



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y

TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y

TELECOMUNICACIONES

TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL

TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y

TELECOMUNICACIONES

TEMA: MEJORA DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE

COMUNICACIÓN BASADO EN OFDM AL UTILIZAR FILTROS DATA-

SELECTIVE ADAPTIVE

AUTOR: RAMÓN GÓMEZ, NIXON MAURICIO

DIRECTOR: ING. BERNAL OÑATE, CARLOS PAÚL MSc.

SANGOLQUÍ

2019

AUTORIA DE RESPONSABILIDAD

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, NIXON MAURICIO RAMÓN GÓMEZ, con C.I. 2000096699, declaro que el trabajo de titulación, “MEJORA DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN BASADO EN OFDM AL UTILIZAR FILTROS DATA-SELECTIVE ADAPTIVE”, ha sido desarrollado considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaro que este trabajo es de mi autoría, en virtud de ello me declaro responsable del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 28 de junio del 2019



Nixon Mauricio Ramón Gómez

C.I. 2000096699

CERTIFICACIÓN

ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “MEJORA DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN BASADO EN OFDM AL UTILIZAR FILTROS DATA-SELECTIVE ADAPTIVE”, realizado por el señor NIXON MAURICIO RAMÓN GÓMEZ, ha sido revisado en su totalidad y analizado por el software anti-plagio, el mismo que cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, por lo tanto me permito acreditarlo y autorizar al señor NIXON MAURICIO RAMÓN GÓMEZ para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 28 de junio del 2019

Ing. Carlos Paúl Bernal Oñate, Msc.

DIRECTOR

AUTORIZACIÓN



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, NIXON MAURICIO RAMÓN GÓMEZ, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución, el presente trabajo de titulación “MEJORA DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN BASADO EN OFDM AL UTILIZAR FILTROS DATA-SELECTIVE ADAPTIVE”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 28 de junio del 2019

Nixon Mauricio Ramón Gómez

C.I. 2000096699

DEDICATORIA

Dedico el presente trabajo a mi padre, madre y hermanas. Personas que siempre han estado presentes en mi vida apoyándome, cuidándome y velando por mi bienestar.

He aprendido mucho de todos ustedes, y me falta un largo camino por recorrer, y que mejor que hacerlo sabiendo que ustedes estarán allí, en mis triunfos y derrotas.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi familia, mi padre Gilberto, mi madre Rosa y mis hermanas Gisella, Tania y Karina. Quienes han sabido brindarme su apoyo en las diferentes etapas de mi vida. Es por ustedes que estoy aquí, en algún momento espero poder pagar todos los sacrificios que han hecho por mí.

También agradezco al resto de mi familia, que de una u otra manera han influenciado en mi vida. A mis amigos que siempre han estado presentes y más que todo por hacer que nuestra amistad perdure hasta la actualidad.

Un agradecimiento especial a mi tutor de tesis, Paul Bernal por saber guiarme en el presente trabajo, por sus consejos, recomendaciones y por el conocimiento brindado a lo largo de mi carrera.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

AUTORIA DE RESPONSABILIDAD	i
CERTIFICACIÓN	ii
AUTORIZACIÓN	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTO.....	v
ÍNDICE DE CONTENIDOS	vi
ÍNDICE DE TABLAS	x
ÍNDICE DE FIGURAS	xii
RESUMEN	xiv
ABSTRACT	xv
1. CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Justificación e Importancia	2
1.3. Alcance del Proyecto	3
1.4. Objetivos	4
1.4.1. General.....	4
1.4.2. Específicos.....	4
2. CAPITULO II: MARCO TEÓRICO	5

2.1. Sistema de Comunicaciones.....	5
2.1.1. Mensaje.....	6
2.1.2. Modulador	6
2.1.3. Transmisor	6
2.1.4. Canal.....	6
2.2. Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales – OFDM.....	7
2.2.1. Modulación OFDM	8
2.2.2. Sub-portadoras Ortogonales	8
2.2.3. Señalización pasa banda	9
2.2.4. Prefijo Cíclico (CP)	11
2.3. Aspectos relevantes del estándar LTE (<i>Long Term Evolution</i>).....	12
2.3.1. Estandarización y la 3GPP	12
2.3.2. Tecnologías empleadas en LTE.....	13
2.3.3. Evolución de LTE.....	14
2.3.4. Capa Física LTE	17
2.3.5. Frecuencia de Bandas	18
2.3.6. Asignación de Ancho de Banda.....	20
2.3.7. Estructura en el dominio del tiempo.....	21
2.3.8. Representación Tiempo – Frecuencia.....	22

2.4. Filtros Adaptativos	23
2.4.1. Filtro LMS (<i>Least Mean Square</i>)	25
2.4.2. Filtro NLMS (<i>Normalized Least Mean Square</i>).....	26
2.4.3. Filtro RLS (<i>Recursive Least Squares</i>).....	27
2.4.4. Filtro DSA (<i>Data-Selective Algorithm</i>).....	29
3. CAPITULO III: METODOLOGÍA.....	32
3.1. Descripción general del sistema	32
3.2. LTE (Release 10)	33
3.2.1. Proceso DL-SCH y PDSCH.....	35
3.2.2. Parámetros de LTE para simulación.....	36
3.2.3. Sección OFDM	38
3.3. Filtros y Sistema	43
3.3.1. LMS	43
3.3.2. NLMS	44
3.3.3. RLS	45
3.3.4. DSA	47
3.3.5. Costo Computacional	48
3.3.6. Sistema.....	48
4. CAPITULO IV: SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	50

4.1. Parámetros de Filtros.....	50
4.1.1. Filtro LMS	50
4.1.2. Filtro NLMS	54
4.1.3. Filtro RLS	56
4.1.4. Filtro DSA	58
4.1.5. Resumen de selección de parámetros.....	60
4.2. Comparación entre Filtros	60
4.3. Filtro DSA y estándar LTE Release 10	62
4.3.1. Efecto Doppler y Símbolos de Control.....	63
4.4. Análisis de los Filtros	67
4.5. Variación de Estructura del Sistema - Filtro.....	67
5. CAPÍTULO V: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	70
5.1. Conclusiones	70
5.2. Recomendaciones	72
5.3. Trabajos futuros	72
6. BIBLIOGRAFÍA	73

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 <i>Bandas de frecuencia definidas por E-UTRA (Evolved Universal Terrestrial Radio Access)</i>	19
Tabla 2 <i>Ancho de Banda de Canal especificado por LTE</i>	21
Tabla 3 <i>Algoritmo LMS</i>	43
Tabla 4 <i>Algoritmo NLMS</i>	44
Tabla 5 <i>Algoritmo RLS</i>	46
Tabla 6 <i>Algoritmo DSA</i>	47
Tabla 7 <i>Costo computacional de los algoritmos</i>	48
Tabla 8 <i>Selección de parámetro μ</i>	51
Tabla 9 <i>Selección de parámetro μ sin señal de control</i>	53
Tabla 10 <i>Selección de parámetro μ</i>	54
Tabla 11 <i>Selección de parámetro μ sin señal de control</i>	56
Tabla 12 <i>Selección de parámetro λ</i>	56
Tabla 13 <i>Selección de parámetro λ sin la parte de control</i>	58
Tabla 14 <i>Selección de parámetro para filtro DSA</i>	59
Tabla 15 <i>Selección de parámetro para filtro DSA sin la parte de control</i>	59
Tabla 16 <i>Parámetros seleccionados para cada filtro</i>	60
Tabla 17 <i>Resultados de Simulación, 1 símbolo de control, Doppler =5, L=0</i>	62
Tabla 18 <i>Resultados de Simulación, 1 símbolo de control, Doppler =5, L=1</i>	62
Tabla 19 <i>Resultados de Simulación, 1 símbolo de control, Doppler =70, L=0</i>	64
Tabla 20 <i>Resultados de Simulación, 3 símbolos de control, Doppler =70, L=0</i>	64

Tabla 21 <i>Resultados de Simulación, 3 símbolos de control, Doppler =5, L=0</i>	64
Tabla 22 <i>Comparación del BER en función de Tabla 17</i>	65
Tabla 23 <i>Comparación del BER en función de Tabla 19</i>	65
Tabla 24 <i>Comparación del BER con 3 símbolos, variando efecto doppler</i>	66
Tabla 25 <i>Resumen de análisis de Filtros</i>	67
Tabla 26 <i>Resultados parciales de esquemas propuestos</i>	69

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Modelo básico de un sistema de comunicaciones	5
Figura 2. Elementos básicos de un sistema de comunicaciones	5
Figura 3. Diagrama de bloque del a) modulador OFDM, b) Conversión serial a paralelo.....	8
Figura 4. Diagrama de bloque del sistema OFDM.....	10
Figura 5. Estructura en el dominio del tiempo de LTE.....	22
Figura 6. Elementos de recursos, bloques y cuadrícula.	23
Figura 7. Configuración general de un filtro adaptativo	24
Figura 8. Filtro Adaptativo LMS.....	26
Figura 9. Filtro Adaptativo RLS	29
Figura 10. Interpretación geométrica de SMF con los parámetros $\Psi_1 = \mathcal{K}_0 \cap \mathcal{K}(1)$	31
Figura 11. Diagrama de bloques general del sistema.....	32
Figura 12. Diagrama de bloques general del sistema.....	33
Figura 13. Contenido de Resource Grid LTE	41
Figura 14. Comportamiento de LMS (MSE)	44
Figura 15. Comportamiento de NLMS (MSE).....	45
Figura 16. Comportamiento de RLS (MSE)	46
Figura 17. Comportamiento de DSA (MSE).....	48
Figura 18. MSE del LMS con $\mu = 0.0001$	51
Figura 19. MSE del LMS con $\mu = 0.5$	52
Figura 20. MSE del LMS con $\mu = 0.0008$	52
Figura 21. MSE del LMS con $\mu = 0.9999$ sin control.....	54

Figura 22. MSE del NLMS con $\mu = 0.0001$	55
Figura 23. MSE del NLMS con $\mu = 0.0099998$	55
Figura 24. MSE del RLS con $\lambda = 0.50099$	57
Figura 25. MSE del RLS con $\lambda = 0.99998$	57
Figura 26. MSE del DSA con $\gamma = 5.25 \sigma n$	59
Figura 27. Diagrama de bloques, comparación de filtros	61
Figura 28. Gráfica de MSE de los filtros comparados, corresponde a Tabla 17.....	63
Figura 29. Gráfica MSE de los filtros comparados con 3 símbolos de control (Tabla 21).....	66
Figura 30. Diagrama de bloque, esquema en serie.....	68
Figura 31. Diagrama de bloque, esquema en paralelo	68

RESUMEN

En los últimos años la cantidad de información que debe ser procesada o almacenada se ha incrementado desmesuradamente, ante ello la utilización de filtros adaptativos selectivos de información (DSA) es la opción más viable debido a que presenta la característica de actualización de coeficientes en función de un umbral de decisión, que viene a ser un parámetro contante intrínseco del filtro. Al implementarlos en un sistema de comunicación utilizando OFDM como LTE Release 10, se pone a prueba la potencialidad de estos filtros. La característica principal de estos, es el *Set Membership* lo cual reduce el costo computacional y aumenta la velocidad de convergencia del filtro. Se ha simulado el estándar LTE Release 10 con parámetros cercanos a la realidad, tal como es la relación señal a ruido de 10 dB, un prefijo cíclico normal, un canal selectivo en frecuencia con efecto doppler. Todo esto tratando de llevar a sus límites al estándar. También se consideró la variación de la cantidad de símbolos de control, para observar el comportamiento del sistema conjuntamente con los filtros adaptativos. Al utilizar el filtro DSA, se obtuvo una mejora del 1,97 % sobre el estándar en condiciones de baja movilidad (efecto doppler 5 Hz, 6 Km/h) y en alta movilidad (70 Hz, 90 Km/h) se obtuvo una mejora de un 0,04 %. Además, se simuló con otros filtros adaptativos como LMS, NLMS y RLS, donde se analizó cada uno de ellos en el sistema y se determinó en que escenarios cada uno de los filtros trabaja adecuadamente.

PALABRAS CLAVE

- **FILTROS ADAPTATIVOS**
- **SET MEMBERSHIP FILTERING (SMF)**
- **DATA SELECTIVE ALGORITHM (DSA)**
- **LTE RELEASE 10**

ABSTRACT

In the last years, the amount of information that must be processed or stored has increased disproportionately, therefore the use of Data Selective Algorithm (DSA) is the most viable option. Implementing this kind of filter in a communication system using OFDM as LTE Release 10 is a great example. The potential of these filters is tested in that system. The main characteristic of these filters, is the Set Membership which reduce the computational cost and increase the speed of convergence of the filter. LTE Release 10 has been simulated with parameters near to the reality, such as a normal cyclic prefix and frequency selective channel with a doppler effect. Besides, the variation of the number of control symbols in the OFDM system, change the behavior of the system using adaptive filters. The DSA filter has an improvement of 1.97% over the standard, it was obtained in low mobility conditions (Doppler Effect 5 Hz, 6 Km/h) and in high mobility (70 Hz, 90 Km/h) the improvement was of 0.04%. In addition, the system was simulated with others adaptive filters such as LMS, NLMS and RLS.

KEY WORDS

- **ADAPTIVE FILTER**
- **SET MEMBERSHIP FILTERING (SMF)**
- **DATA SELECTIVE ALGORITHM (DSA)**
- **LTE RELEASE 10**

1. CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

En la literatura existen dos puntos importantes con miras a los trabajos realizados para mejorar el desempeño de los sistemas de comunicaciones basado en OFDM (Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal), y el desarrollo de los filtros DSA (*Data-Selective Algorithm*). Se ha desarrollado diversos métodos para optimizar el rendimiento de un sistema de comunicaciones basado en OFDM, como (Hwang, Hwang, & Baik, 2003) donde se hace referencia a una técnica de modulación adaptativa OFDM para mejorar el desempeño usando una predicción de canal. Se propone un OFDM adaptativo con predicción de canal sobre un canal selectivo en frecuencia y con desvanecimiento rápido usualmente asociados a canales de comunicaciones móviles.

También se propone un modelo de carga adaptativa basada en la estimación de la selección de frecuencia de desvanecimiento, con lo que se busca obtener mejores resultados en un sistema OFDM, y evidenciar dichas mejoras con parámetros como el Bit Error Rate (BER) (Lei, Zhang, Harada, & Wakana, 2004).

Mientras tanto, en lo que concierne con los filtros adaptativos se evidencia que (Lima, Ferreira, Martins, & Diniz, 2014) han trabajado en la selección de datos basada en *Set Membership Filtering* (SMF), lo que produce robustez contra ruido y reduce la carga computacional. Se encuentra la aplicación en varios escenarios como cancelación de eco, equalización de canal y sistema de identificación. El atractivo práctico de tales aplicaciones ha impulsado el desarrollo de muchos algoritmos de filtros adaptativos con el objetivo de explotar la dispersión natural de las señales involucradas. Los algoritmos tradicionales, como *Last-Mean Square* (LMS), el LMS normalizado (NLMS), *Affine Projection* (AP) y el *Recursive Least Square* (RLS) no se aprovechan en su

totalidad, y se busca obtener mejores resultados. Es así que SMF es notable porque conecta el *set-theoretic estimation* con *data-selection*, permitiendo la reducción de recursos computacionales y consecuente ahorrando energía. Además, los algoritmos basados en SMF son más robustos contra el ruido. Estas características esenciales son las que hacen atractivos estos filtros para combinarlos con la selección/evaluación de información, y formar los filtros *Data-Selective Adaptive*.

1.2. Justificación e Importancia

La relevancia del presente proyecto de investigación está relacionado con el eminente incremento de tasa de recepción y transmisión de datos en los últimos años, observando la necesidad de discriminar información irrelevante o atípica. Es por ello que al implementar los filtros DSA que seleccionan/evalúan datos, la cual es su característica esencial, hace interesante probar estos filtros en un sistema de comunicaciones OFDM. La importancia que tiene OFDM en los diversos estándares de comunicación que existen actualmente es muy importante, se lo utiliza en Wi-Fi, WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), el *DownLink* de LTE, entre otros. Ante esto, se busca la optimización de este proceso, en donde el filtro DSA haga un pre procesamiento de datos, discrimine y se mejore dicho proceso.

Se expone la importancia de los filtros DSA en la actualidad debido a la cantidad de datos que se generan a cada minuto, se muestran algunas extensiones de los filtros adaptativos como *Data Selective Affine Projection* (DS-AP), *Data Delective Least Mean Square* (DS-LMS) y *Data Selective Recursive Least Square* (DS-RLS) donde se muestra cuan factible es la incorporación de estos tipo de filtros en la selección/evaluación de datos (Diniz, 2018).

Se ha encontrado trabajos de investigación tanto en OFDM para optimizar su rendimiento, como en los filtros DSA para optimizar ciertas características en diversas aplicaciones. Es por ello que (Lima, Espíndola, Freeland, & Diniz, 2011) aplicaron los filtros DSA en un sistema de comunicaciones basados en un sistema OFDM, y obtuvieron resultados notables. Considerando que el trabajo de (Lima, Ferreira, Martins, & Diniz, 2014), se centraron en los filtros y sus características. Se pretende continuar dicho trabajo pero enfocándose en el sistema de comunicaciones OFDM con el fin de mejorar el sistema, para ello es importante encontrar los parámetros idóneos para este escenario. Ante esto, resulta interesante obtener mejores resultados, e identificar cual sería el mejor filtro adaptativo a emplear en este sistema de comunicaciones basado en OFDM, y compararlo con otros ecualizadores de canal, para contrastar los resultados.

1.3. Alcance del Proyecto

Para simular un entorno donde se utiliza OFDM, como lo es el estándar *Long Term Evolution-LTE (Release 10)*, se toma en cuenta características fundamentales del estándar y se las representa en la simulación. Se considera las variables factibles a modificar dentro del estándar para no afectarlo, y así tener criterios de comparación.

Además se considera ciertos parámetros del canal, se utiliza un canal móvil y se modifican ciertas características inherentes del mismo como el efecto doppler, tipo de canal (se utiliza el canal selectivo en frecuencia).

Se implementan diferentes algoritmos adaptativos como LMS, NLMS, RLS, DSA en el sistema de LTE (*Downlink*) para observar su comportamiento. Se identifican los parámetros idóneos de

cada filtro para que converja y obtener los mejores resultados. Se compara cada algoritmo y se selecciona el de mejor desempeño.

Se utiliza el software de simulación Matlab ®, donde se realiza la simulación del sistema LTE (*Release 10*) – *Downlink* que utiliza OFDM, y la implementación de los filtros adaptativos antes mencionados.

1.4. Objetivos

1.4.1. General

- Mejorar el desempeño de un sistema de comunicación basado en OFDM al utilizar filtros *Data-Selective Adaptive*.

1.4.2. Específicos

- Levantar el estado del arte acerca de los Filtros *Data-Selective Adaptive*, sus aplicaciones y el uso como ecualizadores.
- Investigar acerca del sistema de comunicaciones basado en OFDM y sus características.
- Identificar el mejor tipo de filtro para implementar.
- Implementar el filtro DSA como ecualizador en el sistema de comunicaciones.
- Hacer que los filtros converjan sobre el sistema de comunicaciones basado en OFDM para evaluar el desempeño.
- Comparar resultados con diversos tipos de filtros con el sistema de comunicaciones basado en OFDM.

2. CAPITULO II: MARCO TEÓRICO

2.1. Sistema de Comunicaciones

El propósito de un sistema de comunicaciones es llevar información de un punto a otro. Un sistema de comunicación básico se compone de tres componentes, ver *Figura 1*. Los componentes son la fuente, donde se genera la información, el canal que corresponde al medio por el que viaja la información y el destino, quien “lee” la información (Elmustafa Sayed, 2015).

