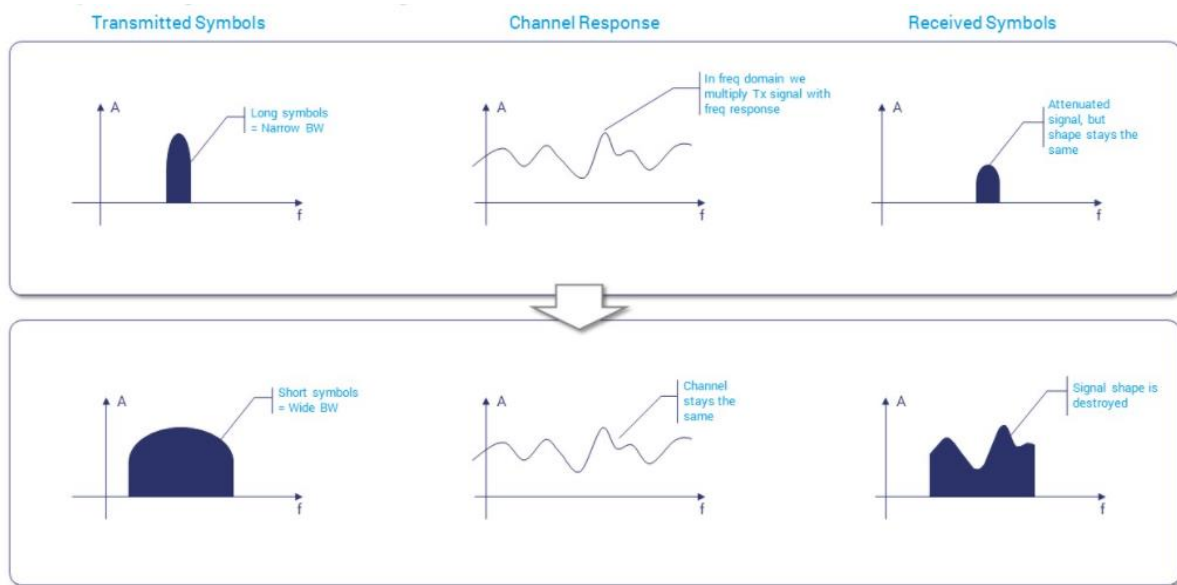


Figura 5: Diferencias entre cumplir o no con el ancho de banda de coherencia

Sin embargo, el ancho de banda de coherencia no es la única característica de un canal selectivo en frecuencia. También debe considerarse el **Tiempo de coherencia**. Este parámetro indica el tiempo máximo transcurrido hasta que el canal de comunicaciones cambia su respuesta impulsiva “ $h_c(t)$ ”. Los cambios en la respuesta impulsiva implican que existen cambios tanto en el módulo como en la fase de la respuesta en frecuencia del canal. Por lo tanto, los símbolos transmitidos por cualquier esquema de modulación no pueden tener una duración mayor a la del tiempo de coherencia, porque en la mitad de un símbolo cambiarían las condiciones del canal de comunicación y generarían una distorsión en las características espectrales de las waveform transmitidas. ¿Qué fenómeno físico genera la variabilidad del canal en el tiempo?

En el caso de un enlace inalámbrico, el movimiento relativo de los objetos sobre los cuales se producen las reflexiones ó directamente los propios receptores.

A este fenómeno se lo denomina efecto Doppler. Un objeto en movimiento observa un efecto Doppler que implica una desviación en la frecuencia nominal de la señal transmitida y depende de la velocidad relativa del movimiento (es decir, de la velocidad nominal del movimiento y del coseno del ángulo entre el vector de llegada de la señal y el vector del movimiento). Para entender el concepto, se puede plantear un ejemplo: Imaginemos que un receptor en movimiento a una determinada velocidad “v” recibe un tono puro de frecuencia f_0 enviado desde un transmisor a través de un canal con multicamino; debido al multicamino, en la recepción se reciben tres rayos, tal como indica el dibujo que se plantea a continuación.

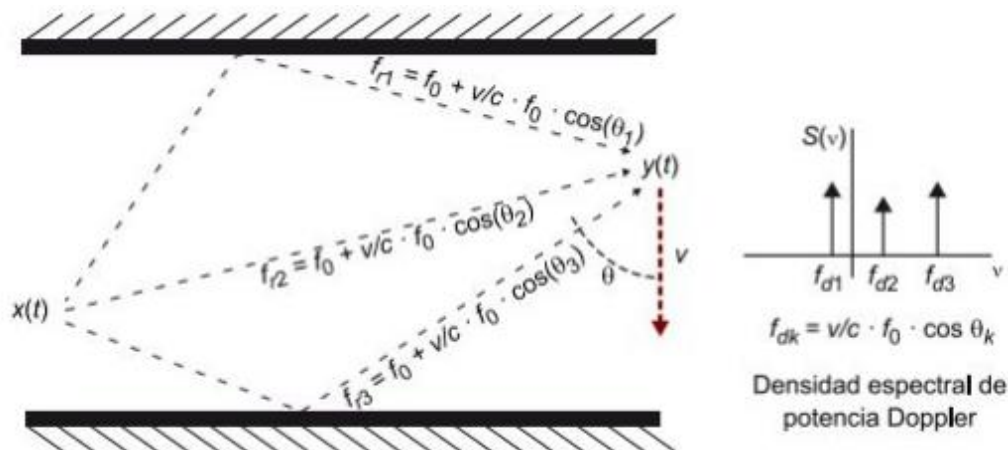


Figura 6:Ejemplo de Doppler Spread

El espectro de la señal transmitida sería una delta dirac en la frecuencia f_0 debido al movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, cada uno de los rayos que inciden en el receptor experimentarían un efecto Doppler diferente, de modo que la frecuencia recibida será $f_{doppler}(k) = f_0 + v/c \cdot f_0 \cdot \cos(\theta_k)$. En consecuencia, el receptor, en lugar de recibir un tono puro, recibirá tres tonos en las frecuencias f_{r1}, f_{r2}, f_{r3} de modo que el espectro de la señal recibida estará formado por tres deltas dirac en las frecuencias mencionadas. De esta forma, se puede afirmar que se ha producido una dispersión frecuencial, ya que la energía, que estaba concentrada en el transmisor en una sola frecuencia, se ha dispersado en tres frecuencias.

Otro ejemplo sencillo de entender, está relacionado al movimiento relativo de una motocicleta respecto a un observador estático. Cuando el vehículo se aproxima al observador, el efecto sobre la señal audible hace que la señal recibida tenga frecuencias más altas (tonos agudos), mientras que, cuando el vehículo se aleja, el efecto que se genera es que la frecuencia de la señal recibida es más baja. (tonos más graves). Una imagen ilustra dicha situación:

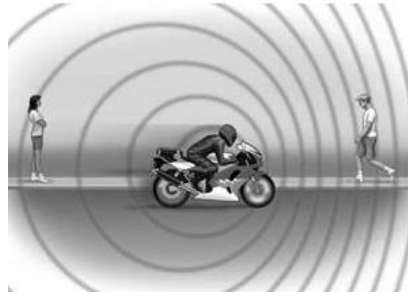


Figura 7: Efecto Doppler

Por lo tanto, el tiempo de coherencia queda definido por la dispersión máxima de doppler, de manera tal que:

$$T_c = \frac{1}{\alpha f_{maxDopp}} \quad (3)$$

Con ambos parámetros definidos, para hacer frente a un canal selectivo en frecuencia debe cumplirse que el tiempo de símbolo empleado por el modulador digital este comprendido entre los parámetros delay spread y tiempo de coherencia.

$$\frac{1}{B_c} < T_s < T_c \quad (4)$$

En el caso de una modulación digital (SC) se limita la tasa de transferencia de información para cumplir con estos requerimientos del canal y lograr simplificar el proceso de ecualización, que como se sabe, consiste en encontrar la función de transferencia inversa del canal de comunicación que, para este caso, resultaría en una constante. Entonces, el proceso de ecualización en el demodulador consiste en dividir por una constante cada forma de onda entregada por el filtro receptor implementado con filtros acoplados en forma de correladores (combinación de multiplicadores e integradores) cuyas señales de referencia son funciones base sinusoidales seno y coseno, para posteriormente tomar muestras cada tiempo de símbolo definidas como $Z(T_s)$ e ingresar a la etapa de toma de decisiones.

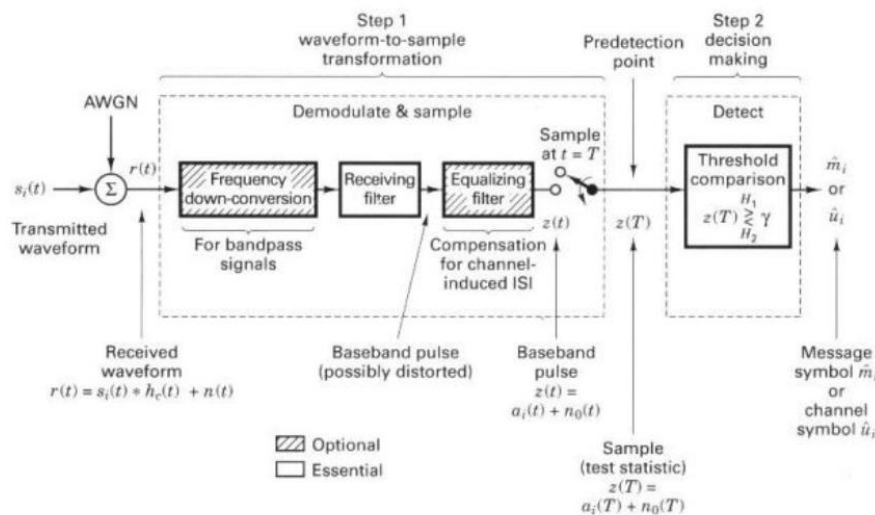


Figura 8: Esquema básico demodulador digital

En el caso de OFDM, los requerimientos del canal al igual que en SC exigen que el tiempo de símbolo este comprendido entre el delay spread y el tiempo de coherencia. Sin embargo, en esta técnica de modulación puede conservarse ó incluso incrementarse la tasa de transferencia de datos “ R_b ”. Ya que OFDM utiliza múltiples waveform de forma simultánea en el dominio del tiempo y de forma paralela en el dominio de la frecuencia que cumplen con el ancho de banda de coherencia y tiempos de coherencia. Es decir, que utilizando una tasa de información más grande que SC, logra los beneficios de una ecualización sencilla. Pero, al igual que se implementan N moduladores en paralelo para dar origen a esta técnica de modulación, no debe olvidarse que se implementan N demoduladores también en paralelo, por lo que hará falta conocer las atenuaciones que presenta el canal de comunicación en cada una de las frecuencias portadoras particulares sobre las que se transmite la información. Para ello se hace uso de las *frecuencias pilotos*.

Las frecuencias piloto son un conjunto de frecuencias asignadas tanto por el transmisor como receptor para la transferencia de símbolos conocidos, también denominados pilotos, con una determinada periodicidad temporal. Estos símbolos son utilizados para estimar la función de transferencia del canal y también para facilitar el sincronismo de la frecuencia portadora de las señales OFDM. Es necesario que la cantidad de frecuencias piloto por símbolo OFDM sea lo suficientemente grande para que la respuesta en frecuencia del canal se pueda extrapolar para obtener aquellos valores de la misma en los símbolos que no transportan piloto. En tiempo, los símbolos pilotos deben aparecer de forma suficientemente densa como para seguir las fluctuaciones de variación temporal del canal.

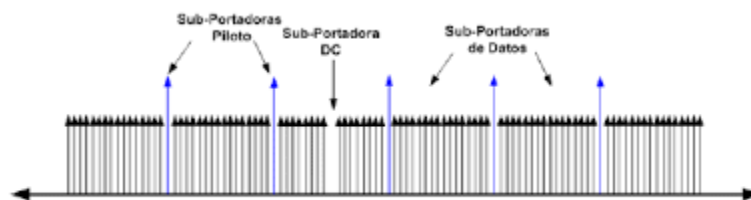


Figura 6: Estructura del símbolo OFDM.

Figura 9: Frecuencias pilotos dentro de un símbolo OFDM

Estos símbolos no transportan información, por lo tanto, implican una disminución de la tasa de información útil transmitida que irá disminuyendo cada vez más, mientras mayor sea la cantidad de frecuencias pilotos que se utilicen por símbolo OFDM.

Las técnicas de Spread Spectrum, ¿Cómo combaten los canales selectivos en frecuencia y en particular los multicaminos? En el caso de Direct Sequence Spread Spectrum (DS-SS) mediante la implementación de *receptores RAKE* y el caso de Frequency hopping mediante la implementación de *Fast Frequency hopping* (FFH). En el primer caso, los multicaminos son aprovechados a favor por el receptor gracias a las propiedades de los códigos pseudoaleatorios (PN) empleados para generar la expansión de la forma de onda transmitida, ya que cualquier señal multicamino que difiera de la señal de camino directo en un tiempo mayor a la duración de un tiempo de chip, podría ser despreciada siempre y cuando existiera un sincronismo perfecto entre la señal recibida por camino directo y el código generado de forma local. Al

discriminar cada señal recibida por los retardos mayores a un tiempo de chip, se coloca múltiples receptores con versiones de código PN sincronizadas a cada multicamino para que su aporte sea constructivo a la señal de camino directo.

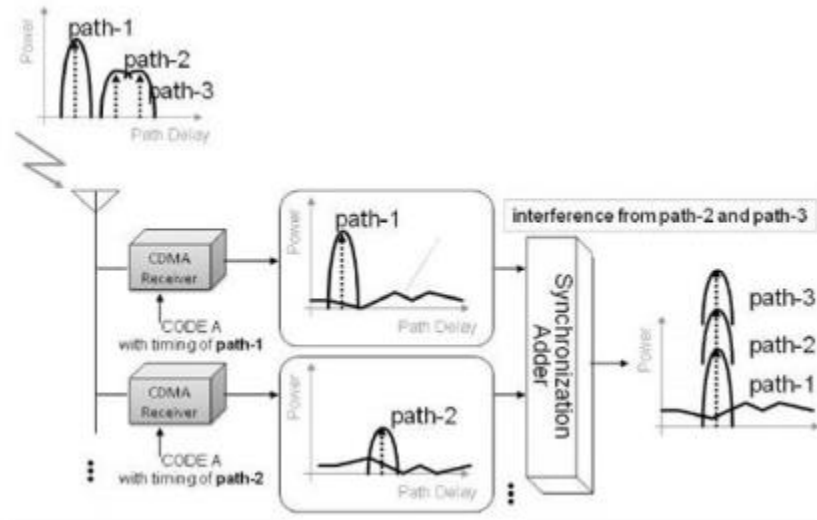


Figura 10: Esquema conceptual de receptor RAKE

La energía de cada multicamino es aprovechada al realizar un ajuste de fase y retardo de cada demodulador DS acoplado a las distintas señales, lo que reduce las pérdidas de señal recibida debido al desvanecimiento por multitrayecto.

La segunda opción, Fast Frequency hopping propone como solución realizar saltos en frecuencia más rápidos que el multicamino más veloz, permitiendo obtener robustez frente a todas las señales interferentes. Esto a nivel de implementación exige tener una electrónica de mejor nivel para poder generar estos cambios en el tiempo deseado y lo cual termina repercutiendo en el costo del sistema. Pero lo económico no es el único inconveniente para la solución planteada en esta técnica, sino que la disminución en la duración de los tiempos de hop traen consigo una disminución del alcance de las señales ya que se verán mayormente atenuadas por tener que utilizar frecuencias más altas para cada waveform entregada por el modulador digital de spread Spectrum. ¿Por qué? Porque en un tiempo de hop, las waveform deben ser lo más diferentes posibles una de otras mediante cambios en la frecuencia, ya que se utiliza un sistema base del tipo M-FSK, lo que implica que la correlación cruzada entre dos waveform debe arrojar un valor nulo, deben ser mutuamente ortogonales entre todas. Como resultado, sus frecuencias deben ser múltiplos de la inversa del tiempo de hop y al disminuir el tiempo de salto, las frecuencias se vuelven cada vez más grandes y susceptibles a atenuarse cada vez más en el canal de comunicación.

