



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**Optimizar la eficiencia de un sistema de comunicación móvil LTE Release 10 en el downlink
combinando diferentes filtros adaptativos en el proceso de equalización**

Herrera Flores, Romel Andrés

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

Ing. Bernal Oñate, Carlos Paul MSc.

18 de Agosto del 2021



Document Information

Analyzed document	Trabajo_Titulacion_Herrera_Andrés_2021 .pdf (D111428078)
Submitted	8/18/2021 4:26:00 PM
Submitted by	Bernal Oñate Carlos Paúl
Submitter email	cpbernal@espe.edu.ec
Similarity	0%
Analysis address	cpbernal.espe@analysis.arkund.com

Sources included in the report

W

URL: <https://www.tiger-algebra.com/drill/0,5,10,15,20,25,30/>
Fetched: 8/18/2021 4:28:00 PM

 1



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

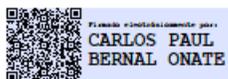
DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “**Optimizar la eficiencia de un sistema de comunicación móvil LTE Release 10 en el downlink combinando diferentes filtros adaptativos en el proceso de ecualización**” fue realizado por el señor **Herrera Flores, Romel Andrés** el cual ha sido revisado y analizado en su totalidad por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 18 de Agosto del 2021



.....
Ing. Bernal Oñate, Carlos Paul MSc.

C. C 1709775637



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA

Yo, **Herrera Flores Romel Andrés** con cédula de ciudadanía n° 100310916-0, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **“Optimizar la eficiencia de un sistema de comunicación móvil LTE Release 10 en el downlink combinando diferentes filtros adaptativos en el proceso de ecualización”** es de mi autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos, y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Sangolquí, 18 de Agosto del 2021

Una firma manuscrita en tinta azul que parece leerse 'Romel Andrés Herrera Flores'.

Herrera Flores Romel Andrés

C.C.: 100310916-0



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN

Yo **Herrera Flores Romel Andrés**, con cédula de ciudadanía n° 1003109160, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: **“Optimizar la eficiencia de un sistema de comunicación móvil LTE Release 10 en el downlink combinando diferentes filtros adaptativos en el proceso de ecualización”** en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad.

Sangolquí, 18 de Agosto del 2021

Una firma manuscrita en tinta azul que parece ser 'Romel Andrés Herrera Flores'.

.....
Herrera Flores Romel Andrés

C.C.: 100310916-0

Dedicatoria

El presente trabajo está dedicado a Dios por brindarme la oportunidad de adquirir conocimientos en estos años de carrera, a mis padres y hermano por ser auspiciantes de mis logros y su ejemplo me ha servido de guía para tomar las mejores decisiones, siempre han sido el motor que me impulsa, los amo.

Agradecimiento

Estoy muy agradecido por toda la experiencia vivida en nuestra querida universidad, por los años compartiéndome conocimientos, formando mis actitudes y aptitudes, y las grandes alegrías en este camino ya recorrido. Además a mi padre por patrocinarme la carrera y su sacrificio para cubrir toda necesidad y al resto de mi familia quienes han hecho la carga más liviana en los momentos más difíciles.

Finalmente agradecer a mi tutor de tesis por el apoyo brindado a lo largo de la carrera y en el presente trabajo con su guía, conocimiento y enseñanzas.

Índice De Contenidos

Aprobación URKUND	2
Certificación Biblioteca	3
Responsabilidad de Autoría	4
Autorización de publicación.....	5
Dedicatoria.....	6
Agradecimiento.....	7
Índice De Contenidos	8
Índice de Tablas	11
Índice de Figuras	12
Capítulo I Introducción.....	16
Antecedentes	16
Justificación.....	17
Alcance del proyecto.....	18
Objetivos	18
General.....	18
Específicos.....	19
Capítulo II Marco Teórico.....	20
LTE Release 10	20
Agregación de portadoras	20
Nodos de Retransmisión.....	21
Descripción General Capa Física LTE.....	22
Interfaz Aérea	22

Bandas de Frecuencia	22
Asignación de Ancho de Banda.....	25
Estructura en el Dominio del Tiempo	26
Representación Tiempo-Frecuencia	27
Transmisión Multiportadora OFDM.....	29
Prefijo Cíclico.	30
Espaciado de Subportadoras.	31
Tamaño del Bloque de Recursos.....	31
Operaciones Típicas del Receptor.	32
Contenido de la Cuadrícula de Recursos.	32
Canales Físicos	33
Filtro Adaptativo	35
Algoritmo LMS (Algoritmo de Mínimos Cuadrados).....	37
Algoritmo NLMS (Algoritmo de Mínimos Cuadrados Normalizado).....	37
Algoritmo RLS (Algoritmo Recursivo de Mínimos Cuadrados)	38
Algoritmo SM-AP (Proyección afín de pertenencia a conjuntos)	39
Capítulo III Metodología	40
Procesamiento de Enlace Descendente.....	42
Parámetros de Simulación LTE.....	42
Parámetro de rendimiento Throughput	43
Filtros Adaptativos y Sistema LTE	44
Combinaciones Serie y Paralelo.....	47
Combinación LMS & SM-AP	47
Combinación NLMS & SM-AP	48

	10
Combinación RLS & SM-AP	49
Modos de Transmisión.....	50
Elección de Coeficientes para los Filtros Adaptativos	51
Costo Computacional.....	52
Capitulo IV Resultados y discusiones	54
Inicialización de Parámetros Algoritmos Adaptativos	54
Valores de Inicialización Predefinidos	54
Estructura Serie con Filtros Adaptativos.....	55
Selección Parámetro τ Estructura Serie	56
Estructura Paralelo con Filtros Adaptativos.....	62
Parámetros Iniciales de Estructuras en Paralelo	63
Comparativa de Rendimiento entre las Combinaciones de Filtros	64
Comparativa de Rendimiento Estructuras en Serie.....	65
Comparativa de Rendimiento de las Estructuras en Paralelo	73
Resultados de las Estructuras Serie y Paralelo	74
Comparativa de Rendimiento Serie vs Paralelo.....	76
Rendimiento en Función del Modo de Transmisión.....	79
Capítulo V Conclusiones y recomendaciones	82
Conclusiones	82
Recomendaciones.....	83
Trabajos futuros.....	83
Bibliografía	85

Índice de Tablas

Tabla 1	<i>LTE Release 10 detalles y características</i>	20
Tabla 2	<i>Bandas de frecuencia E-UTRA (Envolved Universal Terrestrial Radio Access)</i>	23
Tabla 3	<i>Bandas de frecuencia no emparejadas E-UTRA</i>	25
Tabla 4	<i>Rangos de ancho de banda para LTE</i>	26
Tabla 5	<i>Prefijo cíclico normal y extendido</i>	31
Tabla 6	<i>Parámetros de simulación Inicial</i>	43
Tabla 7	<i>Algoritmo de mínimos cuadrados (LMS)</i>	44
Tabla 8	<i>Algoritmo de mínimos cuadrados normalizado (NLMS)</i>	45
Tabla 9	<i>Algoritmo recursivo de mínimos cuadrados (RLS)</i>	45
Tabla 10	<i>El Algoritmo de Proyección Afín de Pertenencia a Conjuntos (SM-AP)</i>	46
Tabla 11	<i>Costo computacional con algoritmos adaptativos independientes</i>	53
Tabla 12	<i>Costo computacional con algoritmos combinados</i>	53
Tabla 13	<i>Parámetros de inicialización predefinidos</i>	55
Tabla 14	<i>Selección de Parámetro τ del Filtro II SM-AP Según SNR</i>	62
Tabla 15	<i>Resultados estructura serie con diferentes niveles SNR</i>	75
Tabla 16	<i>Resultados estructura paralelo con dos niveles SNR.</i>	76
Tabla 17	<i>Throughput alcanzado por las combinaciones de filtros propuestas</i>	77
Tabla 18	<i>Parámetros de simulación con alta distorsión</i>	79
Tabla 19	<i>Parámetros de simulación con baja distorsión</i>	80
Tabla 20	<i>Rendimiento BER en función del modo de transmisión para alta distorsión de canal</i>	80
Tabla 21	<i>Rendimiento BER en Función del modo de transmisión para baja distorsión de canal</i>	81