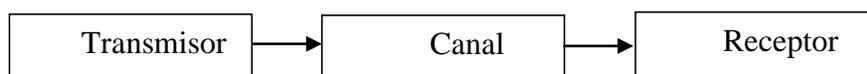


Figura 1. Modelo básico de un sistema de comunicaciones

Fuente: (Haykin, 2001)

Siendo el modelo de la *Figura 1* demasiado general, se amplía dicho modelo básico donde se muestra ciertos componentes adicionales que se envuelven en el sistema de comunicaciones, ver *Figura 2*.

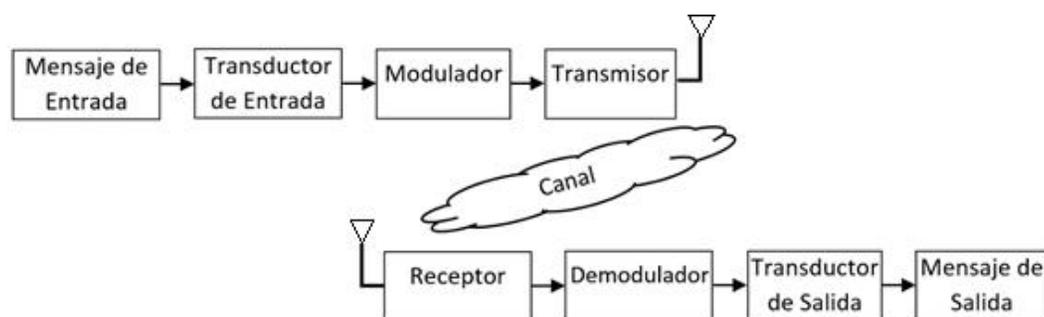


Figura 2. Elementos básicos de un sistema de comunicaciones

Fuente: (ELPROCUS, 2019)

2.1.1. Mensaje

Es cualquier tipo de información que se desea transmitir del punto A al punto B, en donde el medio puede ser guiado o no guiado. El tipo de información a enviar puede ser voz, video, música, datos, temperatura, etc. El dispositivo que se utiliza para producir el mensaje es el transductor, el cual convierte la información que se desea transmitir en una señal eléctrica, óptica, etc., o viceversa según corresponda, transductor de entrada o salida (Sanchis, Gonzáles, Torralba, & Torres, 2004).

2.1.2. Modulador

Traduce la señal de entrada a un espectro de frecuencia más alto y también modula la señal para combatir el ruido. Se optimiza el espectro radioeléctrico, debido a que el ancho de banda es limitado, al realizar la modulación se está solventando dicho inconveniente (Proakis & Salehi, 2001).

2.1.3. Transmisor

Convierte la información en una señal que es adecuada para la transmisión a través de un medio (Haykin, 2001).

2.1.4. Canal

El canal en un medio de comunicaciones se refiere al medio a través del cual viaja una señal eléctrica. El medio puede ser guiado, o no guiado.

Es importante mencionar que el ruido existente en la naturaleza es impredecible y además randómico. Dicho ruido interfiere con la señal deseada y hace que la comunicación sea un desafío (Proakis & Salehi, 2001).

2.2. Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales – OFDM

OFDM nace ante el problema de múltiples-trayectoria, es un método de modulación en donde el ancho de banda total es dividido para poder enviar los datos. Dicho ancho de banda se divide en N sub-canales, al incrementar el número de canales se reduce la cantidad de datos que cada portadora puede transportar, para lograrlo se emplea técnicas como la FFT (Transformada rápida de Fourier) (Weintein & Ebert, 1971).

La idea clave de OFDM es que un solo usuario haría uso de todas las sub-portadoras ortogonales en bandas de frecuencia divididas. Por lo tanto, la tasa de datos se puede aumentar significativamente. Como el ancho de banda se divide en varios sub-canales más estrechos, cada sub-canal requiere un período de símbolo más largo. Por lo tanto, los sistemas OFDM superan el problema de interferencia entre símbolos (ISI). Como consecuencia, el sistema OFDM puede dar como resultado tasas de error de bits más bajas pero tasas de datos más altas que los sistemas de comunicación convencionales (Xiao, 2003).

OFDM ha sido adoptado de manera global gracias a una serie de ventajas que presenta como (Van Nee & Prasad, 2000), (Ye & Gordon, 2006):

- Ortogonalidad entre sub-portadoras, que a su vez permite:
 - Generación trivial de señal de transmisión a través de un bloque de transformada rápida de Fourier (IFFT) inversa.
 - Separación trivial de los símbolos de datos transmitidos en el receptor a través de un bloque rápido de transformada de Fourier (FFT)
 - Adopción trivial a canales de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO).

- Las sub-portadoras ortogonales muy separadas dividen el ancho de banda disponible en una colección máxima de sub-bandas estrechas.
- Se pueden aplicar esquemas de modulación adaptativa a las bandas de sub-portadoras para maximizar la eficiencia de ancho de banda y velocidad de transmisión.
- La estructura muy especial de los símbolos OFDM simplifica las tareas de las sincronizaciones de portadora y de símbolos.

2.2.1. Modulación OFDM

El flujo de datos de entrada se convierte en N flujos de datos paralelos a través de un puerto serie a paralelo, la **Figura 3 a** muestra la forma matemática. La duración de los datos es alargada por N veces. La conversión serie a paralelo se muestra en la **Figura 3 b** que es la representación gráfica.

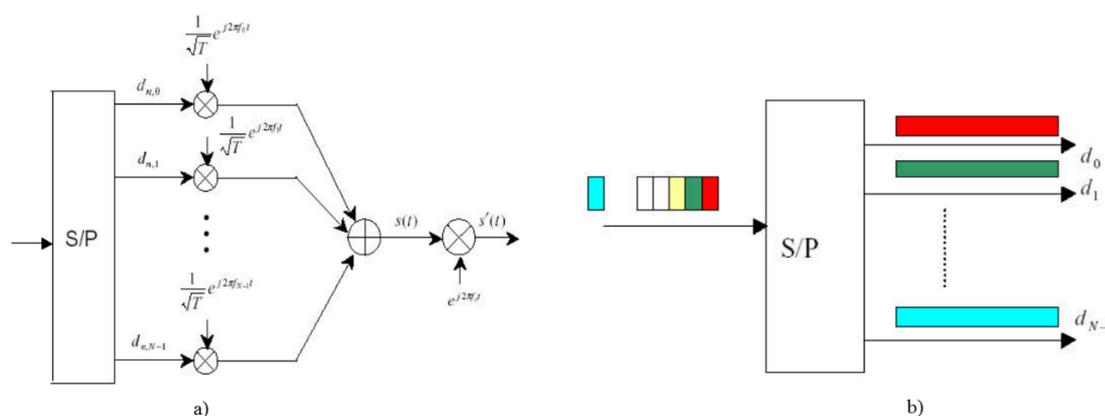


Figura 3. Diagrama de bloque del **a)** modificador OFDM, **b)** Conversión serial a paralelo
Fuente: (Xiao, 2003)

2.2.2. Sub-portadoras Ortogonales

Cuando se generan los flujos de símbolos paralelos, cada flujo se modularía y se transportaría a diferentes frecuencias centrales como el esquema FDM tradicional. Las sub-portadoras centradas en las frecuencias en la **Figura 3** deben ser ortogonales entre sí.

La definición de ortogonalidad viene dada por (Chen, 1988):

$$\int_0^T \cos(2\pi f_n t) \cos(2\pi f_m t) dt = \delta(n - m) \quad (2.1)$$

donde $\delta(n - m)$ es la función Delta-Dirac, f_n es la frecuencia de la primer señal, f_m es la frecuencia de la segunda señal y t representa el eje temporal (tiempo).

La modulación OFDM, la frecuencia f_n de la sub-portadora está definida por:

$$f_n = n \Delta f \quad (2.2)$$

donde

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{NT} \quad (2.3)$$

El ancho de banda viene dado por $f_s = \frac{1}{T}$ que representa la frecuencia de muestreo, T el periodo de muestreo, siendo N el número de sub-portadoras. Sustituyendo la ecuación 2.2 y 2.3 en la ecuación 2.1, se justifica la ortogonalidad para todo $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{N-1}$ que representan todas las frecuencias de las señales que van a ser ortogonales.

2.2.3. Señalización pasa banda

Después de la modulación de las sub-portadoras ortogonales, todas las N formas de onda de sub-portadoras fueron agregadas unidas para ser convertidas a pasa banda, lo que da como resultado una señal de onda con una frecuencia de portadora. Luego la forma de onda de la señal OFDM pasa banda debe ser enviada a los amplificadores y antenas.

La señal OFDM transmitida $x(t)$ se puede expresar como:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\exp(j 2\pi(f_c + n \Delta f)t)}{\sqrt{T}} s(n) \quad (2.4)$$

En la ecuación 2.4, $s(n)$ representa el flujo de datos de entrada, T la duración del símbolo y f_c la portadora. Considerando un canal inalámbrico, la distorsión de $x(t)$ que es la señal de entrada, al pasar por el canal, el cual adiciona ruido, se convierte en $x'(t)$, que corresponde a la señal que llegaría al receptor (Xiao, 2003).

La **Figura 4** representa al sistema OFDM completo, con cada uno de sus principales bloques, los que modelarían el sistema de comunicaciones.

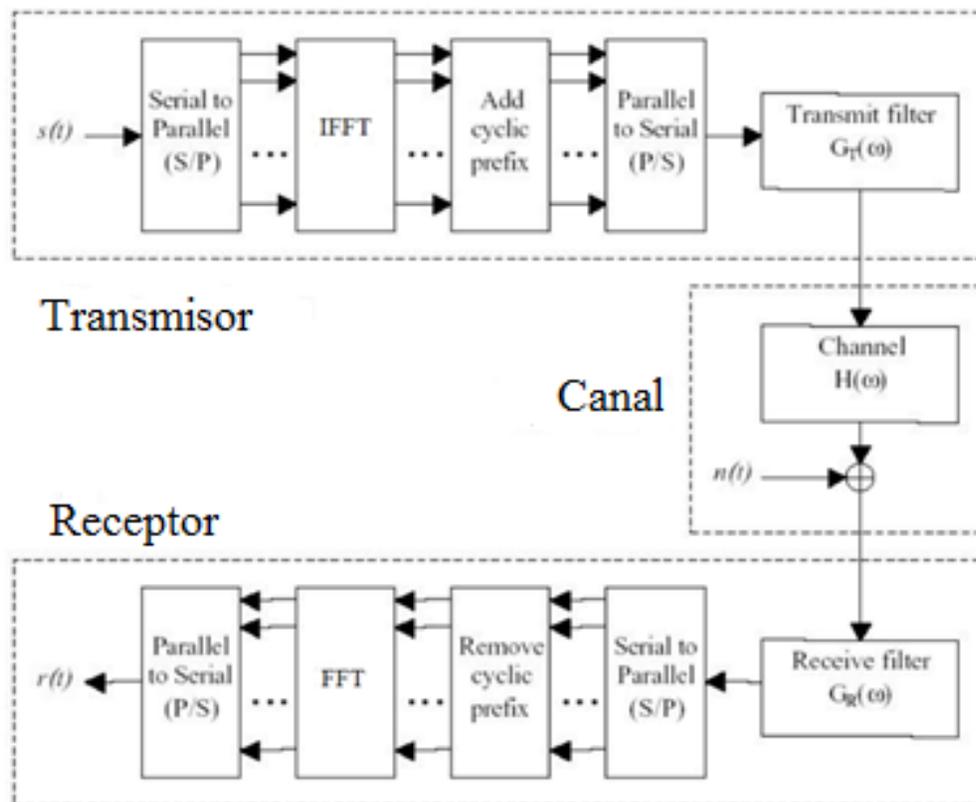


Figura 4. Diagrama de bloque del sistema OFDM

Fuente: (Xiao, 2003)

Donde de la **Figura 4**, IFFT representa la Transformada Inversa de Fourier, FFT es la Transformada Rápida de Fourier, $n(t)$ es ruido que adiciona el canal y P/S representa el convertidor Paralelo a Serie.

2.2.4. Prefijo Cíclico (CP)

La inserción de prefijos cíclicos es una función importante durante la generación de señales OFDM. Es necesario un prefijo cíclico para evitar la interferencia de los símbolos OFDM transmitidos previamente. La interferencia entre símbolos puede verse como un resultado directo de la propagación por trayectos múltiples. A primera vista, la inserción de un prefijo cíclico puede considerarse una operación inútil, ya que simplemente repite una copia de los datos existentes en el símbolo OFDM y no agrega ninguna información nueva. Sin embargo, es fundamental por múltiples razones:

- Ayuda a mantener la ortogonalidad entre sub-portadoras en el receptor, que es uno de los cimientos de una transmisión de división de frecuencia ortogonal.
- Proporciona una extensión periódica a la señal OFDM a través de la cual la operación de convolución lineal realizada en la señal transmitida por el canal puede aproximarse mediante una operación de convolución circular. Imitar una convolución circular con un prefijo cíclico es muy importante si desea que OFDM represente la señal modulada en el dominio de la frecuencia. La validez de la ecualización en el dominio de la frecuencia realizada en el receptor solo se garantiza si la respuesta del canal se puede ver como una convolución circular, algo que la inserción del prefijo cíclico puede garantizar.

La longitud del prefijo cíclico es un parámetro de diseño importante para un sistema de transmisión multi-portadora. Por un lado, la longitud del prefijo cíclico debe ser suficiente para

cubrir los diferenciales de retardo típicos encontrados en la mayoría de los escenarios de propagación dentro de un entorno celular. Por otro lado, el prefijo cíclico representa datos redundantes y una sobrecarga necesaria (Zarrinkoub, 2014).

2.3. Aspectos relevantes del estándar LTE (*Long Term Evolution*)

2.3.1. Estandarización y la 3GPP

Los modelos LTE y LTE-Advanced están desarrollados por *3rd Generation Partnership Project* (3GPP). Heredan mucho de los estándares 3GPP anteriores UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) y HSPA (*High-Speed Packet Access*), en ese sentido, pueden considerarse una evolución de esas tecnologías. Sin embargo, para cumplir con los requisitos de IMT-Advanced (*International Mobile Telecommunications-Advanced*) y para seguir compitiendo con el estándar WiMAX, el estándar LTE era necesario para hacer un cambio radical de la tecnología de transmisión W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) empleada en estándares anteriores. El trabajo de estandarización de LTE comenzó en 2004 y, finalmente, resultó en una arquitectura de redes móviles a gran escala y ambiciosa. Después de cuatro años de deliberaciones y con las contribuciones de compañías de telecomunicaciones y organismos de normalización de Internet en todo el mundo, el proceso de estandarización de LTE (3GPP versión 8) se completó en 2008. El estándar de la versión 8 LTE evolucionó a la versión 9 de LTE con modificaciones menores y luego a la versión 10, también conocida como la norma LTE Advanced. El LTE-Advanced presenta mejoras en la eficiencia espectral, las tasas de datos pico y la experiencia del usuario en relación con el LTE. Con una velocidad máxima de datos pico de 1 Gbps, LTE-Advanced también ha sido aprobado por la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) como tecnología IMT-Advanced (Zarrinkoub, 2014).

2.3.2. Tecnologías empleadas en LTE

Las tecnologías habilitadoras de la LTE y su evolución incluyen el OFDM, MIMO, código turbo, y técnicas dinámicas de adaptación de enlaces (Zarrinkoub, 2014).

- OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales)
- Las razones principales por las que LTE selecciona OFDM y SC-FDM (*Single Carrier Frequency Division Multiplexing*) son los esquemas básicos de transmisión que incluyen lo siguiente: robustez al canal de desvanecimiento de múltiples trayectos, alta eficiencia espectral, implementación de baja complejidad, y la capacidad de proporcionar anchos de banda de transmisión flexibles y admitir funciones avanzadas como la programación de frecuencia selectiva, la transmisión MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) y la coordinación de interferencias.
- SC-FDM

Uno de los inconvenientes de la transmisión multi-portadora OFDM son las grandes variaciones en la potencia de transmisión instantánea. Esto implica una eficiencia reducida en los amplificadores de potencia y resulta en un mayor consumo de energía en terminales móviles. En la transmisión de enlace ascendente, el diseño de amplificadores de potencia complejos es especialmente desafiante. Como resultado, se selecciona una variante de la transmisión OFDM conocida como SC-FDM en el estándar LTE para la transmisión de enlace ascendente.

- MIMO

Es una de las tecnologías clave implementadas en los estándares de LTE. Con profundas investigaciones en comunicaciones móviles, las técnicas de MIMO brindan las ventajas de usar

múltiples antenas para cumplir con los requisitos ambiciosos del estándar de LTE en términos de tasas de datos máximas y rendimiento.

- **Código Turbo**

Los codificadores turbo LTE vienen con muchas mejoras, destinadas a hacerlos más eficientes en su implementación. Al agregar un CRC (redundancia cíclica) a la entrada del turbo codificador, los turbo decodificadores LTE pueden aprovechar un mecanismo de terminación temprana si la calidad del código se considera aceptable. En lugar de seguir adelante con un número fijo de iteraciones de decodificación, la decodificación se puede detener antes cuando la verificación CRC indica que no se detectan errores.

2.3.3. Evolución de LTE

La introducción de la primera versión del estándar LTE fue la culminación de aproximadamente cuatro años de trabajo de 3GPP, a partir de 2005. Tras un extenso estudio de varias tecnologías capaces de cumplir con los requisitos establecidos para el estándar LTE, se decidió que la tecnología de transmisión de interfaz aérea de la nueva norma se basaría en OFDM en el enlace descendente y SC-FDM en el enlace ascendente (Zarrinkoub, 2014).

Además, no se considera el análisis desde el release 14, debido a que se incluye investigaciones de 5G (3GPP, 2019).

2.3.3.1. Release 8

La primera versión del estándar LTE (3GPP Release 8) se lanzó en diciembre de 2008. Algunos de los aspectos que se incluían son:

- Baja latencia (menos a 10 [ms])
- Antenas MIMO
- OFDMA en el *DownLink* (DL)
- SC-FDMA en el *UpLink* (UL)
- Se implementaron varios anchos de banda para diversos escenarios, como 1.4, 3.0, 5.0 o 20.0 MHz.

2.3.3.2. Release 9

Release 9 llegó en diciembre de 2009; incluía mejoras relativamente menores, como el soporte de servicios de difusión/multidifusión multimedia (MBMS), servicios de ubicación y aprovisionamiento para estaciones base que admiten múltiples estándares. Además, se mejoró en los servicios de localización (LCS) de buena precisión para localizar los terminales móviles (Alastair, 2012).

2.3.3.3. Release 10

LTE-Advanced se lanzó en diciembre de 2010. LTE-Advanced es una evolución del estándar LTE original y no representa una nueva tecnología. Entre las tecnologías agregadas al estándar LTE para dar como resultado el LTE-Advanced se encuentran la agregación de portadoras, MIMO de enlace descendente mejorado (8 x 8), MIMO de enlace ascendente (4 x 4) y relés (3GPP ETSI TS 136 201 v10.0.0, 2017).

2.3.3.4. Release 11

Release 11 incluye las implementaciones que se realizaron en el LTE-Advanced, pero adicionalmente se realizaron algunas mejoras, tales como las que se listan a continuación (3 GPP Release 11, 2013):

- Mejoras en la agregación de portadoras, como cambios en la capa física para que la agregación de portadoras soporten en TDD LTE (*Time-Division Duplex* LTE).
- Técnica inteligente de ahorro de batería, se implementa el modo de ahorro y el normal para las UE (*User Equipment*).
- Se mejoró el PDCCH (*Physical Downlink Control Channel*) para incrementar la capacidad de control.

2.3.3.5. Release 12

El objetivo principal de Release 12 es proporcionar a los operadores móviles nuevas opciones para aumentar la capacidad, extender la vida útil de la batería, reducir el consumo de energía a nivel de la red, maximizar la eficiencia de costos, admitir diversas aplicaciones y tipos de tráfico, mejorar el *backhaul* y brindar a los clientes una mayor capacidad. Experiencia más rápida y confiable (4G Americas, 2015).

