



COLEGIO OFICIAL DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

Grupo del Espectro del COIT



colegio oficial
ingenieros de telecomunicación

Modulación y multiacceso en 5G

Enero 2018

MODULACIÓN Y MULTIACCESO EN 5G

Introducción

Los futuros sistemas de comunicaciones móviles 5G deberán ser capaces de afrontar una gran variedad de tipos de tráfico, desde aplicaciones de banda ancha y elevada tasa binaria a otras que involucran multitud de terminales de baja velocidad, como es el caso del relativo a sensores y, en general, a comunicaciones entre máquinas MTC (*Machine Type Communications*) que se darán en la internet de las cosas (IoT, *Internet of Things*). Por ello, se están investigando para la futura estandarización nuevos métodos de multiacceso y modulación y formas de onda para los diversos casos de uso. La selección de esas formas de onda se considera como una de las decisiones más críticas en el desarrollo de la 5G. Idealmente se desea contar con una sola forma de onda flexible, capaz de ser reconfigurada para múltiples aplicaciones y que pudiera definirse por programación (*software defined waveform*) y generarse en una plataforma hardware. En la evaluación de la idoneidad de estas formas de onda, se han de considerar numerosos factores, como son la eficiencia espectral, latencia, complejidad computacional, eficiencia energética, emisiones fuera de banda, tasa de errores y costes de implementación.

Siguiendo la tendencia evolutiva de la tecnología en las sucesivas generaciones de sistemas móviles y para favorecer la migración desde LTE, cabe pensar, como opción más inmediata, en mantener la tecnología de multiacceso y modulación OFDM usada en 4G, con las modificaciones necesarias para acoger nuevas capacidades como el MIMO masivo y la configuración de diagramas de radiación (*beamforming*). Se trata de una solución cuyas ventajas, patentes en las aplicaciones no sólo a 4G sino al DSL y TDT, son bien conocidas. A este respecto, y a modo de recordatorio, podemos señalar las características más relevantes de OFDM:

- Eliminación de la interferencia intracelular, por el uso de subportadoras ortogonales. Esta ortogonalidad supone que aquellos valores de frecuencia a los que se evalúa la señal de cada subportadora coinciden con los ceros de los de las demás. Esto es, aunque las subportadoras no presentan un ancho de banda de guarda entre ellas, ello no es teóricamente un problema (siempre que no haya efectos de propagación multitrayecto), al imbricarse sus espectros de esta manera.
- Facilidad de ecualización en el dominio de la frecuencia, que permite combatir el desvanecimiento selectivo en frecuencia, consecuencia de la propagación multitrayecto.
- Protección contra la interferencia entre símbolos (como por ejemplo la causada por el multitrayecto) mediante el uso del prefijo cíclico (CP), que supone copiar parte de los bits finales de un símbolo al inicio de este.
- Facilidad de integración en sistemas de multiantenas y MIMO.
- Facilidad para la aplicación de saltos de frecuencia, FH (*Frequency Hopping*).
- Facilidad de implementación mediante transformadas discretas de Fourier (IFFT-FFT). Dado que cada símbolo repite cíclicamente un conjunto de bits al inicio y al final, dichas transformadas utilizan una convolución circular o cíclica, para poder manejar este tipo de señal.

Sin embargo, también tiene algunos inconvenientes como son:

- Lóbulos laterales de las subportadoras de gran amplitud, debidos a la utilización de filtrado rectangular en el dominio del tiempo.
- Valor elevado de la PAPR (relación potencia de cresta a potencia media), que afecta a la linealidad de la amplificación de RF y requiere el uso de técnicas que reducen la eficiencia de dichos amplificadores. De hecho, por este motivo se eligió para el enlace ascendente de LTE una variante de OFDM (la SC-FDMA), que no adolece de este problema, especialmente costoso y complicado de resolver en los transmisores de los terminales móviles.
- Eficiencia limitada en capacidad y potencia por el uso -necesario- del prefijo cíclico, que supone volver a transmitir la parte final de un símbolo, como parte inicial de otro.
- Necesidad de bandas de guarda en los bordes del espectro, debida a la lenta caída de la atenuación con la frecuencia en esas zonas; ello limita la eficiencia espectral. La pobre respuesta en frecuencia del filtrado de las subportadoras motiva que otros usuarios reciban ruido fuera de banda de un usuario concreto, así como que este lo reciba de ellos. Esta situación complica el uso de OFDMA en bandas no contiguas, así como en aplicaciones de radio cognitiva, destinadas a aprovechar huecos espectrales. Las técnicas para reducir estas emisiones, como por ejemplo la supresión de lóbulos laterales, proporcionan mejoras de carácter limitado.
- Requerimiento de una estricta sincronización, lo que supone una importante carga de señalización en detrimento de la capacidad, y resulta especialmente complicada en el enlace de subida, donde es difícil predecir los desplazamientos de tiempo por efecto Doppler.
- Sensibilidad a los desplazamientos (*offsets*) de frecuencias y al ruido de fase de los transmisores. Dado que tanto la sincronización en tiempo como en frecuencia resultan cruciales en OFDMA, se han implementado en LTE y LTE-A procedimientos de control en lazo cerrado que por otra parte son exigentes en cuanto a recursos de procesamiento. Otra opción es renunciar a unos requisitos estrictos e introducir procedimientos de cancelación de interferencia multiusuario, que también resultan muy complejos de implementar.
- El filtrado con respuesta impulsiva rectangular utilizado en OFDM, produce señales con mala localización en tiempo y frecuencia y por ello sensibles a desajustes en la temporización y desplazamientos de frecuencia.
- Para el funcionamiento correcto de los procesos IFFT (en transmisión) y FFT (en recepción), los símbolos deben estar perfectamente alineados en el tiempo. Sin embargo, debido a la propagación multitrayecto, si el retardo es mayor que el prefijo cíclico, los símbolos recibidos se solapan a la entrada del receptor (interferencia entre símbolos) y se pierde la característica de ortogonalidad, por lo que no es posible la simple aplicación de la FFT en recepción para recuperar los datos transmitidos.

Debido a esas desventajas, se considera que la OFDM con prefijo cíclico (CP-OFDM) utilizada en 4G/LTE no será idónea para las exigencias de la 5G, aunque sí puede servir de base para el diseño de tecnologías de acceso y modulación más eficientes. En esta línea, se han propuesto y están en fase de investigación y evaluación nuevos métodos que, manteniendo la estructura multiportadora, utilizan diferentes tipos de filtros junto con variantes en la modulación de las subportadoras, para mejorar la localización y reducir la incidencia del prefijo cíclico o, incluso, poder suprimirlo, así como relajar la exigencia de una estricta sincronización. Se comentan, seguidamente, las características de las formas de onda que serían convenientes.