Índice de Figuras

Figura 1	Representación de agregación de portadoras.....	21
Figura 2	Estructura LTE en el Dominio del Tiempo.....	27
Figura 3	Elementos, bloques y cuadrícula de recursos.....	28
Figura 4	Bloque de recursos y frecuencia central en la transmisión de enlace descendente.....	29
Figura 5	Subtrama de Enlace Descendente LTE en Modo Unidifusión	33
Figura 6	Capas en una red de acceso por radio LTE	34
Figura 7	Diagrama de Bloque Filtro Adaptativo	35
Figura 8	Diagrama de Bloque del Sistema	41
Figura 9	Pila de Procesamiento de Señales de Enlace Descendente DL-SCH y PDSCH.....	42
Figura 10	Curva de Aprendizaje Filtro LMS & SM-AP en Serie y Paralelo	47
Figura 11	Curva de Aprendizaje Filtro NLMS & SM-AP en Serie y Paralelo	48
Figura 12	Curva de Aprendizaje Filtro RLS & SM-AP en Serie y Paralelo.....	49
Figura 13	Modos de Transmisión LTE Enlace descendente.....	51
Figura 14	Representación Gráfica de la Extracción del Mínimo MSE.....	52
Figura 15	Diagrama de Bloque de una Estructura en Serie con Filtros Adaptativos	55
Figura 16	Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 0 (dB).....	57
Figura 17	Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 5 (dB).....	58
Figura 18	Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 10 (dB).....	59
Figura 19	Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 15 (dB).....	60
Figura 20	Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 20 (dB).....	61
Figura 21	Diagrama de Bloque de una Estructura en Paralelo con Filtros Adaptativos	63
Figura 22	Resultados de MSE y Error Relativo Estructura Paralelo con SNR = 10 (dB)	64

Figura 23	Conjunto de Comparación de las Estructura Serie	65
Figura 24	Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 0 (dB)	66
Figura 25	Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 5 (dB)	67
Figura 26	Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 10 (dB)	69
Figura 27	Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 15 (dB)	70
Figura 28	Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 20 (dB)	71
Figura 29	Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 30 (dB)	72
Figura 30	Conjunto de Comparación de Estructuras en Paralelo	73
Figura 31	Resultado Simulación Comparativa con Estructuras Paralelo y SNR = 10 (dB)	73
Figura 32	Diagrama de Bloque Simulación Conjunta Serie y Paralelo	76
Figura 33	Resultados Simulación Serie vs Paralelo	78

Resumen

El crecimiento y demanda de los servicios móviles intensifican el uso de datos, de modo que la búsqueda de optimización del sistema es fundamental para evitar la pérdida de información, con el objetivo de mejorar la eficiencia del sistema de comunicación móvil LTE Release 10 en el enlace de bajada, se propone combinar filtros adaptativos en estructuras serie y paralelo como ecualizadores de canal. Se hace uso de los algoritmos LMS, NLMS, RLS y se destaca el uso del filtro Set-Membership Affine Projection (SM-AP) usado en todas las combinaciones. Se simula el estándar LTE Release 10 en Matlab® con los parámetros: modos de transmisión, esquema de modulación, codificación turbo, canal móvil AWGN con efecto Doppler, ancho de banda y modelo del canal, y el nivel de SNR. Un canal con SNR de 10 dB tiene un Throughput por encima del estándar con 7.9 % y 9.86 % para la estructura serie y paralelo respectivamente. Se identifica la superioridad de la combinación NLMS & SM-AP por parte de la estructura paralelo con un rendimiento sobre el estándar del 11.14 %. Además con esta combinación examinamos el BER en función de dos modos de transmisión LTE en configuraciones SISO y MIMO para cinco casos de prueba, sobre un canal ruidosos y sin ruido, se obtiene una mejora del 0.87 % al del estándar BER de LTE con el modo 2 con diversidad de transmisión (4x4) en un escenario de canal sin ruido.

Palabras clave:

- **LTE RELEASE 10**
- **MODOS DE TRANSMISIÓN**
- **FILTROS ADAPTATIVOS**
- **SET-MEMBERSHIP AFFINE PROJECTION (SM-AP)**

Abstract

The growth and demand of mobile services intensify the use of data, making system optimization essential for avoiding data loss. Aiming to improve the LTE Release 10 communication system's downlink efficiency, the combination of series and parallel structures of adaptive filters is proposed as channel equalizers. LMS, NLMS, RLS algorithms were employed, as well as Set-Membership Affine Projection (SM-AP) used in all the possible combinations. The LTE Release 10 standard was simulated using Matlab® with the following parameters: Transmission modes, modulation scheme, turbo codification, mobile AWGN channel with Doppler effect, bandwidth and channel model, and SNR level. A 10-dB SNR channel's throughput is 7.9 % and 9.86 % over the standard for the series and parallel structures respectively. It was identified that the combination of NLMS & SM-AP in a parallel structure excels the standard by 11.4% in performance. Furthermore, the BER was examined for LTE SISO and MIMO configurations in five test cases for noisy and non-noisy channels. It was shown that mode two with transmission diversity (4x4) in a non-noisy channel scenario excels the LTE standard in 0.87%.

Key words:

- **LTE RELEASE 10**
- **TRANSMISSION MODES**
- **ADAPTIVE FILTERS**
- **SET-MEMBERSHIP AFFINE PROJECTION (SM-AP)**

Capítulo I

Introducción

Antecedentes

Con el desarrollo de la tecnología en redes de cuarta generación, la búsqueda de optimización es parte integral de las operaciones de la red, es por esto que se han desarrollado diferentes investigaciones enfocadas a mejorar el rendimiento de la comunicación móvil Long Term Evolution Advanced (LTE-A), como (Saleem, 2011a) donde se comparan tres técnicas de estimación de canal adaptativo: Mínimo Cuadrado Medio (LMS), Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) y Filtrado de Kalman (KF). En la investigación (Lindbom, 1993), se usa técnicas adaptativas implementadas en los sistemas inalámbricos LTE Advanced, logrando identificar el estimador LMS como la mejor opción en términos de eficiencia computacional y sin pérdida de ganancia de rendimiento en comparación con RLS y KF. Los filtros adaptativos como RLS y LMS están presentes en la estimación de canal con resultados positivos (Saleem, 2011b).

El enfoque recae sobre los filtros adaptativos debido a la importancia y los resultados en investigaciones como, (Ramón, 2019) que realiza comparaciones de rendimiento con los algoritmos LMS, Mínimo Cuadrado Medio Normalizado (NLMS), RLS y el Algoritmo Selectivo de Datos (DSA), logrando obtener una mejora del 1.97 % sobre el estándar LTE Advanced en condiciones de operación con un símbolo de control y efecto Doppler de 5 Hz, lo anterior mencionado se logra con la aplicación del filtro DSA que presenta un menor costo computacional sin comprometer la precisión de la estimación (P. S. R. Diniz, 2018). La combinación de varios filtros adaptativos reduce la interferencia sin eliminar información significativa en las señales según la investigación de (Garcés Correa, Laciari, Patiño & Valentinuzzi, 2007), donde se dispuso de tres filtros adaptativos basados en un algoritmo LMS, el primero elimina la interferencia de línea, el segundo elimina ruido y el último cancela los picos.

Justificación

Los sistemas de comunicación inalámbricos se ven afectados por diferentes factores como la adición de ruido, la distorsión multirrayecto variable en el tiempo, la necesidad de contrarrestar la Interferencia Intersimbólica (ISI), la transmisión de datos de alta velocidad a través de canales variables en el tiempo que no puede aplazarse con un aumento de la potencia de transmisión, provocan que la respuesta del canal difiera de la esperada por lo que necesitamos introducir elementos adicionales que discriminen la información y mejoren el procesamiento de la señal, además, el notable incremento en los últimos años de tasas de transmisión y recepción, la implementación de nuevos elementos en la red y la integración de nuevos servicios con una mayor cobertura, evidencian la importancia del presente proyecto (Hassoune, 2014).

El interés del estudio de un filtro adaptativo robusto contra el ruido y una reducida carga computacional es elemental para el proyecto por lo que (Lima, Ferreira, Martins, & Diniz, 2011), proponen la formación de un filtro con un algoritmo llamado Data-Selective Adaptive (DSA) para la ecualización semiciega en Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) con sistemas que emplean un esquema de Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK) que aumenta en un 18 % el rendimiento del sistema, siempre que se garantice una Relación Señal-Ruido mínima. En concordancia a la investigación antes mencionada se logra mejorar el rendimiento de un sistema inalámbrico basado en OFDM en un 1.97 % al usar filtros DSA (Ramón, 2019).

Esta tesis busca reproducir el trabajo antes mencionado, sobre el sistema de comunicaciones LTE release 10 evaluando diferentes combinaciones de filtros adaptativos en términos de rendimiento mediante simulaciones en Matlab®, considerando el uso del algoritmo Set-Membership Affine Projection (SM-AP) en cada combinación para aprovechar su limitado costo computacional y encontrando parámetros de convergencia adecuados que se adapten a una estructura de filtros en serie y paralelo.