Release 12 proporciona mejoras de LTE y nuevos habilitadores que se pueden clasificar en cuatro categorías amplias:

- Redes de células pequeñas y heterogéneas LTE.
- Antenas múltiples LTE (MIMO y *Beamforming*)
- Servicios de proximidad LTE.

- Procedimientos LTE para soportar diversos tipos de tráfico.

2.3.3.6. Release 13

Release 13 opera tanto en espectro licenciado, como no licenciado, con una celda primaria que opera en el primero que lleva información importante, y la celda secundaria que opera en el espectro libre la cual incrementa la velocidad de transmisión de datos (Lema Villena, 2017).

Lo más relevante del Release 13, se expone a continuación (5G Americas, 2016):

- Mejoras en la agregación de portadoras.
- Mejoras para la comunicación de tipo máquina (MTC), hay mejoras adicionales en MTC, se está definiendo una nueva categoría de UE de baja complejidad para brindar soporte para reducir el ancho de banda, la potencia y la vida útil de la batería.
- LTE en mejoras de espectro sin licencia, agregación de la celda primaria del espectro con licencia con la celda secundaria del espectro sin licencia para satisfacer la creciente demanda de tráfico
- Técnicas mejoradas de transmisión multiusuario, se debe mejorar la transmisión multiusuario descendente utilizando la codificación de superposición
- Mejoras en MIMO, actualmente se admiten sistemas MIMO de hasta 8 antenas, el nuevo estudio en esta versión analizará los sistemas MIMO de alto orden con hasta 64 puertos de antena (Flore, 2015).

2.3.4. Capa Física LTE

La capa física LTE se basa en el esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal OFDM para cumplir con los objetivos de alta velocidad de datos y eficiencia espectral mejorada. Los recursos espectrales se asignan y utilizan como una combinación de unidades de

tiempo (slot) y unidades de frecuencia (sub-portadora). Se admiten las opciones MIMO con 2 o 4 antenas. MIMO es compatible con UL y DL. Los esquemas de modulación compatibles con el enlace descendente y ascendente son QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), 16-QAM (*16-Quadrature Amplitud Modulation*) y 64-QAM (*64-Quadrature Amplitud Modulation*) (3GPP ETSI TS 136 201 v10.0.0, 2017).

- Down-Link (DL)

El DL utiliza OFDM con prefijo cíclico. Algunas de las razones por las que se utiliza OFDM son las siguientes (3GPP ETSI TS 136 213, 2016):

- El rango de frecuencia del bloque de recursos y la cantidad de bloques de recursos se pueden cambiar (o adaptar a la condición del canal) permitiendo una asignación de espectro flexible.
- Se pueden lograr velocidades de datos máximas más altas utilizando múltiples bloques de recursos y no reduciendo la duración del símbolo o utilizando una modulación de orden aún más alta, lo que reduce la complejidad del receptor.
- Las múltiples sub-portadoras ortogonales proporcionan una mayor eficiencia espectral.

2.3.5. Frecuencia de Bandas

Los estándares LTE especifican los espectros de radio disponibles en diferentes bandas de frecuencia. Uno de los objetivos de los estándares LTE es la perfecta integración con los sistemas móviles anteriores. Como tal, las bandas de frecuencia ya definidas para los estándares 3GPP anteriores están disponibles para el despliegue de LTE. Además de estas bandas comunes, algunas

nuevas bandas de frecuencia también se introducen por primera vez en la especificación LTE. Las regulaciones que rigen estas bandas de frecuencia varían entre los diferentes países. Por lo tanto, es concebible que no solo una, sino muchas de las bandas de frecuencia puedan ser implementadas por cualquier proveedor de servicios para hacer que el mecanismo de *roaming* global sea mucho más fácil de administrar (Zarrinkoub, 2014).

Como fue el caso con los estándares 3GPP anteriores, LTE admite los modos FDD (*Frequency Division Duplex*) y TDD (*Time-Division Duplex*), con bandas de frecuencia especificadas como espectros emparejados y no emparejados, respectivamente. Las bandas de frecuencia FDD están emparejadas, lo que permite la transmisión simultánea en dos frecuencias: una para el enlace descendente y otra para el enlace ascendente (Nakamura, 2013).

En Release 11 se muestran las especificaciones 3GPP para LTE, la lista completa de las bandas de frecuencia de ITU IMT-Advanced (*International Telecommunications Union International Mobile Telecommunication*). Incluye 25 bandas de frecuencia para FDD y 11 para TDD. Como se muestra en la **Tabla 1**, las bandas emparejadas utilizadas en el modo dúplex FDD están numeradas del 1 al 25. La banda número 6 no es aplicable a LTE y las bandas 15 y 16 están dedicadas a la Región 1 de la UIT (3 GPP Release 11, 2013).

Tabla 1

Bandas de frecuencia definidas por E-UTRA (Evolved Universal Terrestrial Radio Access)

Índice Operación de Banda	Rango de frecuencia de operación del Uplink (MHz)	Rango de frecuencia de operación del Downlink (MHz)	Modo Duplex
1	1920 – 1980	2110 – 2170	FDD
2	1850 – 1910	1930 – 1990	FDD
3	1710 – 1785	1805 – 1880	FDD

4	1710 – 1755	2110 – 2155	FDD
5	824 – 849	869 – 894	FDD
6	830 – 840	875 – 885	FDD
7	2500 – 2570	2620 – 2690	FDD
8	880 – 915	925 – 960	FDD
9	1749.9 – 17849	1844.9 – 1879.9	FDD
10	1710 – 1770	2110 – 2170	FDD
11	1427.9 – 1447.9	1475.9 – 1495.9	FDD
12	699 – 716	729 – 746	FDD
13	777 – 787	746 – 756	FDD
14	788 – 798	758 – 768	FDD
15	Reservado	Reservado	FDD
16	Reservado	Reservado	FDD
17	704 – 716	734 – 746	FDD
18	815 – 845	860 – 875	FDD
19	830 – 845	875 – 890	FDD
20	832 – 862	971 – 821	FDD
21	1447.9 – 1462.9	1495.9 – 1510.9	FDD
22	3410 – 34900	3510 – 3590	FDD
23	2000 – 2020	2180 – 2200	FDD
24	1626.5 – 1660.5	1525 – 1559	FDD
25	1850 – 1915	1930 – 1995	FDD

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

2.3.6. Asignación de Ancho de Banda

Las directrices IMT-Advanced requieren flexibilidad de espectro en el estándar LTE. Esto lleva a la escalabilidad en el dominio de la frecuencia, que se manifiesta en una lista de asignaciones de espectro que van desde 1.4 a 20MHz. Los espectros de frecuencia en LTE se forman como

concatenaciones o bloques de recursos que consisten en 12 sub-portadoras. Como las sub-portadoras están separadas por 15 kHz, el ancho de banda total de un bloque de recursos es de 180 kHz. Esto permite configuraciones de ancho de banda de transmisión de 6 a 110 bloques de recursos en una sola portadora de frecuencia, lo que explica cómo la naturaleza de transmisión multi-portadora del estándar LTE permite anchos de banda de canal que van desde 1.4 a 20.0MHz (ver **Tabla 2**) en pasos de 180 kHz, lo que permite la flexibilidad de espectro requerida para ser alcanzado (Zarrinkoub, 2014).

Tabla 2

Ancho de Banda de Canal especificado por LTE

Ancho de Banda del Canal (MHz)	Número de bloques de recursos
1.4	6
3	15
5	25
10	50
15	75
20	100

Fuente: (3 GPP Release 11, 2013)

2.3.7. Estructura en el dominio del tiempo

La comprensión de la transmisión LTE se basa en la representación de datos en tiempo y frecuencia, cómo se asigna a lo que se conoce como la cuadrícula de recursos y cómo la cuadrícula de recursos se transforma finalmente en símbolos OFDM para la transmisión.

En el dominio del tiempo, LTE organiza la transmisión como una secuencia de tramas de radio de 10 ms de longitud. Cada cuadro se subdivide en 10 sub-tramas de longitud 1 ms. Cada sub-trama se compone de dos ranuras de 0,5 ms de longitud cada una (ver **Figura 5**). Finalmente, cada

ranura consta de una serie de símbolos OFDM, ya sea siete o seis, dependiendo de si se usa un prefijo cíclico normal o extendido (Zarrinkoub, 2014).

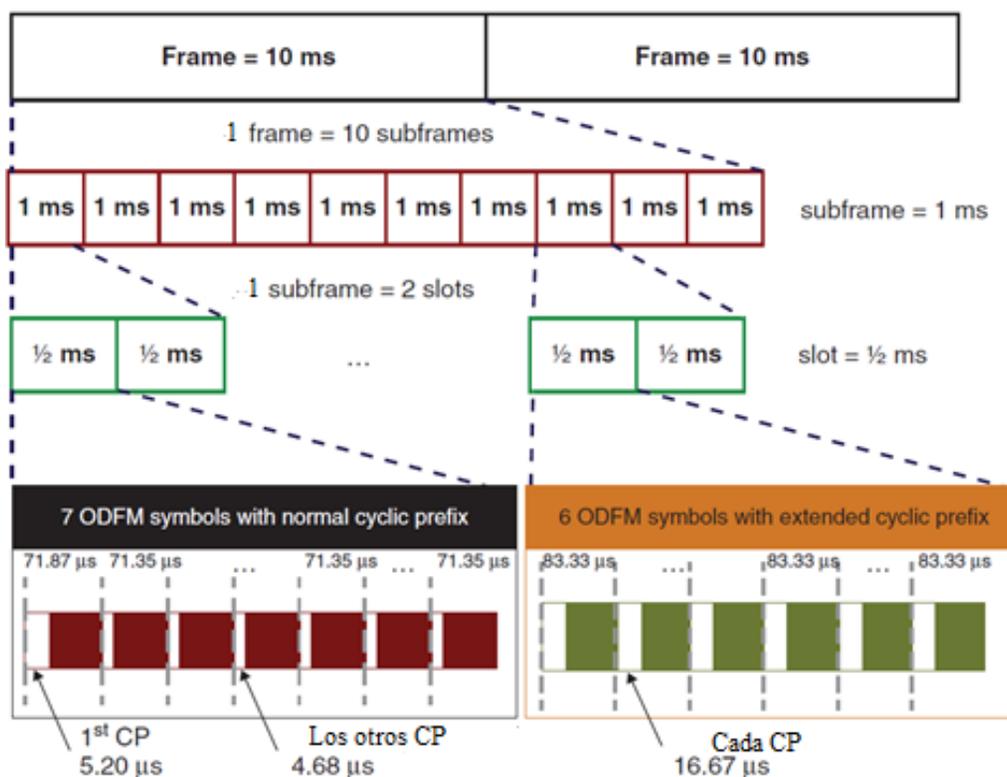


Figura 5. Estructura en el dominio del tiempo de LTE
Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

2.3.8. Representación Tiempo – Frecuencia

La **Figura 6** ilustra la cuadrícula de recursos de enlace descendente LTE cuando se usa un prefijo cíclico normal. Un elemento de recurso se coloca en la intersección de un símbolo OFDM y una sub-portadora. El espaciado de la sub-portadora es de 15 kHz y, en el caso de un prefijo cíclico normal, hay 14 símbolos OFDM por sub-trama o siete símbolos por ranura. Un bloque de recursos se define como un grupo de elementos de recursos correspondientes a 12 sub-portadoras o 180 kHz en el dominio de la frecuencia y una ranura de 0,5 ms en el dominio del tiempo (ver

Figura 6). En el caso de un prefijo cíclico normal con siete símbolos OFDM por espacio, cada bloque de recursos consta de 84 elementos de recursos. En el caso de un prefijo cíclico extendido con seis símbolos OFDM por ranura, el bloque de recursos contiene 72 elementos de recursos (Zarrinkoub, 2014).

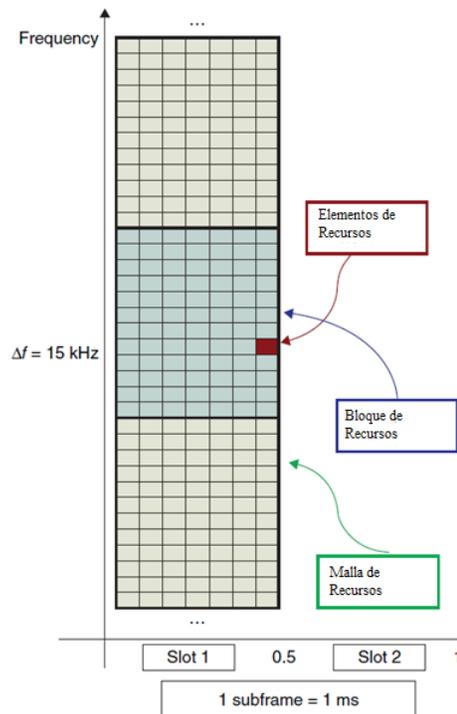


Figura 6. Elementos de recursos, bloques y cuadrícula.
Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

2.4. Filtros Adaptativos

El filtrado es una operación de procesamiento de señales cuyo objetivo es procesar una señal para manipular la información contenida en la señal. En otras palabras, un filtro es un dispositivo que mapea su señal de entrada a otra señal de salida facilitando la extracción de la información deseada contenida en la señal de entrada. Un filtro digital es el que procesa señales de tiempo discreto representadas en formato digital.

Se requiere un filtro adaptativo cuando se desconocen las especificaciones fijas o no se pueden cumplir las especificaciones con filtros invariantes en el tiempo. En sentido estricto, un filtro adaptativo es un filtro no lineal ya que sus características dependen de la señal de entrada y, por consiguiente, no se cumplen las condiciones de homogeneidad y aditividad. Sin embargo, si congelamos los parámetros del filtro en un instante dado de tiempo, la mayoría de los filtros adaptativos son lineales en el sentido de que sus señales de salida son funciones lineales de sus señales de entrada.

Las señales que componen el entorno son la entrada y referencia, y en el caso de que alguna de ellas no esté bien definida, el procedimiento de diseño es modelar las señales y, posteriormente, diseñar el filtro. Este procedimiento podría ser costoso de manera computacional y difícil de implementar en línea. La solución a este problema es emplear un filtro adaptativo que realice la actualización en línea de sus parámetros a través de un algoritmo bastante simple, utilizando solo la información disponible en el entorno. En otras palabras, el filtro adaptativo realiza un paso de aproximación basada en datos (Diniz, 2008).

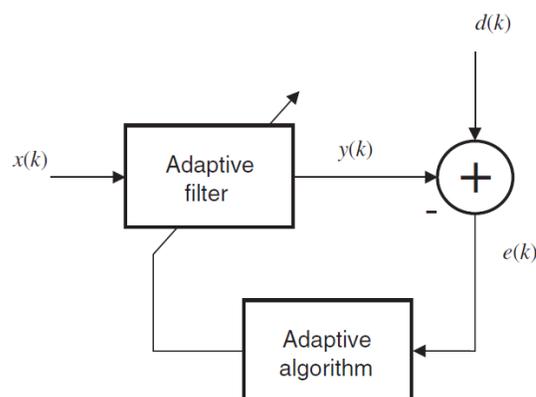


Figura 7. Configuración general de un filtro adaptativo
Fuente: (Diniz, 2008)

En la **Figura 7** se muestra la configuración general de un filtro adaptativo, esta varía en función de los requerimientos del problema. Donde k representa la longitud de la señal con la que se trabaja, siendo manipulada por cada intervalo discreto, $x(k)$ es la señal de entrada, $y(k)$ es la salida del filtro, $d(k)$ es la señal de referencia y $e(k)$ es el error, que equivale a la diferencia entre la señal deseada y la salida del filtro $d(k) - y(k)$.

2.4.1. Filtro LMS (*Least Mean Square*)

El algoritmo más utilizado en el filtro adaptativo es el algoritmo LMS debido a su simplicidad. No necesita un cálculo matemático adicional como la inversión de matriz ni la función de correlación. La lógica de error cuadrático medio (MSE) se usa en el algoritmo LMS. Utiliza una señal de entrada, un parámetro de tamaño de paso, la sustracción de la señal deseada y la señal de salida del filtro para calcular los coeficientes de filtro actualizados (Dasharatha, Rajendra, & Reddy, 2017).

La ecuación general del algoritmo LMS, se basa en la utilización del gradiente. La expresión general viene dada por:

$$\mathbf{w}(k + 1) = \mathbf{w}(k) + 2 \mu e(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.5)$$

Es necesario mencionar que la inicialización de los coeficientes no es necesaria, pueden ser iniciados en cero. En caso de tener alguna idea de los posibles coeficientes, se les puede dar un valor aproximado inicial, lo cual reduciría el número de iteraciones requeridas para detenerse. Considerar que \mathbf{w} representa a los coeficientes, μ es el paso del filtro, e representa al error y \mathbf{x} es la señal de entrada (Weiting & Runjing, 2007).

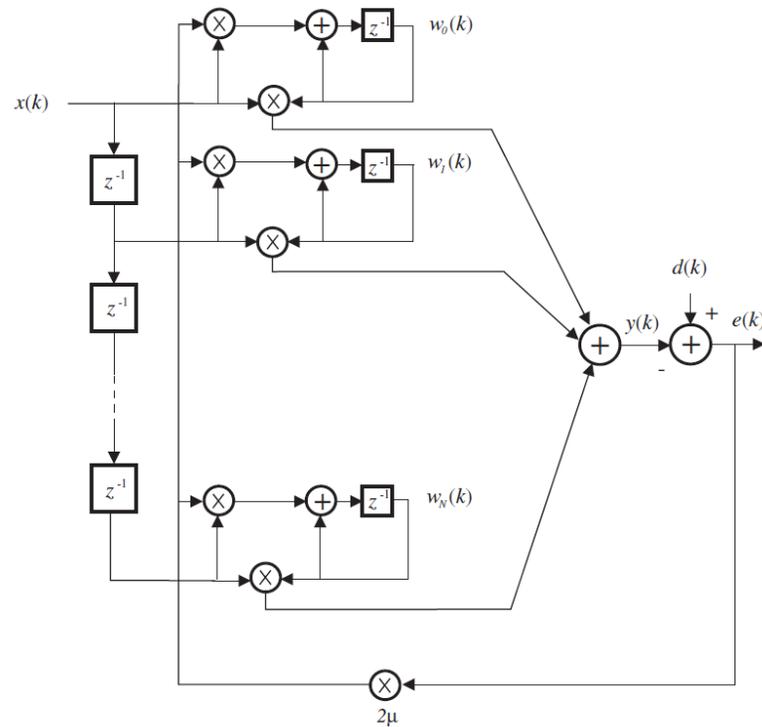


Figura 8. Filtro Adaptativo LMS

Fuente: (Diniz, 2008)

Límite de convergencia, el tiempo de convergencia del algoritmo LMS se asigna en función del tamaño de paso μ . Supongamos que μ es pequeño, el tiempo de convergencia puede llevar mucho tiempo y puede no servir para el uso del filtro LMS. Sin embargo, si μ es demasiado grande, entonces el algoritmo puede no converger, la **Figura 8** muestra el diagrama de bloques de un filtro LMS donde se puede comprender mejor su comportamiento (Dasharatha, Rajendra, & Reddy, 2017).

2.4.2. Filtro NLMS (*Normalized Least Mean Square*)

Si se desea aumentar la velocidad de convergencia del algoritmo LMS sin utilizar estimaciones de la matriz de correlación de la señal de entrada, un factor de convergencia variable es una solución natural. El algoritmo LMS normalizado generalmente converge más rápido que el

algoritmo LMS, ya que utiliza un factor de convergencia variable que apunta a la minimización del error de salida instantáneo.