Nuevas formas de onda

Una forma de onda ideal para los sistemas 5G deberá ser lo suficientemente flexible para soportar varios escenarios con diferentes tipos de tráfico, como son los móviles de banda ancha aumentada eMBB (*enhanced Mobile BroadBand*), las comunicaciones masivas entre dispositivos mMTC (*massive Machine Type Communications*) y comunicaciones muy fiables de baja latencia URLLC (*Ultra Reliable Low Latency Communications*) en diferentes entornos (rural, urbano, interiores) y una amplia gama de velocidades de desplazamiento. Por todo ello debería cumplir los siguientes requisitos:

1. Las subportadoras deberán ser mutuamente ortogonales en tiempo y frecuencia para que la interferencia interportadoras (ICI) sea lo más reducida posible.
2. Las señales deben estar bien localizadas en el tiempo y frecuencia, para que la interferencia entre símbolos (ISI) debida a la dispersión temporal y la ICI originada por la dispersión Doppler sean prácticamente nulas. Además una buena localización temporal es necesaria para tener una latencia reducida.
3. Máxima eficiencia espectral (bits/s/Hz)

No obstante, es bien conocido por la teoría de la señal que no es posible satisfacer estos requisitos simultáneamente, por lo que habrá que aceptar soluciones de compromiso que potencien alguna característica a costa de las otras. Por ello, se propone aligerar las exigencias de ortogonalidad y estricta sincronización que rigen en 4G/LTE empleando nuevas señales no ortogonales. Esto conlleva admitir cierta interferencia entre subportadoras y entre símbolos, pero controlando sus efectos mediante técnicas adecuadas de filtrado en transmisión y recepción con el uso de los llamados filtros prototipo PF (*Prototype Filters*) configurables.

Siguiendo estas pautas, las formas de onda derivadas de OFDM que se están estudiando como candidatas para 5G y que utilizan filtros prototipo, pueden clasificarse por el tipo de procesamiento de convolución (circular para el caso de señales que se repiten periódicamente, lineal para el contrario):

- Convolución lineal: *Filter Bank MultiCarrier* (FBMC), *Universal Filtered MultiCarrier* (UFMC).
- Convolución circular: *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM), *Circular filter bank multicarrier* (C-FBMC).

Seguidamente se presenta una visión general de las tres primeras.

Generalized Frequency Division Multiplex (GFDM)

Una de las soluciones que aparecen de forma natural al intentar solucionar el problema de la interferencia entre portadoras es la de utilizar un filtro para cada una de ellas, que evite el desbordamiento de la señal de cada subportadora hacia las demás. Es lo que se hace por ejemplo en la opción GFDM, que es un sistema de modulación multiportadora no ortogonal con filtrado individual de cada subportadora, mediante un filtro prototipo configurable individualmente. Los datos a transmitir son símbolos de modulación complejos procedentes de una constelación. La transmisión se realiza por bloques. Un bloque es una unidad funcional constituida por K subportadoras y M intervalos de tiempo. Esto supone que, a diferencia de OFDM, no se genera un CP para cada símbolo, sino que se utiliza uno común para el bloque. Por ese motivo, la señal moduladora toma la forma de un ciclo de una señal periódica de periodo $K \cdot M$.

Mediante el ajuste de los filtros puede conseguirse una emisión fuera de banda prácticamente nula para cada subportadora (es decir, se logra una buena localización de las frecuencias de las subportadoras). Además, se aplica convolución circular en el dominio del tiempo, evitando la pérdida de tasa binaria que se produciría por las colas de la respuesta temporal del filtro en escenarios de transmisión de señales en ráfagas. Pueden también emplearse técnicas de enventanado temporal a todo el bloque, consiguiéndose así un control adicional de la radiación fuera de banda.

Los símbolos de modulación complejos $d[n]$, con $n = 0, 1, \dots, M-1$ procedentes de la constelación, acceden en serie al modulador y con un convertidor serie-paralelo se distribuyen en las subportadoras e intervalos de tiempo, con arreglo a la siguiente estructura del bloque:

$$\begin{array}{ccc} d_{K-1}[0] & d_{K-1}[1] & \cdots d_{K-1}[M-1] \\ d_1[0] & d_1[1] & \cdots d_1[M-1] \\ \vdots & \vdots & \\ d_0[0] & d_0[1] & \cdots d_0[M-1] \end{array}$$

Donde $d_k[m]$ representa el símbolo de datos transmitido en la subportadora k -ésima y en el m -ésimo intervalo de tiempo.

En la Figura 1 se representa la estructura del transmisor GFDM.

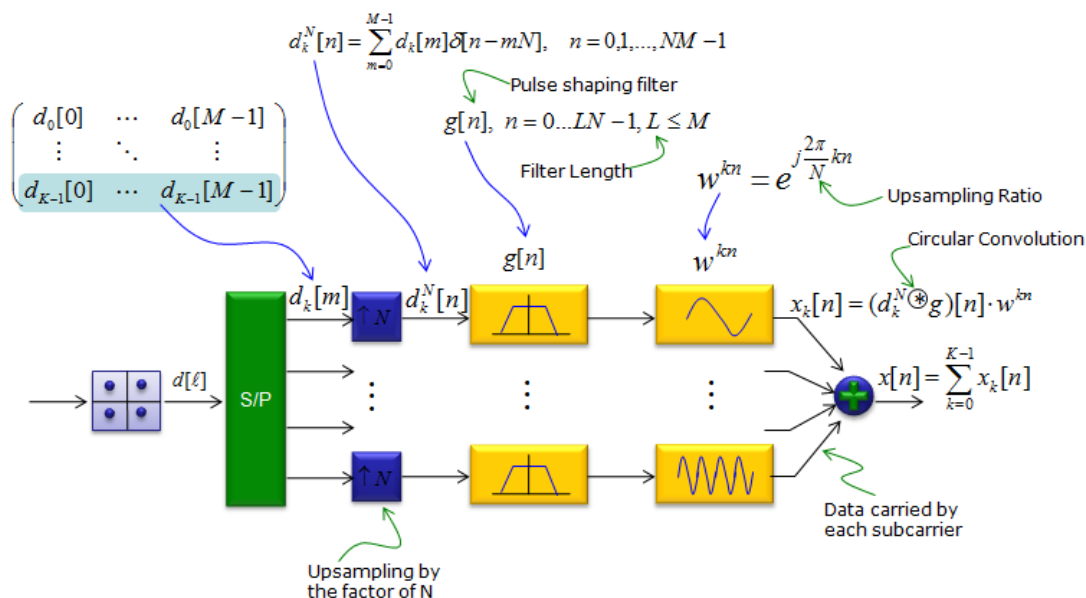


Figura 1

Fuente: www.sharetechnote.com

En GFDM, se pierde la ortogonalidad entre las subportadoras debido al uso de los filtros. Esto ocurre porque los espectros de cada subportadora no se generan a partir de una FFT, sino que se ven alterados por la función de transferencia del filtro. Por ello aparece una interferencia entre las subportadoras que empeora la tasa de errores BER (*Bit Error Rate*) en comparación con OFDM. La incidencia de esta interferencia depende del tipo de filtro utilizado. En el caso de filtros en coseno alzado (RRC: *Root-Raised-Cosine*), solo afecta a las subportadoras contiguas, como se ve en la Figura 2.