Alcance del proyecto

Para lograr modelar la capa física del estándar LTE Release 10 con gran similitud al funcionamiento del sistema en una implementación real se deben considerar varios factores de vital importancia como; OFDMA, MIMO y codificación turbo. Por lo consiguiente se usara el software en Matlab® del sistema LTE Release 10 propuesto por (H. Zarrinkoub, 2014) en donde se considera el canal móvil selectivo en frecuencia y efecto Doppler. No obstante, se debe agregar al código los diferentes filtros adaptativos proporcionados por (P. Diniz, 2013), como LMS, NLMS, RLS, SM-AP y lograr formar diferentes estructuras a partir de estos filtros, primero identificando los valores de los parámetros con mejores resultados de convergencia luego de implementar las estructuras serie y paralelo, posteriormente se selecciona la estructura con mayor rendimiento entre estas estructuras comparando parámetros de rendimiento, finalmente la estructura seleccionada se evalúa en diferentes escenarios de prueba.

Se hace uso de la simulación tipo Montecarlo que respalda la precisión de simulación del sistema. Visto que la mayoría de parámetros de rendimiento como el BER y el Throughput usadas en sistemas de comunicaciones inalámbricas, se calculan de forma estadística. Otra razón es verificar la robustez del sistema considerando que se pueden presentar estimaciones atípicas, por lo cual se debería abarcar todos escenarios que puedan manifestarse con una simulación lo suficientemente amplia. Lo anterior conlleva una gran cantidad de tiempo por lo que se debe mejorar las líneas de código y evitar confusión que causen disminución de la velocidad de procesamiento (Novales, 2010).

Objetivos

General

Optimizar la eficiencia de un sistema de comunicación móvil LTE Release 10 al combinar diferentes filtros adaptativos en el proceso de ecualización.

Específicos

- Levantar el estado del arte acerca de los filtros adaptativos y sus aplicaciones.
- Investigar acerca del sistema de comunicaciones móviles LTE Release 10 y sus características.
- Encontrar los parámetros de convergencia más eficiente de los filtros implementados en conjunto.
- Reconocer el escenario SNR con mejor respuesta de las estructuras serie y paralelo.
- Identificar la mejor distribución serie o paralelo comparando parámetros de rendimiento al implementarlos como ecualizadores del sistema LTE Release 10.
- Evaluar la respuesta de la estructura de filtros de mejor rendimiento en diferentes escenarios de prueba.

Capítulo II

Marco Teórico

LTE Release 10

Proveer mayores velocidades de bits de forma rentable fue el principal objetivo de crear LTE-Advanced LTE Release10 cumpliendo con los requerimientos constituidos por la UIT para 4G se llegó a tener las características presentadas en la Tabla 1 a continuación:

Tabla 1

LTE Release 10 detalles y características

Características	LTE-Advanced
3 GPP	Release 10
Capa física	DL: OFDMA UL: SC-FDMA
Velocidad máxima	1 Gbps (DL) 300 Mbps (UL)
Eficiencia espectral	DL: 30 bps / Hz UL: 15 bps / Hz
Latencia	Capa de enlace < 5 ms Handoff < 50 ms
Ancho de canal	(1.4, 3, 5, 10, 15, 20) MHz Carrier Aggregation (CA)
Nuevas funcionalidades	MIMO: DL (8X8) UL (4X4) Soporte para Relay Nodes (RN)

Nota. Recuperado de (Aspiazu, 2019)

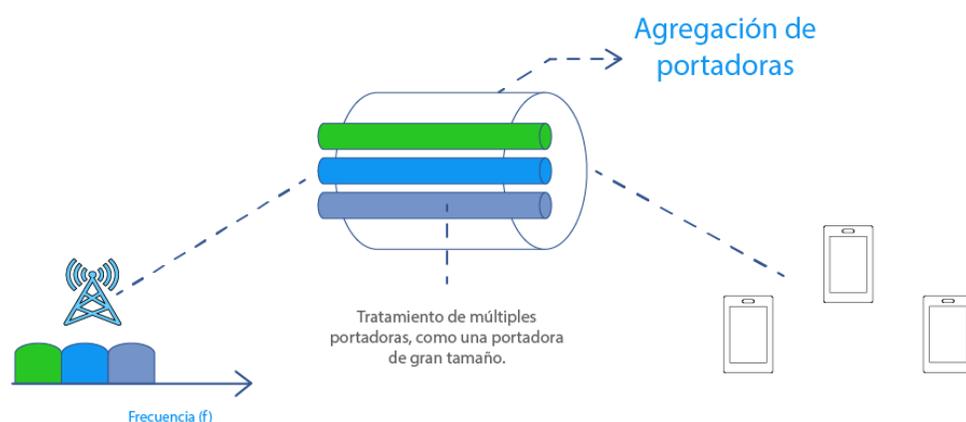
Agregación de portadoras

Añadir más ancho de banda es la mejor manera de incrementar la capacidad, conservando la compatibilidad con variantes anteriores, el crecimiento del ancho de banda es provocado con el aumento

de portadoras y se puede usar la suma de portadores tanto para FDD como para TDD. La portadora puede variar su ancho de banda en estos valores 1.4, 3, 5, 10, 15 o 20 MHz con un límite de 5 portadoras de Componentes (CC) por lo tanto el ancho de banda máximo es de 100 MHz. El número de Portadores agregados podría ser distinto en el enlace de bajada (DL) y subida (UL), no obstante, el número de portadoras del componente UL jamás es más grande que el número de portadoras del componente DL (Hassoune, 2014). Los portadores de componentes individuales además tienen la posibilidad de tener diferentes anchos de banda. En la Figura 1 se representa una portadora de gran tamaño compuesta por múltiples subportadoras.

Figura 1

Representación de agregación de portadoras



Nota. Recuperado de (Wannstrom, 2013).

Nodos de Retransmisión

Elementos de la red dispuestos como estaciones base que brindan cobertura de servicio y bordes de las celdas con capacidades mejoradas, y también son útiles al crear enlaces en zonas lejanas sin la necesidad de usar fibra óptica. Una organización de red heterogénea eficiente, o sea, una mezcla de celdas gigantes y pequeñas, se intensifica con esta implementación (RN) (Hassoune, 2014).

Descripción General Capa Física LTE

Iniciando desde la interfaz aérea del estándar, se detalla elementos relevantes como el ancho de banda, las bandas de frecuencias explotadas, estructuras de tiempo y tiempo-frecuencia, luego se especifica los esquemas multiportadora del estándar LTE, OFDMA para transmisión en enlace descendente. Es esencial para la comprensión de la capa física de LTE entender el funcionamiento de los elementos incluidos de la cuadrícula de recursos OFDM, es así como se revisa el comportamiento de las estructuras de tramas en el enlace descendente. Finalmente se examina los canales físicos utilizados en la transmisión del enlace descendente con una breve descripción de su funcionamiento (Domínguez, 2011).

Interfaz Aérea

Entre los requerimientos del estándar LTE se encuentra la flexibilidad para la transferencia de datos de banda ancha esto conlleva a una alta eficiencia espectral, la propagación selectiva de frecuencia (Ghosh & Ratasuk, 2018), la robustez frente a interferencias entre símbolos debido al desvanecimiento multitrayecto, finalmente el soporte para estructuras MIMO (Multiple Input Multiple Output). Todo lo anterior se consigue gracias al uso de la tecnología OFDM que ofrece las ventajas necesarias para el estándar LTE sobre otras tecnologías de acceso múltiple.

Se conceden flexibilidad en los espacios de tiempo y la cantidad de espectro designado para la transmisión, esto no solo brinda una diversidad de bandas de frecuencia, sino un grupo de anchos de banda escalable. LTE brinda una duración corta de trama de 10 ms con el fin de reducir la latencia y con esto se logra una elevada estimación de canal en el móvil, por consiguiente la realimentación oportuna para lograr adaptaciones de enlace a la estación base (Zarrinkoub, 2014).

Bandas de Frecuencia

En LTE y en el caso de estándares previos de 3GPP, se aceptan los modos TDD con bandas de

frecuencia para espectros no emparejados y FDD para espectros emparejados, debido a esto FDD logra la transferencia sucesiva en dos frecuencias: para enlace de bajada y enlace de subida. El receptor se ve beneficiado con la conveniente separación en las bandas emparejadas. No obstante, se usan bandas de frecuencia que no están emparejadas para TDD, de hecho se comparte frecuencia portadora y el canal para el enlace de bajada y enlace de subida, por lo que están multiplexadas en el tiempo (Domínguez, 2011). Los espectros de radio en diferentes bandas de frecuencia son especificados por los estándares LTE. Permanecen accesibles las bandas de frecuencia ya definidas para los estándares 3GPP, pero además se introduce por primera ocasión varias bandas de frecuencia diferentes, las cuales son diferentes en cada territorio según las regulaciones que las gobierne, por lo tanto es aceptable que cualquier distribuidor de servicios logre extender varias bandas de frecuencia para hacer que el proceso de itinerancia universal sea mucho más simple de gobernar.