La ecuación de actualización del algoritmo LMS puede emplear un factor de convergencia variable μ_k para mejorar la tasa de convergencia. En este caso, la fórmula de actualización se expresa como:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + 2\mu_k e(k) \mathbf{x}(k) = \mathbf{w}(k) + \Delta\tilde{\mathbf{w}}(k) \quad (2.6)$$

Donde μ_k debe elegirse con el objetivo de lograr una convergencia más rápida. Una posible estrategia es reducir el error cuadrático instantáneo tanto como sea posible. La motivación detrás de esta estrategia es que el error cuadrado instantáneo es una estimación buena y simple de la MSE.

La ecuación de los coeficientes, viene dada por una nueva expresión, considerar que existe un nuevo valor gamma, el cual es un valor pequeño positivo, para evitar la división por cero (Diniz, 2008).

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{\mu_n}{\gamma + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{x}(k)} e(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.7)$$

Considerar que el valor del paso debe cumplir con $0 < \mu_n < 2$. Y además se debe agregar un pequeño valor positivo para evitar resultados iguales a cero $0 < \gamma < 1$ (Li & Xi, 2013).

2.4.3. Filtro RLS (*Recursive Least Squares*)

El filtro adaptativo de mínimos cuadrados recursivos (RLS) es un algoritmo que recursivamente encuentra los coeficientes de filtro que minimizan una función de costo de mínimos cuadrados lineal ponderada relacionada con las señales de entrada. Los algoritmos RLS son conocidos por su excelente desempeño cuando trabajan en entornos que varían en el tiempo pero a costa de una

mayor complejidad computacional y algunos problemas de estabilidad (Dhiman, Ahmad, & Kuldeep, 2013).

El objetivo es elegir los coeficientes del filtro adaptativo de modo que la señal de salida $y(k)$, durante el período de observación, coincida con la señal deseada lo más cerca posible en el sentido de mínimos cuadrados. El proceso de minimización requiere la información de la señal de entrada disponible hasta el momento, en la **Figura 9** se observa el diagrama de bloques del filtro en el cual se puede apreciar mejor su comportamiento.

$x(k)$ es la señal de entrada, N el orden del filtro. Los coeficientes $w_j(k)$, para $j = 0, 1, \dots, N$ son adaptados a la minimización que da la función principal.

Debe notarse que en el desarrollo de los algoritmos basados en LMS y NLMS utilizan el error *a priori*. En los algoritmos RLS, $\varepsilon(k)$ se utiliza para denotar el error *a posteriori*, mientras que $e(k)$ denota el error *a priori*. El error *a posteriori* será la opción en el desarrollo de los algoritmos basados en RLS (Diniz, 2008).

Considerando la importancia de calcular la inversa de la matriz de correlación, se calcula de la siguiente manera:

$$\mathbf{S}_D(k) = \mathbf{R}_D^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{S}_D(k-1) - \frac{\mathbf{S}_D(k-1) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^T(k) \mathbf{S}_D(k-1)}{\lambda + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{S}_D(k-1) \mathbf{x}(k)} \right] \quad (2.8)$$

Donde $\mathbf{R}_D(k)$ es la matriz de correlación de entrada y $\mathbf{S}_D(k)$ es el inverso de la matriz de correlación determinística.

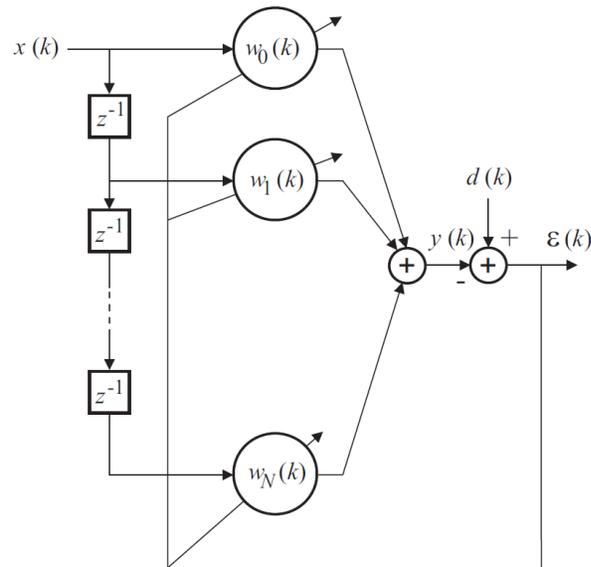


Figura 9. Filtro Adaptativo RLS
Fuente: (Diniz, 2008)

2.4.4. Filtro DSA (*Data-Selective Algorithm*)

En términos generales, los filtros adaptativos selectivos de datos (DSA) son tipos especiales de filtros adaptativos que evalúan la cantidad de información (innovación) presente en los datos de entrada antes de usarlos para auto-ajustar sus coeficientes de acuerdo con un algoritmo. Los filtros DSA proporcionan robustez contra el ruido y una carga computacional total reducida. A continuación presentamos el paradigma de *Set-Membership Filtering* (SMF) que se ha utilizado con éxito para derivar algoritmos selectivos de datos potentes (Lima, Espíndola, Freeland, & Diniz, 2011).

Los filtros adaptativos SMF emplean una función objetivo determinista relacionada con una restricción de error limitada en la salida del filtro, de modo que las actualizaciones pertenecen a un conjunto de soluciones factibles. La función objetivo se asemeja a las especificaciones prescritas del diseño de filtro digital no adaptativo. En este último, cualquier filtro cuyas ondulaciones de

amplitud en algunas bandas de frecuencia sean más pequeñas que los límites dados es una solución aceptable. La principal diferencia es que en el SMF, el límite considerado se aplica al error de salida del dominio del tiempo. En comparación con sus algoritmos competitivos, como el LMS normalizado, *Affine Projection* (AP) y los algoritmos RLS, los algoritmos SMF llevan a una complejidad computacional reducida principalmente debido a actualizaciones selectivas de datos (Diniz, 2008).

SMF es aplicable en filtros adaptativos que tienen parámetros lineales, por ejemplo, la relación de señales entrada-salida esté relacionada por $y = \mathbf{w}^T \mathbf{x}$, en donde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^M$ es el vector de entrada, $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^M$ representa los coeficientes del filtro, y la salida está dada por y .

De acuerdo al criterio SMF, se desea estimar los parámetros de \mathbf{w} que conduce a la señal de error $e = d - y$ y cuya magnitud esta delimitada por una constante $\bar{\gamma} \in \mathbb{R}_+$, para todos los posibles pares (\mathbf{x}, d) donde $d \in \mathbb{R}$ es la señal de salida deseada, ver la ecuación 2.9. Denotando por \mathcal{S} el conjunto (espacio) comprendido para todos los posibles pares (\mathbf{x}, d) , y definiendo el *feasibility set* Θ como (Warner & Diniz, 2001):

$$\Theta = \bigcap_{(\mathbf{x}, d) \in \mathcal{S}} \{ \mathbf{w} \in \mathbb{R}^M : |d - \mathbf{w}^T \mathbf{x}| \leq \bar{\gamma} \} \quad (2.9)$$

El criterio de SMF consiste en encontrar que $\mathbf{w} \in \Theta$.

En la práctica no se tiene acceso a \mathcal{S} , por ende se requiere un conocimiento *a priori* de todas las posibles señales de entrada y deseadas. Por lo tanto Θ , o algún punto en él, no puede ser directamente estimado. Sin embargo, estimaciones iterativas pueden ser encontradas como conseguir saber los términos de las secuencias $(x(k), d(k))$, para $k \in \mathbb{N}$.

Se define el *constraint set*

$$\mathcal{K}(k) = \{w \in \mathbb{R}^M : |d - w^T x| \leq \bar{\gamma}\} \quad (2.10)$$

El conjunto de todas las w que satisfacen el error en la iteración k , la *feasibility set* Θ puede ser estimada por *exact-membership set*

$$\Psi(k) = \bigcap_{i=0}^k \mathcal{K}(i) \quad (2.11)$$

La **Figura 10** representa la descripción geométrica del paradigma del SMF. El tamaño de $\Psi(k)$ decrece por cada iteración k en donde los pares $(x(k), d(k))$, dan algo de innovación.

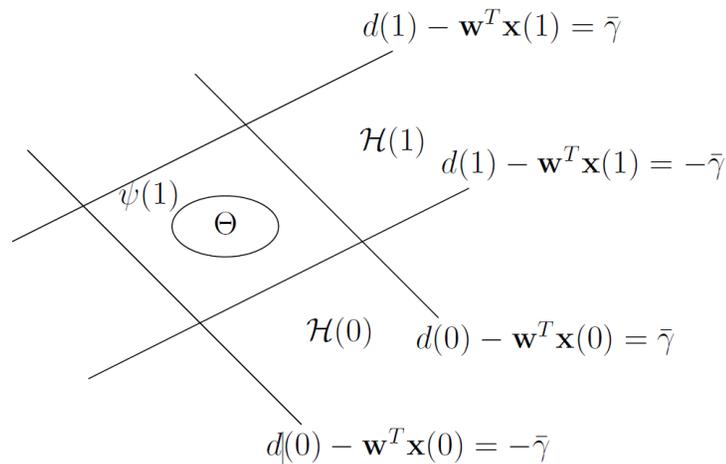


Figura 10 Interpretación geométrica de SMF con los parámetros $\Psi(1) = \mathcal{K}(0) \cap \mathcal{K}(1)$
Fuente: (Lima, Espíndola, Freeland, & Diniz, 2011)

3. CAPITULO III: METODOLOGÍA

3.1. Descripción general del sistema

Se desea optimizar el sistema LTE Release 10, implementando diversos filtros adaptativos, los cuales ecualizarán el canal, y se espera tener una mejor eficiencia que el estándar.

Se genera una señal aleatoria binaria, la cual es transmitida de acuerdo al estándar LTE (Release 10) de *Downlink* (DL) el cual utiliza OFDM, considerando el proceso de DLSCCH (*Downlink Shared Channel*) y PDSCH (*Physical Downlink Shared Channel*). Se considera un canal selectivo en frecuencia, que se adiciona ruido AWGN y se considera el efecto Doppler, es decir nos referimos a un canal móvil. Se implementan filtros adaptativos como LMS, NLMS, RLS y DSA para comparar la eficiencia de los mismos y evidenciar el comportamiento de ellos dentro del modelo LTE antes descrito.

El presente trabajo se realizó utilizando la herramienta computacional Matlab ®.

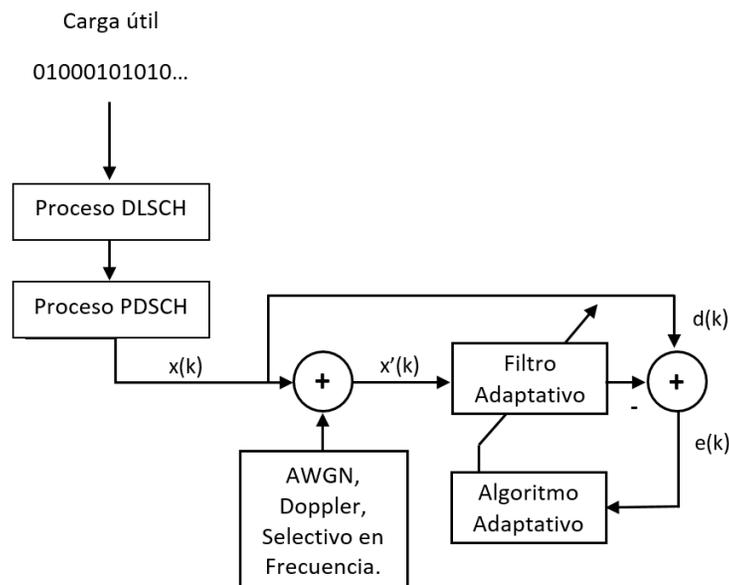


Figura 11. Diagrama de bloques general del sistema

De la **Figura 11** se debe tener en cuenta lo siguiente, $x(k)$ es la señal OFDM que se está enviando, $x'(k)$ corresponde a la señal que sale del canal, la cual tiene adicionada ruido, $d(k)$ es la señal deseada que corresponde a la señal antes de que se le adicione ruido, y $e(k)$ es el error que equivale a la diferencia entre la señal deseada y la de entrada con ruido $x'(k)$.

3.2. LTE (Release 10)

Del modelo establecido en la **Figura 12**, que corresponde al modelo de transmisión de LTE (*Downlink*), se muestra los dos procesos que se realizan, tanto el DL-SCH y el PDSCH.

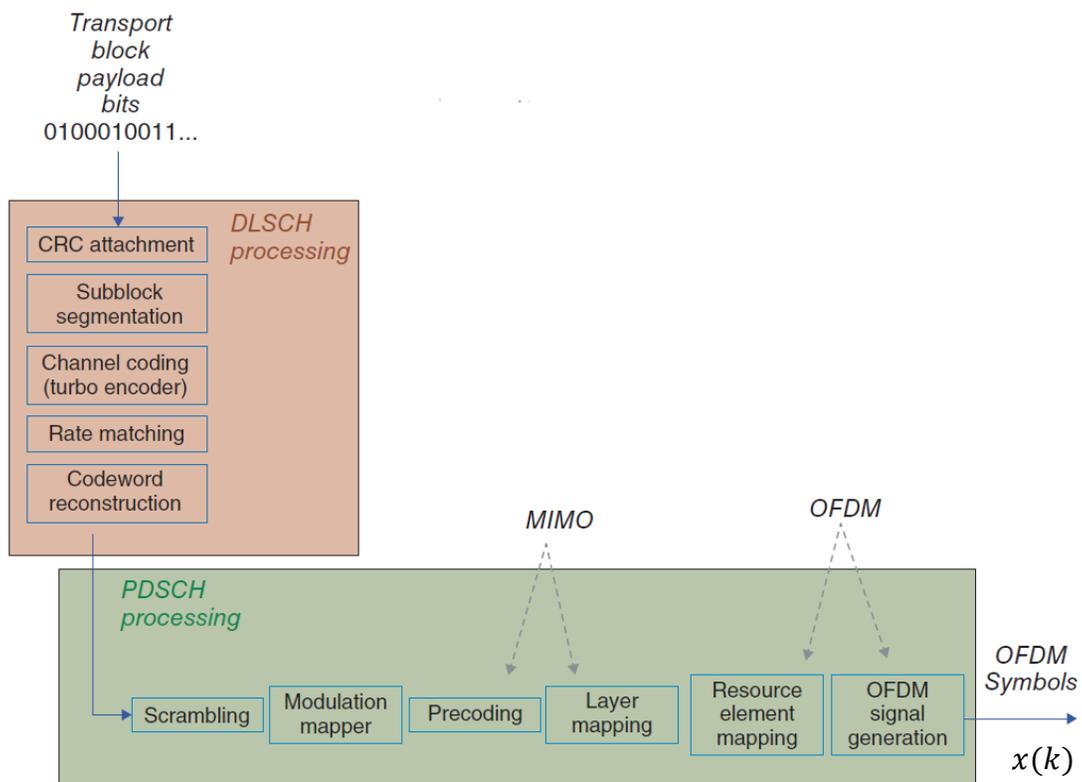


Figura 12. Diagrama de bloques general del sistema
Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

Primero, los datos se multiplexan y se codifican en un paso conocido como *Downlink Shared Channel processing* (DL-SCH). La cadena de procesamiento DL-SCH implica adjuntar un código

CRC para la detección de errores, segmentar los datos en trozos más pequeños conocidos como sub-bloques, realizar operaciones de codificación de canales basadas en la codificación turbo para los datos del usuario, realizar una operación de ajuste de velocidad que selecciona el número de salida bits para reflejar una tasa de codificación deseada, y finalmente reconstruir los bloques de código (*code-blocks*) en palabras de código (*codewords*). La siguiente fase de procesamiento se conoce como *Physical Downlink Shared Channel* (PDSCH). En esta fase, los *codeword* se someten a una operación de aleatorización (*scrambling*) y luego se someten a un mapeo de modulación que da como resultado un flujo de símbolos modulados. El siguiente paso comprende el procesamiento LTE MIMO o de múltiples antenas, en el que un solo flujo de símbolos modulados se subdivide en múltiples sub-flujos destinados a la transmisión a través de múltiples antenas. Las operaciones MIMO pueden considerarse como una combinación de dos pasos: pre-codificación y mapeo de capas. Esto sería en el caso de implementar MIMO, de no ser así se omite este proceso, como en este trabajo. Ya que solo se considera una sola antena, SISO (*Single Input Single Output*).

El paso final en la cadena de procesamiento se relaciona con la transmisión multi-portadora. En el DL, las operaciones multi-portadora se basan en el esquema de transmisión OFDM. La transmisión OFDM implica dos pasos. Primero, la asignación de elementos de recursos organiza los símbolos modulados de capa dentro de una cuadrícula de recursos (*Resource Grid*) de frecuencia - tiempo. En el paso de generación de señales OFDM, se generan una serie de símbolos OFDM aplicando la transformada inversa de Fourier (IFFT) para calcular los datos transmitidos en el tiempo y se transportan a la antena para su transmisión (Zarrinkoub, 2014).

3.2.1. Proceso DLSCH y PDSCH

Los procesos previamente mencionados y que se muestran en la **Figura 12** se resumen a continuación:

- Agregar el CRC al bloque de transporte.
- Segmentación de *code-block*.
- Código turbo tasa 1/3.
- *Rate matching* se encarga de las *coding rate* solicitada.
- Concatenación de los *code-block* para generar los *code-words*.
- *Scrambling* de los bits codificados de cada *code-word* para ser transmitidos en por el PDSCH.
- Modulación de los bits *scrambled* para generar símbolos de modulación de valores complejos.
- Mapeo de los símbolos de modulación de valor complejo en una o varias capas de transmisión.
- Pre-codificación de los símbolos de modulación de valor complejo para la transmisión en el puerto de la antena.
- Generación de una señal OFDM, de valor complejo para cada puerto de antena.

Scrambling es el proceso en donde se encarga que los datos a transmitirse tengan un comportamiento estadístico razonable, principalmente evita las repeticiones periódicas o largas cadenas de una misma información (símbolos).

De todo el proceso descrito, se trabajó en la parte de OFDM principalmente, que corresponde a los dos últimos bloques del diagrama de la **Figura 12**.

Se ha considerado los parámetros del estándar LTE, para que los resultados sean los más cercanos a la realidad.

3.2.2. Parámetros de LTE para simulación

- Número de antenas:
 - 1 antena transmisora, 1 antena receptora (SISO – *Single Input Single Output*).
- Ancho de banda:
 - De acuerdo al estándar de LTE estos valores pueden ser 1.4, 3, 5, 10, 15 o 20 MHz.
 - Se ha decidido trabajar con 10 MHz, debido a que asigna una cantidad promedio de número de bloques de recursos (50), ver **Tabla 2**.
- Número de símbolos OFDM dedicados a control por *subframe*:
 - Se decidió trabajar con un símbolo dedicado a control, de esta forma se transmiten más símbolos con carga útil.
 - El estándar estipula una relación entre ancho de banda y símbolos de control (3GPP ETSI TS 136 211 v10.0.0, 2011):
 - Símbolos de control: 1, 2 o 3; si el ancho de banda es mayor o igual a 10 MHz.
- Modulación:
 - Se puede realizar la modulación a QPSK, 16 QAM y 64 QAM.
 - Se trabaja con 64 QAM, que equivale al escenario más extremo del estándar.