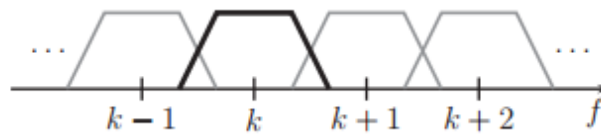


Figura 2

Fuente: <https://mns.ifn.et.tu-dresden.de/Lists/nPublications/Attachments/829/PID1140230.pdf>

La duración del bloque o “trama” GFDM puede adaptarse a las necesidades del servicio a proporcionar. En algunos casos esta duración debe ser muy corta para cumplir el objetivo de latencia de 5G. Se ha analizado un valor de duración igual a la de un símbolo LTE.

En la Figura 3 se muestra un ejemplo: un intervalo de LTE con 7 símbolos y en el primero de ellos un bloque GFDM con 7 subsímbolos y un único CP.

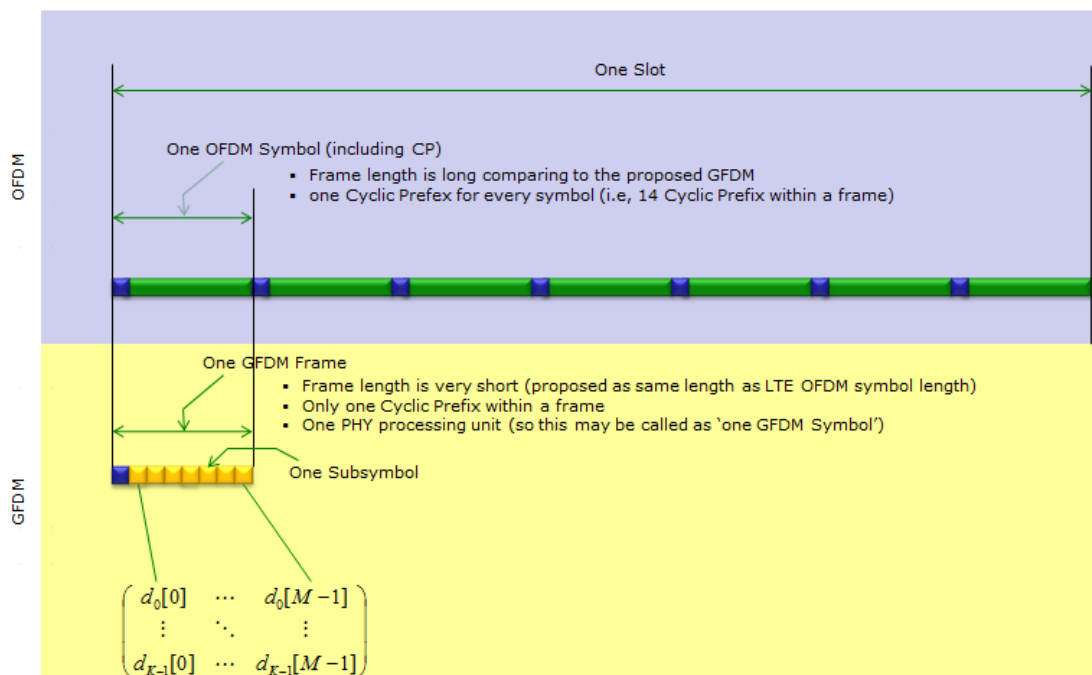


Figura 3

Fuente: www.sharetechnote.com

Filter Bank Multicarrier (FBMC)

En esta técnica se aplica también un filtrado a cada subportadora como en GFDM. Las diferencias están en el tipo de filtro, la modulación de las subportadoras y la temporización de los símbolos. El filtrado prácticamente anula las componentes fuera de banda de cada subportadora, por lo que se reduce drásticamente la necesidad de bandas de guarda. El espectro queda bien confinado dentro de los límites, por lo cual es posible soportar aplicaciones con diferentes necesidades de anchura de banda que requieren fragmentación de espectro. Ahora bien, al ser este filtrado de banda estrecha, se produce una respuesta impulsiva larga en el tiempo (recuérdese que una respuesta abrupta en un dominio, en este caso de la frecuencia, implica justo lo contrario en el otro, generando una prolongación de la señal en el tiempo), lo cual hace que FBMC no resulte idónea para comunicaciones de tipo ráfagas de datos o que necesiten latencia pequeña.

Se define y se configura la función de transferencia H_{PF} del filtro prototipo (PF) para una subportadora de referencia. Las funciones de transferencia de los filtros de las subsiguientes subportadoras, se obtienen de la función H_{PF} mediante desplazamientos de frecuencia, ya que las subportadoras poseen idéntico espectro, solo que desplazado en frecuencia. Por ello puede integrarse el procesado IFFT con la generación de las respuestas impulsivas de los filtros en la llamada red polifase (PPN-FFT, una técnica que permite mantener el tamaño de la FFT, pero añadiendo filtros digitales). Debido a este proceso, tanto en GFDM como en FBMC se habla de subcanales en vez de subportadoras, ya que este último término se reserva para el espectro de las señales generadas exclusivamente mediante IFFT, utilizándose en cambio el de canales para aquellas que ya no se ajustan a este proceso, como es el caso de la combinación con un filtrado posterior.

Se ha estudiado un filtro prototipo paso bajo que satisface el criterio de Nyquist, el cual se especifica mediante muestras en el dominio de la frecuencia. La respuesta impulsiva tiene una longitud $L = 2K-1$, siendo K un factor de diseño, llamado factor de solapamiento que indica el número de muestras de la función de transferencia.

Además, si M es el número de subcanales, se comprueba que el factor de solapamiento está relacionado con M , mediante $K = L/M$ y expresa también el número de símbolos que se solapan en el tiempo.

El procesado conjunto requiere una IFFT de tamaño $K \cdot M$. Cuanto más alto es el valor de K , mayor es la atenuación fuera de banda, pero también lo es la complejidad. En los análisis se ha elegido un valor $K=4$ como un buen compromiso entre desempeño y complejidad.