Sin embargo ¿Por qué no se utilizan directamente técnicas de modulación asociadas a SS para combatir los canales selectivos en frecuencia? Porque son muy ineficientes espectralmente. Los sistemas de comunicación basados en técnicas de espectro ensanchado son diseñados para combatir otro tipo de dificultades dentro de los sistemas de comunicación. Estos sistemas requieren la utilización de un ancho de banda mucho mayor al necesario por cualquier esquema

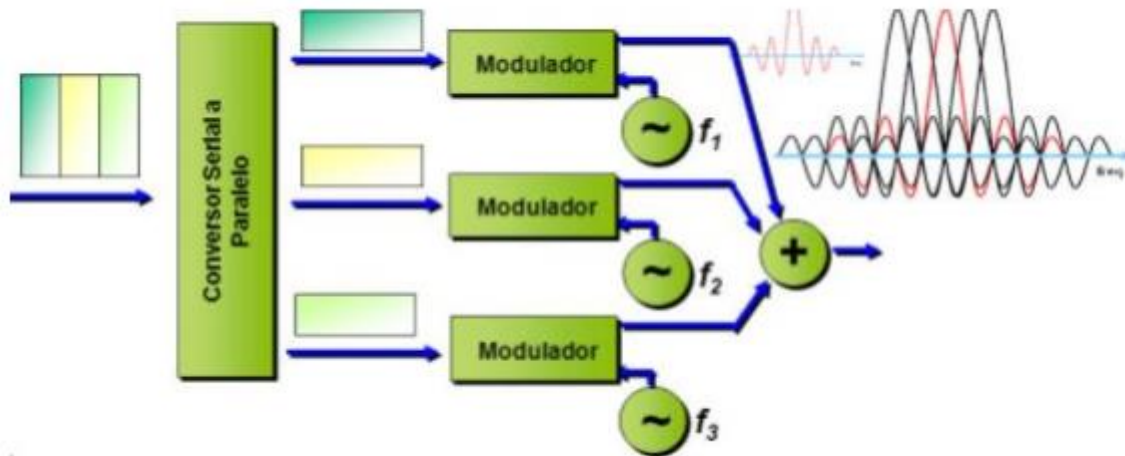
de modulación convencional con la finalidad de lograr buenas prestaciones en situaciones de gran congestión en el rango espectral a utilizar, entiéndase interferencias de otros sistemas funcionando en la misma región del espectro. Esto hace que las técnicas de modulación asociadas a SS tengan una baja eficiencia espectral ya que su foco se encuentra en otro aspecto.

De esta forma, frente a canales selectivos en frecuencia, una buena opción cuando no existe interferencia de usuarios no autorizados es OFDM.

Modulación OFDM

En sus orígenes, la modulación OFDM implicaba la utilización de un conversor serie a paralelo y N moduladores digitales M-PSK implementados en cuadratura (I&Q) con osciladores analógicos cuyas frecuencias portadoras son mutuamente ortogonales una a otra. Cada una de las ramas, posteriormente se aplicaba a un sumador para obtener una waveform OFDM de la forma:

$$S_{OFDM}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{M-PSK}(t) \quad (5)$$



Para cumplir con esta última condición, es necesario que la correlación cruzada entre dos waveform de dos ramas diferentes, en la duración un símbolo OFDM arrojen un valor nulo.

$$\rho = \frac{1}{E_{S_{OFDM}}} \int_0^{T_{OFDM}} S_1(t) \cdot S_2(t) \cdot dt = 0 \quad (6)$$

Cabe destacar que las waveform de cada rama además de tener cambios en las frecuencias tienen diferentes desfasajes, producto de la propia modulación M-PSK. Sin embargo, dichos desfasajes no influyen en la condición de ortogonalidad, porque se incorpora uno o más periodos de las señales sinusoidales utilizadas como portadoras dentro de la duración de un

símbolo OFDM, por lo que la frecuencia seleccionada es múltiplo de la inversa del tiempo de símbolo, condición estrictamente necesaria para esta técnica de modulación.

$$F_p = k \cdot \frac{1}{T_{OFDM}} \quad \text{donde } k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (7)$$

M-PSK OFDM

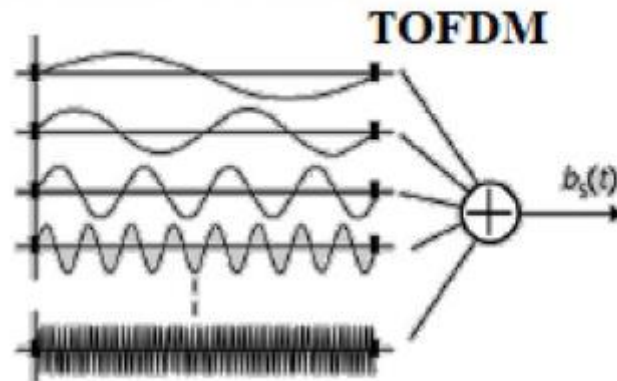


Figura 11: Señal portadora en cada rama del modulador OFDM

Considerando $T_{S_{OFDM}} = \frac{1}{1000}$ seg/simb y utilizando las ecuaciones (6) y (7) puede demostrarse de forma sencilla mediante el programa de simulación Matlab que dos waveform correspondientes a un esquema de modulación 8-PSK de dos ramas diferentes, cuyas frecuencias portadora son $F_{p1} = 1000 \text{ Hz}$ y $F_{p2} = 2000 \text{ Hz}$ son mutuamente ortogonales en la duración del símbolo OFDM. La waveform correspondiente a la rama de F_{p1} tiene la siguiente forma: $s_1(t) = A_1 \cos(2\pi F_{p1}t - \theta_1)$ donde $A_1=1$ y $\theta_1 = \frac{\pi}{4}$. La waveform correspondiente a la rama de F_{p2} tiene la siguiente forma: $s_2(t) = A_2 \cos(2\pi F_{p2}t - \theta_2)$ donde $A_2=1$ y $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$

```
>> TsOFDM=1/1000;
>> Fp1=1/TsOFDM;
>> Fp2=2/TsOFDM;
>> Tsampling=TsOFDM/1000;
>> tiemp=[0:Tsampling:TsOFDM-Tsampling];
>> signal1=cos(2*pi*Fp1*tiemp - pi/4);
>> signal2=cos(2*pi*Fp2*tiemp - pi/2);
>> Es=(1^2)*TsOFDM/2;
>> Intl=1/Es*sum((signal1.*signal2).*Tsampling)

Intl =

-9.0503e-17

>> plot(tiemp,signal1)
>> hold on
>> plot(tiemp,signal2)
>> |
```

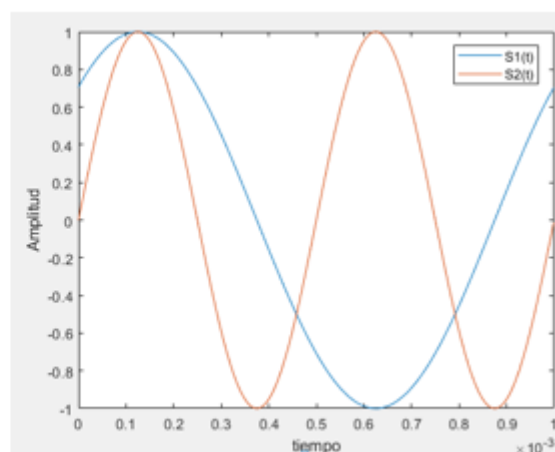


Figura 12: Ejemplo de correlación cruzada en Matlab

En esta estructura, al tener en cada rama, un esquema de modulación idéntico al resto, se puede pensar en otro esquema, donde el constelador se encuentra antes del conversor serie paralelo.

Entonces, los símbolos complejos entregados por este último, se aplican al conversor y en cada rama se tendrá únicamente un pulso formador de onda “p(t)” que le dará las características espectrales a cada waveform. En el caso de tratarse de un pulso formador de onda rectangular, de duración T_{OFDM} , las características espectrales acusarán un comportamiento en el dominio de la frecuencia correspondiente a una Sinc con cruces por cero de lóbulo principal en $R_{OFDM} = \frac{1}{T_{OFDM}}$. Estas formas de onda son aplicadas a un modulador I&Q para centrar dicha waveform en la región espectral que corresponda.

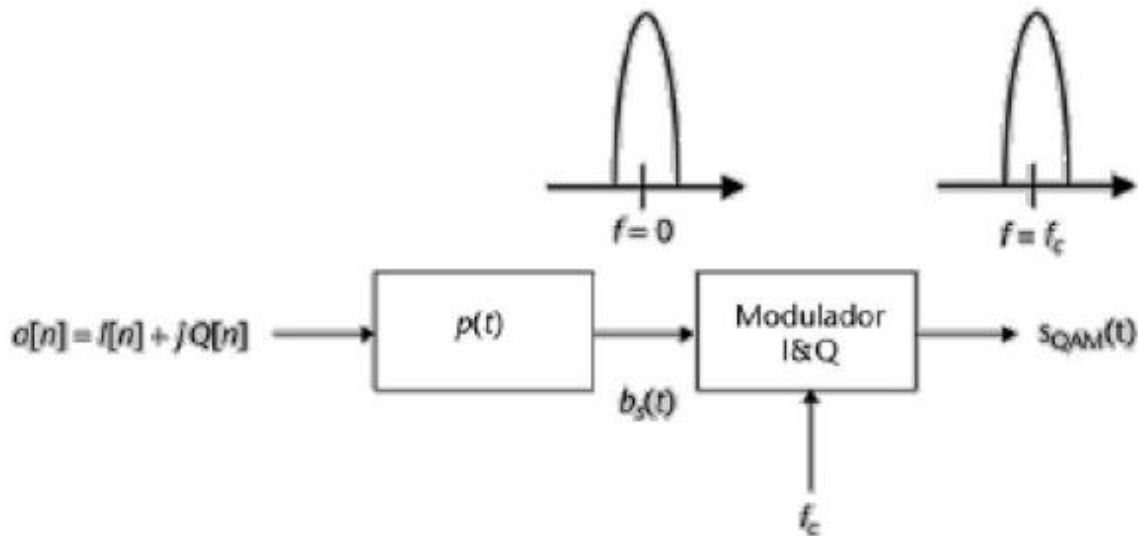


Figura 13: Esquema Básico de cada rama del modulador OFDM

Entonces el esquema puede ser representado de la siguiente forma:

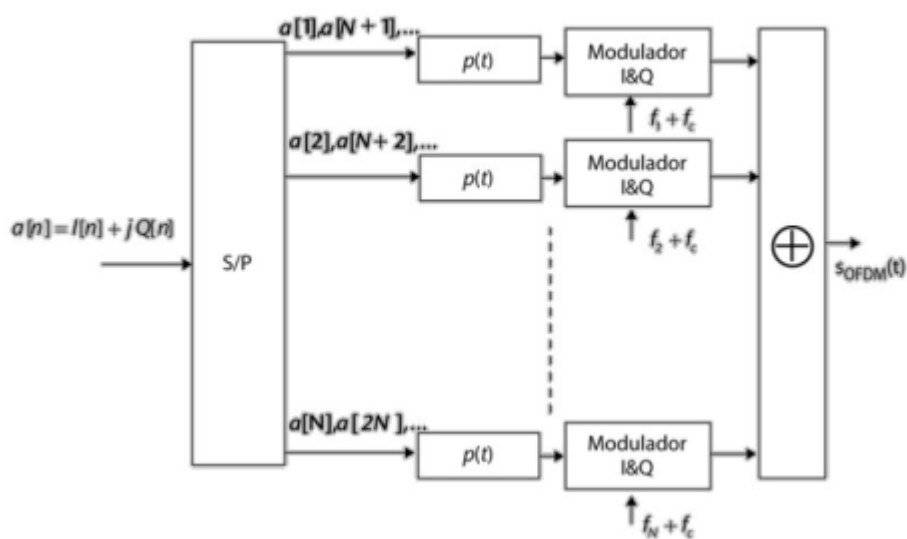


Figura 14: Esquema de transmisor OFDM con un único constelador

La contribución de cada rama al símbolo OFDM genera las siguientes características espectrales en el dominio de la frecuencia:

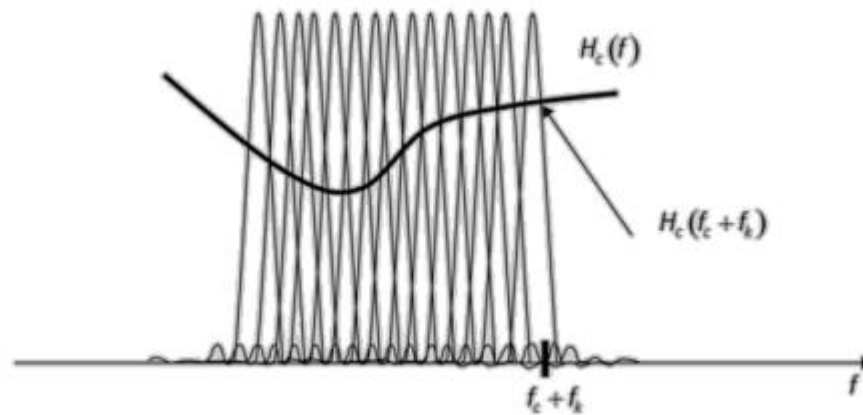


Figura 15: Características espectrales de una waveform OFDM en un canal selectivo en frecuencia

Si siguiendo con el ejemplo presentado anteriormente, puede pensarse en un modulador OFDM sencillo compuesto de 4 ramas diferentes, con esquemas de modulación digital 8-PSK, tiempo de símbolo OFDM “TsOFDM” de 1/1000 seg/simb, por lo tanto, cada rama tendrá una tasa de bit “Rbrama” de 3000 bps y tasa de bit de la fuente “Rb” de 12000 bps. Cada rama posee osciladores con las siguientes frecuencias determinadas a partir de la ecuación (7) : $F_{p1} = 1000 \text{ Hz}$, $F_{p2} = 2000 \text{ Hz}$, $F_{p3} = 3000 \text{ Hz}$, $F_{p4} = 4000 \text{ Hz}$. Las formas de onda de cada rama son sinusoidales de igual amplitud “A= 1”, diferentes frecuencias y en particular para el símbolo OFDM analizado, las fases de cada waveform que transporta información digital que se proponen son: $\theta_1 = \frac{\pi}{4}$, $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$, $\theta_3 = \frac{3\pi}{4}$, $\theta_4 = \frac{7\pi}{4}$

```
%Definicion de Variables y Vectores necesarios
para poder estimar el espectro

>> TsOFDM=1/1000;
>> Fp1=1/TsOFDM;
>> Fp2=2/TsOFDM;
>> Fp3=3/TsOFDM;
>> Fp4=4/TsOFDM;
>> Tsampling=TsOFDM/1000;
>> tiemp=[0:Tsampling:TsOFDM-Tsampling];
>> timetotal=zeros(1,4*length(tiemp));
>> signal1=cos(2*pi*Fp1*tiemp - pi/4);
>> signal2=cos(2*pi*Fp2*tiemp - pi/2);
>> signal3=cos(2*pi*Fp3*tiemp - 3*pi/4);
>> signal4=cos(2*pi*Fp4*tiemp - 7*pi/4);
>> timetotalsignal1=timetotal;
>> timetotalsignal1(1:length(signal1))=signal1;
>> timetotalsignal2=timetotal;
>> timetotalsignal2(1:length(signal2))=signal2;
>> timetotalsignal3=timetotal;
>> timetotalsignal3(1:length(signal3))=signal3;
>> timetotalsignal4=timetotal;
>> timetotalsignal4(1:length(signal4))=signal4;
>> reftime=[0:Tsampling:4*TsOFDM-Tsampling]

%Creacion de graficas de las señales
y de la estimacion espectral

>> plot(reftime,timetotalsignal1)
>> hold on
>> plot(reftime,timetotalsignal2)
>> plot(reftime,timetotalsignal3)
>> plot(reftime,timetotalsignal4)
>> X1=abs(fft(timetotalsignal1,8192));
>> X2=abs(fft(timetotalsignal2,8192));
>> X3=abs(fft(timetotalsignal3,8192));
>> X4=abs(fft(timetotalsignal4,8192));
>> figure
>> plot(X1)
>> hold on
>> plot(X2)
>> plot(X3)
>> plot(X4)
```