- *Coding Rate:*
 - De acuerdo al estándar el *coding rate* establecido es de 1/3 y el esquema de codificación es el turbo código.
 - El número de iteraciones del código turbo con la que se realiza la simulación es una, de tal manera conservamos las especificaciones del estándar y a la vez nos permite evaluar el desempeño de OFDM dentro del mismo.
- Canal:
 - El modelo del canal es selectivo en frecuencia.
 - Se agrega el efecto doppler, en este caso se tiene dos escenarios:
 - 5 Hz
 - 70 Hz

En donde 70 Hz equivale a un vehículo a 90km/h (alta movilidad), y 5 Hz equivale a 6.35 km/h, una persona caminando, trotando o corriendo (baja movilidad). Estos cálculos se realizaron considerando la banda de frecuencia $f = 850 \text{ MHz}$. Además, c representa a la velocidad de la luz, y λ es la longitud de onda.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{850 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 0.3529 \text{ m} \quad (3.1)$$

$$f = \frac{v_{vehiculo}}{\lambda} = \frac{25 \text{ m/s}}{0.3529 \text{ m}} = 70.84 \text{ Hz} \quad (3.2)$$

- Relación señal a ruido (SNR):
 - El valor de SNR de acuerdo a los parámetros de LTE y los valores sugeridos son de 6 a 11 dB. Se trabaja con 10 dB, que se encuentra dentro del rango antes mencionado.
- Cantidad máxima de bits:
 - Se debe establecer una cantidad máxima de bits a transmitir, y este valor debe ser constante para que de esta forma se pueda evaluar los filtros equitativamente.
 - Se ha considerado la cantidad de 10 millones de bits.
- Prefijo cíclico
 - De acuerdo al estándar se utiliza el Prefijo cíclico normal y no el extendido.
- Numero de símbolos
 - El número de símbolos por slot, está en función del prefijo cíclico.
 - Se trabaja con 7 símbolos por slot.

Para mayor información del estándar empleado para la simulación, se puede obtener en (3GPP TS 36.212 v 10.0.0 Release 10, 2011), (3GPP ETSI TS 136 211 v10.0.0, 2011)

3.2.3. Sección OFDM

De la **Figura 12**, se trabajó en la sección de OFDM que corresponde a los bloques de “*Resource element mapping*” y “*OFDM signal generation*”.

Una de las características más importantes de OFDM es su tratamiento robusto y eficiente del desvanecimiento por trayectos múltiples. OFDM compensa el efecto del desvanecimiento mediante un enfoque de ecualización en el dominio de la frecuencia. En lugar de filtrar la señal recibida en

el tiempo con la inversa de la respuesta de impulso del canal, OFDM primero construye una representación en el dominio de la frecuencia de los datos y luego utiliza señales de referencia para invertir la respuesta de frecuencia del canal.

Esto implica un proceso de dos pasos. Primero, la construcción de una cuadrícula de recursos (*Resource Grid*) de frecuencia-tiempo, donde los datos se alinean con sub-portadoras en el dominio de la frecuencia antes de que se genere una serie de símbolos OFDM en el tiempo. Este paso también se conoce como la asignación de elementos de recursos.

En segundo lugar, se toma el vector de elementos de recursos como entrada y se genera los símbolos OFDM. Este proceso implica realizar una operación IFFT para generar la señal modulada OFDM y una inserción de CP. El uso de CP permite al receptor muestrear cada símbolo OFDM durante exactamente un período en el dominio del tiempo. La disponibilidad de CP ayuda a mitigar los efectos de la interferencia entre símbolos cuando la dispersión del retardo del canal es menor que la longitud del CP. Antes de la generación de señales OFDM, se necesita generar la cuadrícula de recursos.

Cuadrícula de Recursos (*Resource Grid*):

La cuadrícula de recursos es una matriz cuyos elementos son símbolos modulados que corresponden a la salida del mapeo.

La ubicación de los datos en la cuadrícula de recursos es importante y muestra algunos de los parámetros de diseño del modelo LTE a nivel físico. Para que toda esa información sea comprendida, se debe considerar cómo LTE define un *frame*, *subframe* y *slot*.

Cada *frame* LTE tiene una duración de 10 ms y está compuesta por 10 *subframe* de 1 ms cada una, marcadas por subíndices del 0 al 9. Cada *subframe* está dividida en 2 slot, de 0.5 ms de duración cada uno, y considerando que se trabaja con un CP normal, cada slot tiene 7 símbolos OFDM, ver **Figura 5**.

La información que se agrega a la cuadrícula puede ser:

- Datos de usuario.
- *Cell-Specific Reference* (CSR) o también llamada piloto.
- *Primary Synchronization Signals* (PSS).
- *Secondary Synchronization Signals* (SSS).
- *Broadcast Channels* (BCH).

Este tipo de información no será estudiada a fondo en el presente trabajo, ya que se centra en OFDM y los datos antes mencionados son parte del estándar LTE. Pero sin embargo es importante mencionarlas, ya que ocupan un lugar dentro de la cuadrícula de recursos.

Todas las *subframe* tienen 3 tipos de datos:

- Datos de usuario (PDSCH).
- Piloto CSR (en un *subframe* se ubica en los símbolos 0, 5, 7, 12).
- Datos de control del DL (PDCCH).

Los otros tipos de información tienen lugares específicos donde ser ubicados, ver **Figura 13**.

- El PSS y SSS solo están ubicados en la *subframe* 0 y 5, en símbolos específicos. PSS en el sexto y SSS en el quinto símbolo y ubicados en la sub-portadora 72, que equivale al centro de la cuadrícula de recursos.

- BCH está localizada en la *subframe* 0.

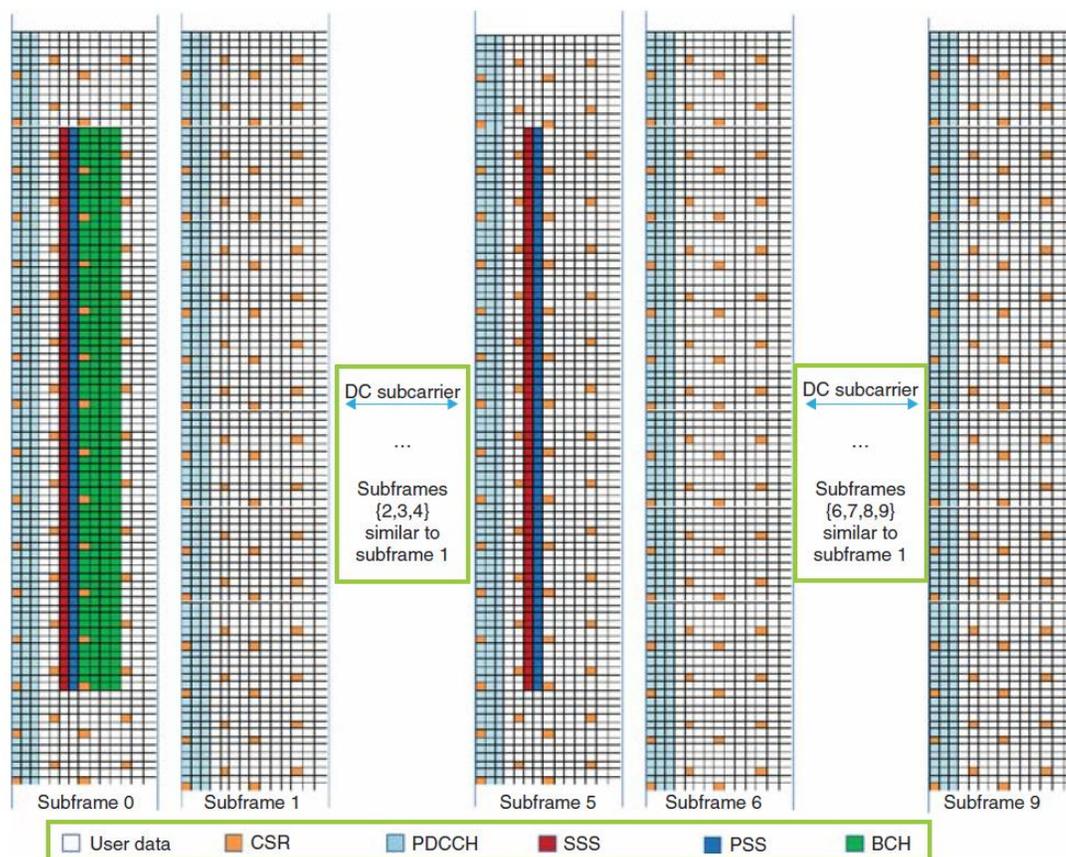


Figura 13. Contenido de Resource Grid LTE

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

Especificaciones de Slot

Es importante mencionar que en el presente trabajo no se modifica el prefijo cíclico, ya que estamos considerando el estándar LTE y el mismo no recomienda hacerlo. En lugar de ello, se considera la manipulación de los símbolos de control para evidenciar como afecta al sistema.

Las siguientes especificaciones son considerando que se utiliza el prefijo cíclico normal. Esto corresponde a 7 símbolos OFDM. A continuación se muestran las especificaciones de cada slot, para formar un *subframe* (2 *slot*).

- 1 slot equivale a 0.5 ms
- 7 símbolos OFDM
- Primer prefijo cíclico es de $5.20\ \mu\text{s}$
- Primer símbolo OFDM es de $71.87\ \mu\text{s}$
- Del segundo al séptimo prefijo cíclico son iguales y son de $4.68\ \mu\text{s}$
- Del segundo al séptimo símbolo OFDM son iguales y son de $71.35\ \mu\text{s}$

Generación de la señal OFDM

La generación de la señal OFDM opera en la cuadrícula de recursos. Toma a los símbolos OFDM que son las columnas de la matriz, uno por uno y aplica la IFFT seguida de la adición del CP para generar la señal OFDM modulada.

Estimación del canal

La estimación del canal se realiza mediante el análisis de símbolos de referencia conocidos, también llamados como pilotos, insertados a intervalos regulares dentro de la cuadrícula de tiempo - frecuencia OFDM. Usando símbolos de referencia conocidos, el receptor puede estimar la respuesta del canal en las sub-portadoras donde se transmitieron los símbolos de referencia.

Después de obtener la versión recibida de la cuadrícula de recursos, las señales recibidas se alinean con los elementos piloto correspondientes almacenados en la CSR. Luego se calcula una estimación de la matriz de respuesta del canal, simplemente dividiendo los pilotos recibidos por las señales de referencia transmitidas. Tras el cálculo de la matriz de respuesta del canal sobre los elementos de recursos que se alinean con las señales de CSR, basándose en un subconjunto de señales de referencia en la cuadrícula de recursos, se realiza la interpolación para generar la

estimación de respuesta del canal para toda la cuadrícula de recursos; es decir, en cada sub-portadora y cada símbolo OFDM en un sub-trama.

Throughput

Es una de las medidas a comparar en la simulación, y se calcula gracias al CRC de cada *subframe*. Cada vez que una *subframe* tiene un error, se va contando y dicho valor se divide para la cantidad total de *subframe* procesadas. De esta manera obtengo el error real del sistema y se puede obtener el *throughput*.

3.3. Filtros y Sistema

Las características especiales de los filtros como el número de coeficientes N , los parámetros que cada filtro utiliza para poder converger, la velocidad de convergencia, análisis del MSE y demás, se analizaran en el Capítulo IV.

3.3.1. LMS

Del algoritmo LMS, el parámetro que se varía es μ , que corresponde al paso (*step*) para que el algoritmo converja en el escenario planteado de LTE. En la **Tabla 3** se muestra el algoritmo de LMS que se implementa en el trabajo.

Tabla 3
Algoritmo LMS

Algoritmo LMS
Inicializar: $\mathbf{x}(0) = \mathbf{w}(0) = [0 \ 0 \ \dots]^T$ Do for $k \geq 0$ $e(k) = d(k) - \mathbf{x}^T(k) \mathbf{w}(k)$ $\mathbf{w}(k + 1) = \mathbf{w}(k) + 2 \mu e(k) \mathbf{x}(k)$

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

En la **Figura 14** se muestra un ejemplo de convergencia del filtro LMS, mostrando la gráfica del MSE (error cuadrático medio), con el parámetro $\mu = 0.0008$, obteniendo un MSE = -15.1378.dB

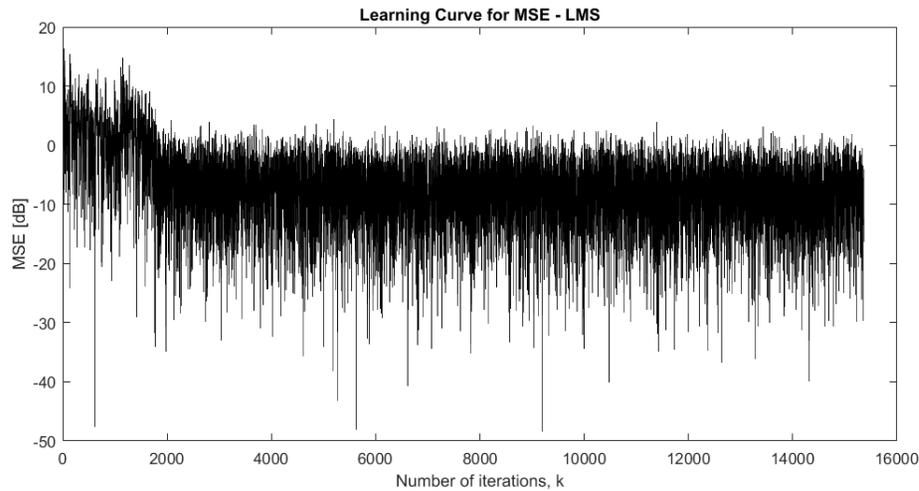


Figura 14. Comportamiento de LMS (MSE)

3.3.2. NLMS

Del algoritmo NLMS, los parámetros que intervienen son, μ que corresponde al paso (*step*) de convergencia y γ un número constante muy pequeño positivo que sirve para evitar la singularidad.

En la **Tabla 4** se muestra el algoritmo de NLMS que se implementa en el trabajo.

Tabla 4

Algoritmo NLMS

Algoritmo NLMS

Inicializar:

$$\mathbf{x}(0) = \hat{\mathbf{w}}(0) = [0 \ 0 \ \dots]^T$$

Escoger μ_n en el rango $0 < \mu_n \leq 2$

γ = constante de valor pequeño

Do for $k \geq 0$

$$e(k) = d(k) - \mathbf{x}^T(k) \mathbf{w}(k)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{\mu_n}{\gamma + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{x}(k)} e(k) \mathbf{x}(k)$$

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

En la **Figura 15** se muestra un ejemplo de convergencia del filtro NLMS, mostrando la gráfica del MSE, con el parámetro $\mu = 0.0099998$ y $\gamma = 1 \cdot 10^{-12}$, obteniendo un MSE = -15.1273dB.

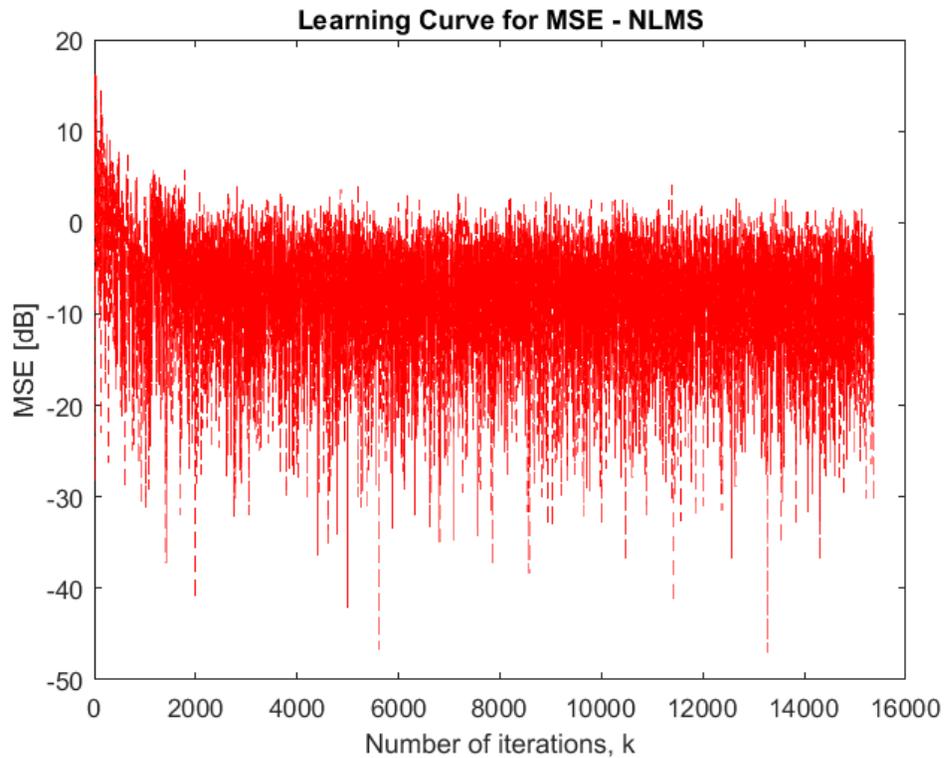


Figura 15. Comportamiento de NLMS (MSE)

3.3.3. RLS

Del algoritmo RLS, los parámetros que intervienen son, δ que corresponde a un valor para inicializar la estimación del valor de la inversa de la matriz de auto correlación y λ que es conocido como el “*forgetting factor*” que es el valor que decide la convergencia del algoritmo. En la **Tabla 5** se muestra el algoritmo de RLS que se implementa en el trabajo.

Tabla 5
Algoritmo RLS

Algoritmo RLS
Inicializar:
$\mathbf{S}_D(-1) = \delta \mathbf{I}$
Donde δ puede ser la inversa de la potencia de la señal de entrada
$\mathbf{p}_D(-1) = \mathbf{x}(-1) = [0 \ 0 \ \dots]^T$
Do for $k \geq 0$
$\mathbf{S}_D(k) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{S}_D(k-1) - \frac{\mathbf{S}_D(k-1) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^T(k) \mathbf{S}_D(k-1)}{\lambda + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{S}_D(k-1) \mathbf{x}(k)} \right]$
$\mathbf{p}_D(k) = \lambda \mathbf{p}_D(k-1) + d(k) \mathbf{x}(k)$
$\mathbf{w}(k) = \mathbf{S}_D(k) \mathbf{p}_D(k)$
Si es necesario
$y(k) = \mathbf{w}^T(k) \mathbf{x}(k)$
$\varepsilon(k) = d(k) - y(k)$

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

En la **Figura 16** se muestra un ejemplo de convergencia del filtro RLS, mostrando la gráfica del MSE, con el parámetro $\delta = 1$ y $\lambda = 0.99998$, obteniendo un MSE = -14.9068dB.

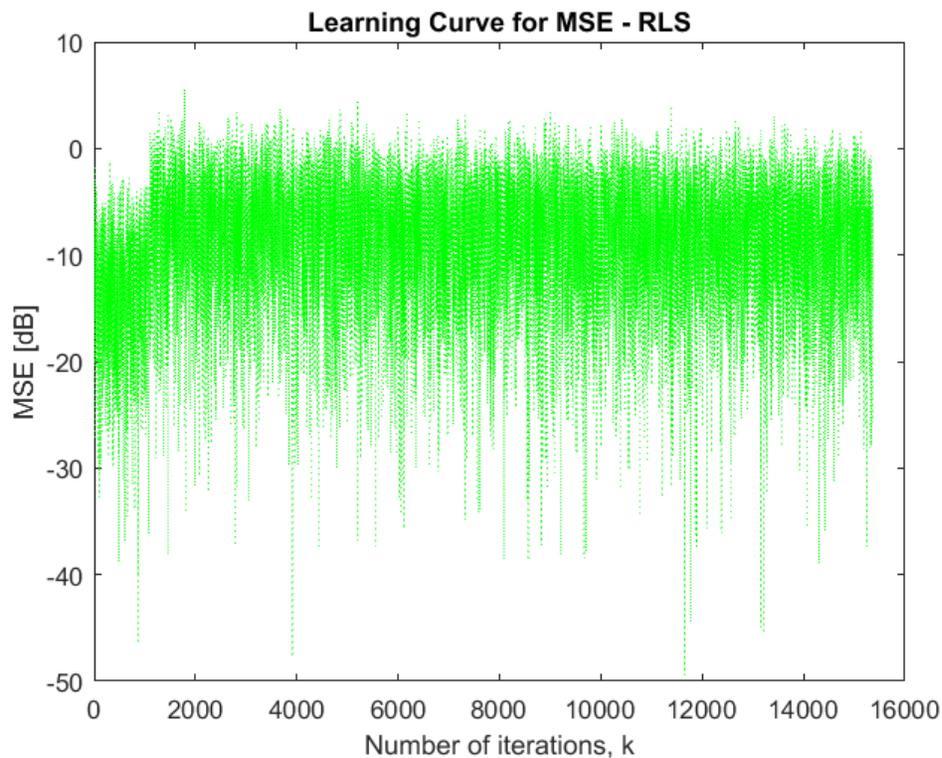


Figura 16. Comportamiento de RLS (MSE)

3.3.4. DSA

Set Membership Filtering (SMF) es utilizado en los algoritmos adaptativos, que da como resultados los *Data Selective Algorithm* (DSA).