El listado de bandas de frecuencia ITU IMT-Advanced (Unión Internacional de Telecomunicaciones) para LTE se muestran en las especificaciones 3GPP (Dahlman, Parkvall & Sköld, 2011). Se incluyen 11 bandas de frecuencia para TDD y 25 bandas para FDD. En la Tabla 2, se ordenan del 1 al 25 las bandas emparejadas en el modo dúplex FDD y posteriormente en la Tabla 3, se enumeran del 33 al 44 las bandas no emparejadas utilizadas en el modo TDD. No aplica la banda número 6 para LTE y la número 15 y 16 son específicas a la región uno de la UIT (3GPP Release 11, 2013).

Tabla 2

Bandas de frecuencia E-UTRA (Involved 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 Dúplex
1	1920-1980	2110-2170	FDD
2	1850-1910	1930-1990	FDD

Índice Operación de Banda	Rango de Frecuencia de Operación del Uplink (MHz)	Rango de Frecuencia de Operación del Downlink (MHz)	Modo Dúplex
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	1749.9-1784.9	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	815-830	860-875	FDD
19	830-845	875-890	FDD
20	832-862	791-821	FDD
21	1447.9-1462.9	1495.9-1510.9	FDD
22	3410-3490	3510-3590	FDD
23	2000-2020	2180-2200	FDD
24	1626.5-1660.5	1525-1 559	FDD
25	1850-1915	1930-1995	FDD

Nota. Recuperado de (3GPP, 2016).

Tabla 3*Bandas de frecuencia no emparejadas E-UTRA*

Índice Operación de Banda	Rango de frecuencia de operación del Downlink-Uplink (MHz)	Modo Dúplex
33	1900-1920	TDD
34	2010 -2025	TDD
35	1850-1910	TDD
36	1930-1990	TDD
37	1910-1930	TDD
38	2570 -2620	TDD
39	1880-1920	TDD
40	23:00 a 24:00	TDD
41	2496-2690	TDD
42	3400-3600	TDD
43	3600-3800	TDD

Nota. Recuperado de (Zarrinkoub, 2014).

Asignación de Ancho de Banda

Una canalización con asignaciones de espectro desde 1.4 a 20 MHz permite cumplir con la flexibilidad de espectro requerida por la IMT-Advanced a través de la escalabilidad en el dominio de la frecuencia.

Se usa 180 KHz como ancho de banda y diversas subportadoras en los bloque de frecuencia como componentes del canal, existen dos posibles anchos de su portadoras de 15 kHz y 7.5 kHz por lo que se puede tener 12 y 24 subportadoras respectivamente. Esto abre la posibilidad de usar de 6 a 110 bloques de recurso en el ancho de banda sobre una exclusiva portadora de frecuencia, de esta manera el estándar

adopta la transmisión multiportadora con canalización flexible en pasos de 180 kHz. La Tabla 4 muestra dos aspectos importantes: el número de su portadora para cada ancho del canal y el número de bloques de recurso. LTE especifica anchos de canal que ocupan cerca del 90 % del canal por la totalidad de los bloques de recurso (Domínguez, 2011).

Tabla 4

Rangos de ancho de banda para LTE

Ancho de Banda de Canal (MHz)	Número de Bloque de Recurso	Número de Subportadoras
1.4	6	72
3	15	180
5	25	300
10	50	600
15	75	900
20	100	1200

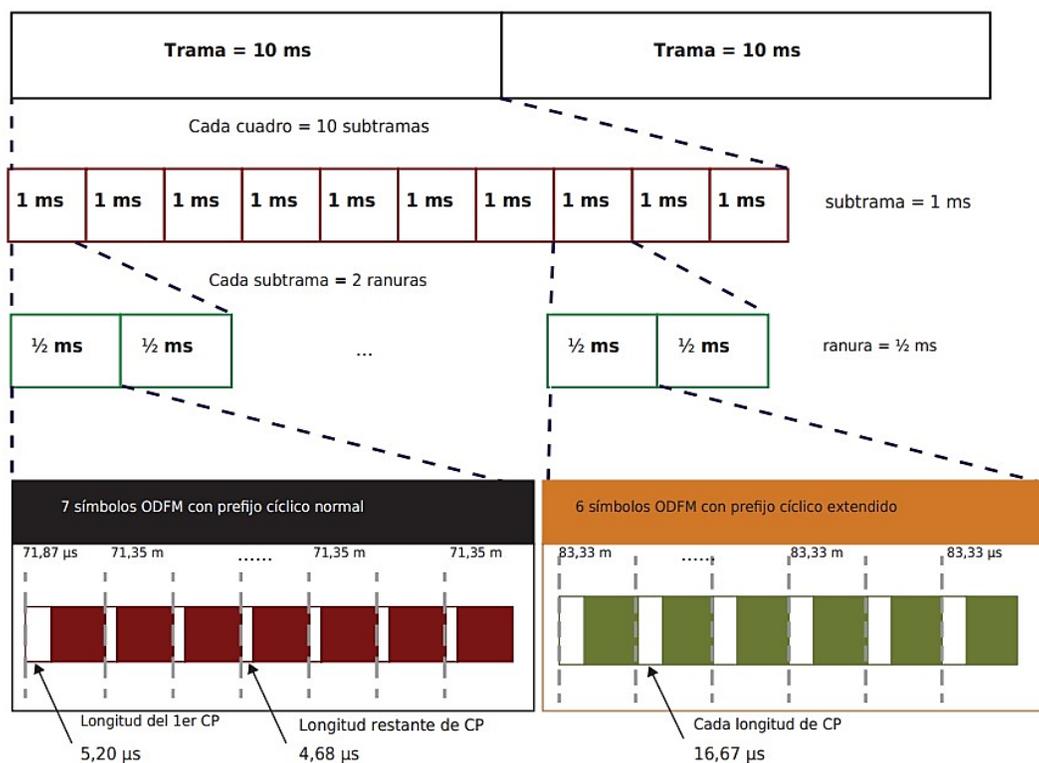
Nota. Recuperado de (3GPP Release 11, 2013). Esta tabla ha sido generada para un espaciado de subportadora de 15 kHz.

Estructura en el Dominio del Tiempo

Para una mejor interpretación de la transmisión LTE se expone en la Figura 2 la estructura en el dominio del tiempo, basándose en la representación de datos en tiempo y frecuencia, se asigna a la red de recursos para luego ser transformada en símbolos OFDM para su transmisión (Domínguez, 2011). En el dominio del tiempo, LTE organiza la transmisión como una secuencia de tramas de radio de 10 ms de longitud. A continuación, cada cuadro se subdivide en 10 subtramas de 1 ms de longitud. Cada subtrama se compone de dos ranuras de 0,5 ms de longitud cada una. Finalmente, cada ranura consta de varios símbolos OFDM, ya sea seis o siete, según se use prefijo cíclico normal o extendido.

Figura 2

Estructura LTE en el Dominio del Tiempo



Nota. Desglose de trama, subtrama y ranura en el dominio del tiempo. Adaptado de (Zarrinkoub, 2014)

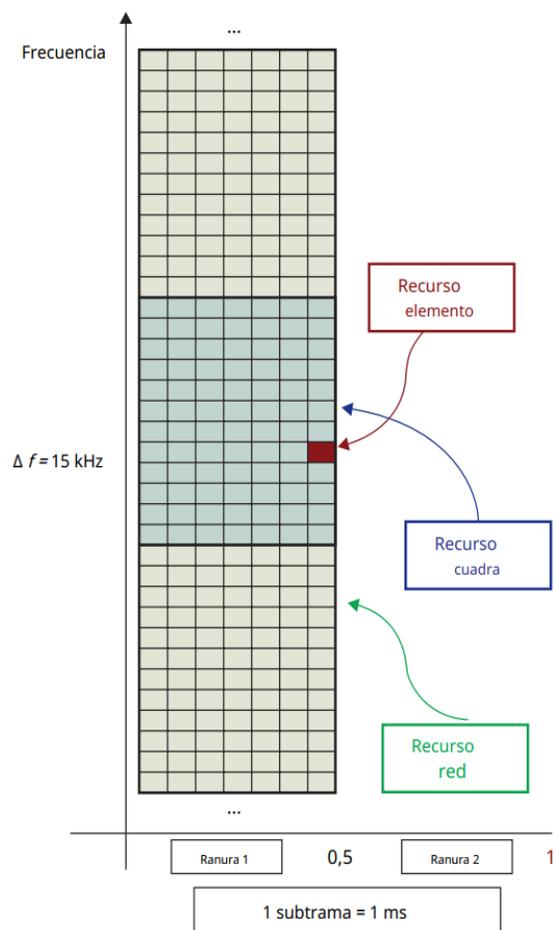
Representación Tiempo-Frecuencia

OFDM tiene una característica muy importante que es la de asignar recursos tanto en tiempo y frecuencia para la señal que se transmite. Se implementa un sistema de coordenadas llamada cuadrícula de recurso donde se asigna el elemento de recurso físico para una versión de la señal modulada de valor complejo. El tiempo donde se guarda el símbolo OFDM que corresponde se señala en el eje (X) y en el eje (Y) se guarda la subportadora OFDM en frecuencia. En cuanto al enlace descendente LTE, se representa en la Figura 3 la cuadrícula de recursos cuando se usa un prefijo cíclico normal. En la intersección de un símbolo OFDM y una subportadora se encuentra el elemento de recurso. Existen 14 símbolos OFDM por su trama o siete símbolos por intervalo siempre y cuando el ancho de su portadora sea de 15 kHz con un

prefijo cíclico normal. Se tiene 12 subportadoras para cada uno de los (RB) o 180 kHz en el dominio de la frecuencia y se manejan intervalos de 0.5 ms (Domínguez, 2011).