Figura 16:Ejemplo Matlab Espectro señal OFDM

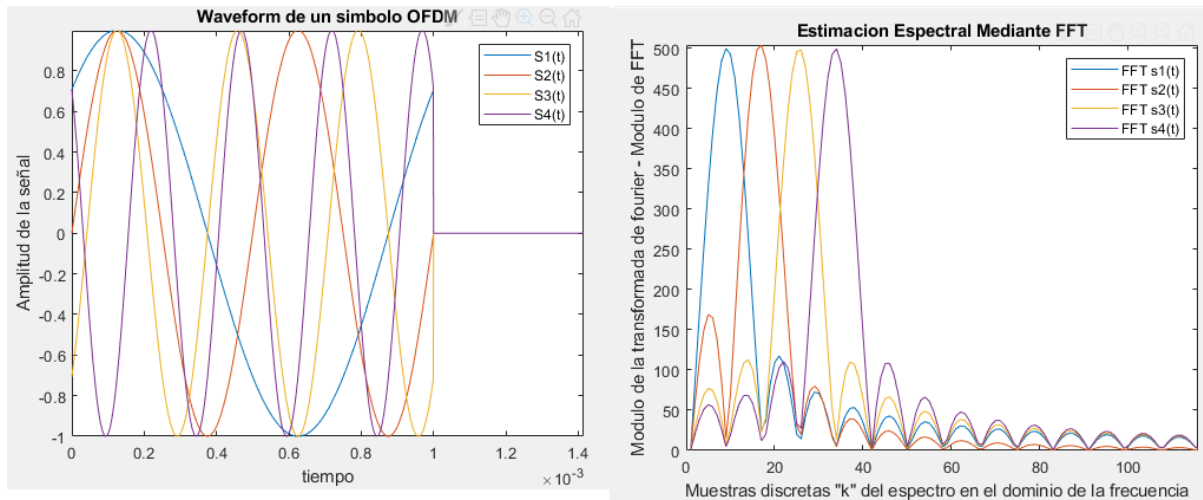


Figura 17: Forma de onda Transmitida OFDM y Características Espectrales

No hay que perder de vista que la *Fast Transform Fourier* (FFT) es un algoritmo eficiente implementado para calcular la *Discrete Transform Fourier* (DFT). La DFT resulta ser las muestras equiespaciadas en frecuencia de la transformada de Fourier discreta (Discrete Time Fourier Transform -DTFT) asociada a una secuencia de longitud finita. Por lo tanto, se puede decir que es una transformada para señales de tiempo discreto y dominio finito.

$$x[k] = X(e^{jw})|_{w=\frac{2\pi}{N}k} \quad (8)$$

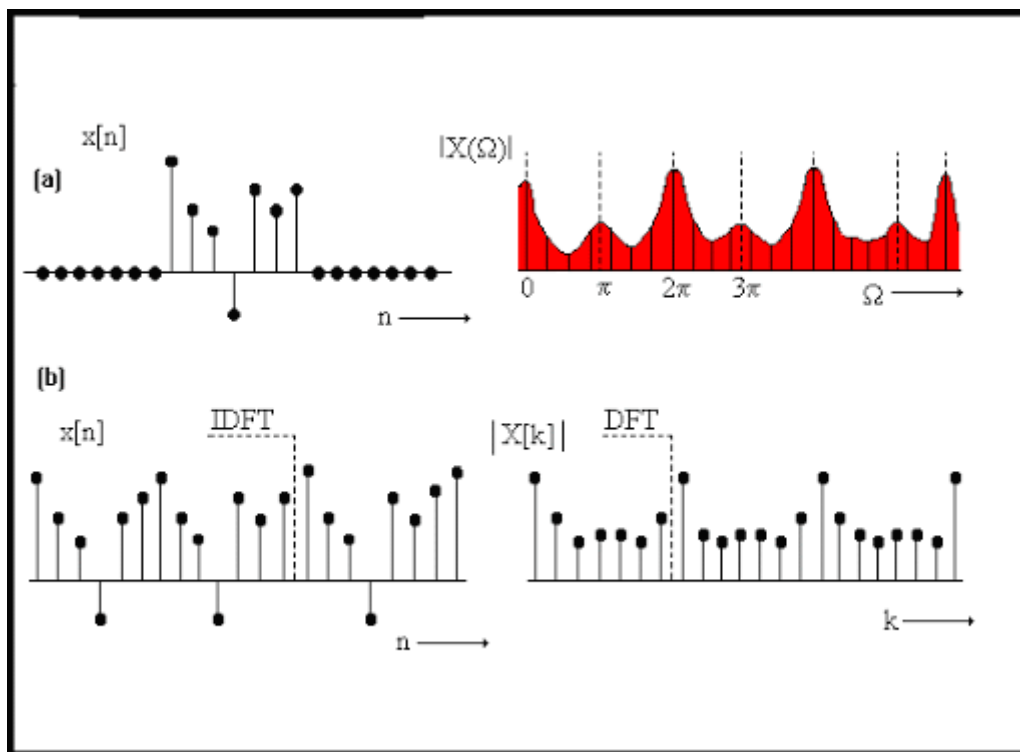


Figura 18: Concepto de DFT

Al manipular en un entorno de simulación señales discretas de longitud finita, muestreadas a una tasa “Fs”, se sabe que la relación entre la transformada de tiempo continuo y tiempo discreto sigue la siguiente ecuación:

$$w_{td} = w_{tc}/Fs \quad (9)$$

Entonces vinculando (8) y (9), las muestras discretas del espectro obtenidas mediante la FFT permiten obtener las siguientes frecuencias:

$$w_{tc} = \frac{1}{N.T_{sampling}} k \quad (10)$$

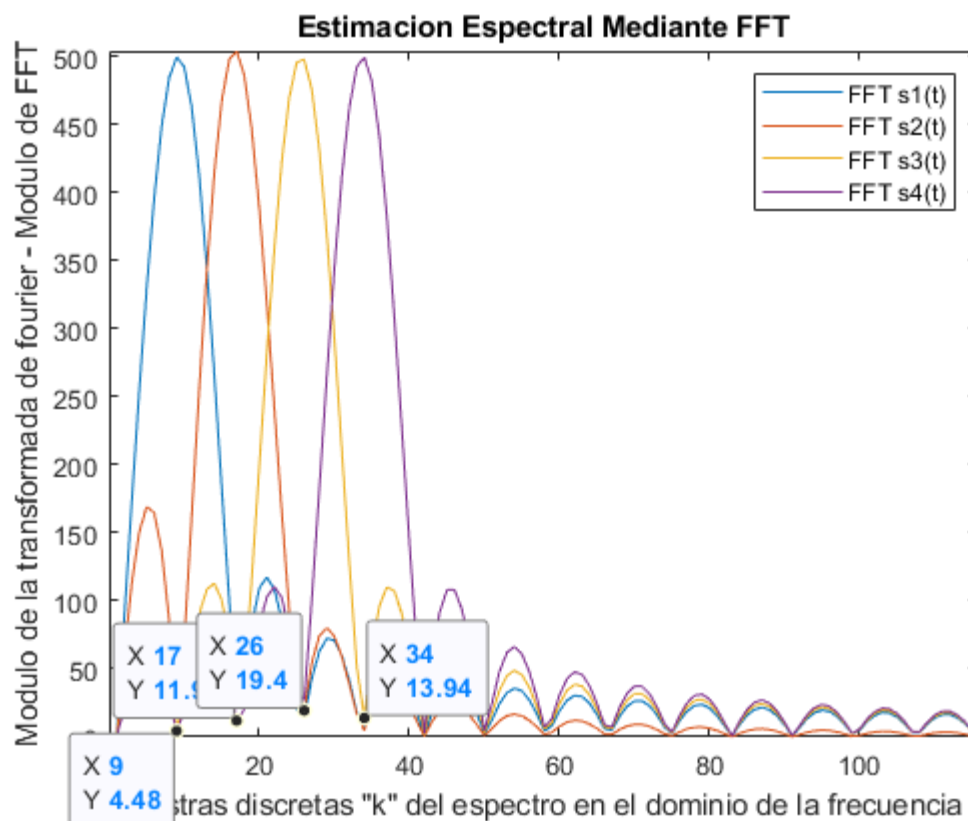


Figura 19: Características espectrales de cada waveform de las diferentes ramas del modulador OFDM

Donde $k=8,16,25$ y 33 son los valores correctos, porque la gráfica de la FFT muestra desde un valor $k=1$ en adelante. Además, se tomaron 8192 muestras de FFT para la señal inventanada, lo cual implica la adición de muchos ceros y un muestreo muy grande del espectro. Sin embargo, estos valores no aportan a la resolución de frecuencia, porque para ello, debería tomarse más muestras de la ventana. La frecuencia de muestreo “Fs” es de 1MHz.

Con los datos detallados anteriormente es posible establecer las frecuencias de tiempo continuo estimadas, que son aproximadamente iguales a Fp_i .

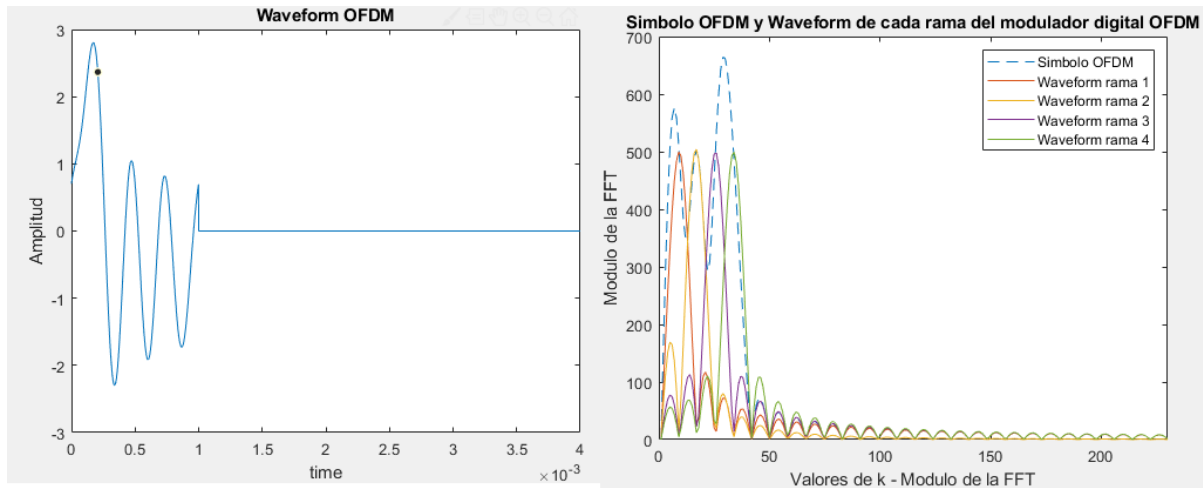


Figura 20: Símbolo OFDM y Características espectrales del símbolo OFDM

Un parámetro fundamental de un modulador OFDM es que todas las ramas del modulador digital respeten el tiempo de símbolo, independientemente del esquema de modulación que contenga cada rama. Esto permite utilizar N fuentes de información independientes y paralelas en lugar de una única fuente como se considera en un inicio.

Estas fuentes pueden tener diferentes tasas de información “ R_b ”, pero en su rama, luego del proceso de modulación digital deben respetar el mismo tiempo de símbolo. Esta característica que plantea OFDM es muy valiosa porque hace independiente a cada rama dentro del esquema de acuerdo a la performance que obtiene dentro de la región espectral a la cual está trabajando.

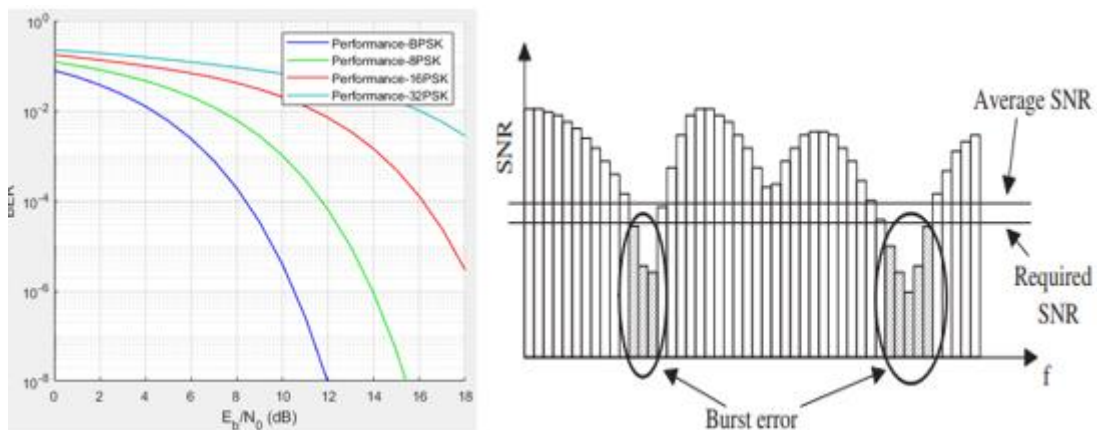


Figura 21: Ráfaga de errores que afectan a algunas ramas del modulador OFDM.

Cada fuente puede aumentar la tasa y modificar el esquema de modulación M-PSK (aumentándolo) para mantener el mismo tiempo de símbolo y permitirse transmitir más bit por símbolo siempre y cuando la performance para dicho esquema lo permita. De esta manera, aquellas regiones espectrales que se vean más perjudicadas por el ruido, tendrán sus esquemas dentro del sistema OFDM con tasas más bajas y esquemas de modulación más pequeños, lo cual para M-PSK contribuía a una mejor performance, de igual manera ante un canal favorable, la tasa y el esquema M-PSK puede ser aumentado. Esta característica vuelve a confirmar el uso eficiente y el mejor aprovechamiento del espectro asignado.

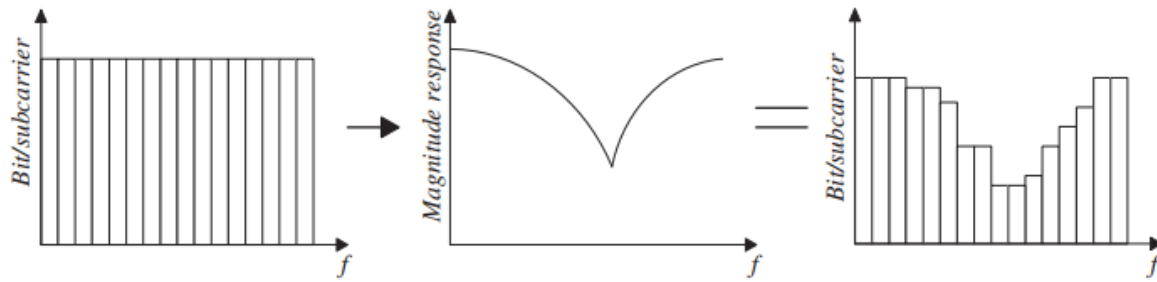


Figura 22: Ramas de un modulador OFDM adaptables de acuerdo a la respuesta en frecuencia del canal y SNR

Estos conceptos permiten definir la cantidad de bits transmitidos por símbolo OFDM como la suma de la cantidad de bits transportados por cada rama del modulador. A nivel general, la tasa de bit de un esquema OFDM es:

$$R_{b\text{OFDM}}[\text{bits}/\text{seg}] = \frac{1}{T_{s\text{OFDM}}} [\text{Simb}/\text{seg}] \cdot [k_1 \text{ bits}/\text{simb} + k_2 \text{ bits}/\text{simb} + \dots + k_N \text{ bits}/\text{simb}] \quad (11)$$

Donde " k_i " representa la cantidad de bits de información digital agrupados por el modulador de cada rama para constituir una waveform.

Con respecto a la demodulación OFDM, cabe destacar que se implementan N demoduladores en paralelo basados en la utilización de filtros acoplados implementados mediante correladores (combinación de multiplicadores e integradores), los cuales constituyen los mejores filtros receptores a implementar en un sistema de comunicación digital. Los correladores emplean como señales de referencia funciones base coseno y seno, ya que al utilizar esquemas de modulación M-PSK representan las dos únicas señales mutuamente ortogonales por cambios en la fase. La frecuencia de estas señales es la misma que su correspondiente rama en el transmisor, lo que permite una perfecta diferenciación de una señal M-PSK de una rama a otra. Posterior a dicho proceso, se adquiere una muestra cada tiempo de símbolo definida como $Z(T_s)$ y se procede al proceso de toma de decisión por cada una de las ramas para obtener los bits de información.