Existen varios algoritmos que emplean esta técnica, entre ellos están los *Set Membership Normalized LMS*, *Set Membership Affine Projection*, *Set Membership Binormalized LMS*, *Set Membership Affine Projection*, *Simplified Set membership Partial Update Affine Projection*, *Simplified Set Membership Affine Projection*.

Se evaluó cada uno de estos filtros, y el de mejor desempeño fue el *Set Membership Affine Projection* (SM-AP). Por ende, es este algoritmo el cual se implementa en el presente trabajo, el respectivo análisis realizado para llegar a esta conclusión se realiza en el Capítulo IV.

Tabla 6
Algoritmo DSA

Algoritmo DSA – <i>Set Membership Affine Projection</i>
Inicializar: $\mathbf{x}(0) = \mathbf{w}(0) = [0 \ 0 \ \dots]^T$ Escoger un valor para γ alrededor de $\sqrt{5} \delta_n$ Do for $k \geq 0$ $\mathbf{e}_{ap}(k) = \mathbf{d}_{ap}(k) - \mathbf{X}_{ap}^T(k) \mathbf{w}(k)$ $\mathbf{w}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}(k) + \mathbf{X}_{ap}(k) [\mathbf{X}_{ap}^T(k) \mathbf{X}_{ap}(k) + \gamma \mathbf{I}]^{-1} [\mathbf{e}_{ap}(k) - \bar{\gamma}] & \text{si } e(k) > \bar{\gamma} \\ \mathbf{w}(k) & \text{otro caso} \end{cases}$

En la **Figura 17** se muestra un ejemplo de convergencia del filtro DSA empleando SM-AP, mostrando la gráfica del MSE, con el parámetro $L = 0$ (equivalente al NLMS). $\gamma = 1 \cdot 10^{-12}$ y $\bar{\gamma} = \sqrt{5.25} \delta_n$, obteniendo un MSE = -24.6769.

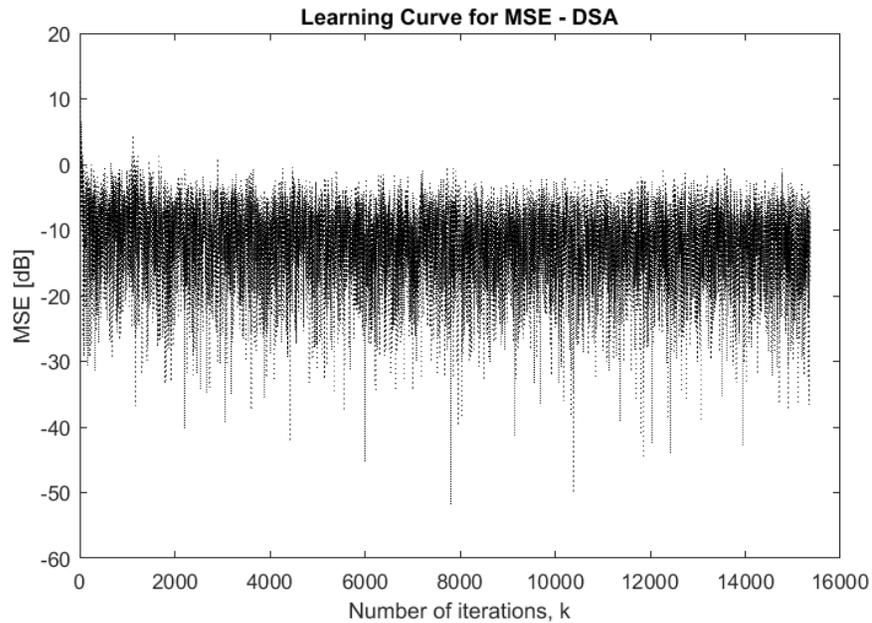


Figura 17. Comportamiento de DSA (MSE)

3.3.5. Costo Computacional

EL costo computacional de los algoritmos es uno de los principales factores para analizar un filtro, a continuación se muestra un resumen de las operaciones que cada uno necesita.

Tabla 7

Costo computacional de los algoritmos

Algoritmo	Multiplicación	Suma	División
LMS	$2N + 3$	$2N + 2$	0
NLMS	$2N + 3$	$2N + 5$	1
RLS	$3N^2 + 11N + 8$	$3N^2 + 7N + 4$	1
DSA	$2N + 4$	$2N + 6$	1

3.3.6. Sistema

Para un análisis más detallado del sistema, se ha realizado una función en donde se analiza por ventanas de 250 del total de K , que representa a la longitud total de la señal con la que se trabaja, la

cual es de $K = 15360$. De tal manera se establece un análisis más detallado por pequeñas partes de la señal (ventana), en dónde se logra establecer la ubicación del menor valor del error cuadrático medio (MSE). La longitud de la ventana escogida es de acuerdo a la longitud del vector que se transmite, el cual es de 15360.

Adicionalmente, para la selección de los coeficientes, se obtiene del promedio de los últimos 1000 coeficientes que se obtienen de la señal, donde ya se evidencia que el filtro convergió

4. CAPITULO IV: SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.1. Parámetros de Filtros

Cada filtro ha sido evaluado para establecer el mejor paso de convergencia en el sistema de comunicaciones utilizando OFDM. Una vez escogidos dichos valores, se procederá a evaluar el sistema con los filtros. En todos los casos de la selección del filtro, se simuló 30 veces y se obtuvo el promedio para encontrar los respectivos pasos de convergencia en cada uno.

Es importante mencionar que en todo el trabajo realizado, se tomó los últimos 1000 coeficientes que se obtuvieron con los filtros, y se obtuvo promedio de ellos para posteriormente realizar la ecualización. El hecho de realizar esto se debe a que en esta parte de la señal, los filtros ya convergieron.

4.1.1. Filtro LMS

Para el filtro LMS se ha establecido 9 coeficientes, y se varió el paso de μ , para que converja. Para seleccionar el mejor valor de μ se observa la **Tabla 8**. Se evalúan varios parámetros como MSE, Throughput y BER. Para un mejor análisis de los valores obtenidos, se calculó el Error Absoluto (E_A), ecuación 4.1, en donde se considera como el “valor verdadero” (V_V) a los valores que se tienen propios del estándar LTE y como “valor aproximado” V_A a los que se obtienen de las modificaciones realizadas con los filtros.

$$E_A = \frac{|V_V - V_A|}{V_V} \quad (4.1)$$

Tabla 8
Selección de parámetro μ

μ	MSE	Throughput LTE	Throughput LMS	BER	BER LMS	Error relativo %
0,9999	-5,5070	0,3445	0,0991	0,0846	0,1828	71,23
0,0001	-0,5353	0,2515	0,0488	0,1058	0,3632	80,60
0,5	4,19e+03	0,2058	0	0,1369	0,4869	100,00
0,08	-3,9150	0,1006	0,0716	0,1581	0,3003	28,83
0,008	-2,8960	0,1768	0,1280	0,1181	0,1574	27,60
0,0008	-15,6683	0,2165	0,1509	0,1003	0,1523	30,30

De la **Tabla 8** se identifica que el valor de $\mu = 0.0008$ es el más adecuado para el sistema, ya que cuenta el mejor valor de MSE, el error relativo es del 30,30% que se compensa con el valor del MSE, y la diferencia del BER entre la del estándar LTE y la que se obtiene con el filtro LMS es la menor.

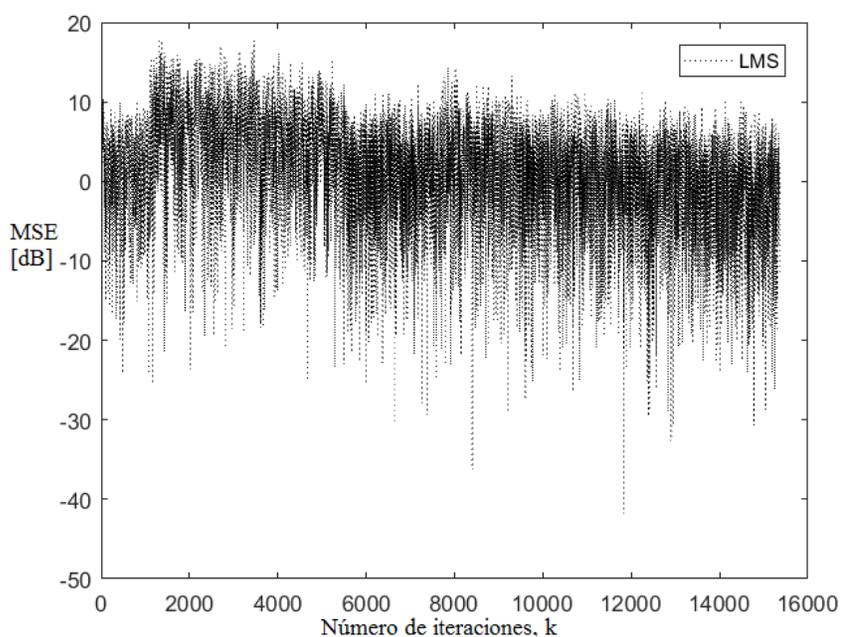


Figura 18. MSE del LMS con $\mu = 0.0001$

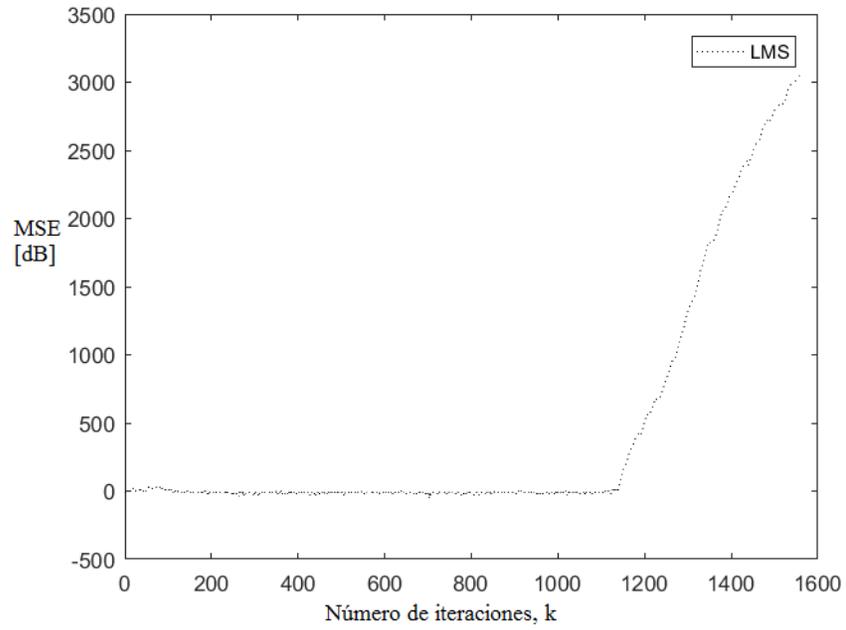


Figura 19. MSE del LMS con $\mu = 0.5$

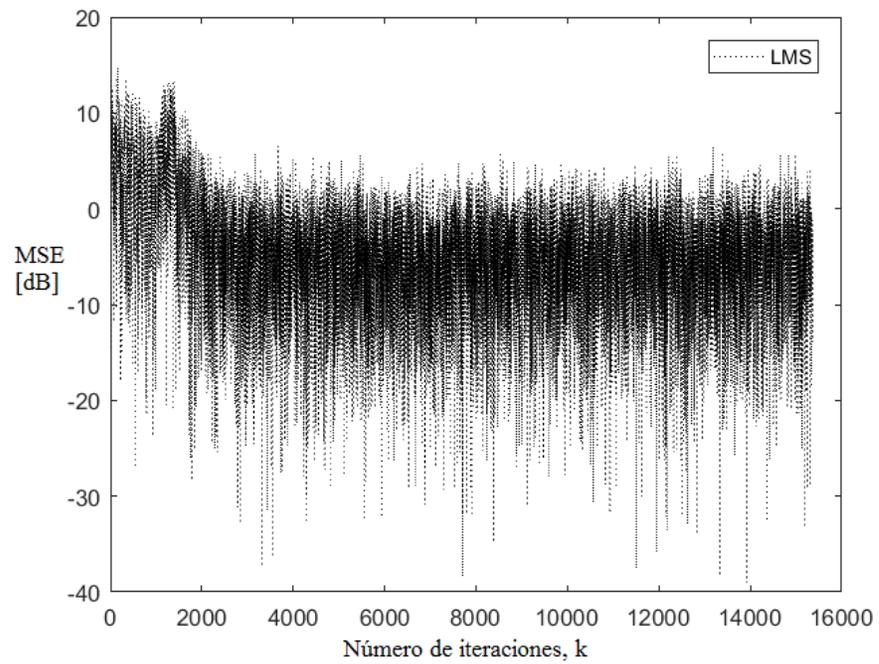


Figura 20. MSE del LMS con $\mu = 0.0008$

La **Figura 18 – 19**, son ejemplos del MSE cuando el sistema no converge adecuadamente. En la **Figura 20**, se evidencia que el paso es adecuado y converge, en esta misma figura se observa que aproximadamente en las primeras 1500 iteraciones (k), el sistema tiene un comportamiento diferente y luego el filtro se adapta y culmina adecuadamente. Esto se debe a que se está trabajando con un símbolo de control por cada *subframe*.

Además, se realizó otro escenario donde se excluye la parte de control y solo se trabaja con la carga útil que se está enviando, para observar si el filtro converge de mejor manera, o los resultados se mantienen o empeoran.

Entonces, al filtro entra parte de la señal sin la de control y de ello se obtienen los coeficientes con los que se realiza la ecualización, los resultados obtenidos fueron:

Tabla 9
Selección de parámetro μ sin señal de control

μ	MSE	Throughput LTE	Throughput LMS	BER	BER LMS	Error relativo %
0,9999	Inf	0,4314	0	0,1031	0,4797	100,00
0,0001	Inf	0,3811	0	0,0731	0,4747	100,00
0,5	Inf	0,1113	0	0,1403	0,4699	100,00
0,08	-11,0545	0,2500	0,2043	0,1392	0,2154	18,28
0,008	-13,7317	0,2210	0,2073	0,1499	0,1467	6,20
0,0008	-5,7173	0,2149	0,0854	0,1068	0,1909	60,26

Sin la parte de control, el filtro responde de una manera aceptable entre los valores de $\mu = 0.08$ y $\mu = 0.008$, con los mejores valores de MSE y error relativo. En la **Tabla 9** se muestran valores de “Inf” lo que significa infinito, es decir no converge, ver **Figura 21**.

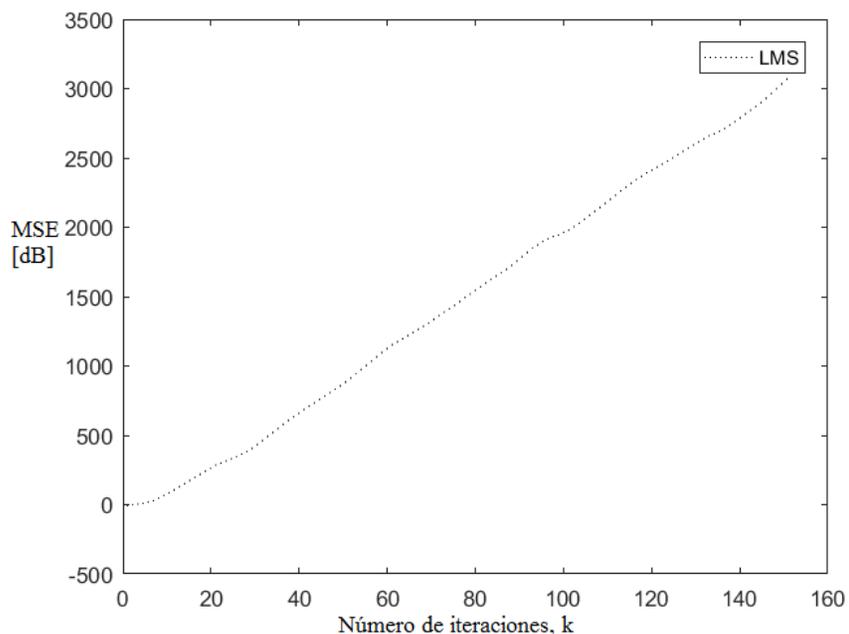


Figura 21. MSE del LMS con $\mu = 0.9999$ sin control

4.1.2. Filtro NLMS

El filtro NLMS tiene un paso de convergencia μ y un valor γ pequeño para evitar la singularidad. El número de coeficientes con el que se trabaja es de 9, y el valor constante $\gamma = 1 \cdot 10^{-12}$.

Tabla 10

Selección de parámetro μ

μ	MSE	Throughput LTE	Throughput NLMS	BER	BER NLMS	Error relativo %
0.0099998	-7,3915	0,2335	0,1704	0,1304	0,1535	27,02
0.99999	-3,596	0,1275	0,093	0,1661	0,2547	27,06
0.0001	13,3571	0,2907	0	11,59	0,4769	100,00
0.589902	-4,209	0,2597	0,1743	0,135	0,2006	32,88

El mejor parámetro es $\mu = 0.0099998$, tiene el mejor valor de MSE y de error relativo, como se muestra en la **Tabla 10**.