Figura 3

Elementos, bloques y cuadrícula de recursos



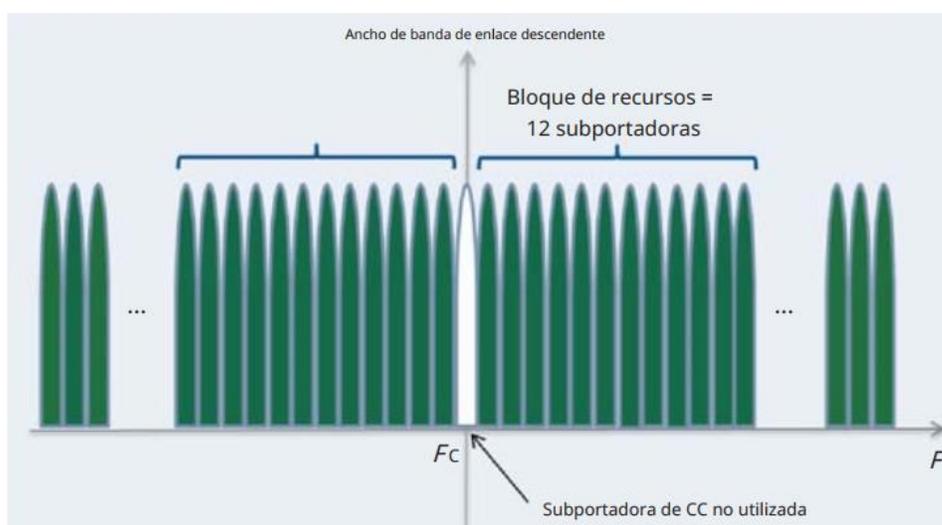
Nota. Adaptado de (Zarrinkoub, 2014)

Por otro lado, en el caso de un prefijo cíclico extendido se puede trabajar con seis y siete símbolos OFDM por ranura donde el bloque de recursos tiene 72 y 84 elementos de recursos respectivamente (Domínguez, 2011). En relación a la información anterior, se pueden usar mínimo seis bloques de recurso hasta un máximo de 110 bloques de recurso esto se relaciona directamente con los anchos de banda de

1.4 a 20 MHz dando una mayor sensibilidad en el ancho de banda sobre una portadora de radiofrecuencia (Hassoune, 2014). Ya que existe una alta posibilidad de interferencia en el enlace de bajada. En cuanto a la portadora que coincide en la frecuencia central no debe usarse y dejar el espaciamiento, esto se representa en la Figura 4.

Figura 4

Bloque de recursos y frecuencia central en la transmisión de enlace descendente



Nota. Adaptado de (Zarrinkoub, 2014)

Gracias al espaciado entre subportadoras de 15 kHz, OFDM logra transformar un canal de frecuencia selectiva en varios sub-canales de frecuencia plana con resolución fina, por consiguiente se consigue minimizar el desvanecimiento selectivo de frecuencia con el uso de ecualizadores de baja complejidad aplicados a cada subcanal de desvanecimiento plano en el dominio de la frecuencia.

Transmisión Multiportadora OFDM

La transmisión multiportadora se representa como un conjunto de muchos subcanales de banda estrecha que en conjunto conforman todo el ancho de banda. El proceso de generación de señales OFDM inicia mapeando la cuadrícula de recursos, es ahí donde se organizan y alinean los datos con respecto al

dominio de la frecuencia. La modulación OFDM se presta naturalmente a una implementación eficiente basada en la “transformada rápida de Fourier inversa (IFFT)”. Después de la modulación OFDM, se genera un símbolo OFDM y se agrega un prefijo cíclico a la señal modulada.

Prefijo Cíclico. Una característica muy importante de OFDM es integrar prefijos de forma cíclica, esto evita la interferencia de símbolos OFDM transmitidos anteriormente. Inicialmente se puede ver como una operación ineficaz ya que repite una copia de datos existentes en el símbolo OFDM y no aporta datos nuevos, no obstante, es elemental por las siguientes razones: brinda una expansión periódica de la señal OFDM por medio de la cual la operación de “convolución lineal” elaborada en la señal transmitida por el canal puede aproximarse por medio de una operación de “convolución circular”. Emular una convolución circular con un prefijo repetitivo es bastante fundamental si quiere que OFDM represente la señal modulada en el dominio de la frecuencia (Ghosh & Ratasuk, 2018). Por otra parte ayuda a conservar la ortogonalidad en medio de las subportadoras en el receptor, que es una de las bases de una transmisión por división de frecuencia ortogonal.

La longitud del prefijo cíclico es un parámetro de diseño fundamental y debe ser capaz de cubrir los márgenes de retardo tradicionales que se hallan en la mayor parte de los escenarios de propagación. La primera parte de la señal OFDM recibida se desecha en el receptor, por consiguiente, LTE debería especificar un prefijo cíclico lo más corto aceptable para reducir la sobrecarga y maximizar la eficiencia espectral, para solucionar esta compensación, LTE toma en cuenta un margen de error para considerar la alineación temporal imperfecta y lograr determinar la longitud del prefijo cíclico como la dispersión de retardo esperada del canal de propagación (Hassoune, 2014). Como se muestra en la Tabla 5, el estándar LTE especifica 3 valores de prefijo cíclicos diferentes: común 4.7 μ s, extendido 16.7 μ s para un espaciado de subportadoras de 15 kHz y extendido 33 μ s para una división de subportadoras de 7,5 kHz. La longitud del prefijo cíclico usual de 4.7 μ s es apropiado para transmisiones en ambientes urbanos y suburbanos.

Tabla 5*Prefijo cíclico normal y extendido*

Configuración	Espaciado de Subportadora (Δf) (kHz)	Número de Subportadora por Bloque de Recursos	Número de Símbolo OFDM por Bloque de Recursos
Prefijo cíclico normal	15	12	7
Prefijo cíclico extendido	15	12	6
	7.5	24	3

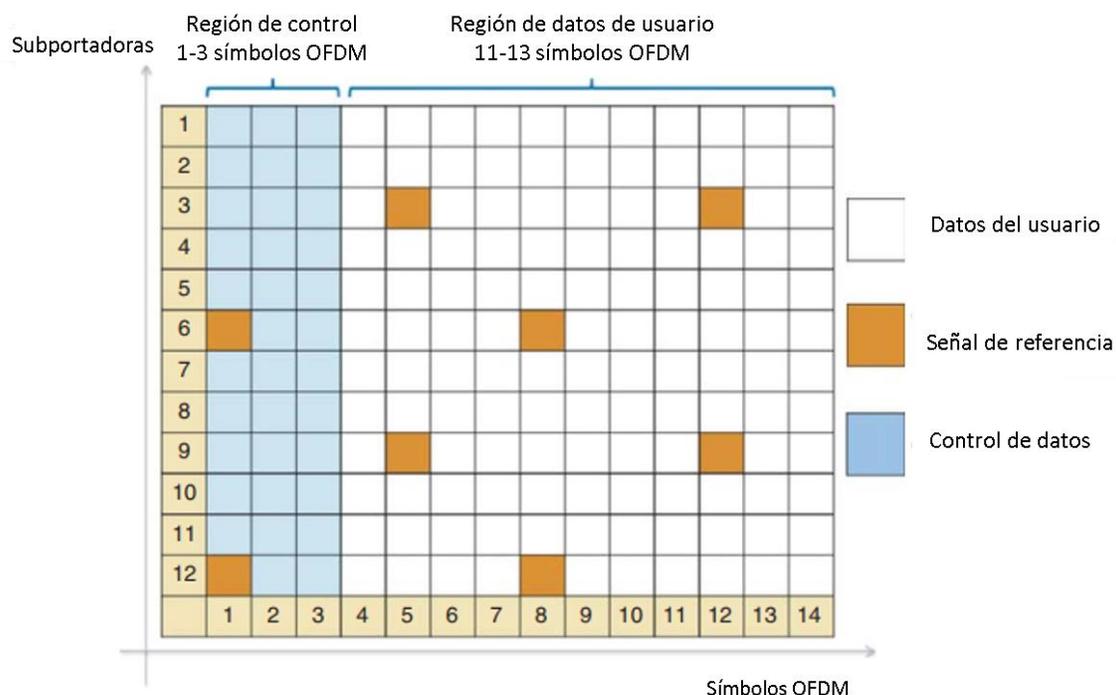
Nota. Recuperado de (Ghosh & Ratasuk, 2018)