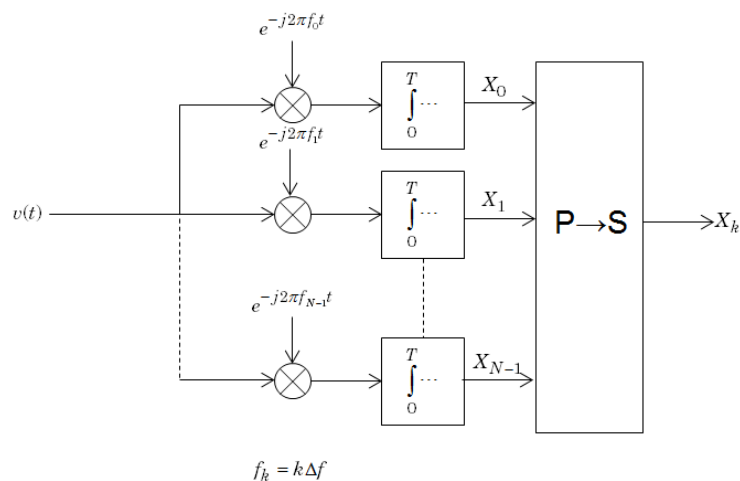


Figura 23: Esquema básico de un demodulador OFDM mediante banco de osciladores

Simulaciones Modulador OFDM Analógico

El siguiente apartado tiene como finalidad mostrar la implementación de un modulador OFDM analógico. Para llevar a cabo las simulaciones se ha utilizado Matlab 2018b y su respectiva versión de Simulink (R2018b). Dentro de la paquetería de programas necesarios para ejecutar la simulación, se encuentran todos los archivos dentro de la carpeta “Modulador_Analogico_UnUsuario”. Allí, estarán presentes dos archivos, uno con extensión “.m” con el nombre “Script_configParametros_UnUsuario.m” que permite el ingreso de todas las variables necesarias para ejecutar la simulación. El archivo se encuentra documentado y cada parámetro está detallado en el caso de necesidad de modificar para realizar alguna simulación en particular. Dentro del mismo entorno (carpeta), el otro archivo contiene una extensión “.slx” lo que indica que corresponde a una hoja de trabajo Simulink donde se encuentra la simulación propiamente dicha.

El nombre que recibe dicho archivo es “Modulador_Analogico_unUsuario.slx” y en su interior presenta la siguiente estructura:

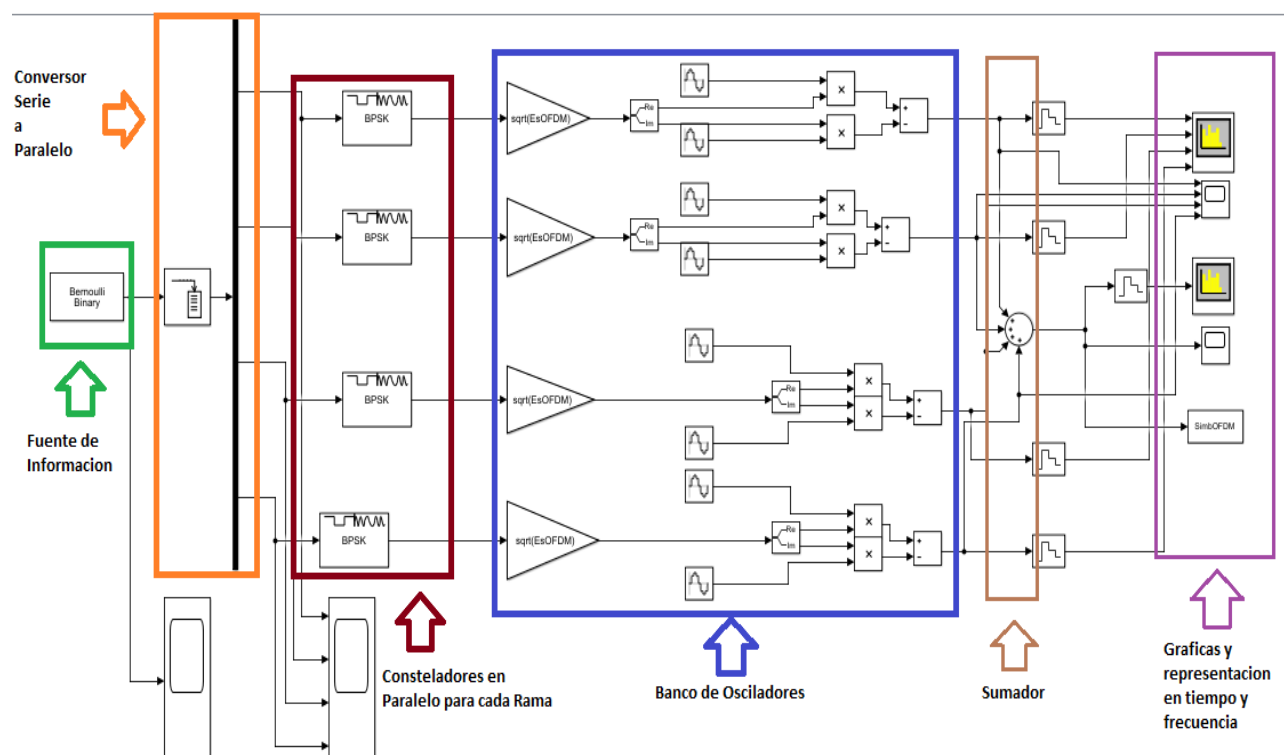


Figura 24: Esquema general modulador OFDM Analógico

Como se puede observar en la imagen presentada anteriormente, la implementación del modulador OFDM está compuesto por cuatro etapas: Fuente de información, conversión serie a paralelo, consteladores en paralelo junto con pulso formador de onda para cada rama, banco de osciladores para implementar moduladores I&Q y finalmente un sumador.

La fuente de información implementada es mediante un generador de Bernoulli que contiene los siguientes parámetros de configuración:

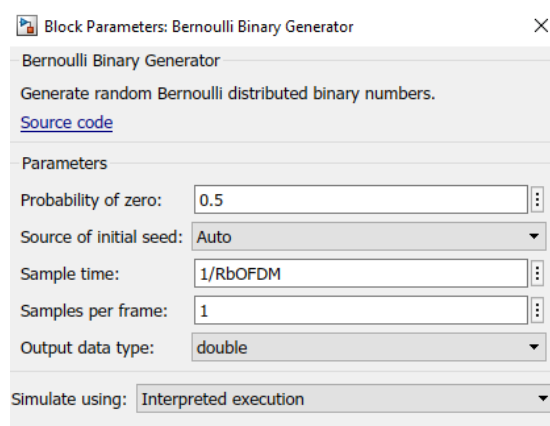


Figura 25: Configuración básica bloque Simulink

Donde la probabilidad de ocurrencia de ceros binarios es igual a la probabilidad de ocurrencia de unos binarios, lo que indica que son equisprobables. Además, el tiempo de bit está definido como $1/R_{bOFDM}$ ¿Pero cuánto vale R_{bOFDM} ? En los parámetros de simulación se determinó que las diferentes ramas del modulador OFDM tendrán una tasa de bit de 1000 bps, por lo tanto R_{bOFDM} es de 4000 bps. Luego, la etapa de conversión serie a paralelo implementada con un buffer y un demultiplexor, genera a su salida cuatro tasas de información en simultaneo con valores de $R_{bOFDM}/4$. De esta manera, el tiempo de bit “ $T_b = 250\mu\text{seg}$ ” asociado a la fuente de información, se aumenta a “ $T_{b_{rama}} = 1\text{ ms}$ ”.

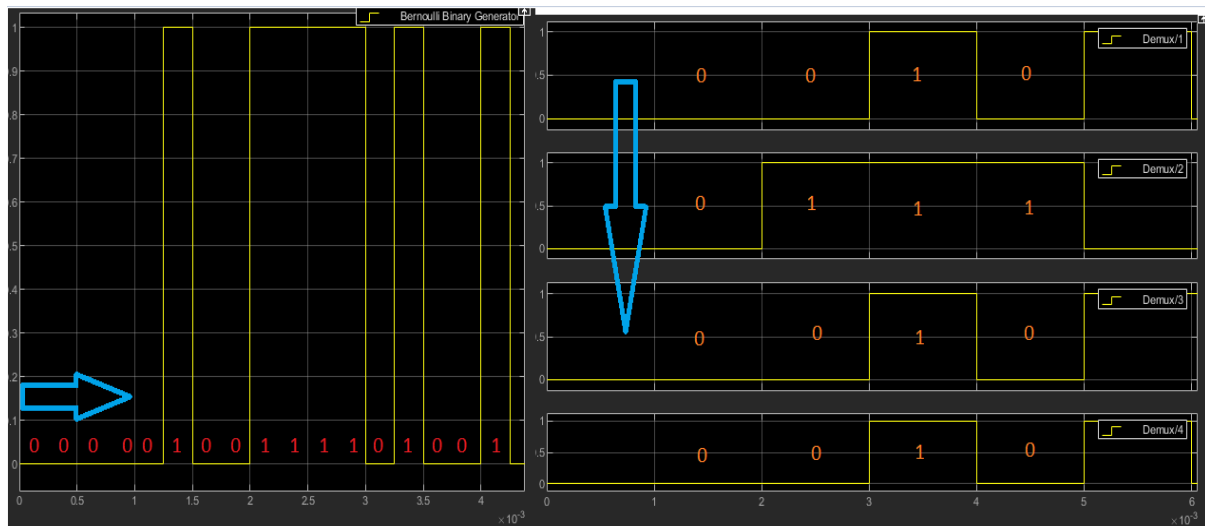


Figura 26: Proceso de conversión serie a paralelo

Posteriormente, se aplica por cada rama del modulador OFDM, consteladores BPSK. Estos procesos en función del mensaje digital presente en la entrada, lo que constituye un bit de información ($k=1$), arrojan dos formas de onda (real e imaginaria) en banda base utilizando pulso formador de onda rectangular con una duración temporal de “1 mseg” ya que, para esquemas binarios, el tiempo de símbolo es igual al tiempo de bit, por lo tanto “ $T_s = T_b$ ”.

Entonces, es esperable que sus características espectrales estén asociadas a una sinc en el dominio de la frecuencia cuyos cruces por el cero asociados al lóbulo principal estén en las frecuencias “ $\pm R_s$ ” ó lo que resulta ser igual a “ R_{sOFDM} ”.

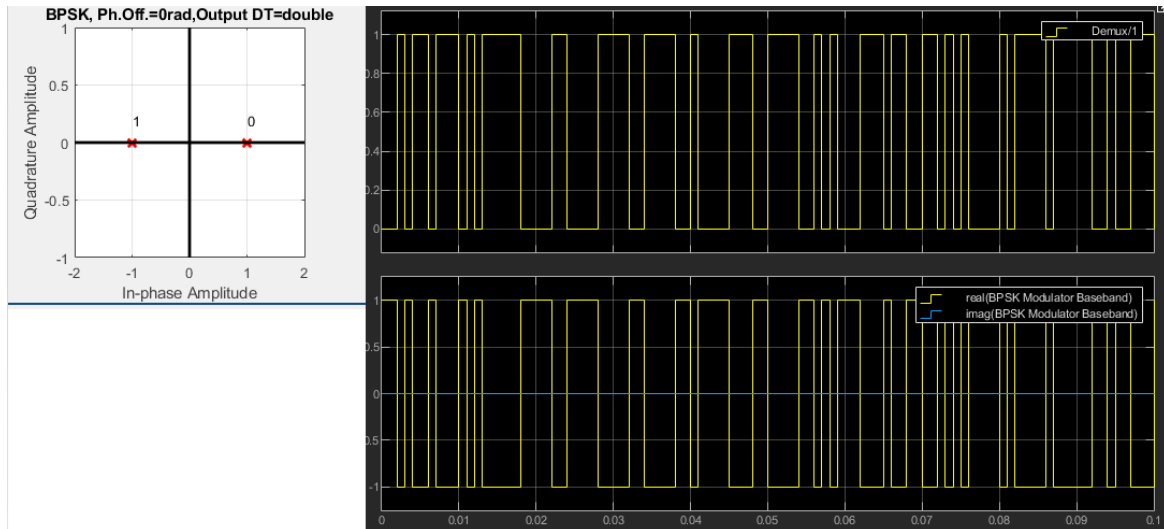


Figura 27: Proceso de modulación BPSK

Como todas las ramas emplean el mismo esquema de modulación, tendrán las mismas características espectrales para sus señales banda base, pero al ingresar a los bancos de osciladores obtendrán un desplazamiento en el dominio de la frecuencia ubicando sus componentes espectrales de acuerdo a frecuencias mutuamente ortogonales en el tiempo de símbolo OFDM.

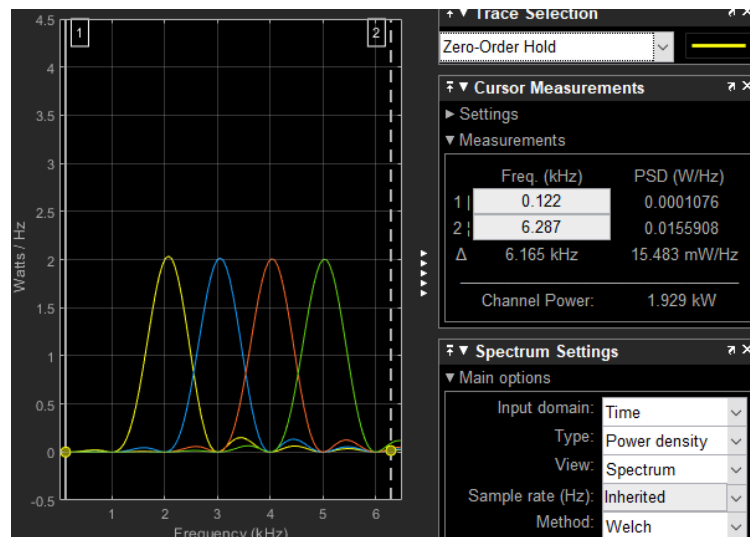


Figura 28: Densidad espectral de potencia de cada rama del modulador OFDM

Como se puede observar en la imagen anterior, las diferentes waveform asociadas al modulador OFDM tienen sus componentes espectrales centradas en las frecuencias 2000 Hz, 3000 Hz, 4000 Hz y 5000 Hz respectivamente. Dichos valores hacen referencia a la ecuación (7) desarrollada en el apartado anterior, la cual indicaba que las frecuencias de los osciladores debían ser múltiplos de la inversa del tiempo de símbolo OFDM para que fueran mutuamente ortogonales.

En la imagen, también puede observarse que las características espectrales cumplen con las figuras 14 y 16 presentadas en el apartado anterior, ya que los cruces por cero de lóbulo



principal están en múltiplos de Rs_{OFDM} . Además, se sabe que, en el ancho del lóbulo principal asociado a la sinc en frecuencia, se encuentra contenido el 90% de la potencia asociada a la forma de onda. ¿Pero cuánto es la potencia asociada a las waveforms que entrega cada rama del modulador OFDM? La potencia puede ser calculada teniendo en cuenta la siguiente ecuación:

$$P_m = \frac{1}{T_{sOFDM}} \int_0^{T_{sOFDM}} \{s_i(t)\}^2 dt \quad (12)$$

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_{sOFDM}}} \cos(2\pi Fp_i \cdot t + \theta) \quad \theta = 0, \pi \quad (13)$$

Suponiendo que la fase asociada a la información es $\theta = 0$, se puede calcular la potencia media como:

$$P_m = \frac{1}{T_{sOFDM}} \int_0^{T_s} \left\{ \sqrt{\frac{2E_s}{T_{sOFDM}}} \cos(2\pi Fp_i \cdot t) \right\}^2 dt$$

$$P_m = \frac{2E_s}{T_{sOFDM}} \cdot \frac{1}{T_{sOFDM}} \int_0^{T_s} \{\cos(2\pi Fp_i \cdot t)\}^2 dt$$

$$P_m = \frac{2E_s}{T_{sOFDM}} \cdot \frac{1}{T_{sOFDM}} \int_0^{T_{sOFDM}} \frac{1}{2} \{1 - \cos(2\pi(2 \cdot Fp_i) \cdot t)\} dt$$

$$P_m = \frac{2E_s}{T_{sOFDM}} \cdot \frac{1}{T_{sOFDM}} \frac{1}{2} T_{sOFDM}$$

$$P_m = \frac{E_s}{T_{sOFDM}} \quad (14)$$

Con la ecuación (14) y teniendo en cuenta que el tiempo de símbolo es " $T_{sOFDM} = 1 \text{ mseg}$ " y la energía de símbolo "Es" de cada rama del modulador OFDM fue parametrizada en el script de configuración con 2 Joule/Símbolo, se obtiene la potencia media de $P_{media} = 2000 \text{ Watts}$. En la simulación, mediante la utilización del bloque "Spectrum Analyzer" se obtiene el mismo valor realizando un procedimiento distinto, el cual implica una integración en el dominio de la frecuencia sobre la función densidad espectral de potencia para obtener la potencia total de la forma de onda.