Con los filtros que se han propuesto, aparece una interferencia entre subportadoras contiguas. La subportadora k -ésima interfiere con las $k-1$ y $k+1$ vecinas, pero no con las demás; es decir, las subportadoras pares o impares no interfieren entre sí. Esta es una diferencia con OFDM, donde todas las subportadoras han de ser ortogonales, mientras que en FBMC la ortogonalidad solo se precisa para los canales contiguos.

Para mantener la ortogonalidad en los dominios del tiempo y de la frecuencia, se usa la modulación QAM desplazada O-QAM (Offset QAM). La parte real de los símbolos de la constelación modula las subportadoras pares en los instantes nT y la parte imaginaria las subportadoras impares en los instantes $nT+T/2$. De este modo, no hay interferencia entre los datos. En consecuencia, para transmitir N símbolos hacen falta $2N$ subportadoras. Debido a esa disposición intercalada de los símbolos, no hay reducción de tasa binaria. El uso de esta técnica de modulación junto con los filtros antes mencionados hace que no sea preciso recurrir a un prefijo cíclico. De ahí que esta solución se base en una convolución lineal y no cíclica.

En las operaciones de OFDM donde no sea preciso el uso del CP (por ejemplo en la inicialización), la modulación CP-OFDM de LTE es un caso particular de FBMC cuando el filtro prototipo es rectangular y el factor de solapamiento es la unidad. Por ello, como ventajas destacables, FBMC es compatible con sistemas basados en OFDM en aquellas fases donde no se utilice el CP, es espectralmente más eficiente al no necesitar un prefijo cíclico, no necesita de la sincronización de los terminales móviles y es aplicable a entornos de uso en bandas no contiguas o radio cognitiva, si bien, como inconvenientes, presenta todavía algunos problemas para su aplicación en entornos MIMO y una alta relación PAPR que debe contrarrestarse con algoritmos eficientes, así como el mencionado de la baja eficiencia espectral cuando se transmiten ráfagas cortas de datos, lo que puede ser el caso de aplicaciones M2M o IoT en 5G.

En la Figura 4, se representan espectros obtenidos por simulación de señales FBMC con diferentes valores del factor de solapamiento en comparación con OFDM. Puede observarse la gran atenuación de los componentes fuera de banda de las señales FBMC.

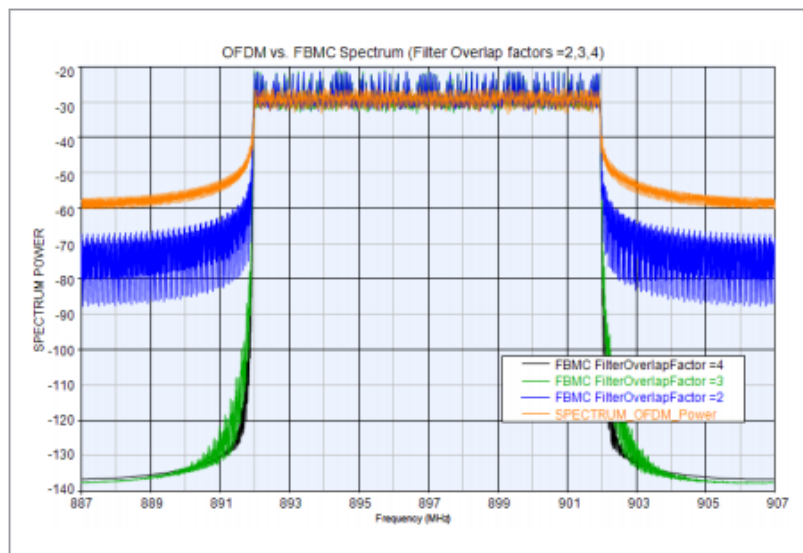


Figura 4

Fuente: Keysight Technologies

Universal Filtered Multicarrier (UFMC)

Se ha visto que en FBMC debido al filtrado individual, la respuesta impulsiva es larga. Puede pensarse en hacer un filtrado global de todas las subportadoras. Esta técnica se llama OFDM filtrada (F-OFDM) y con ella la respuesta impulsiva es más corta, pero se pierde flexibilidad en la configuración del espectro.

Una solución de compromiso es hacer un filtrado no en una ni en todas, sino en grupos de subportadoras. Para ello se divide el espectro en B sub-bandas, con k_b subportadoras en la sub-banda b .

Como casos particulares, UFMC coincide con FBMC para $B=1$ y con F-OFDM para $k_b=K$

UFMC por su mejor respuesta impulsiva resulta idónea para aplicaciones que implican transmisión de datos en forma de ráfagas cortas y con baja latencia. Tampoco requiere CP, y por tanto utiliza convolución lineal. Sin embargo, requiere de una FFT de mayor tamaño, lo que puede complicar los receptores. Asimismo, dado que se pierde parte de la ortogonalidad compleja, podría plantear problemas en aplicaciones de alta tasa de bits.

La elección de B depende del escenario de aplicación y el tipo de espectro. Si se trata de un escenario con espectro fragmentado, B elegirá de conformidad con el número de sub-bandas disponibles, pudiendo incluso variar con el tiempo. Puede elegirse B igual a un bloque de recursos RB o a un número entero de RBs de LTE, lo cual facilita la compatibilidad con LTE. También es posible seleccionar el tipo y características de los filtros. Se han ensayado y evaluado filtros FIR con coeficientes definidos por ventanas (Dolph-Chebyshev) que son parametrizables en su forma y atenuación de los lóbulos laterales.

En la figura 5, se muestran espectros de UFMC y OFDM obtenidos por simulación. Se observa la gran atenuación de las componentes fuera de banda de la señal UFMC en comparación con las de la señal OFDM.

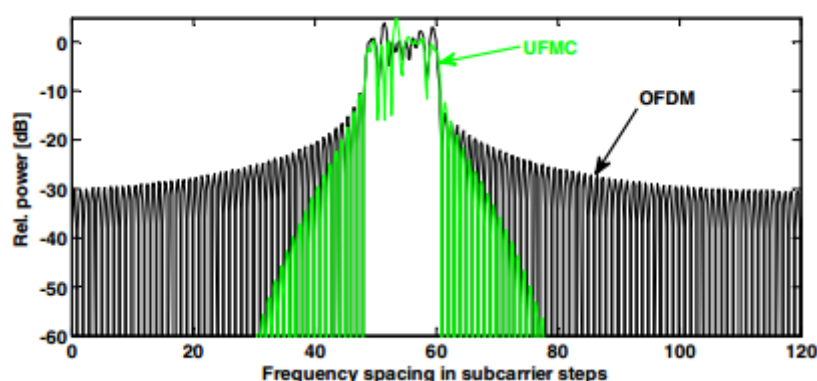


Figura 5

Fuente: www.sharetechnote.com

Puede aprovecharse esta característica de UFMC para multiplexar en frecuencia sub-bandas con subportadoras correspondientes a diferentes servicios y no necesariamente de la misma anchura, es decir, con espectros fragmentados.