Espaciado de Subportadoras. Un diminuto espaciado de subportadoras garantiza que el desvanecimiento en cada subportadora no sea selectivo en frecuencia. No obstante, el espaciado de las subportadoras no podría ser arbitrariamente diminuto ya que el rendimiento se degrada mientras el espaciado de las subportadoras reduce más allá de un cierto límite como consecuencia del desplazamiento Doppler y el ruido de fase que son los causantes de interferencia entre portadoras y a su vez se amplifican con un diminuto espaciado de subportadoras. Para reducir estas degradaciones, se especifica un espaciado de subportadoras de 15 kHz en el estándar LTE (Ghosh & Ratasuk, 2018).

Tamaño del Bloque de Recursos. Debe ser un tamaño diminuto para que la ganancia en la programación selectiva de frecuencia sea enorme y la medida del bloque de recursos garantice que la réplica de frecuencia en cada bloque de recursos sea semejante. No obstante, ya que el eNodeB no sabe qué bloques de recursos experimentan buenas condiciones de canal, el equipo de usuario deberá informarle. Por consiguiente, la medida del bloque de recursos deberá ser lo suficientemente enorme para evadir una sobrecarga de retroalimentación desmesurada. Ya que en LTE se usa un tamaño de subtrama de 1 ms para asegurar una baja latencia, la magnitud del bloque de recursos en frecuencia debería ser diminuto. Como consecuencia, se escogió 180 kHz (12 subportadoras).

Operaciones Típicas del Receptor. En el receptor, se realiza las operaciones inversas a las del transmisor. Primero, eliminamos las muestras de prefijos cíclicos a partir del inicio del signo OFDM recibido. Después, al hacer una operación FFT, calculamos los recursos de la cuadrícula de recursos recibidos de un signo OFDM exclusivo. Luego se hace una operación de ecualización en los elementos de recursos recibidos para descomponer los efectos de la interferencia de canal y entre símbolos para recobrar la mejor estimación de los elementos de recursos transmitidos. Para ejecutar la ecualización, primero requerimos estimar la respuesta de frecuencia del canal para todo el ancho de banda; esto significa, para todos los elementos del recurso. Las señales piloto permiten estimar de forma sencilla la respuesta real del canal en las subportadoras que corresponden. Estas respuestas de canal tienen la posibilidad de calcularse incluso por una relación entre la señal recibida y la señal transmitida. Ahora que poseemos las respuestas del canal en ciertos aspectos es posible usar algunas operaciones de promediado o interpolación para estimar la respuesta del canal.

Contenido de la Cuadrícula de Recursos. El esquema de transmisión LTE otorga una resolución de tiempo de 12 o 14 símbolos OFDM para cada subtrama de 1 ms, dependiendo de la longitud del prefijo cíclico OFDM. Referente a la resolución de frecuencia, prevé una secuencia de bloques de recursos que van de 6 a 100, todos con 12 subportadoras con un espaciado de 15 kHz. La siguiente pregunta es qué tipo de datos ocupan los elementos de recursos que conforman la cuadrícula de recursos. Para contestar a esto, debemos explicar los múltiples canales físicos y señales que conforman el contenido de la cuadrícula de recursos. Fundamentalmente, hay 3 tipos de información contenida en la cuadrícula de recursos físicos. Cada elemento de recurso tiene el símbolo modulado de los datos del cliente o una referencia o señal de sincronización o información de control que se origina en diversos canales de capa superior. Las ubicaciones relativas de los datos de cliente, la información de control y la señal de referencia en una cuadrícula de recursos para un modo de operación de unidifusión se muestran en la Figura 5.

Figura 5*Subtrama de Enlace Descendente LTE en Modo Unidifusión*

Nota. Adaptado de (Zarrinkoub, 2014)

En el modo de unidifusión, los datos del cliente transportan la información que cada cliente quiere comunicar y se entregan a partir de la capa MAC (control de acceso al medio) a la PHY como un bloque de transporte. La estación base y el teléfono móvil producen de manera predecible diversos tipos de señales de referencia y sincronización. Estas señales se aplican para objetivos como por ejemplo estimación de canal, medición de canal y sincronización. Al final poseemos diversos tipos de información de control, que se obtienen por medio de los canales de control y transportan información que el receptor necesita para decodificar de manera correcta la señal.

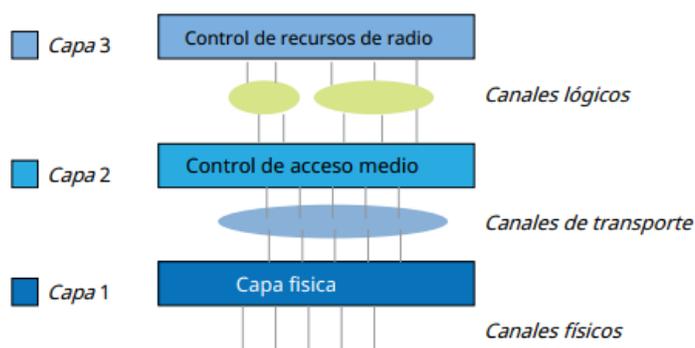
Canales Físicos

Varios canales dedicados especificados en los estándares 3GPP anteriores fueron reemplazados por canales compartidos y se ha limitado el número total de canales físicos. La Figura 6 muestra la pila de

protocolos de la red de acceso por radio y su arquitectura de capa. Los canales lógicos representan las conexiones entre la capa de control de enlace de radio (RLC) y la capa MAC y las transferencias de datos. Existen dos tipos de canal lógico: un canal de control y uno de tráfico.

Figura 6

Capas en una red de acceso por radio LTE



Nota. Adaptado de (Zarrinkoub, 2014).

Los canales de transporte conectan la capa MAC a la PHY y los canales físicos son procesados por el transceptor en la PHY. Cada canal físico está detallado por un grupo de elementos de recursos que transportan información de capas superiores de la pila de protocolos para su ocasional transmisión en la interfaz aérea. “Se usa los canales de transporte DL-SCH (canal compartido de enlace descendente) y UL-SCH (canal compartido de enlace ascendente) para la transmisión de datos en enlace descendente y enlace ascendente respectivamente. Para la transmisión de un canal de transporte exclusivo un canal físico transfiere los recursos de tiempo-frecuencia utilizados. Cada canal de transporte se asigna a un canal físico que corresponde” (Domínguez, 2011). Además existen canales físicos sin los canales de transporte. Dichos canales, conocidos como canales de control L1 / L2, se usan para información de control de enlace descendente (DCI), que otorga al terminal la información esencial para la recepción y decodificación de la transmisión de datos de enlace descendente, y para la UCI (información de control de UP), usado para conceder el planificador y la “solicitud de repetición automática híbrida (HARQ)” (Domínguez, 2011).

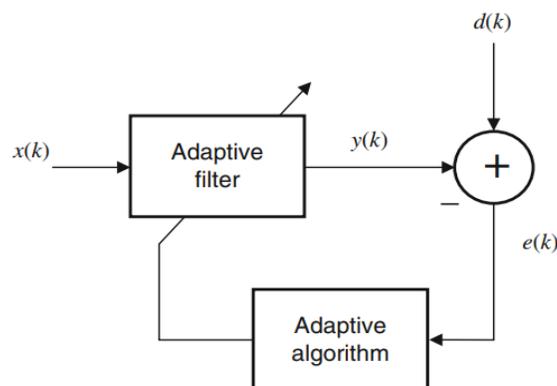
Filtro Adaptativo

Es un componente dentro del procesamiento de la señal que permite manipular la información contenida en la señal de entrada. Este filtro trabaja con una función de transferencia que es gobernada por parámetros, variables y un medio para regular esos parámetros de acuerdo con un algoritmo adaptativo. Existen escenarios donde se requiere coeficientes de filtro fijos y específicos, no obstante, hay escenarios donde no es posible brindar estas especificaciones o varían en el tiempo, la solución se presenta con un filtro digital cuyos coeficientes se adaptan al escenario, por lo general requieren información extra como la señal de reseña.