El 90% de la potencia media es aproximadamente 1800 Watts. Valor que se observa en la siguiente imagen.

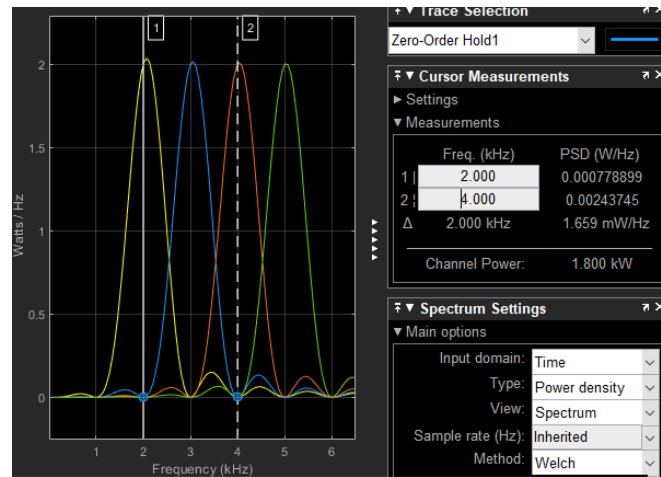


Figura 29: Potencia asociada a cada rama del modulador OFDM

Es decir, que el 90% de la potencia asociada a una de las waveform que constituyen el símbolo OFDM, está contenida entre las frecuencias portadoras adyacentes a la waveform analizada. Otra variable importante desde el punto de vista del modulador, es la potencia total de símbolo OFDM, ya que se ha analizado la potencia media particular a cada waveform de cada rama. ¿Cómo podría calcularse? utilizando nuevamente la ecuación que describe la potencia media para una forma de onda en particular, pero considerando ahora que la señal en cuestión, consiste en una suma de señales sinusoidales.

$$P_m = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}} \int_0^{T_{\text{OFDM}}} \left\{ \sum_{k=1}^N \cos(2\pi F p_k t + \theta_k) \right\}^2 dt \quad (15)$$

Para el caso particular que se plantea en la simulación:

$$P_m = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}} \int_0^{T_{\text{OFDM}}} \{ \cos(2\pi F p_1 t) + \cos(2\pi F p_2 t) + \cos(2\pi F p_3 t) + \cos(2\pi F p_4 t) \}^2 dt$$

Esto implica resolver una integral con las siguientes características:

$$P_m = \frac{1}{T_{\text{OFDM}}} \int_0^{T_{\text{OFDM}}} [\cos(2\pi F p_1 t) + \cos(2\pi F p_2 t) + \cos(2\pi F p_3 t) + \cos(2\pi F p_4 t)] \cdot [\cos(2\pi F p_1 t) + \cos(2\pi F p_2 t) + \cos(2\pi F p_3 t) + \cos(2\pi F p_4 t)] dt$$

Si bien habría que realizar una distributiva y aplicar propiedades de suma de integrales, dicha expresión reduce su tamaño, ya que la integral del producto de dos señales sinusoidales mutuamente ortogonales en la duración del tiempo de símbolo OFDM arrojan un valor nulo. Esto genera, que la integral de todos los productos cruzados sea cero, resultando en una ecuación más simple compuesta por los siguientes términos:

$$P_m = \int_0^{T_{\text{sofDM}}} \left[\sqrt{\frac{2E_s}{T_{\text{sofDM}}}} \cos(2\pi F p_1 \cdot t) \right]^2 dt + \int_0^{T_{\text{sofDM}}} \left[\sqrt{\frac{2E_s}{T_{\text{sofDM}}}} \cos(2\pi F p_2 \cdot t) \right]^2 dt$$

$$+ \int_0^{T_{\text{sofDM}}} \left[\sqrt{\frac{2E_s}{T_{\text{sofDM}}}} \cos(2\pi F p_3 \cdot t) \right]^2 dt$$

$$+ \int_0^{T_{\text{sofDM}}} \left[\sqrt{\frac{2E_s}{T_{\text{sofDM}}}} \cos(2\pi F p_4 \cdot t) \right]^2 dt$$

$$P_m = P_{m1} + P_{m2} + P_{m3} + P_{m4} \quad (16)$$

Donde cada termino es la potencia media asociada a cada rama del modulador OFDM. En las simulaciones, se obtiene dicho valor para una sucesión de símbolos OFDM integrando en la frecuencia desde los 1000 Hz hasta los 6000 Hz la función densidad espectral de potencia, arrojando un resultado de 7430 Watts.

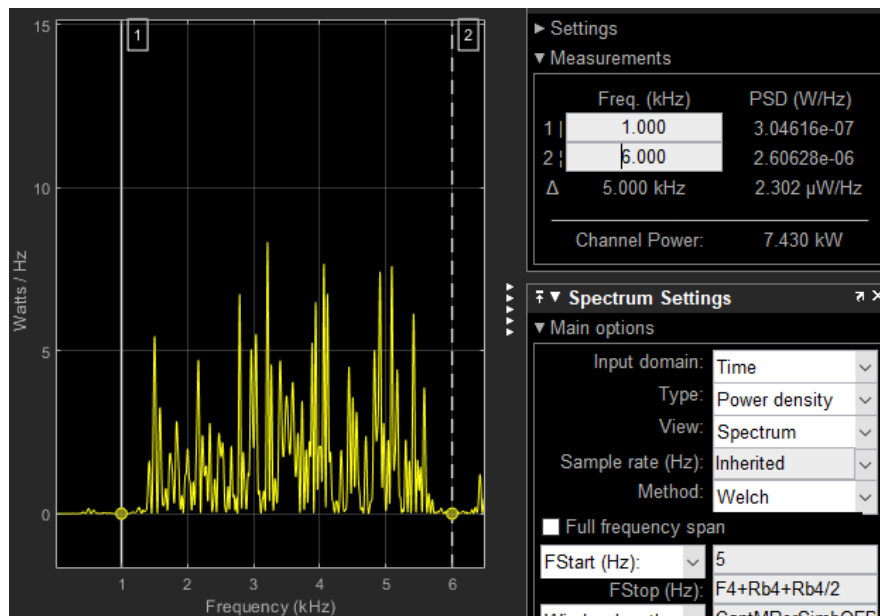


Figura 30: Densidad espectral de potencia de una sucesión de waveform OFDM transmitidas

Implementación digital de un Esquema OFDM

La implementación de múltiples osciladores precisos y estables tanto en transmisor como receptor y la implementación de una gran cantidad de ramas en paralelo, hacen de OFDM una aplicación inviable desde el punto de vista económico. Además, cualquier desperfecto de dichos dispositivos analógicos, generaría una pérdida de ortogonalidad entre las diferentes waveform que constituyen un símbolo OFDM generando un incremento en la probabilidad de error. Por dichas razones, es que se prefiere evitar la utilización de bancos de osciladores analógicos para implementar OFDM. ¿Pero cómo? El primer paso consiste en analizar la waveform OFDM que se hace presente en el canal de comunicación por cada tiempo de símbolo:

$$S_{OFDM}(t) = Re\{\sum_{k=0}^{N-1} a_k p(t) e^{j2\pi f_k t}\} \text{ con } f_k = f_0 + kRs_{OFDM} \quad (17)$$

$$S_{OFDM}(t) = Re\left\{\sum_{k=0}^{N-1} a_k p(t) e^{j2\pi(f_0 + kRs_{OFDM})t}\right\}$$

$$S_{OFDM}(t) = Re\left\{\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi kRs_{OFDM}t} p(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}\right\}$$

$$S_{OFDM}(t) = Re\left\{\sum_{k=0}^{N-1} [a_k e^{j2\pi kRs_{OFDM}t}] p(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}\right\} \quad (18)$$

Esta última ecuación permite observar que un símbolo OFDM está compuesto por dos modulaciones, la primera está asociada a cada una de las ramas considerando las frecuencias portadoras " kRs_{OFDM} " y el tratamiento de la información como valores complejos discretos " a_k " producto de los consteladores implementados en cada modulador digital. Posteriormente, se suman todas las modulaciones y se aplica un pulso formador de onda " $p(t)$ " para darle las características espectrales al símbolo OFDM y finalmente se le realiza una modulación de canal a la frecuencia f_0 .

Es decir, que puede entenderse a la señal OFDM como una señal " $s(t)$ " con una modulación de canal a la frecuencia " f_0 ". La señal $s(t)$ es la que se construye mediante un banco de osciladores y se busca mediante algún procedimiento más efectivo evitar dicha etapa.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi kRs_{OFDM}t} \quad (19)$$

Se sabe que las señales “s(t)” pueden ser construidas mediante sus muestras discretas, siempre y cuando se cumplan con los requerimientos de muestreo planteados por Nyquist. De esta forma, las muestras discretas pasan por un conversor digital analógico cada “ T_{sampling} ” para reconstruir una señal aproximadamente igual a “s(t)”.

Entonces, el fin es obtener mediante algún procedimiento las muestras discretas de la señal “s(t)” y construirla directamente mediante un *conversor digital analógico* (D/A). Estas consideraciones llevan a asociar a la señal a la siguiente forma:

$$s[n] = s(t)|_{t=nT_s} \quad (20)$$

Es importante remarcar que la señal s(t) tiene componentes espectrales en banda base desde $-(N/2)R_{\text{OFDM}}$ hasta $((N/2)-1)R_{\text{OFDM}}$. Por lo tanto, se muestrea esta señal analógica considerando $F_{\text{sampling}} = N \cdot R_{\text{OFDM}} = B$. De manera que:

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2kR_{\text{OFDM}}nT_{\text{sampling}}} \\ s[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2kR_{\text{OFDM}}n \frac{1}{NR_{\text{OFDM}}}} \\ s[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\frac{2}{N}k \cdot n} \quad (21) \end{aligned}$$

Al inspeccionar esta última ecuación, se encuentran muchas semejanzas con la transformada inversa Fourier discreta, que se define como:

$$x[n] = DFT^{-1}x[k] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \cdot e^{j\frac{2}{N}k \cdot n} \quad (22)$$

por lo que se deduce que la señal S[n] es la transformada inversa de Fourier discreta (DFT^{-1}) escalada por un factor N de los valores a la salida de los consteladores, los cuales también son discretos.

$$s[n] = N \cdot DFT^{-1}[a_k] \quad (23)$$

(Weinstein y Ebert, 1971) Fueron los primeros en realizar el desarrollo matemático que permitía aplicar la Transformada de Fourier Discreta (DFT) a los sistemas de transmisión de datos paralelos como parte del proceso de modulación y demodulación. De esta forma, se logró sustituir los bancos de osciladores de las subportadoras y de los demoduladores coherentes requeridos para el sistema OFDM. El cálculo de la DFT o su inversa, implica la realización de sucesivas multiplicaciones y sumas, además de los gastos de memoria que crecen de acuerdo al valor de muestras.

Con el objetivo básico de reducir dicho número de multiplicaciones, fue diseñada la denominada “Transformada Rápida de Fourier” o FFT, en el cual el número de multiplicaciones se reduce a $\frac{N \cdot \log_2(N)}{2}$, siendo N la cantidad de subportadoras para OFDM. Es

fundamental para el funcionamiento óptimo del algoritmo, que N sea considerado una potencia de dos.

Estos avances son los que llevaron a que la nueva implementación para OFDM, quede conformada de la siguiente manera:

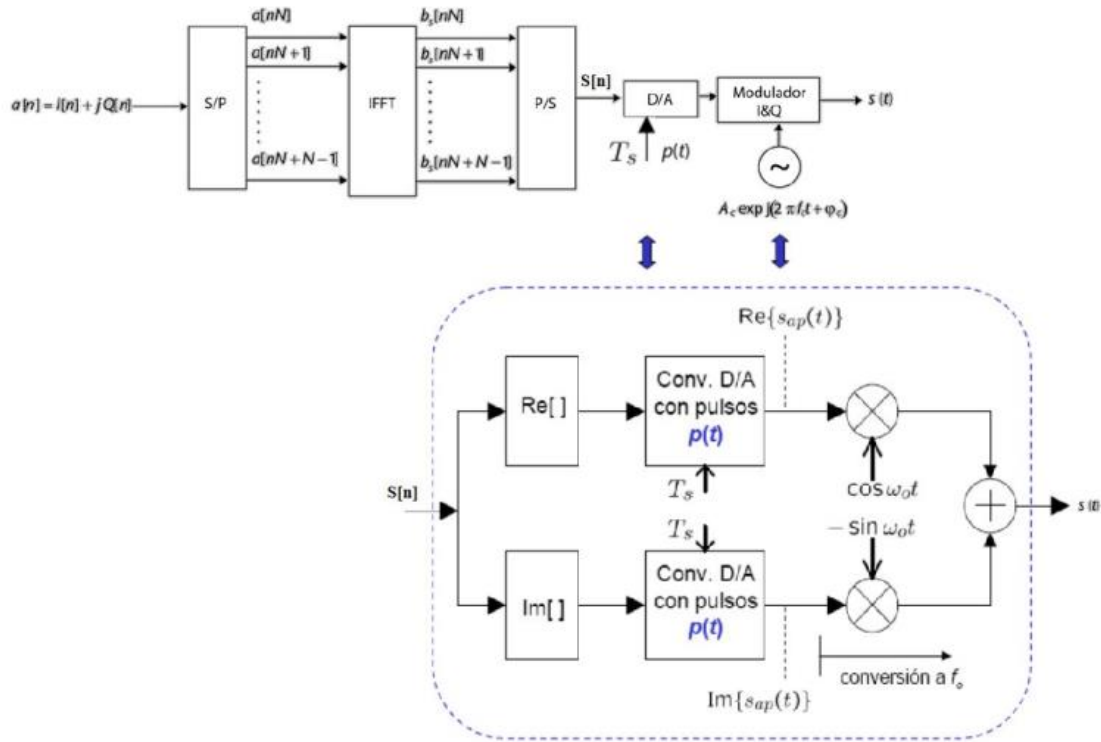


Figura 31: Implementación digital de un modulador OFDM

Posterior a la implementación de la IFFT se obtendrán muestras complejas, lo que lleva a que el conversor Digital Analógico se componga de dos ramas, correspondientes a la parte real e imaginaria, las cuales cuentan con un pulso interpolador (cumple la misma función que el pulso formador de onda en la implementación con banco de osciladores) con duración de T_{sampling} para luego llevar la señal a banda de paso en la frecuencia f_0 asignada al modulador.

$$s_{ap}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] \cdot p(t - nT_{\text{sampling}}) \quad (24)$$

$$s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j \frac{2\pi}{N} k \cdot n}$$

$$s_{ap}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j \frac{2\pi}{N} k \cdot n} \right] \cdot p(t - nT_{\text{sampling}}) \quad (25)$$

$$s(t) = \text{Re}\{s_{ap}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (26)$$

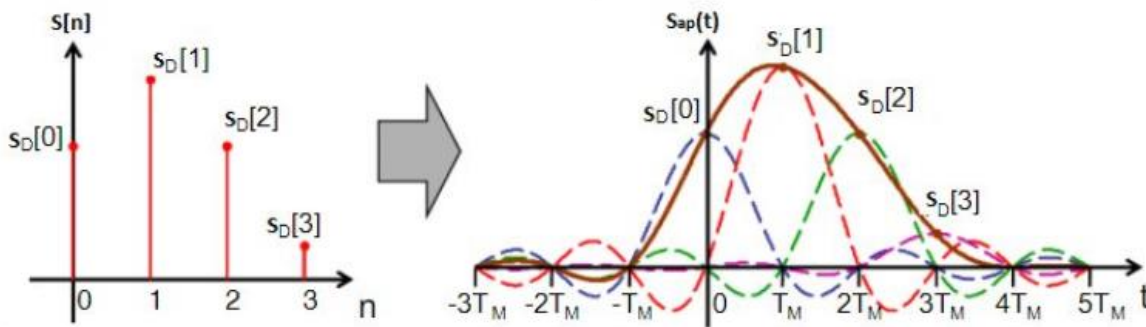


Figura 32: Efecto del pulso interpolador en la conversión Digital Analógica

El algoritmo IFFT realiza una conversión del dominio frecuencial al temporal, lo que significa que en realidad los consteladores en paralelo asociados a cada una de las ramas del modulador, entregan las diferentes componentes espectrales de la señal $S[n]$. Por eso la IFFT, permite obtener una señal temporal de forma discreta en banda base a su salida, cuyas características espectrales cumplen con los requerimientos de un modulador OFDM. Entiéndase, frecuencias mutuamente ortogonales para cada rama en paralelo en múltiplos de R_{SOFTM} .