En la Figura 6 se muestra un ejemplo de multiplexación de 5 sub-bandas. Se aprecia que pueden coexistir con mínima interferencia mutua.

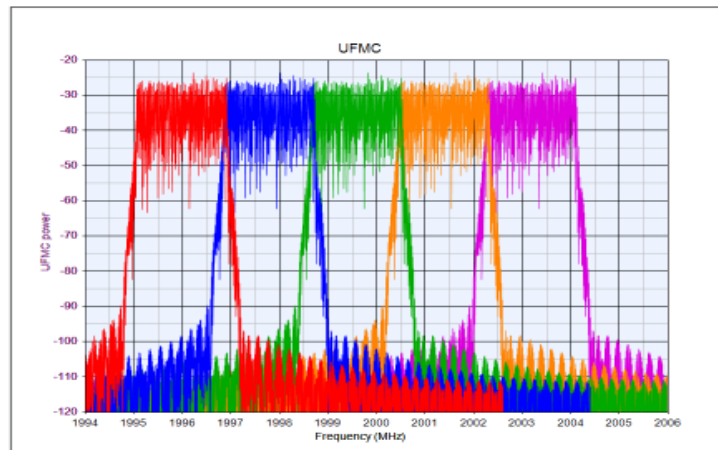


Figura 6

Fuente: Keysight Technologies

Formas de onda no derivadas de OFDM: Bi-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM)

Además de las soluciones ligadas a mejoras o modificaciones de la modulación OFDM, existe una propuesta con un enfoque diferente, que consideramos de interés mencionar aquí: *Bi-Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (BFDM), y que seguidamente se expone.

En BFDM se aplica un procesamiento que transforma la ortogonalidad del conjunto de impulsos transmitidos y recibidos en una bi-ortogonalidad, en la cual las representaciones tiempo-frecuencia de esos impulsos son ortogonales por parejas, no individualmente. Esto es, se utilizan impulsos diferentes en emisión y en recepción, en lugar del mismo, como en el caso de OFDM, lo que proporciona mayor flexibilidad en lo relativo a supresión de lóbulos laterales, respuesta impulsiva de los filtros y complejidad de realización práctica. En definitiva, en lugar de basar la cadena de transmisión en un mismo tipo de filtro prototipo para conformar la señal en emisión y recepción, se adopta un enfoque más flexible, donde es posible utilizar diferentes filtros en cada parte, a condición de que ambos impulsos sean ortogonales. Se ha comprobado que gracias a esta flexibilidad puede configurarse la BFDM para que resulte adecuada para tráficos esporádicos como los que en 5G aparecerán, y serán importantes, en comunicaciones entre máquinas MTC (*Machine Type Communications*).

Se ha investigado la integración de BFDM en el estándar LTE para encaminar estos tráficos esporádicos de mensajes cortos y en ráfagas, por el canal físico de acceso aleatorio (PRACH) de LTE. Como es sabido, todo el tráfico de datos ascendentes en LTE sea del tipo que sea se transporta por el canal compartido PUSCH. La utilización del PUSCH para aquellos tipos de tráfico es muy ineficiente debido a la carga de señalización. Dado que en la configuración del PRACH en LTE hay un intervalo de guarda para separar el PRACH del PUSCH, con elementos de recursos no utilizados, estos pueden aprovecharse para cursar este tipo de tráfico.

Por todo ello, se ha propuesto la creación de un nuevo canal en LTE denominado D-PRACH (Data PRACH) para soportar estos tipos de transmisiones asíncronas, con lo que se descargaría el canal PUSCH y se reduciría notablemente la tasa (*overhead*) de señalización.

En el procesado D-PRACH, la secuencia de impulsos de los datos produce una conformación del espectro de la señal preámbulo del canal PRACH usando las bandas de guarda de dicho canal con una interferencia aceptable.

La biortogonalidad y la longitud relativamente grande de los símbolos de PRACH hacen que BFDM sea más robusto que OFDM frente a fluctuaciones de frecuencia y ruido de fase en transmisión. BFDM conserva las ventajas de CP-OFDM, en cuanto a interferencia entre símbolos y efecto multitrayecto con el uso de CP y resulta fácil de implementar con el procesado FFT.

Sin embargo debe afrontar el efecto de las colas de impulso largas que reducen la eficiencia de la transmisión por ráfagas.

Nuevos enfoques en las técnicas de acceso: NOMA y SCMA

Además de las nuevas propuestas en materia de formas de onda, también se están considerando posibles nuevas alternativas para los métodos de acceso múltiple, como son NOMA y SCMA, que se describen brevemente a continuación.

Non Orthogonal Multiple Access (NOMA)

Las anteriores técnicas se basan en el uso de los dominios temporales y de la frecuencia para conseguir repartir el medio de acceso entre varios usuarios. Sin embargo, es posible también utilizar el de la potencia, donde, en lugar de buscar la ortogonalidad para asegurar la ausencia de potencia interferente de otros usuarios, se tolere y se busque esta interferencia para conseguir una mayor eficiencia espectral. Algo que, a primera vista, puede parecer contradictorio. Sin embargo no lo es tanto si se piensa que, en soluciones como en OFDM, lo que se hace es asignar una parte del ancho de banda (subportadoras) para un usuario dado en un momento dado. Si en este caso, el canal es de mala calidad, se produce una deficiente eficiencia espectral. En las soluciones no ortogonales, lo que se hace es permitir que todos los usuarios accedan a toda la banda, lo que hace posible que otros usuarios con buena calidad de canal puedan acceder a partes de la banda que antes tendrían vedadas por causa de la parcelación entre usuarios antes mencionada. Y eso resulta en una mayor eficiencia espectral (la suma de las tasas de bit conseguidas con varios usuarios en esa porción de la banda es mayor que si solo la utilizase un solo usuario), aunque el usuario con pobres condiciones de canal experimente algo más de interferencia. Para conseguir dichas mejoras se están estudiando métodos de multiacceso que requieren diseños avanzados de los sistemas receptores para reducir las interferencias inter e intracelulares. Uno de los que han despertado mayor interés es denominado NOMA en el cual la multiplexación clásica de usuarios realizada con recursos ortogonales, se reemplaza por una

multiplexación en el dominio de la potencia en el transmisor, conjugada con una separación de usuarios en el receptor, basada en la cancelación sucesiva de interferencia, SIC (*Successive Interference Cancellation*). En cierto modo, NOMA guarda similitud con el concepto de radio cognitiva, conforme la denominada estrategia “*underlay*” de funcionamiento. En ella se asume que unos usuarios primarios, que tienen prioridad, utilizan el espectro en convivencia con otros usuarios secundarios, de manera que ello no impide a los usuarios primarios disfrutar de conexiones con una calidad mínima. NOMA se basaría en simultanear las transmisiones de varios usuarios, de forma que exista cierta interferencia entre ellos, asegurando que los más desfavorecidos dispongan de una calidad mínima de recepción, tal y como se hace en la radio cognitiva, pero, a diferencia de esta, en lugar de adaptar la recepción a un entorno que viene impuesto, es el sistema el que define dicho entorno, asignando convenientemente las potencias a cada usuario, de manera que la convivencia en un mismo espectro sea posible y se maximice la tasa global de bits en el espectro utilizado.