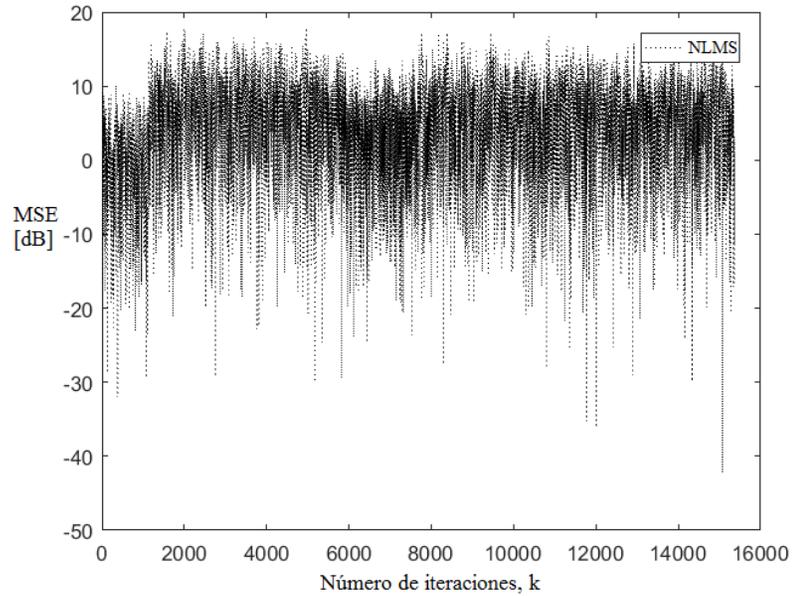


Figura 22. MSE del NLMS con $\mu = 0.0001$

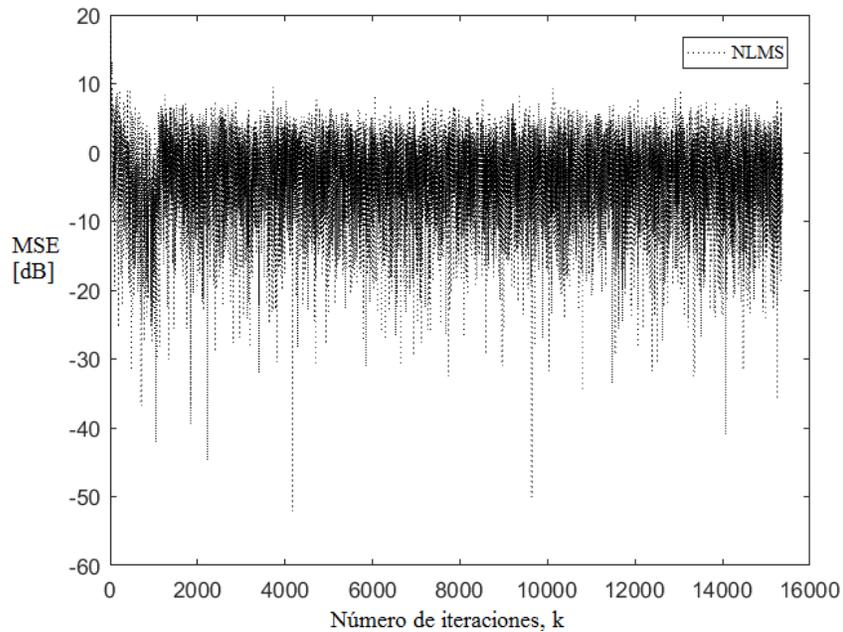


Figura 23. MSE del NLMS con $\mu = 0.0099998$

La **Figura 22** muestra un ejemplo cuando el filtro no logra converger adecuadamente, mientras que en la **Figura 23** se muestra cuando el paso de adaptación es adecuado, y el filtro converge.

Tabla 11*Selección de parámetro μ sin señal de control*

μ	MSE	Throughput LTE	Throughput NLMS	BER	BER NLMS	Error relativo %
0.0099998	-4,2803	0,3750	0,2209	0,1227	0,4783	41,09
0.99999	-0,6414	0,1616	0,0183	0,1210	0,4510	88,68
0.0001	18,8362	0,2536	0	0,1356	0,4771	100,00
0.589902	-1,6662	0.4360	0,1997	0,0836	0,3604	54,20

Como se realizó con el filtro LMS, también se hizo pruebas sin la parte de control del *frame*, y se obtuvieron los resultados de la **Tabla 10**, de donde se observa que el filtro convergió en algunos casos pero su eficiencia fue baja.

4.1.3. Filtro RLS

En el filtro RLS existen dos valores intrínsecos δ y λ . El valor de delta (δ) es un valor positivo, utilizado para inicializar la estimación del valor de la matriz de auto-correlación, es necesario mencionar que es una estimación de dicho valor. Se trabaja con $\delta = 1$ y se modifica el valor de λ para hacer trabajar el filtro.

Tabla 12*Selección de parámetro λ*

λ	MSE	Throughput LTE	Throughput RLS	BER	BER RLS	Error relativo %
0.99998	-14,8627	0,3491	0,2818	0,1105	0,1265	19,28
0.25005	3,5270	0,2556	0,1479	0,1323	0,2833	42,14
0.50099	0,6407	0,2637	0,1301	0,1282	0,2368	50,66
0.99001	-12,7016	0,1662	0,1311	0,1371	0,1754	21,12

De la **Tabla 12**, se establece que $\lambda = 0.99998$ es el mejor valor para el filtro RLS, tiene el mejor MSE lo que discrimina al resto de opciones y además el error relativo es adecuado.

Se muestran dos ejemplos de los números de λ seleccionados, en la **Figura 24** se muestra un valor no adecuado para que converja, mientras que en la **Figura 25** se expone el valor con el que el filtro converge de mejor manera.

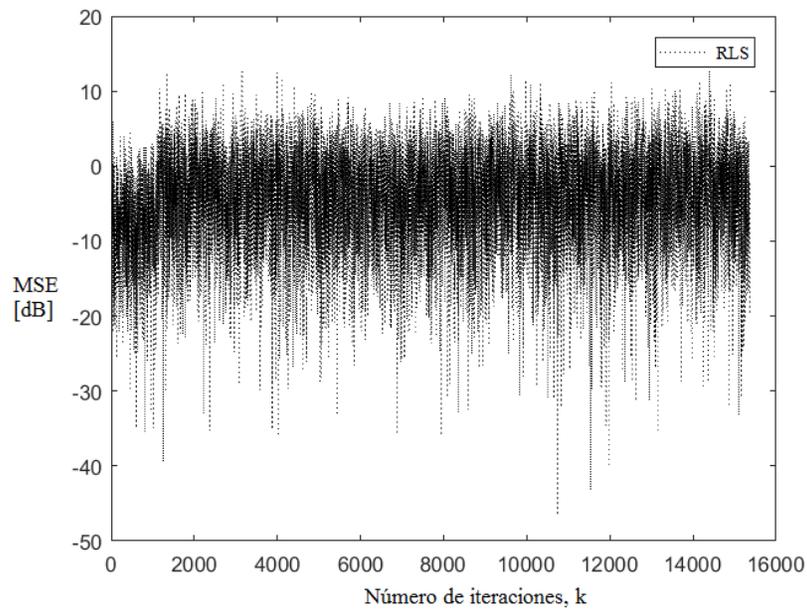


Figura 24. MSE del RLS con $\lambda = 0.50099$

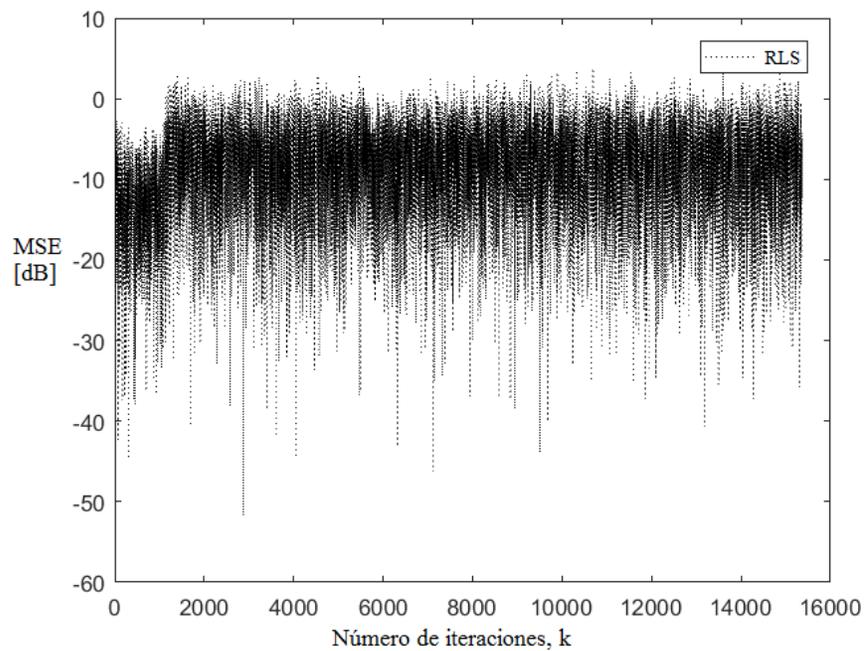


Figura 25. MSE del RLS con $\lambda = 0.99998$

Tabla 13Selección de parámetro λ sin la parte de control

λ	MSE	Throughput LTE	Throughput RLS	BER	BER RLS	Error relativo %
0,99998	-5,7326	0,2454	0,1825	0,1223	0,1452	25,63
0,25005	9,2625	0,3643	0,0076	0,1038	0,4954	97,91
0,50099	0,8279	0,4680	0,0290	0,0939	0,4754	93,80
0,99001	-5,2985	0,1220	0,0716	0,1589	0,2441	41,31

Como en los filtros LMS y NLMS se probó realizar la adaptación sin la parte de control de la señal que se transmite, en donde se obtuvieron los resultados de la **Tabla 13**, mostrando que no es aplicable esta solución y se debe considerar trabajar con la señal completa debido a que los errores obtenidos en la eficiencia son muy altos.

4.1.4. Filtro DSA

Se ha seleccionado un número de 9 coeficientes para realizar la simulación. En este caso se establece un número constante positivo para evitar la singularidad $\gamma = 1 \cdot 10^{-12}$, y el valor de $\bar{\gamma}$ es el valor que se varia y es alrededor de $\sqrt{5}\sigma_n$ (σ_n^2 es la varianza del ruido).

En la **Tabla 14** se muestran los resultados de la simulación para encontrar el factor deseado, del cual el mejor ha sido seleccionado tanto por su MSE como por su error relativo. La **Figura 26** muestra la convergencia de este valor antes mencionado, actuando en el sistema de comunicaciones OFDM.

Tabla 14
Selección de parámetro para filtro DSA

$\bar{\gamma}$	MSE	Throughput LTE	Throughput DSA	BER	BER DSA	Error relativo %
4	-34,5538	0,1997	0,1799	0,1208	0,1264	9,91
4,598	-27,9378	0,3152	0,2799	0,1227	0,1278	11,20
5	-30,4669	0,3472	0,3143	0,0984	0,1045	9,48
5,25	-36,6839	0,2149	0,2103	0,1357	0,1434	2,14
5,768	-29,9392	0,237	0,2146	0,1246	0,1318	9,45
6	-31,5645	0,4078	0,3715	0,0975	0,1036	8,90

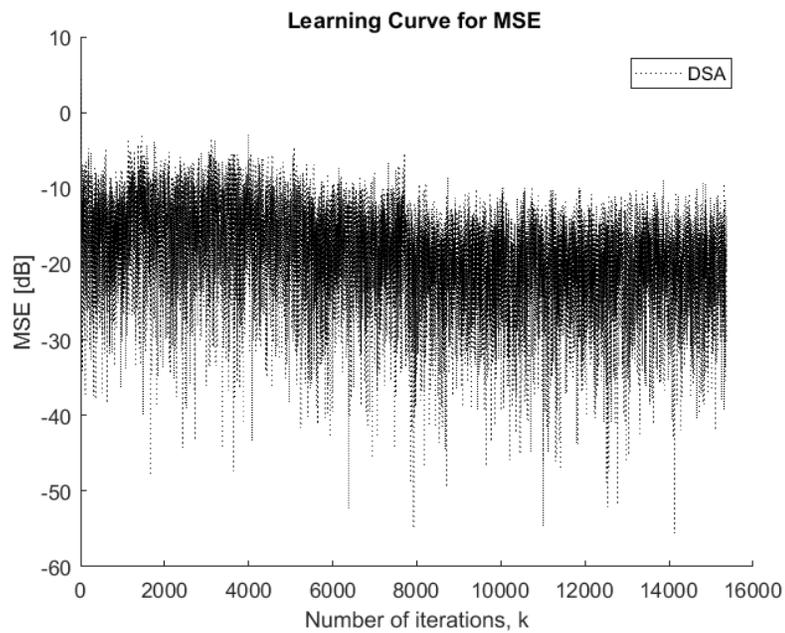


Figura 26. MSE del DSA con $\bar{\gamma} = \sqrt{5.25} \sigma_n$

Tabla 15
Selección de parámetro para filtro DSA sin la parte de control

$\bar{\gamma}$	MSE	Throughput LTE	Throughput DSA	BER	BER DSA	Error relativo %
4	-54,052	0,3293	0,3025	0,1247	0,1282	8,14
4,598	-39,605	0,2774	0,0985	0,109	0,4781	64,49
5	-73,3725	0,2973	0,2815	0,1146	0,1193	5,31
5,25	-42,1723	0,3598	0	0,1278	0,4749	100,00
5,768	-77,8812	0,1936	0,1745	0,136	0,1433	9,87
6	-28,6494	0,2851	0	0,1056	0,4762	100,00

Se realizó la situación sin la parte de control de la señal, y se obtuvo los resultados de la **Tabla 15**, se observa que el MSE es muy bueno en todos los casos pero el error respecto a la eficiencia es muy elevado.

4.1.5. Resumen de selección de parámetros

Luego de realizar el análisis de cada uno de los filtros, se ha escogido los valores de con los que se realizará la comparación entre ellos y el estándar LTE. Los valores se muestran en la **Tabla 16**.

Es necesario mencionar que se decidió trabajar con la señal completa para que ingrese al filtro y obtener los coeficientes, como se observó en los casos anteriores el quitar la parte de control a la señal no siempre significa obtener mejores resultados, aunque en algunos casos el MSE se mejora muchísimo, pero la eficiencia decae, es por ello que esto fue descartado.

Tabla 16

Parámetros seleccionados para cada filtro

Filtro	Parámetros Seleccionado	Constante para evitar singularidad
LMS	$\mu = 0.0008$	-
NLMS	$\mu = 0.0099998$	$\gamma = 1 \cdot 10^{-12}$
RLS	$\lambda = 0.99998$	$\delta = 1$
DSA	$\bar{\gamma} = \sqrt{5.25} \sigma_n$	$\gamma = 1 \cdot 10^{-12}$

4.2. Comparación entre Filtros

Una vez que se han determinado los parámetros para cada filtro para su adecuado desempeño en el presente escenario de un sistema de comunicaciones, utilizando el modelo LTE Release 10 se procede a comprarlos entre sí.

En la sección 4.1 se simuló cada filtro independientemente en el sistema, en esta sección todos los filtros se simularan en el mismo sistema (con los valores de la **Tabla 16**), es decir, todos los filtros tendrán la misma información de entrada y las condiciones serán iguales para todos, ver **Figura 27**.

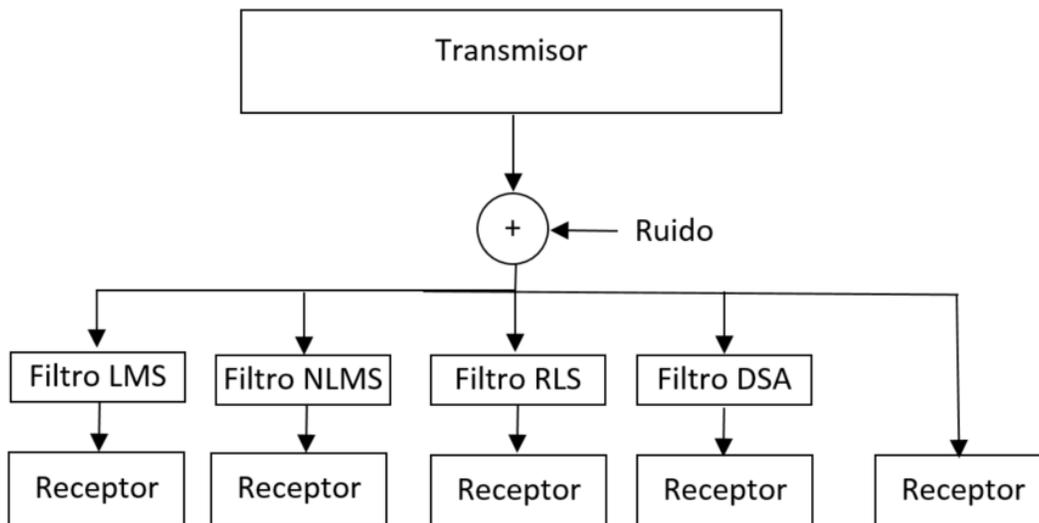


Figura 27. Diagrama de bloques, comparación de filtros

Los Filtros DSA que se implementan, tiene una característica que es el “factor de reuso” conocido también como L , tiene dos posibles valores a tomar, cuando:

- $L=0$, corresponde a NLMS (se utiliza el algoritmo NLMS combinado con el *Set Membership*).
- $L=1$, corresponde a BNLM (se utiliza el algoritmo Binormalizado LMS combinado con el *Set Membership*, esto consiste en una doble condición consecutiva para cada actualización).

Se han considerado los dos escenarios de L , y se tiene los resultados en la **Tabla 17** y **Tabla 18**. Con $L=1$ se tiene una mayor velocidad de convergencia pero el error es mayor a utilizar $L=0$, en donde se obtienen mejores resultados. Es por ello que a partir de este punto se trabaja con $L=0$.

Tabla 17

Resultados de Simulación, 1 símbolo de control, Doppler =5, L=0

Filtro/Modelo	MSE	BER	Throughput	Ubicación	Error Absoluto %
LMS	-7,7260	0,1266	0,3129	29	6,66
NLMS	-7,8221	0,1172	0,3138	32	6,39
RLS	-7,8414	0,1183	0,3115	29	7,08
DSA	-33,2035	0,1211	0,3418	36	1,97
LTE R10	-	0,1152	0,3352	-	-

Tabla 18

Resultados de Simulación, 1 símbolo de control, Doppler =5, L=1

Filtro/Modelo	MSE	BER	Throughput	Ubicación	Error Absoluto %
LMS	-6,7092	0,1672	0,2287	25	7,01
NLMS	-6,7239	0,1651	0,2276	25	7,46
RLS	-6,7755	0,1665	0,2281	25	7,23
DSA	-31,1912	0,1410	0,2360	36	4,03
LTE R10	-	0,1293	0,2459	-	-

4.3. Filtro DSA y estándar LTE Release 10

En base a la **Tabla 17**, se establece que en función de la eficiencia el mejor filtro es el DSA, seguido del NLMS, LMS y RLS. Lo que respecta al BER, la forma de calcular el *throughput* (eficiencia) influye en los valores que se obtienen, el BER se calcula bit a bit para saber cuántos errados han llegado, mientras que el *throughput* se calcula por *subframe*, lo que implica que en la misma *subframe* pueden existir muchos bits errados, y por ello el tener una buena eficiencia no

implica tener un BER bajo. La **Figura 28** muestra el MSE de los filtros comparados, mostrando otra variable a considerar para ver su eficiencia y buen comportamiento en el sistema.

Para esta sección, se incrementó el número de repeticiones, se hace 100 simulaciones y se calcula el promedio de todos los resultados obtenidos, esto se realiza debido a que se trabaja con un canal móvil por ende los resultados varían en cada simulación.

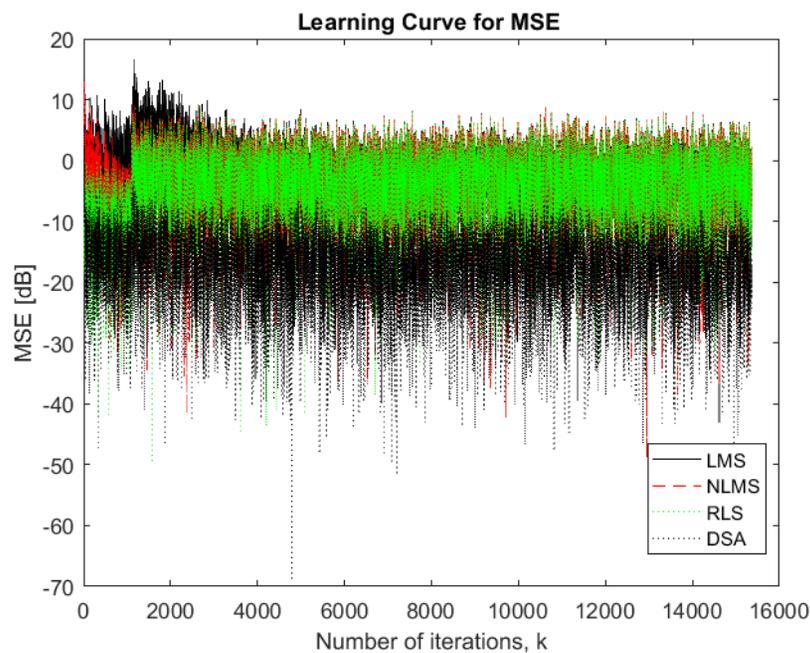


Figura 28. Gráfica de MSE de los filtros comparados, corresponde a Tabla 17

4.3.1. Efecto Doppler y Símbolos de Control

En esta sección se presentan los resultados de las variaciones realizadas, tanto en el efecto Doppler, como en la cantidad de símbolos de control.