De forma similar, el demodulador implementa el algoritmo de la FFT para sustituir el banco de osciladores en paralelo. Este algoritmo permite obtener a su salida una señal discreta que representa las componentes en frecuencia de la señal recibida. Para poder aplicar este algoritmo, es necesario obtener una señal de tiempo discreto a su entrada, por lo tanto, la señal recibida atraviesa una etapa de demodulación I&Q para obtener una señal en banda base y posteriormente un conversor analógico digital

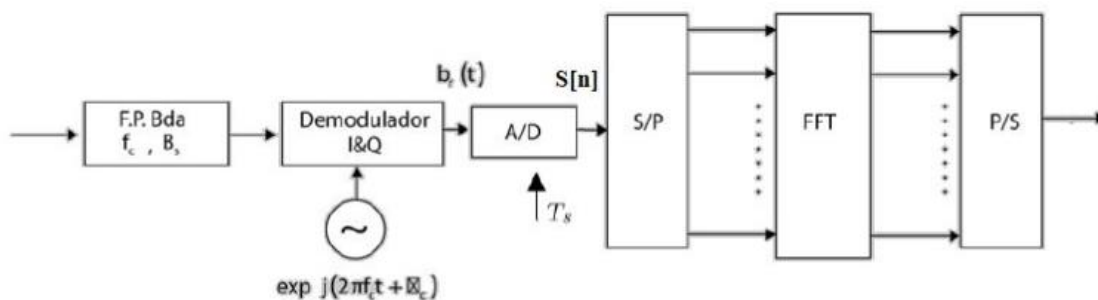


Figura 33: Implementación digital de un demodulador OFDM

Hasta el momento se ha logrado demostrar cómo se compone un sistema que implementa OFDM tanto en la etapa de transmisión y recepción. Siendo la idea básica de OFDM dividir el rango del espectro disponible en varios subcanales (subportadoras). Usando canales de banda estrecha, que experimenten casi un desvanecimiento plano, haciendo la equalización mucho más simple.

Para obtener una mayor eficiencia espectral, la respuesta en frecuencia de los subcanales son solapadas y ortogonales, que es de donde proviene el nombre de OFDM. Esta ortogonalidad puede ser completamente mantenida, aun cuando la señal pase a través de canales con multicaminos, introduciendo la solución que se denomina como Prefijo Cíclico. En donde el prefijo cíclico es una copia de la última parte del símbolo OFDM la cual es añadida en el

sistema, como es de esperar, posterior a la generación del símbolo.

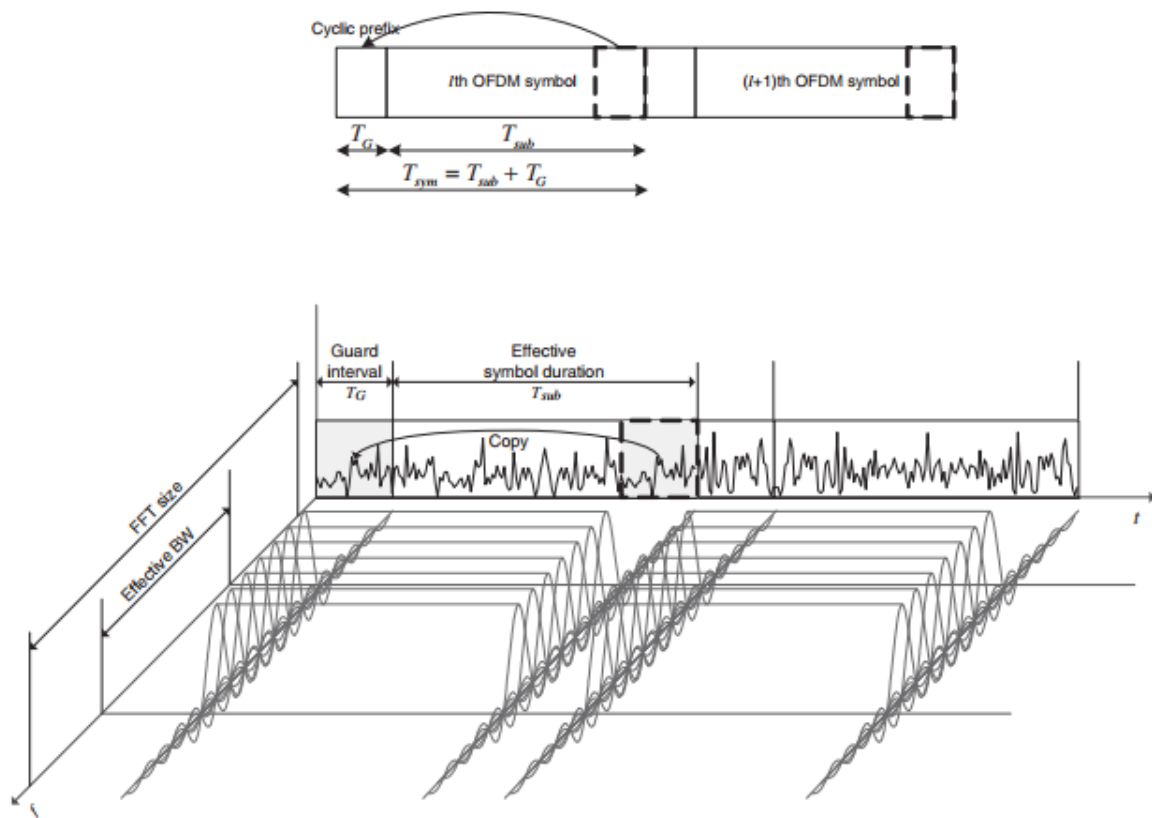


Figura 34: Introducción del Prefijo Cíclico

Esta repetición de la última parte del símbolo al comienzo del mismo es necesaria, ya que la operación que se está realizando es la FFT, es decir, un algoritmo eficiente para calcular la transformada de Fourier discreta DFT. El algoritmo trabaja con señales discretas de tiempo finito en la longitud de un símbolo OFDM de manera perfectamente sincronizada con la señal recibida por camino directo. Resulta que ante la presencia de multicaminos, es decir, réplicas de la propia señal transmitida que llegan al receptor en diferentes instantes de tiempo, el algoritmo entiende que cada señal multicamino es diferente a la señal de camino directo en la longitud de la ventana de análisis de la FFT. Pero en realidad, lo que está ocurriendo es que llega al receptor el mismo símbolo OFDM con diferentes retardos temporales, por lo que no debería perjudicar las características espectrales, ya que como se sabe, los retardos temporales introducen únicamente cambios en la fase de la transformada de Fourier, no en el módulo.

De esta manera, el prefijo cíclico tiene como finalidad de que el algoritmo de FFT entienda en la ventana de análisis, la llegada de un mismo símbolo OFDM cualquiera sea el multicamino que se analice. Entonces todos ellos aportan de forma constructiva a la estimación espectral, eliminando efectivamente la interferencia intersímbolo ISI y por lo tanto la interferencia intercarrier ICI.

Con mucha más rigurosidad, puede definirse que si no se incorpora el prefijo cíclico a un símbolo OFDM ocurre que:

$$DFT\{y[n]\} \neq DFT\{x[n]\} \cdot DFT\{h[n]\} \quad (27)$$

$$Y[k] \neq H[k] \cdot X[k] \quad (28)$$

Ya que la operación que realiza la respuesta impulsional del canal sobre la señal transmitida implica una convolución lineal:

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad (29)$$

De esta manera, la inclusión del prefijo cíclico permite modelar la convolución lineal como una convolución circular.

$$DFT\{y[n]\} = DFT\{x[n]\} \cdot DFT\{h[n]\} \quad (30)$$

$$Y[k] = H[k] \cdot X[k] \quad (31)$$

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] \quad (32)$$

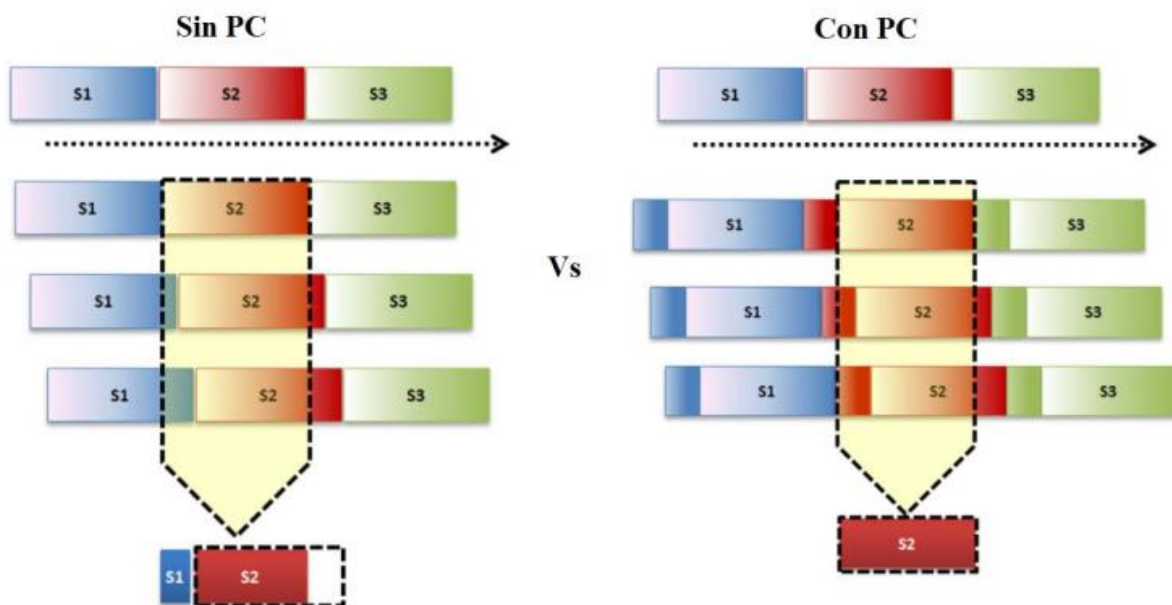


Figura 35: Efecto del prefijo cíclico

Sin embargo, rápidamente puede pensarse que la incorporación del prefijo cíclico implica una pérdida de relación señal a ruido útil en el receptor, ya que el demodulador OFDM descarta el prefijo cíclico para procesar la señal recibida por camino directo. El descartar esta parte del símbolo OFDM, implicaría desaprovechar parte de la energía del símbolo y utilizar una fracción menor de él, por lo que disminuye la performance del sistema en presencia de canales de comunicación AWGN. Entonces ¿Cuál es la longitud óptima del prefijo cíclico? La longitud del prefijo cíclico está relacionada con la caracterización de un canal selectivo en frecuencia.

Particularmente, con el concepto de delay spread, por lo que la duración del intervalo de guarda debe ser mayor al multicamino más largo.

A continuación, se muestran unas simulaciones en Matlab que ilustran el concepto expuesto anteriormente. Para ello se ha utilizado un script “TradeOFF.m” que se encuentra contenido en la carpeta “TradeOFF” dentro del material entregado como soporte para la presentación del informe. Este script en su interior, invoca un archivo “OFDM_parametrizable.m” que simula diferentes condiciones de análisis para un sistema de comunicación básico OFDM. Este script fue adquirido del libro *MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab* de las paginas 137-139. A continuación, se muestra cómo influye la inclusión del prefijo cíclico a la performance del sistema frente a un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia modelado mediante Rayleigh. La cantidad de multicaminos más la señal de camino directo simulados son cinco. Como puede observarse en la variable *Delay* del script “OFDM_parametrizable.m”. Es importante remarcar que dicha variable está construida en referencia a muestras del símbolo OFDM y tienen asignadas diferentes potencias en decibeles especificada en la variable *Power* del mismo script.

Las condiciones con las cuales se hicieron pruebas de performance son las siguientes:

- ➔ Inclusión de prefijo cíclico: SI
- ➔ Canal Selectivo en frecuencia: SI
- ➔ Cantidad de puntos de FFT: 64
- ➔ Ecualización de canal: SI, Cantidad de frecuencias pilotos 16 (25% FFT)
- ➔ Esquema de modulación QPSK
- ➔ Longitud de prefijo cíclico: 4 (5%), 7(10%), 10 (15%), 13 (20 %), siendo el multicamino más largo 10.

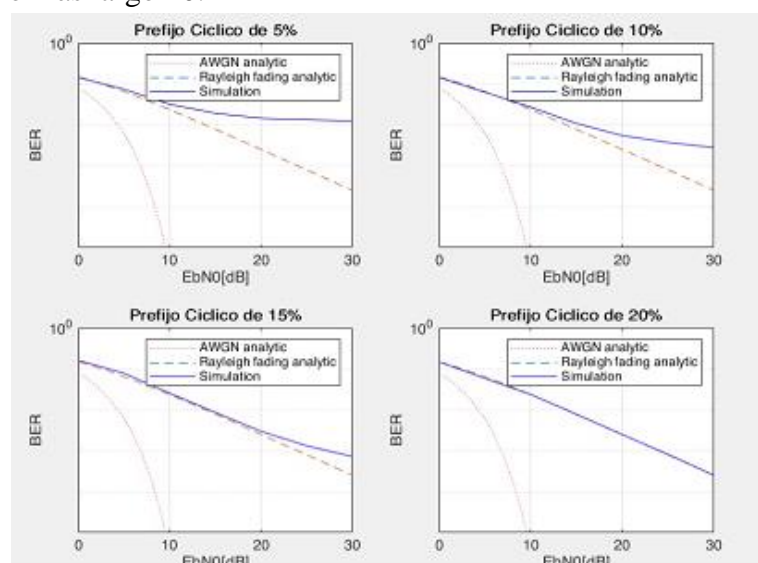


Figura 36: Simulaciones de rendimiento vs Tamaño de prefijo cíclico

Simulación Implementación digital

A continuación, se muestra la implementación digital de un modulador OFDM. Para ello, se presenta dentro del paquete de archivos de simulación, un entorno de trabajo (carpeta) denominado como “Modulador_Digital_UnUsuario” con dos archivos. Uno de ellos de extensión “.m”, encargado de proporcionar todas las configuraciones y requerimientos para la simulación implementada en el segundo archivo que es de extensión “.slx”. El primer archivo recibe el nombre de “Script_Implementacion_Digital” y el segundo “Implementacion_Digital_OFDM”.