Este tipo de multiplexación puede aplicarse tanto al enlace ascendente como al descendente.

En lo que sigue describiremos de forma simplificada en NOMA para el enlace descendente y comprobaremos con un cálculo sencillo la mejora que puede proporcionar en rendimiento espectral en comparación con un sistema clásico ortogonal.

Para mayor sencillez, supondremos un caso elemental, con una estación base (eNodeB) transmisora y dos terminales receptores UE1 y UE2. La anchura de banda la normalizamos a 1 Hz. La base transmite al UE1 la señal x_1 con potencia p_1 y el UE2 la señal x_2 con potencia p_2 . Para cada enlace, la función ganancia del canal radio es h_i y el valor de la interferencia intercelular más el ruido térmico es n_i ($i=1, 2$).

En NOMA de enlace descendente, se realiza la decodificación de las señales en los UE según el orden de valores decrecientes de la relación $|h_i|^2/n_i$. Según este criterio, se supone que el UE- i puede eliminar la interferencia interusuario del UE- j si $|h_j|^2/n_j < |h_i|^2/n_i$

En el caso de 2 usuarios, suponiendo que $|h_1|^2/n_1 > |h_2|^2/n_2$, el UE-2 decodifica la señal el primero, por lo que no aplica cancelación de interferencia. Por su parte, el UE-1 decodifica la señal x_2 y la resta de la señal recibida y_1 y a continuación decodifica x_1 ya sin la interferencia del UE2.

En el caso ideal de carencia de errores de decodificación, los rendimientos espectrales de cada enlace, serán:

- Enlace 1 $\eta_1(b/s / Hz) = \log_2 \left(1 + \frac{p_1 |h_1|^2}{n_1} \right)$

- Enlace 2 $\eta_2(b/s / Hz) = \log_2 \left(1 + \frac{p_2 |h_2|^2}{p_1 |h_2|^2 + n_2} \right)$

Se desprende de estas expresiones la influencia de la asignación de las potencias p_1 y p_2 a cada enlace. Al enlace con mayor ganancia de canal se le asigna menor potencia y al que tiene menor ganancia se le asigna mayor potencia.

Por ejemplo, consideremos una situación de bastante disparidad, para la que $|h_1|^2/n_1$ es 100 (20 dB) y $|h_2|^2/n_2$ es 1 (0dB).

Aplicando las fórmulas anteriores, para una potencia total normalizada igual a 1 se encuentra:

- Con $p_1=0,2$ y $p_2=0,8$; $\eta_1=4,39$ (b/s/Hz), $\eta_2=0,74$ (b/s/Hz)
- Con $p_1=0,5$ y $p_2=0,5$; $\eta_1=5,67$ (b/s/Hz), $\eta_2=0,41$ (b/s/Hz)

Se ve que el reparto desigual de la potencia favorece al usuario con peor relación señal/ruido, a costa de empeorar la eficiencia del usuario mejor. Si se fuerza más el desequilibrio, por ejemplo con $p_1=0,1$ y $p_2=0,9$ resulta $\eta_1=3,46$ y $\eta_2=0,86$. La ganancia que se registra para el UE2 no compensa la pérdida que se observa en el UE1.

La asignación de potencias diferentes facilita la decodificación correcta con gran probabilidad y por lo tanto la cancelación de la interferencia; la señal destinada al UE2 llega con gran nivel al UE1 y puede decodificarse y utilizarse para la cancelación. La señal destinada al UE1 llega muy débil a UE2 y puede interpretarse como ruido de fondo.

Pueden compararse estos resultados con los que se obtendrían con un acceso ortogonal OMA (*Orthogonal Multiple Access*) en el que tanto la banda de frecuencias asignada a cada usuario como la potencia son las mismas. Esto es cada usuario dispondría de la mitad de la banda y de la mitad de la potencia. Se tendría entonces:

$$\eta_1 = 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{0,5|h_1|^2}{0,5 n_1} \right); \quad \eta_2 = 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{0,5|h_1|^2}{0,5 n_2} \right)$$

Y por los mismos valores de la relación señal/ruido que antes se obtiene $\eta_1=3,33$ (b/s/Hz) y $\eta_2=0,5$ (b/s/Hz).

Comparando con los resultados anteriores, para la distribución de potencias 0,2/0,8, hay unas ganancias porcentuales del 32% para el UE1 y el 48% para el UE2.

Naturalmente, NOMA requiere una carga adicional de señalización, con su incidencia en la tasa de los canales físicos de datos.

En NOMA la información de estado del canal CSI, (*Channel State Information*) se utiliza en el receptor para la demultiplexación de los usuarios y en el transmisor para decidir el emparejamiento de usuarios y asignación de las potencias.

Se están estudiando aspectos prácticos de esta tecnología como son la asignación de potencias, tasa de señalización, propagación de los errores de cancelación de interferencia (SIC), desempeño (*performance*) en escenarios de alta movilidad, compatibilidad con MIMO e incidencia de la programación (*scheduling*) de usuarios. Se han obtenido en simulaciones valores de mejora del caudal en NOMA respecto de la técnica ortogonal OMA del orden del 30% para diversas variantes de asignaciones de potencia y programaciones.

En lo relativo a la incidencia de la propagación de los errores de la SIC, no parece que sea muy significativa. Asimismo, los análisis realizados para valorar la influencia de la velocidad de desplazamiento del terminal de usuario, muestran que las ganancias de NOMA sobre OMA se mantienen en torno al 24% para una gama de velocidades de 20 a 100 km/h.

El 3GPP abrió en 2014 un punto de estudio denominado MUST (*downlink MultiUser Superposition Transmission*) que incluye técnicas NOMA.