Tabla 19*Resultados de Simulación, 1 símbolo de control, Doppler =70, L=0*

Filtro/Modelo	MSE	BER	Throughput	Error Absoluto %
LMS	-6,0971	0,1446	0,20987	23,71
NLMS	-6,2509	0,1351	0,21107	23,27
RLS	-6,2891	0,1322	0,20987	23,71
DSA	-35,3103	0,1176	0,27521	0,04
LTE R10	-	0,1108	0,27510	-

Tabla 20*Resultados de Simulación, 3 símbolos de control, Doppler =70, L=0*

Filtro/Modelo	MSE	BER	Throughput	Error Absoluto %
LMS	-13,6944	0,3894	0,0716	19,96
NLMS	-78,4316	0,3977	0,0155	82,65
RLS	-55,9666	0,1609	0,0589	34,13
DSA	-40,4064	0,193	0,0627	29,86
LTE R10	-	0,1493	0,0894	-

Tabla 21*Resultados de Simulación, 3 símbolos de control, Doppler =5, L=0*

Filtro/Modelo	MSE	BER	Throughput	Error Absoluto %
LMS	-14,5883	0,4097	0,0861	45,86
NLMS	-79,9453	0,3727	0,0256	83,92
RLS	-52,5382	0,1652	0,0782	50,80
DSA	-43,2385	0,1872	0,0949	40,29
LTE R10	-	0,1446	0,1590	-

- **Efecto Doppler**

Considerando la **Tabla 17** y la **Tabla 19**, la única variación es el efecto doppler, en la primera se trabaja con 5 Hz, y en la segundo con 70 Hz. En ambos casos se han obtenido eficiencias mayores a la del estándar al emplear el filtro DSA, pero ningún BER es menor al del estándar, para ello se realiza la diferencia para observar que filtro logra aproximar al BER conseguido por el estándar, ver **Tabla 22 – 23**.

En el caso del efecto doppler con 5 Hz (**Tabla 22**), el NLMS es el que más se aproxima al BER del estándar, seguido del RLS. Mientras que con un efecto doppler de 70 Hz (**Tabla 23**) el filtro DSA es el que más se aproxima al valor del BER del estándar.

Tabla 22

Comparación del BER en función de Tabla 17

Filtro/Modelo	Diferencia de BER
LMS	0,011
NLMS	0,002
RLS	0,003
DSA	0,006

Tabla 23

Comparación del BER en función de Tabla 19

Filtro/Modelo	Diferencia de BER
LMS	0,034
NLMS	0,024
RLS	0,021
DSA	0,007

- **Símbolos de Control**

De la **Tabla 20** y **Tabla 21**, que se encuentran los resultados con 3 símbolos de control. En el caso del efecto doppler de 5 Hz, tiene valores de MSE excelentes en especial el filtro NLMS y las velocidades de convergencia en función de la ubicación son bajas, pero sus valores de eficiencia son malos, y el error relativo respecto a la eficiencia del estándar es elevado. Lo mismo sucede con 70 Hz de efecto doppler y respecto al BER, como se ve en la **Tabla 25**, la diferencia entre los dos escenarios de canal (efecto doppler) no tiene variación significativa.

Tabla 24

Comparación del BER con 3 símbolos, variando efecto doppler

Filtro/Modelo	Diferencia de BER 5 Hz	Diferencia de BER 70 Hz
LMS	0,27	0,24
NLMS	0,23	0,25
RLS	0,02	0,01
DSA	0,04	0,04

La **Figura 29** muestra el comportamiento del filtro con 3 símbolos de control, al ser información de control el filtro converge mucho más rápido, hasta que procesa la información de carga útil, lo que nuevamente tiene que adaptarse. Es por ello que se observa este cambio brusco en la gráfica y valores de MSE, lo mismo ocurre con 1 símbolo de control pero esto no es notorio en ese caso.

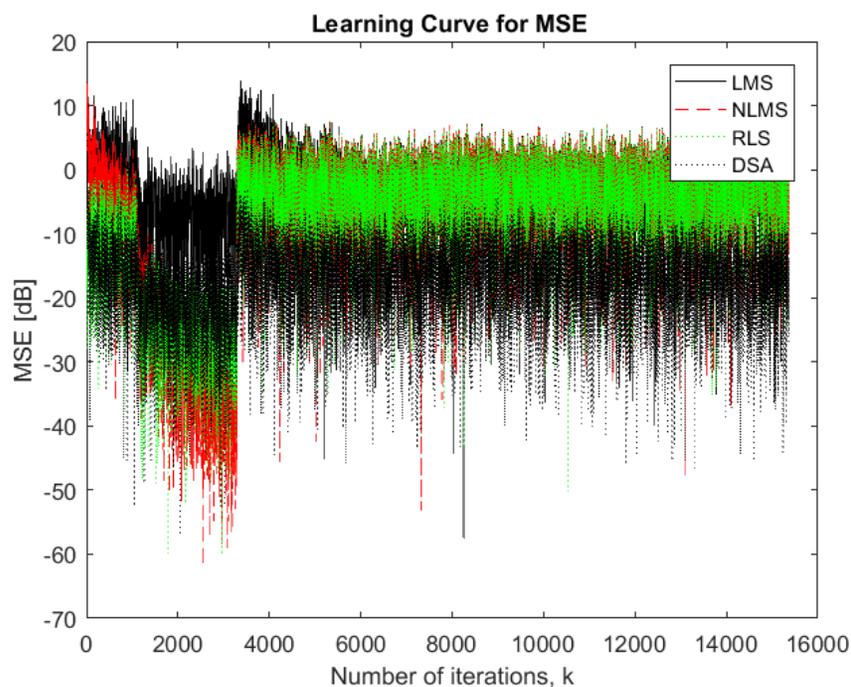


Figura 29. Gráfica MSE de los filtros comparados con 3 símbolos de control (Tabla 21)

Es por ello que para encontrar los coeficientes adecuados para la ecualización, no se considera la sección de control, se busca el menor MSE en la parte de carga útil y con el promedio de la ventana en donde se encuentre dicho valor se obtienen los coeficientes.

4.4. Análisis de los Filtros

En la **Tabla 25** se muestra el resumen de los filtros analizados, se buscó un escenario en donde cada filtro tenga un mejor desempeño. Se ha considerado tanto las propiedades intrínsecas del filtro como el MSE y la eficiencia respecto al estándar.

En la eficiencia, el signo “negativo” significa que ha tenido un margen de error en lograr igualar a la eficiencia del estándar con la que se compara. Y el signo “positivo” significa que se logró superar la eficiencia del estándar.

Tabla 25
Resumen de análisis de Filtros

Filtro	Escenario de Mejor Desempeño	MSE	Estabilidad	Eficiencia respecto al estándar	Costo Computacional
LMS	Doppler = 5 Control = 3	-14.5883	Si	- 45,86 %	Ver Tabla 7
NLMS	Doppler = 70 Control = 1	-6,2509	Si	-23,27 %	
RLS	Doppler = 70 Control = 3	-55.9666	Si	-34,13 %	
DSA	Doppler = 5 Control = 1	-33.2035	Si	+ 1,97 %	

4.5. Variación de Estructura del Sistema - Filtro

Con el objetivo de lograr obtener mejor eficiencia en el estándar de LTE utilizando filtros adaptativos, se propone dos configuraciones de filtros representados en diagramas de bloque.

La **Figura 30** muestra un esquema en serie, el que consiste en procesar la señal a transmitir por un filtro 1, y la salida de este proceso volver a procesarla con otro filtro 2 considerando la señal de referencia la misma que la del filtro 1 (señal original).

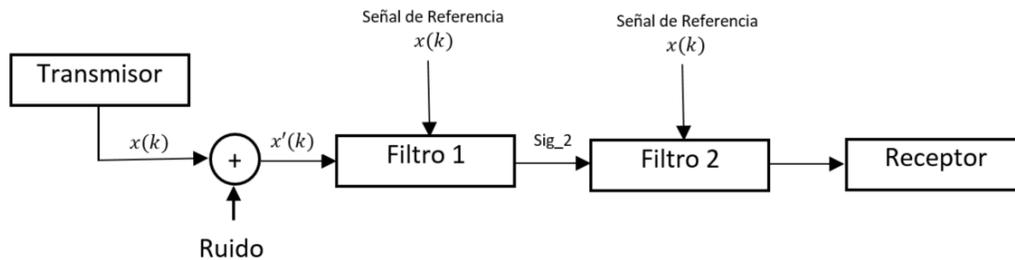


Figura 30. Diagrama de bloque, esquema en serie

La **Figura 31** es un esquema en paralelo, consiste en utilizar la misma señal de entrada y referencia para el filtro 1 y filtro 2, las salidas de cada filtro se promedian obteniendo una sola señal.

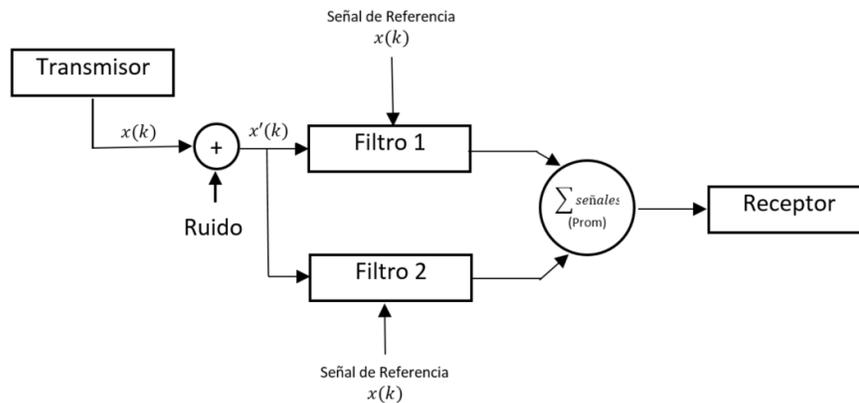


Figura 31. Diagrama de bloque, esquema en paralelo

La combinación de filtros es la clave para obtener buenos resultados. Es importante mencionar que esto incrementa considerablemente el costo computacional al utilizar dos filtros.

Se realizaron varias combinaciones y se obtuvieron dos opciones con resultados aceptables, al ser una propuesta de una nueva configuración no se profundiza. Es por ello que se obtuvieron resultados parciales, a los cuales se les debe incrementar mayor número de repeticiones, y probarlos en diferentes escenarios como los expuestos antes. Debido al costo computacional elevado que estas combinaciones requieren, se ha limitado a trabajar con $1,6 \cdot 10^6$ bits.

Tabla 26

Resultados parciales de esquemas propuestos

Estructura	Filtro 1	Filtro 2	Throughput LTE	Throughput Filtro	BER	BER Filtro	Error Relativo %
Serie	DSA $\bar{\gamma} = \sqrt{5.3}\delta_n$	LMS $\mu = 0.0008$	0,1091	0,1319	0,1677	0,1776	+20,85
Serie	DSA $\bar{\gamma} = \sqrt{5.3}\delta_n$	RLS $\delta = 1$ $\lambda = 0.99998$	0,0182	0,0289	0,1196	0,1291	+58,52

Las combinaciones realizadas fueron en serie, el “mas” del error relativo es respecto a la eficiencia, es decir que es mejor que el del estándar.

5. CAPÍTULO V: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones

- El filtro con el mejor comportamiento es el DSA, se logró obtener una mejora del 1,97% sobre el estándar LTE Release 10, en condiciones más próximas a la realidad, con efecto doppler de 5 Hz y utilizando un símbolo de control.
- El hecho de tener una mejora del 1,97 %, que es relativamente baja comparada con otros trabajos en donde se logra hasta un 18%, pero esto es debido a que dicho valor se logró trabajando solo con OFDM sin considerar ningún estándar.
- En el trabajo se considera LTE Release 10 que trabaja con OFDM, esto implica que se trabaja con señales piloto las cuales ya de por si hacen un estupendo trabajo haciendo estimaciones del canal. Por ende el porcentaje logrado por el filtro DSA es muy bueno, ya que ningún otro filtro logró lo mismo.
- En las modificaciones del canal, al incrementar la frecuencia a 70 Hz (efecto doppler), la eficiencia de los filtros disminuye notablemente, excepto en el DSA. Cuando se envía un solo símbolo de control por *subframe*, se obtuvo una eficiencia de 0,04% sobre el valor del estándar.
- Al incrementar el número de símbolos dedicados a control de 1 a 3 de acuerdo a lo estipulado en el estándar, el error respecto a la eficiencia se incrementa drásticamente más del 40% para todos los filtros con los parámetros de frecuencia doppler a 5 Hz. En cambio, haciendo referencia al MSE, se obtienen los mejores valores de igual manera en todos los filtros independientemente del valor de la frecuencia de doppler con la que se trabaje.

- El utilizar más símbolos de control, reduce la carga útil y por ende la eficiencia sería menor. Pero esto ayuda a que los filtros se adapten de mejor manera a estas secciones, pero luego deben volver a adaptarse a la parte de la carga útil. Lo que representa una pérdida de recursos. Además, mientras más símbolos de control se utilicen, más rápido va a converger el filtro, pero sus resultados no son aceptables.
- Los mejores resultados se obtienen con un símbolo de control, y una baja frecuencia doppler (equivale a caminar o trotar), el MSE del DSA es de -33,2035, el mejor valor comparándolo con los otros filtros en este escenario.
- Los valores del BER en cualquier escenario siempre es menor el del estándar, así se logre obtener una mayor eficiencia con los filtros. Esto es debido a la forma de calcular el BER, que es la comparación bit a bit. Mientras que la eficiencia se la calcula mediante cada *subframe*, así exista un error ya no se la considera buena, pero a la vez en la misma *subframe* pueden existir muchos errores.
- Se identificó diversos escenarios donde los filtros tienen el mejor desempeño, el RLS y NLMS se desenvuelven adecuadamente con una alta frecuencia doppler, pero difieren en la cantidad de símbolos de control, la primera trabaja mejor con 3 y la segunda con 1.
- Se evidencia que los filtros adaptativos tienen un buen desempeño, en especial el DSA. Al poder tener buenos resultados en un canal móvil (selectivo en frecuencia), en otras aplicaciones donde el medio no sea tan complejo se espera tener mejores resultados. Es decir la aplicabilidad de estos filtros pueden ser varias, y en este trabajo se demuestra que incluso en la comunicación móvil es factible su utilización.

5.2. Recomendaciones

- Se recomienda utilizar estos filtros adaptativos, en especial el DSA en otros escenarios móviles incrementando más parámetros de canal, e incluso utilizar MIMO.

5.3. Trabajos futuros

- Realizar el mismo tipo de investigación, pero adicionando la parte de voz y video. De tal manera se evidenciaría la eficacia de los filtros, ya que se puede reproducir la información que se recibe, siendo más vivencial el funcionamiento de estos.
- En la sección 4.5 se presentaron dos esquemas para mejorar la eficiencia del estándar LTE utilizando filtros. Los resultados presentados son parciales, se debe trabajar más en ese ámbito, probar más combinaciones de filtros, verificar cual es la combinación más aceptable y de menos costo computacional, etc.
- Incorporar estos filtros en otras aplicaciones, como en redes de sensores, Wi-Fi, entre otros, para analizar su eficiencia y comportamiento.

6. BIBLIOGRAFÍA

- 3 GPP Release 11. (2013). Understanding the Standards for HSPA+ and LTE-Advanced Enhancements. En 3GPP.
- 3GPP TS 36.212 v 10.0.0 Release 10. (2011). *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding*. ETSI.
- 3GPP. (2019). *3 GPP a Global Initiative*. Obtenido de Releases: <https://portal.3gpp.org/#/55934-releases>
- 3GPP ETSI TS 136 201 v10.0.0. (2017). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE physical layer; General description. *ETSI*, 17.
- 3GPP ETSI TS 136 211 v10.0.0. (2011). *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation* . ETSI.
- 3GPP ETSI TS 136 213. (2016). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures. *ETSI*, 328.
- 4G Americas. (2015). Executive Summary. En 3GPP, *Understanding 3GPP Release 12 Standards for HSPA+ and LTE-Advanced Enhancements*.
- 5G Americas. (2016). EXECUTIVE SUMMARY, Inside 3GPP Release 13. En *Inside 3GPP Release 13: Understanding the Standards for LTE-Advanced Enhancements*.
- Alastair, B. (2012). *Unwired Insight*. Obtenido de Summary of 3GPP Standards Releases for LTE: <https://www.unwiredinsight.com/2012/3gpp-lte-releases>
- Chen, C.-T. (1988). *Chen System & Signal Analysis*. Thomson Learning.

- Dasharatha, M., Rajendra, B., & Reddy, N. (2017). Low Power and Area Efficient FIR Filter Using Adaptive LMS Algorithm. *IEEE, International Conference on Communication and Signal Processing*, 453-456.
- Dhiman, J., Ahmad, S., & Kuldeep, G. (2013). Comparison between Adaptive filter Algorithms (LMS, NLMS and RLS). *International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR)*, 1100-1103.
- Diniz, P. (2008). *Adaptive Filtering* (Tercera ed.). Rio de Janeiro, Brasil: Kluwer Academic Publishers.
- Elmustafa Sayed, A. A. (2015). *Introduction to Communication System*. Sudan: Red Sea University.
- ELPROCUS. (05 de 06 de 2019). *Electronics, Projects, Focus*. Obtenido de What is a Communication System and Its Basic Elements: <https://www.elprocus.com/what-is-a-communication-system-and-its-basic-elements/>
- Flore, D. (18 de 02 de 2015). *Evolution of LTE in Release 13*. Obtenido de 3GPP: <https://www.3gpp.org/news-events/1628-rel13>
- Haykin, S. (2001). *Sistemas de Comunicación*. New York: Limusa Wiley.
- Lema Villena, F. E. (2017). Estudio para la Recomendacion de Parámetros Técnicos a Utilizarse en el Control d Redes LTE 4G en Ecuador. Quito: Universidad Politécnica Nacional.
- Li, M., & Xi, X. (2013). A New Variable Step-Size NLMS. *International Conference on Information Technology and Applications*, 236-239.

- Lima, M., Espíndola, B., Freeland, F., & Diniz, P. (2011). Applications of Data-Selective Adaptive Filters. *Simposio Brasileiro de Telecomunicaiones*.
- Nakamura, T. (2013). *3GPP a Global Initiative*. Obtenido de LTE Release 12 and Beyond: https://www.3gpp.org/IMG/pdf/lte_africa_2013_3gpp_lte_release_12.pdf
- Proakis, J., & Salehi, M. (2001). *Digital Communications* (Quinta ed.). New York: McGraw-Hill.
- Sanchis, E., Gonzáles, V., Torralba, G., & Torres, J. (2004). *Fundamentos y electrónica de las comunicaciones*. Valencia: Universitat de Valencia.
- Van Nee, R., & Prasad, R. (2000). *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Massachusetts: Artech House.
- Warner, S., & Diniz, P. (2001). Set-Membership Affine Projection Algorithm. *IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS*, 231-235.
- Weintin, S., & Ebert, P. (1971). Data Transmission by Frequency - Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(5), 628-634.
- Weiting, Y., & Runjing, Z. (2007). An Improved Self-Adaptive Filter Based on LMS Algorithm for Filtering 50Hz Interference in ECG Signals. *The Eighth International Conference on Electronic Measurement and Instrumen*, 874-878.
- Xiao, Y. (2003). *Othogonal Frequency Division Multiplexing Modulation and Inter-Carrier Interference Cancellation*. Louisiana, USA.

Ye, L., & Gordon, S. (2006). *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. New York: Springer-Verlag.

Zarrinkoub, H. (2014). *Understanding LTE with MATLAB*. Massachusetts: WILEY.