La estructura básica de este último archivo está compuesta de cuatro etapas como se muestra en la siguiente imagen:

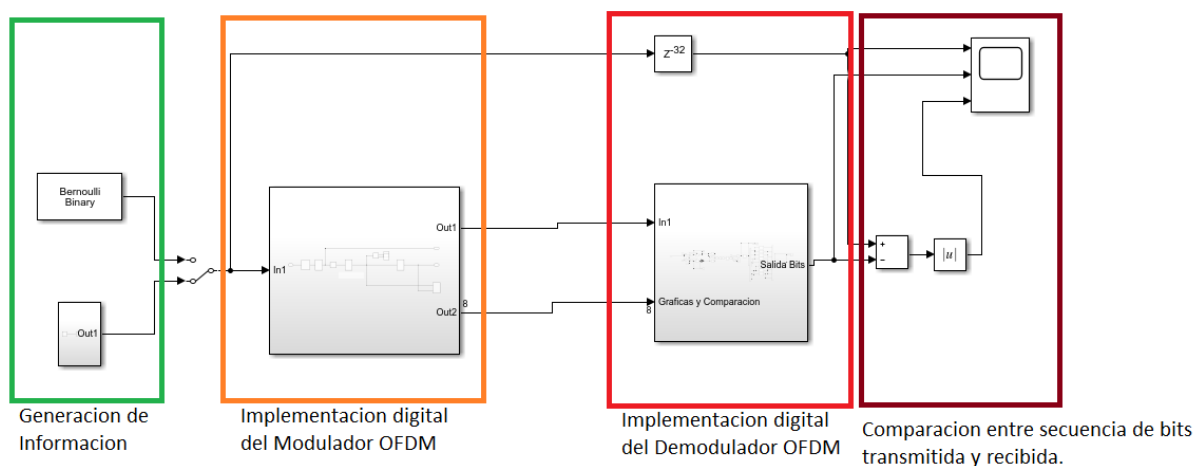


Figura 37: Estructura general de un esquema OFDM digital tanto para transmisión como recepción

La etapa de generación de la información permite la selección de dos fuentes generadoras. Por un lado, se tiene el generador de Bernoulli, que como se sabe, por cada tiempo de bit entrega un dígito binario cero o uno con igual probabilidad y, por otro lado, se plantea una fuente generadora de bits constante. Esto significa que, por cada tiempo de bit, solo es posible obtener un valor binario. Permitiendo elegir si será un uno o cero. ¿Por qué se utiliza esta fuente generadora de información? Porque el objetivo es entender como es la implementación digital del modulador, por lo tanto, se ingresan constantemente el mismo dígito binario para observar las características espectrales del modulador implementado, así como también su forma de onda en función del tiempo.

La implementación digital del modulador OFDM tiene la siguiente estructura:

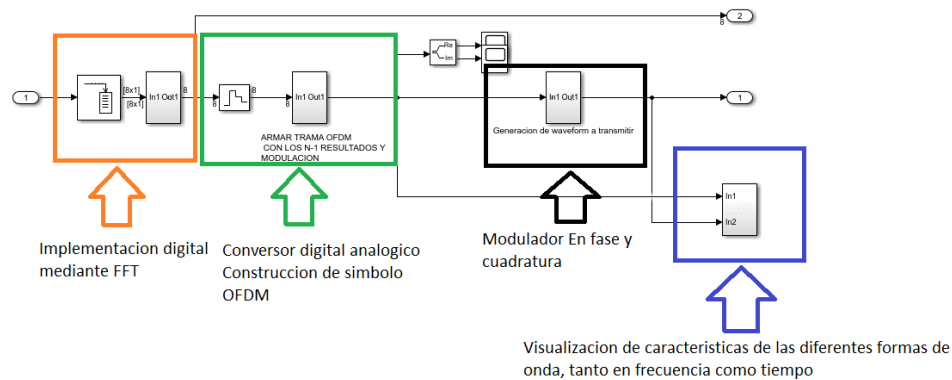


Figura 38: Esquema del transmisor OFDM digital

Como se puede apreciar en la imagen presentada anteriormente, el proceso de modulación consta de tres etapas: implementación digital mediante IFFT, conversor digital analógico para la construcción de un símbolo OFDM y modulador I&Q para otorgarle características espectrales en banda de paso.

El primer proceso, parte de considerar la presencia de un buffer y demultiplexor, cuyo propósito es alimentar un esquema de 8 consteladores del tipo BPSK. Esta estructura responde a la variable “cantIFFT” dentro del script de configuración que especifica la cantidad de muestras utilizada por el algoritmo (IFFT) para entregar a su salida una señal digital $s[n]$ con las mismas características espectrales que tendría una waveform OFDM construida a partir de un banco de osciladores. Sin embargo, el algoritmo de la IFFT trabaja con muestras discretas de forma paralela y entrega una señal resultante con la misma estructura, por lo que para construir la waveform OFDM analógica deberá aplicarse un conversor paralelo serie. Sin embargo, por la forma que se manipulan los datos, es necesario mencionar que se necesita un retenedor de orden cero antes de dicha conversión, para que el proceso sea correcto.

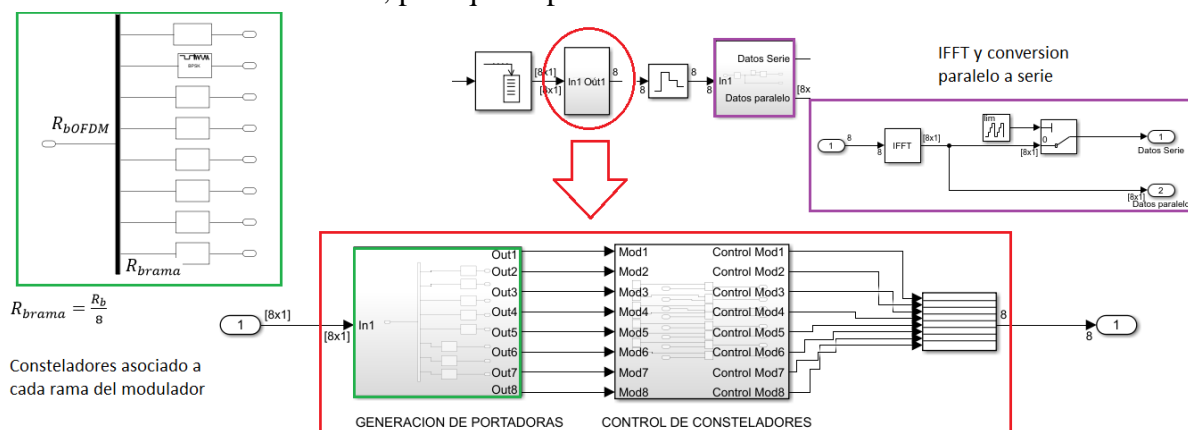


Figura 39: Visualización de los procesos que influyen en la modulación OFDM digital

En la siguiente imagen se muestra la captura de algunos de los osciloscopios que están presentes dentro del modulador, que reflejan la conversión antes mencionada.

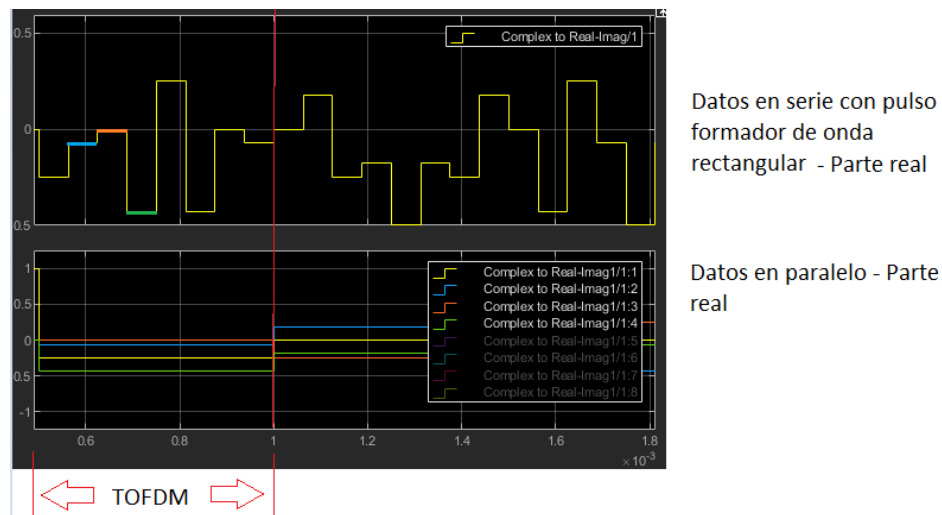


Figura 40: Etapa de conversión paralelo a serie a la salida del proceso de IFFT

La etapa de la implementación digital del modulador mediante la IFFT, entrega una señal discreta cuyas muestras se encuentran en paralelo con una duración temporal asociada al tiempo de símbolo OFDM $T_{\text{OFDM}} = 0.5 \text{ msec}$ como se aprecia en la figura anterior. Además, para las simulaciones se consideró que la fuente de información tiene una tasa de bit de “Rb” de 16 kbps, por lo tanto, cada rama particular que forma parte del proceso de modulación, tendrá una tasa de $R_{\text{brama}} = \frac{R_b}{8} = 2 \text{ kbps}$ y como el esquema de modulación implementado en todos los casos corresponde a BPSK el tiempo de bit de cada rama es igual al tiempo de símbolo.

De esta forma, se esperaría encontrar en las características espectrales de la forma de onda transmitida, portadoras en las frecuencias 2000 Hz, 4000 Hz, 6000 Hz y 8000 Hz respectivamente, por la ecuación que describe la ortogonalidad para estos sistemas (7).

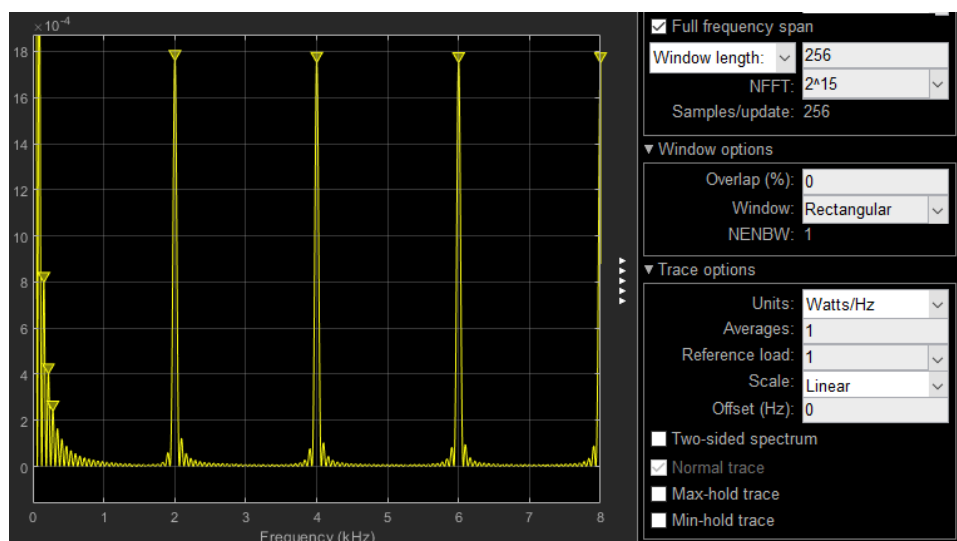


Figura 41: Densidad espectral de potencia del símbolo OFDM antes de atravesar el modulador I&Q

Sin embargo, no debe perderse de vista que estas graficas espectrales fueron obtenidas cuando se transmite por cada una de las ramas, un digito binario constante, de manera tal que la densidad espectral de potencia de la señal resultante del conversor paralelo serie, sea simple de analizar.

Por cada símbolo OFDM, la conversión paralela a serie permite obtener ocho muestras discretas que luego de atravesar la etapa de conversión digital analógica alimentan un modulador I&Q cuya frecuencia portadora es de 16 KHz entregando una forma de onda con las siguientes características espectrales.

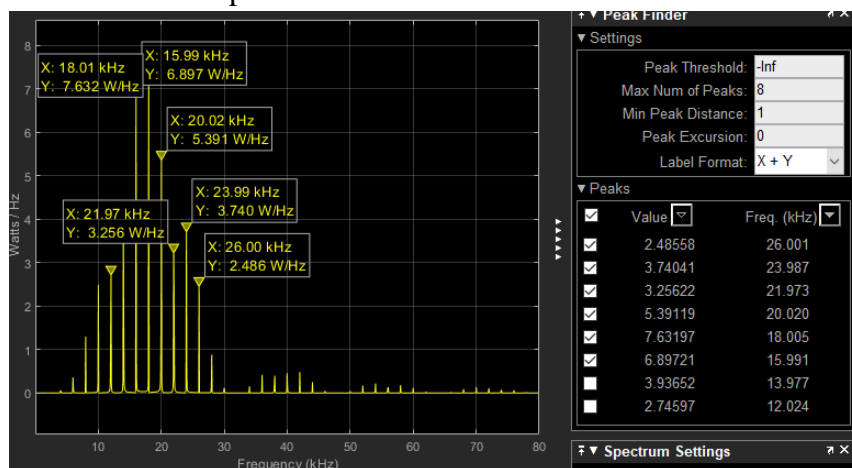
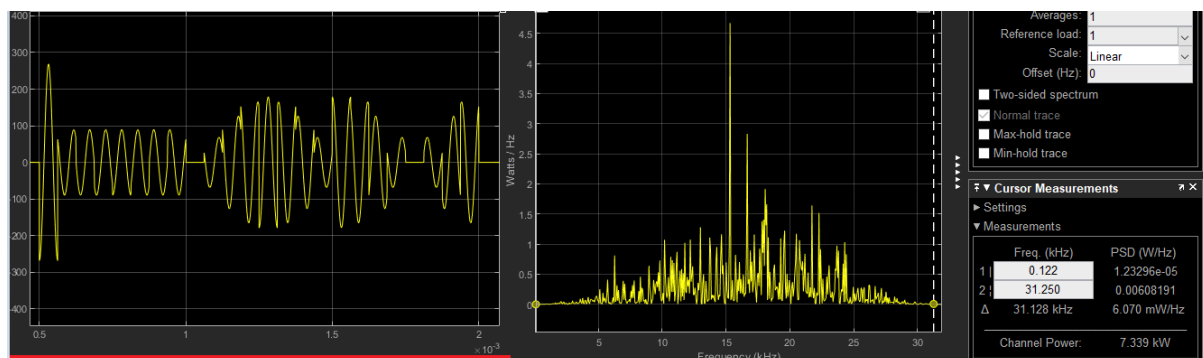


Figura 42: Densidad espectral de potencia de la waveform OFDM que se hace presente en el canal

Una vez obtenidas las gráficas de la densidad espectral de potencia para la señal banda base y señal banda de paso, se procede a conmutar la fuente de información de manera tal que sea posible de observar cómo se comporta el sistema frente a una fuente de información aleatoria.



Señal en tiempo - se observan 3 waveform OFDM de duración $T_{sOFDM}=0.5$ mseg

Características espectrales de toda la sucesión de símbolos OFDM transmitidos

Figura 43: Graficas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia para una sucesión de símbolos OFDM

Métodos de acceso – OFDMA

Los métodos de acceso tienen su lugar dentro de los sistemas de comunicación, ya que a diferencia de un sistema de comunicación digital convencional (enlace punto a punto o enlace broadcast) donde se puede identificar un único transmisor y receptor o múltiples receptores, existen sistemas donde se hacen presentes múltiples transmisores y uno o varios receptores compartiendo el recurso del sistema, ya sea frecuencias, tiempo o códigos. En este marco, los métodos de acceso tienen como finalidad garantizar múltiples comunicaciones en simultaneo minimizando la cantidad de interferencia entre cada una de ellas.

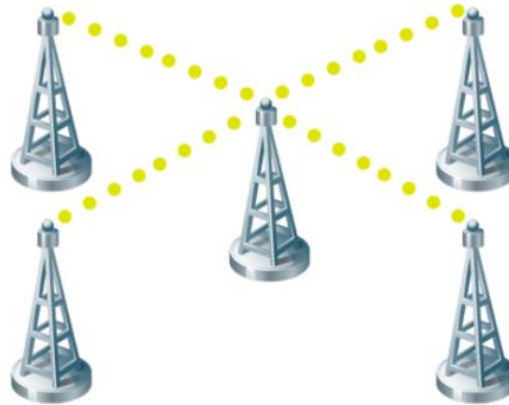


Figura 44: Esquema conceptual de un sistema de acceso múltiple

Como se puede observar en la imagen anterior, las estaciones bases transmisoras, son las que están ubicadas en los extremos de la imagen y la estación receptora está ubicada al centro. De alguna manera, debe existir un conjunto de reglas y asignaciones que permitan 4 comunicaciones simultáneas con la menor interferencia posible, una para cada par de estaciones (Estación transmisora/ Estación receptora).