La configuración general de un ámbito de filtrado adaptativo se ilustra en la Figura 7, donde k es el número de iteración, se anuncia la señal de ingreso como $x(k)$, la señal de salida $y(k)$ y define la señal deseada como $d(k)$ (Domínguez, 2011). La señal de error representada por $e(k)$ se calcula como $d(k) - y(k)$. La señal de error se utiliza posteriormente para conformar una función de rendimiento que es solicitada por el algoritmo de adaptación para decidir la actualización oportuna de los coeficientes del filtro.

Figura 7

Diagrama de Bloque Filtro Adaptativo



Nota. Recuperado de (P. Diniz, 2013)

La explicación completa de un filtrado adaptativo, como el de la Figura 7, consta de 3 recursos:

Aplicación: El tipo de aplicación se define por medio de elección de las señales adquiridas del escenario para ser las señales de acceso y salida deseada. Ciertos ejemplos son la cancelación de eco, la ecualización de canales dispersivos, la identificación del sistema, la optimización de la señal, la formación de haces adaptativa y la anulación de ruido.

Estructura de filtro adaptativo: La elección de la estructura puede influir en la complejidad computacional (cantidad de operaciones aritméticas por iteración) del proceso y, además, en el número requerido de iteraciones para lograr el rendimiento requerido. Básicamente, hay 2 clases primordiales de filtros digitales adaptativos, que se distinguen por la manera de la respuesta al impulso, el filtro de respuesta al impulso de duración finita (FIR) y los filtros de respuesta al impulso de duración infinita (IIR). Los filtros FIR principalmente se implementan con estructuras no recursivas, en lo que los filtros IIR usan estructuras recursivas (Castillo & Córdova, 2010).

Algoritmo: es el procedimiento usado para ajustar los coeficientes del filtro adaptativo con el objeto de reducir un criterio prescrito. El algoritmo se establece definiendo el método de búsqueda (o algoritmo de minimización), la función objetivo y la naturaleza de la señal de error.

Cabe señalar que con cualquier procedimiento de minimización, el factor de convergencia controla la estabilidad, la velocidad de convergencia y varias propiedades del error residual del proceso adaptativo general (Castillo & Córdova, 2010). La ecuación 1 representa la base en la que se fundamentan los algoritmos adaptativos y el factor $\Delta \mathbf{w}_k$ es fundamental para diseñar cada filtro, este factor de corrección se aplica a los coeficientes $\mathbf{w}(k)$ en el instante k para obtener el nuevo conjunto de coeficientes $\mathbf{w}(k + 1)$ en el instante $k + 1$.

$$\mathbf{w}(k + 1) = \mathbf{w}(k) + \Delta \mathbf{w}_k \quad (1)$$

Algoritmo LMS (Algoritmo de Mínimos Cuadrados)

LMS es un algoritmo de búsqueda en el cual se hace viable una simplificación del cálculo del vector de gradiente modificando adecuadamente la función objetivo. El algoritmo LMS, así como otros relacionados con él, se utiliza extensamente en numerosas aplicaciones de filtrado adaptativo gracias a su simplicidad computacional. Para establecer un rango para el factor de convergencia que garantice la estabilidad se debería tener en cuenta las propiedades de convergencia del algoritmo LMS. La velocidad de convergencia del LMS es dependiente de la dispersión del valor propio de la matriz de correlación de la señal de entrada (Castillo & Córdova, 2010). Las principales propiedades del algoritmo son: baja costo computacional, prueba de convergencia en ambiente estacionario, convergencia insesgado en la media de la solución de Wiener y comportamiento estable. El algoritmo es bastante robusto ante errores de cuantificación. Basado en el uso del gradiente la ecuación del algoritmo LMS está dada por la siguiente expresión:

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

Siendo \mathbf{w} la representación de los coeficientes, μ el paso de adaptación del filtro y por último e indica el error.

Algoritmo NLMS (Algoritmo de Mínimos Cuadrados Normalizado)

El algoritmo LMS normalizado converge más rápido que el algoritmo LMS, debido a que usa un factor de convergencia variable que señala a la minimización del error de salida instantáneo, esta es una solución natural. El algoritmo forma parte de la familia de gradiente estocástico, o sea, el filtro se adapta con base al error en el momento actual. Su importancia radica en que es un algoritmo bastante sencillo y no necesita medidas de las funciones de correlación, ni tampoco inversión de la matriz de correlación. Debido a que se emplea un factor de convergencia variable k en la ecuación de actualización del algoritmo LMS, se consigue mejorar la tasa de convergencia. La fórmula de actualización se expresa como:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + 2\mu_k e(k)\mathbf{x}(k) = \mathbf{w}(k) + \Delta\tilde{\mathbf{w}}(k) \quad (3)$$

Donde k debería elegirse con la intención de conseguir una convergencia más rápida. Una posible táctica es reducir el error al cuadrado instantáneo tanto como sea viable (P. Diniz, 2013).

La ecuación de actualización del coeficiente viene dada por la ecuación 4:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{\mu_n}{\gamma + \mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)} e(k)\mathbf{x}(k) \quad (4)$$

Se debe tomar en cuenta el valor de paso deberá satisfacer $0 < \mu_n < 2$. Además se deberá agregar un valor muy pequeño positivo para evitar el 0 como resultado cumpliendo con $0 < \gamma < 1$.

Algoritmo RLS (Algoritmo Recursivo de Mínimos Cuadrados)

Una vez que se reciben nuevas muestras de las señales entrantes en cada iteración, la solución para el problema de mínimos cuadrados es cálculo recursivo, lo cual da como resultado los algoritmos de mínimos cuadrados recursivos (RLS). Con una convergencia rápida inclusive una vez que la dispersión del valor propio de la matriz de correlación de la señal de entrada es enorme (Castillo & Córdova, 2010). Dichos algoritmos poseen un rendimiento sobresaliente una vez que se trabaja en espacios que varían en el tiempo. Cada una de estas ventajas vienen con el costo de complejidad computacional y ciertos inconvenientes de estabilidad, que no son tan críticos en los algoritmos basados en LMS (Ardalan, 1986).

Es de suma trascendencia elegir los coeficientes del filtro adaptativo de modo que la señal de salida, en todo el lapso de observación, coincida con la señal deseada lo más cerca posible en el sentido de mínimos cuadrados (Elejalde, 2017). Cada error se basa en la diferencia entre la señal deseada y la salida del filtro, usando los coeficientes más recientes $\mathbf{w}(k)$. La inversa de la matriz de correlación determinista $\mathbf{S}_D(k)$ se puede calcular de la siguiente forma.

$$\mathbf{S}_D(k) = \mathbf{R}_D^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{S}_D(k-1) - \frac{\mathbf{S}_D(k-1)\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{S}_D(k-1)}{\lambda + \mathbf{x}^T(k)\mathbf{S}_D(k-1)\mathbf{x}(k)} \right] \quad (5)$$

Dónde $\mathbf{R}_D(k)$. es la matriz de correlación de ingreso.

Algoritmo SM-AP (Proyección afín de pertenencia a conjuntos)

El filtrado adaptativo de pertenencia al grupo (SM) es llamativo en muchas situaciones prácticas, especialmente en esas con restricciones de potencia y computacionales inherentes. La característica primordial de los algoritmos SM es la actualización de su coeficiente selectivo de datos que conduce a una menor complejidad computacional y consumo de energía. El algoritmo SM-AP no intercambia la velocidad de convergencia con el desajuste y la complejidad del cálculo como varios algoritmos de filtrado adaptativo existentes. En el trabajo de (Werner & Diniz, 2001) se muestran por primera ocasión resultados analíticos involucrados con el algoritmo SM-AP, se da herramientas para configurar sus límites, se consiguen expresiones para el exceso de Error Cuadrático Medio (MSE) en entornos estacionarios y el comportamiento transitorio de las curvas de aprendizaje.

Se posibilita la reducción de la complejidad computacional, ya que los coeficientes del filtro se actualizan solo una vez que el error de estimación de salida es mayor que el límite superior establecido (Deller, 1989).