Sparse Code Multiple Access (SCMA)

En esta tecnología de acceso múltiple con códigos dispersos, con los bits procedentes del codificador de canal (FEC) del transmisor, se efectúa un procesamiento conjunto de expansión-modulación que transforma bloques de aquellos bits en palabras-código (*codewords*) extraídas de un repertorio de códigos libro-código (*codebook*), cuyos elementos son símbolos de una constelación multidimensional.

En la Figura 7, se representa el diagrama de bloques. Como se ve la señal SCMA a la salida del procesador se lleva un modulador OFDM convencional

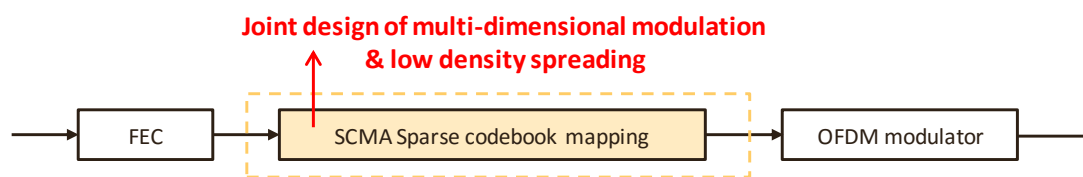


Figura 7

Fuente: 3gpp R1-162155

La expansión, aunque similar en concepto a la que se realiza en CDMA, difiere de ella en la constitución de los códigos empleados. En CDMA, los códigos son “compactos” o densos con todos sus elementos no nulos. (Valores ± 1).

En SCMA, sin embargo, las palabras-código contienen un gran número de ceros. Por ello se habla de códigos de baja densidad y de expansión dispersa (*sparse spreading*). Además, estos códigos dispersos están contenidos, como se ha dicho, en un repertorio de códigos diseñados convenientemente, cada uno de los cuales define una capa (*layer*) y contiene $K=2^m$ símbolos, siendo m el número de bits del bloque entrante al módulo expansor. De estos K símbolos N son no nulos y se toman de una constelación multidimensional. La elección de este tipo de constelación se debe a que ofrece mayores posibilidades de distancia mínima entre los puntos de la constelación, lo cual implica en una reducción de la probabilidad de error.

Los elementos no nulos ocupan una posición única y exclusiva en cada capa que se denomina patrón de dispersión (*sparsity pattern*).

El número J de capas es igual al de combinaciones de K elementos tomados de N en N . Se denomina factor de sobrecarga (*overlaid factor*) al cociente J/K expresado como porcentaje.

A título de ejemplo, se muestra en la Figura 8 el esquema de principio de un codificador SCMA con $J = 6$ capas (6 repertorios), para bloques de bits de entrada al tamaño $m = 3$, por lo que cada repertorio contiene $K = 2^3 = 8$ palabras-código complejas. El tamaño de cada palabra, es decir, la longitud de la expansión es $K = 4$ y el número de elementos no nulos es $N = 2$, por lo que pueden formarse 6 capas.

Cada bloque de 3 bits de entrada se pone en correspondencia con una palabra-código. En el ejemplo de la figura se muestran, en diferentes colores, las palabras-código asignadas por las capas a los bloques: 011 del usuario 1 (capa 1), 000 del usuario 2,..... y así sucesivamente hasta el bloque 111 del usuario 6.

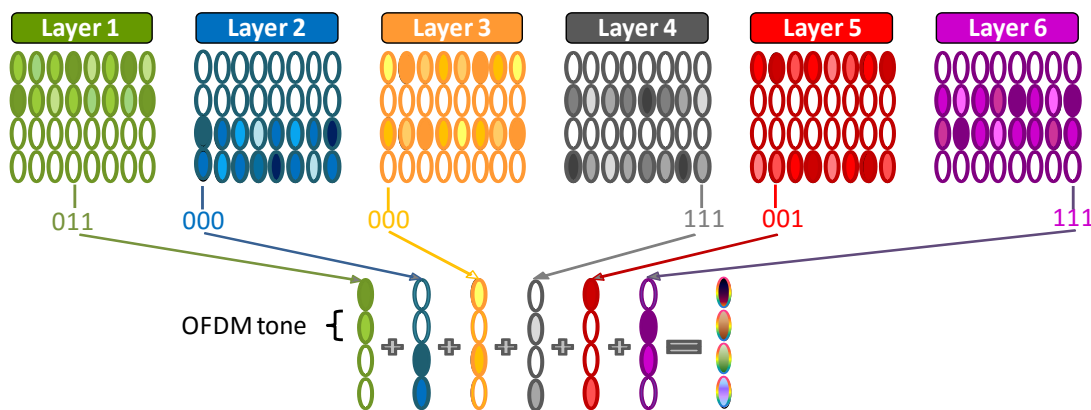


Figura 8. SCMA codebook bit-to-codeword mapping

Fuente: 3gpp R1-162155

Las palabras código extraídas de cada capa, se suman elemento a elemento y el resultado se aplica, en este ejemplo, a 4 subportadoras OFDM. El conjunto de las subportadoras y palabra-código constituye el llamado Bloque SCMA (*SCMA block*).

En la Figura 9, se representa, para este mismo ejemplo, el multiacceso de 6 usuarios (uno por cada capa), con sus palabras-código y la formación del bloque SCMA.

Se observa una característica de este tipo de acceso múltiple que es la superposición de varios elementos de las palabras-código de diferentes usuarios en cada elemento de recursos RE (*resource element*). Como se ve en el ejemplo el RE1 se solapan símbolos de los usuarios 1, 3 y 5.

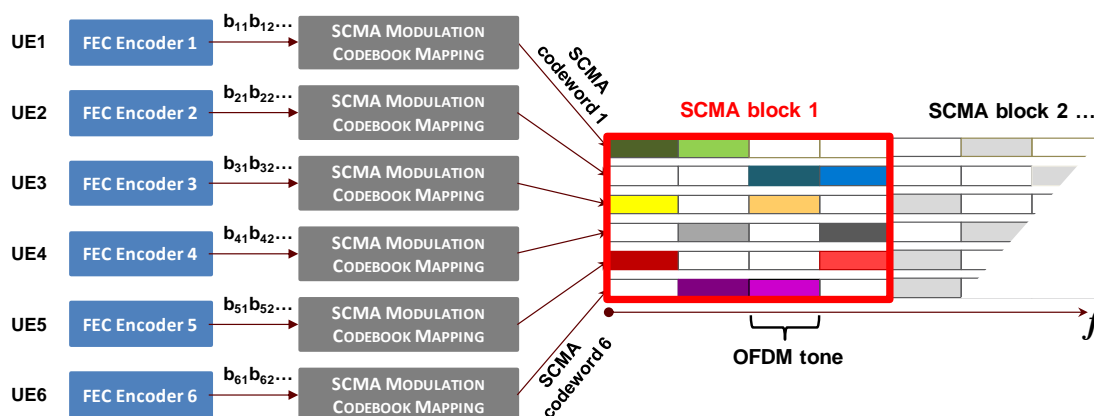


Figura 9

Fuente: 3gpp R1-162155

También puede apreciarse como la expansión de baja densidad reduce el número de colisiones gracias a la existencia de símbolos nulos. En el ejemplo, hay 3 colisiones en vez de las 6 posibles y el factor de sobrecarga es 6/4, es decir el 150%.