Formalmente es posible definir algunos términos que aclaran el concepto de Métodos de acceso. *Multiplexado* y *Acceso Múltiple*. Ellos se refieren a la estrategia empleada para compartir los recursos de comunicación. Cuando se habla de multiplexado se hace referencia a un plan fijo de asignación de recursos, normalmente pre establecido. Este concepto puede ser puesto en práctica considerando una reunión entre amigos un viernes a la noche a cenar, donde pidieron una pizza para comer. Considerando la pizza como recurso (Tiempo, frecuencia o código) y considerando que son 4 personas, a cada uno le corresponde 2 porciones, si fuera una distribución equitativa e igualitaria del recurso. A nivel general, cada participante del sistema recibe una o más porciones. Esto es importante porque un elemento del sistema no puede prescindir o renunciar a dicho recurso, ya que sin él no es posible efectuar la comunicación y consideramos siempre que en algún momento ellos quieren comunicarse. Dejando en evidencia

dicha asignación, también definimos que es fija (una vez servida y asignada la porción, no hay vuelta atrás), esto no debe ser necesariamente así. Existen sistemas de comunicación donde el multiplexado es dinámico respecto al tiempo y a los usuarios, esto plantea un mejor aprovechamiento de la infraestructura y de los recursos que siempre resultan ser limitados. Para ello es necesario la aplicación de diferentes protocolos de acceso que permiten un plan de uso más eficiente de los recursos permitiendo incrementar el throughput, es decir, la tasa de transferencia efectiva de información que experimenta un usuario dentro de un sistema de múltiple acceso.

Cuando se hace referencia al Acceso múltiple, se está especificando la forma en la cual acceden los usuarios al canal de comunicación, ya sea, en tiempo, frecuencias o códigos. A simple vista, parecen conceptos muy parecidos, pero uno de ellos (Multiplexado) está indicando la formación de grupos de usuarios y la identificación de cada uno de ellos, tomando como referencia un recurso limitado y el otro (Múltiple Acceso) está indicando como un conjunto de grupos de usuarios pueden acceder al canal de comunicación. De esta forma es posible combinar multiplexado en el dominio del tiempo y acceso múltiple en el dominio de la frecuencia y viceversa.

Los métodos de acceso más conocidos son *Acceso múltiple por división de tiempo* TDMA, *Acceso múltiple por división de Frecuencia* FDMA, *Acceso múltiple por división de Código* CDMA y el que se tratara más adelante en esta sección, *Acceso múltiple por división de Frecuencias Ortogonales* OFDMA .

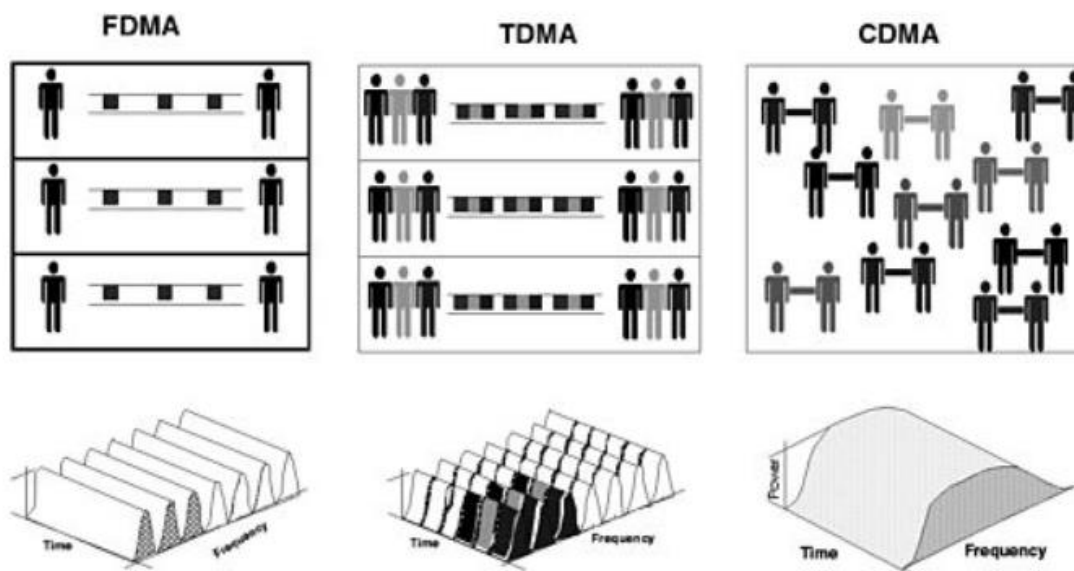


Figura 45: Comparación visual entre diferentes métodos de acceso

Un ejemplo que ilustra la utilización de diferentes tipos de métodos de acceso para un problema de acceso múltiple sería una habitación (que representaría el canal) en la que varias personas desean hablar al mismo tiempo. Si varias personas hablan a la vez, se producirán interferencias y se hará difícil la comprensión. Para evitar o reducir el problema, podrían hablar por turnos (estrategia de división por tiempo o TDMA), hablar unos en tonos más agudos y otros más

graves (división por frecuencia o FDMA), dirigir sus voces en distintas direcciones de la habitación (división espacial o SDMA) o hablar en idiomas distintos (división por código, como en CDMA); solamente las personas que conocen el código (es decir, el "idioma") pueden entenderlo.

OFDMA es una técnica de acceso múltiple basada en la utilización de los conceptos de OFDM para transportar en cada frecuencia mutuamente ortogonal, información asociada a cada servicio o usuario dentro del sistema. De esta forma, en un único símbolo OFDM solo se ocupan ciertas subportadoras para los requerimientos de una aplicación en particular o usuario, dejando al resto libres para que puedan ser utilizadas por los demás. Aunque cada terminal en un principio podría escoger las subportadoras a utilizar, entiéndase las posiciones espectrales de las mismas y la cantidad de ellas, así como también la tasa de información y el esquema de modulación, existen estándares como IEEE 802.16a(WiMax y HiperMAN) que fijan tanto el número de subportadoras por usuario (12, 24, 48, 96 o 192) como la distribución de éstas: contigua, espaciamiento regular ó espaciamiento pseudoaleatorio. Esto es lo que denominan subbandas.

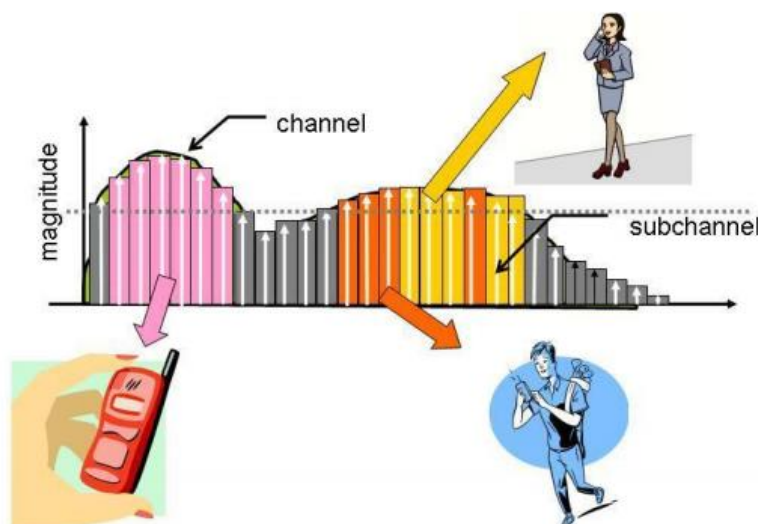


Figura 46: Diferentes servicios implementados mediante un esquema OFDMA

Lo que puede seleccionar el terminal dependiendo de la calidad de cada una de estas subbandas, es la que se utilizará para transmitir, así como el número de las mismas y por ende la modulación en cada una de ellas.

Pese a la cantidad de beneficios que presenta esta técnica de acceso, hay que destacar que tiene algunos inconvenientes cuando se la quiere aplicar a un sistema de telefonía móvil. ¿Por qué? Porque genera un agotamiento veloz de la batería de los móviles al ser implementada en el enlace reverse (Móvil-Estación Base) dentro de un sistema de telefonía celular. Esto se debe a que la técnica de modulación OFDM presentan una relación potencia pico potencia media definida como PAR muy mala.

Al analizar la función distribución de probabilidad en las amplitudes, se encuentra que puede ser aproximada mediante el teorema central del límite por una gaussiana, por lo que posee una distribución de Rayleigh en la potencia.



Figura 47: Visualización del concepto de PAR

Esto hace que la excursión de las señales sea muy grande. Este inconveniente se debe a que la información en OFDM se encuentra principalmente en la amplitud y en la fase, por lo que, es necesario que ambas no se distorsionen al momento de ser enviadas. Esto implica que los amplificadores de potencia de salida deben tener un gran margen dinámico lineal para no distorsionar la señal. Para que el amplificador se encuentre en su zona lineal durante toda la gran excursión de la señal, se suelen polarizar muy por debajo de la zona lineal reduciendo muy significativamente la eficiencia de los amplificadores.

Como conclusión a esta sección, se presentan algunas capturas de la simulación de un esquema OFDMA. Esta simulación es posible gracias a dos archivos denominados “Script_configParametros.m” y “Modulador_Analogico_CuatroUsuarios.slx” que se encuentran dentro de la carpeta “Modulador_Analogico_CuatroUsuarios”. Es importante notar que como el nombre lo indica, el esquema de acceso múltiple OFDM que se implementa resulta ser analógico, ya que es más simple de implementar y visualizar conceptualmente los efectos que se generan en esta técnica de acceso. Esto no implica que no pueda producirse una implementación digital como ocurre en la mayoría de los casos, pero demandaría un tratamiento de señales algo más complejo.

A nivel general, se consideraron un conjunto de características particulares del esquema de acceso múltiple que permitió construir la siguiente tabla y, por lo tanto, el siguiente sistema:

TABLA1: Parámetros de simulación

Parámetros del sistema OFDMA					
Usuario:	Tasa de información:	Esquema de Modulación:	Cantidad de bit transportado por símbolo:	Tiempo de símbolo OFDM:	Frecuencias portadora asignada:
Usuario1	1000 bps	BPSK	1 bit/simb	1 ms	2000 Hz
Usuario2	1000 bps	BPSK	1 bit/simb	1 ms	3000 Hz
Usuario3	2000 bps	QPSK-Cod.Gray	2 bit/simb	1 ms	4000 Hz
Usuario4	3000 bps	8PSK-Cod.Gray	3 bit/simb	1 ms	5000 Hz

	Tasa de transferencia de bit equivalente: 7000 bps
	Frecuencia fundamental para asignación de portadoras: 1000 Hz
	Cantidad de ramas del modulador OFDM "M": 4
	Ocupación Espectral total: 5000 Hz $\rightarrow (M-1)R_{sOFDM} + 2 \cdot R_{sOFDM}$ (Pulso Formador de onda rectangular)
	Energía de símbolo asociada a cada usuario: 2 Joule $\rightarrow P_m = 2000$ Watts

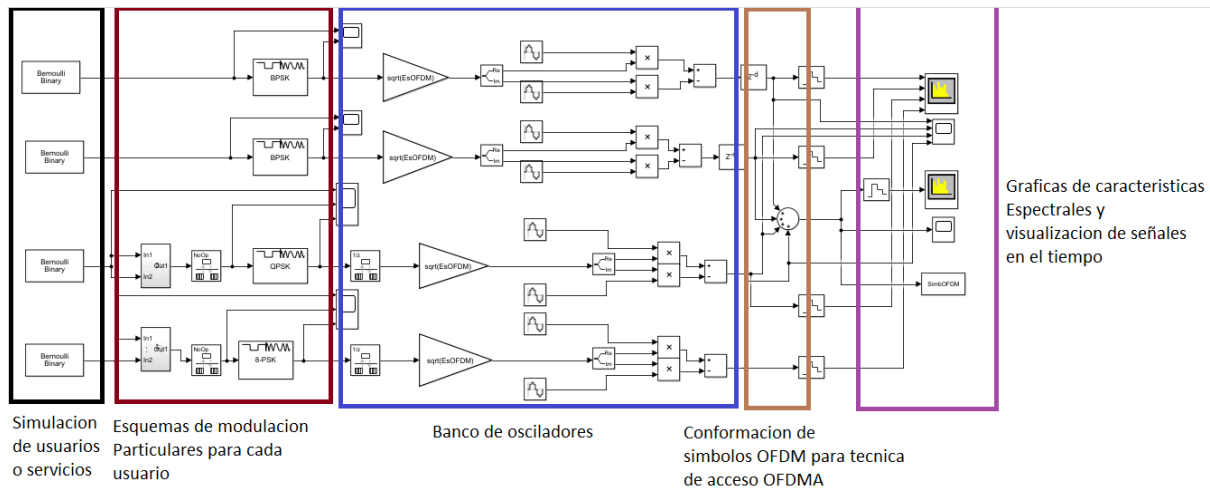


Figura 48: Esquema de simulación OFDMA

La siguiente imagen permiten verificar los parámetros asociados a la tabla presentada anteriormente:

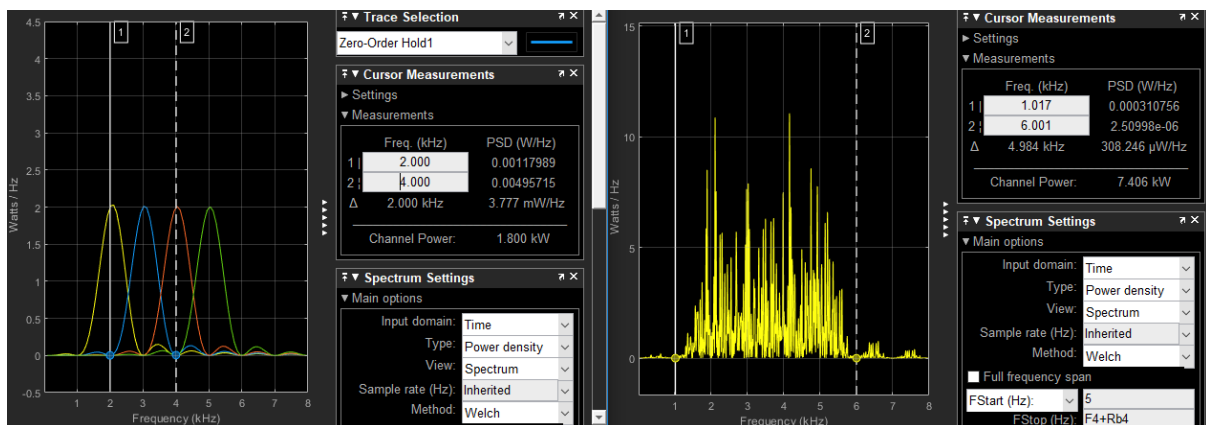


Figura 49: Densidad espectral de potencia de cada usuario particular y densidad espectral de potencia de símbolo OFDM



Conclusión

La técnica de modulación OFDM y por lo tanto su respectiva técnica de acceso OFDMA proporcionan muchos beneficios en canales selectivos en frecuencia, ya que permiten obtener una gran eficiencia espectral y combatir el problema de los multicaminos de una forma relativamente sencilla desde la posibilidad de implementación del algoritmo FFT como proceso de modulación y demodulación. Además, es importante remarcar que actualmente existe una gran posibilidad de adquirir dispositivos dedicados al procesamiento digital de señales (DSP) para implementar estas técnicas de comunicación digital, lo que genera que esté prácticamente al alcance de cualquier persona. En este contexto, al aumentar la cantidad de dispositivos diseñados bajo dicha técnica de modulación y ser utilizados en una banda de frecuencias no licenciadas como ocurre en WiFi, podría existir la posibilidad de elevadas interferencias. Condición que debe evitarse ya que OFDM no está diseñada para combatir interferencias generadas por otros sistemas de comunicación, aunque al utilizar múltiples portadoras se genera independencia entre las diferentes ramas del modulador digital, por lo que para deteriorar completamente un símbolo OFDM debería existir una elevada interferencia en todo el ancho de banda utilizado por el esquema de modulación.

En este punto, es destacable el resto de técnicas de comunicación digital estudiadas a lo largo de la asignatura Métodos de acceso, ya que pueden ser combinadas junto con la técnica de modulación OFDM para que con recursos limitados se pueda generar un máximo aprovechamiento del mismo, asignando la mayor cantidad de usuarios con alta calidad de servicio.

Como cierre del trabajo, es importante remarcar que las simulaciones aportan un fuerte sustento al contenido teórico desarrollado y permiten afianzar muchos conceptos de una forma integral, ya que se necesitan conocimientos en diversas áreas para poder llevarlas a cabo. También, es notorio la cantidad de información, libros y códigos de diferentes fuentes que se encuentran en internet, sin embargo, para implementarlos y llevarlos a la práctica deben ser analizados previamente. Esto supone un proceso de aprendizaje adicional al evaluar el contenido, que resulta ser muy valioso.