Un aspecto clave de SCMA es la elección de los repertorios de códigos. Esta se basa en la optimización conjunta del patrón de ensanchamiento disperso (*sparse spreading pattern*) y la configuración de la modulación multidimensional. El objetivo de diseño es conseguir buenas propiedades de distancia euclídea entre los puntos de las constelaciones para optimizar la ganancia del codificador.

La característica de baja dispersión permite utilizar algoritmos de detección/decodificación conjunta de las capas superpuestas. Tales algoritmos son de tipo transferencia de mensajes MPA (*Message Passing Algorithms*), cuyo desempeño es bastante similar a los algoritmos de máxima verosimilitud ML (*maximum Likelihood*) clásicos de las comunicaciones digitales. También se aduce que SCMA/MPA puede implementarse con procesadores de transmisión/recepción de complejidad asequible a la tecnología actual.

SCMA, como sistema de multiacceso no ortogonal NOMA que es, puede combinarse con la NOMA de gestión de la potencia para constituir un NOMA híbrido código-potencia, eficaz para el multiacceso de usuarios en escenarios multicelulares.

Dentro del grupo R1 del 3gpp se ha propuesto un punto de estudio con el fin de investigar más a fondo las aptitudes y posibilidades de SCMA para los escenarios de uso de 5G, banda ancha móvil ampliada eMBB , comunicaciones masivas de sensores mMTC y comunicaciones muy fiables de baja latencia URLLC.

Comparación de prestaciones

A modo de resumen final, en el cuadro adjunto se resumen las prestaciones de los distintos métodos con respecto a las características más relevantes.

Algoritmos de modulación						
Característica	GFDM	FBMC	UFMC	BFDM	SCMA	NOMA
PAPR	Baja	Alta	Media	Alta	Alta	Alta
Emisión fuera de banda (OOB)	Muy baja	Baja	Baja	Media	Media	Media
Eficiencia espectral	Media	Alta	Alta	Media	Media	Media
Complejidad de procesado	Media	Alta	Alta	Baja	Media	Alta
CP necesario	Si	No	No	Si	No	Si
Ortogonalidad	No	Si	Si	Si	No	No
ISI/Distorsión multitrayecto	Media	Baja	Baja	Media	Baja	Baja
Incidencia, desplazamiento, frecuencia y ruido de fase	Media	Media	Media	Media	Baja	Baja
Latencia	Corta	Larga	Corta	Larga	Baja	Larga
Compatibilidad con OFDM	Si	Si	Si	Si	No	No
Facilidad de integración con MIMO	Si	Si	Si	No	Si	Si

BIBLIOGRAFÍA

1. Conor Sexton et al. "5G: Adaptable Networks Enabled by Versatile Radio Access Technologies". IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 19, NO. 2, SECOND QUARTER 2017
2. S.M. Riazul Islam et al. "Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges". IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 19, NO. 2, SECOND QUARTER 2017
3. Behrouz Farhang-Boroujeny et al. "OFDM Inspired Waveforms for 5G". IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 18, NO. 4, FOURTH QUARTER 2016.
4. Mamta Agiwal et al. "Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey". IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 18, NO. 3, THIRD QUARTER 2016
5. DING, Zhiguo, et al. "Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks". IEEE Communications Magazine, 2017, vol. 55, no 2, p. 185-191.
6. SCHAFHUBER, Dieter et al. Pulse-shaping OFDM/BFDM systems for time-varying channels: ISI/ICI analysis, optimal pulse design, and efficient implementation". Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on. IEEE, 2002. p. 1012-1016.
7. WUNDER, Gerhard, et al. "5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications". IEEE Communications Magazine, 2014, vol. 52, no 2, p. 97-105.
8. KASPARICK, Martin, et al. "Bi-orthogonal waveforms for 5G random access with short message support". European Wireless 2014; 20th European Wireless Conference; Proceedings of. VDE, 2014. p. 1-6.
9. ZHANG, Xi, et al. "On the waveform for 5G". IEEE Communications Magazine, 2016, vol. 54, no 11, p. 74-80
10. J.G. Andrews et al. "What Will 3G Be". IEEE Journal on selected areas in Communications, Junio 2014.
11. UIT-R Report M 2320. "Future technology trends of terrestrial IMT systems", 2014.
12. Qualcomm. "5G Waveform & Multiple Access Techniques", Noviembre 2015.
13. 5G NOW. "5G Waveform candidate selection". Doc. D.3.1, Marzo 2015.
14. F. Kaltenberger, R. Knopp et al. "Experimental Analysis of 5G candidate waveforms and their coexistence with 4G systems" Eurecom.
15. D. Kténas. "Comparative study of 5G waveform candidates for below 6 GHz air interface". CEA Tech, Agosto 2016.
16. 4G/5G "Wireless Communication System" Modeling & Simulation. Keysight Technologies, Noviembre 2014.
17. "5G Wireless: Technology, Standard and Practice". Revista ZTE Communications. Marzo 2015.
18. "5G New Radio". Revista ZTE Communications, Junio 2017.
19. M. Bellanger et al. FBMC Physical Layer: A premier. PHYDAS Tech. Rep. Junio 2010. PHYDAS: <http://www.ict-phydas.org>
20. F. Schaich, T. Wild. "Waveform contenders for 5G: OFDM vs. FBMC vs. UPMC". Proc. 6th International Symposium on Communications Control and Signal Processing Mayo 2014.
21. H. Nikopour, H. Baling. "Sparse code multiple access". Proc. IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radiocommunications, Septiembre 2013.
22. Y. Saito et al. "Non-orthogonal multiple Access (NOMA) for cellular future radio access". Proc. IEEE 77th Vehicular Technology Conference, Junio 2013.

23. G. Fettweis et al. "GFDM Generalized frequency division multiplexing" Proc. IEEE 69th Vehicular Technology Conference, Abril 2009.
24. M. Kasparick et al. "Bi-orthogonal waveforms for 5g random access with short message support". Proc. 20th European Wireless Conference, Mayo 2014.
25. B. Farhang-Boroujeny. "OFDM versus filter bank multicarrier" IEEE Signal Processing Magazine. Mayo 2011.
26. S. Zhang et al. "Sparse Code Multiple Access". Globecom 2014.