La forma general del algoritmo SM-AP se presenta en la ecuación 6

$$\mathbf{w}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}(k) + \mathbf{X}_{ap}(k) [\mathbf{X}_{ap}^T \mathbf{X}_{ap}(k) + \gamma \mathbf{I}]^{-1} [\mathbf{e}_{ap}(k) - \bar{\mathbf{y}}(k)], & |e(k)| > \bar{\gamma} \\ \mathbf{w}(k), & \text{otros casos} \end{cases} \quad (6)$$

Capítulo III

Metodología

Para analizar el desempeño del sistema LTE Release 10 frente a la integración de estructuras de filtros adaptativos en el enlace de bajada se hace uso de la herramienta computacional Matlab®, con base en este software se logró simular un escenario próximo al real con el objetivo de describir los diferentes comportamientos del sistema, en el cual se considera canales móviles con efecto Doppler, códigos turbo, desvanecimiento de frecuencia selectiva, canal AWGN, el ancho de banda de canal y diferentes modos de transmisión. Además, se integra en el sistema estructuras de filtros adaptativos en serie o paralelo como ecualizadores de canal que se acoplan como parte del receptor del sistema. Las estructuras de filtros adaptativos son creados a partir de los algoritmos: LMS, NLMS y RLS. Todos los filtros mencionados serán combinados con el algoritmo SM-AP de la familia DSA ya que en anteriores análisis ha presentado resultados positivos de eficiencia espectral con respecto al resto de filtros (Ramón, 2019).

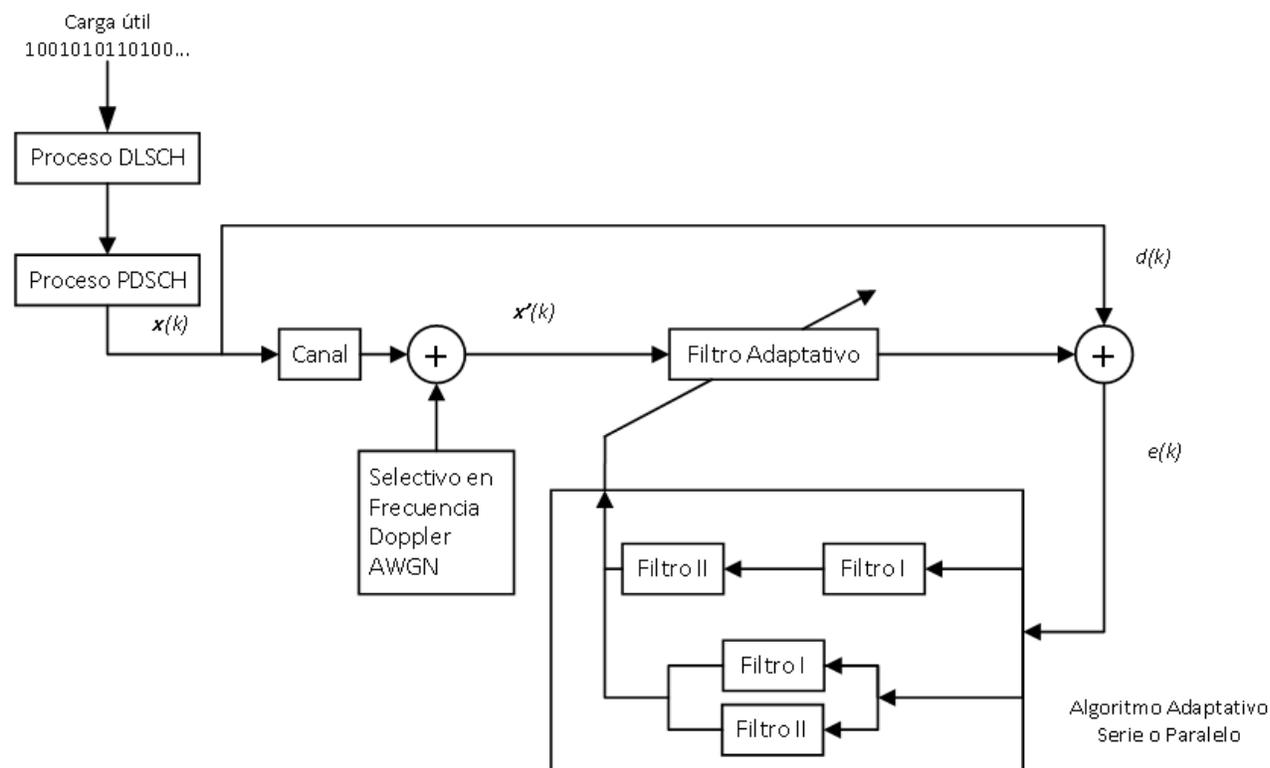
De forma generalizada el sistema tiene el siguiente principio de funcionamiento. Primero, el transmisor crea una señal binaria de forma aleatoria, obtenida la señal en banda base se le aplica el acoplamiento de DL-SCH (Downlink Shared Channel) donde se genera la verificación de redundancia cíclica, codificación turbo y tasa de adaptación. A continuación PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) permite la modulación, generación de referencia específica de celda, mapeo de elementos de recursos y la transmisión OFDM. Segundo, se usa el canal AWGN especificando el valor Relación Señal / Ruido (SNR) o la variación de ruido, el ruido gaussiano blanco no correlacionado se agrega luego a cada señal recibida para producir la señal de salida de modelado de canal. Finalmente en el receptor, se integran las combinaciones de filtros adaptativos LMS & SM-AP, NLMS & SM-AP y RLS & SM-AP tanto para las estructuras serie y paralelo, y se recalca que se dispondrán en ese orden en todo el documento, el rendimiento se analiza en el siguiente capítulo considerando parámetros de convergencia, estabilidad,

desajuste y costo computacional, además se analiza el sistema general a partir del Throughput, la Tasa de Error Binario y el Error Cuadrático Medio. Luego de atravesar el ecualizador de canal propuesto, se realizan esencialmente las operaciones inversas a las del transmisor para obtener una mejor estimación de los bits de carga útil transmitidos.

En la Figura 8 se señala, $x(k)$ como la señal originada en el transmisor que atravesará el canal, $x'(k)$ indica la señal con ruido obtenida a la salida del canal y entrada del ecualizador, $d(k)$ representa la señal deseada antes de la entrada del canal y finalmente $e(k)$ es el error obtenido de la diferencia de la señal deseada y la que ingresa al receptor antes de la estructura de filtros adaptativos.

Figura 8

Diagrama de Bloque del Sistema

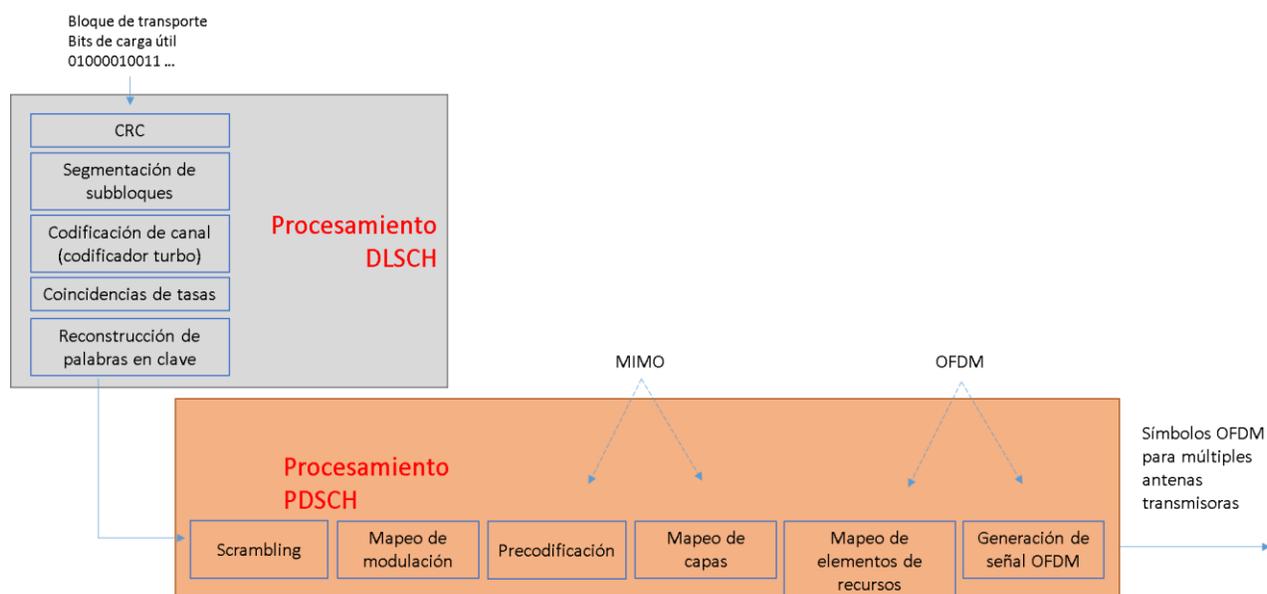


Procesamiento de Enlace Descendente

La cadena de operaciones de procesamiento de señales llevadas a cabo en el transmisor se puede resumir como la mezcla de procesamiento de bloques de transporte y procesamiento de canales físicos. En la documentación (3GPP, 2017) se detalla la pila de procesamiento de la multiplexación y la codificación de canales y los canales físicos y la modulación (3GPP, 2011). La Figura 9, ilustra el procesamiento de señales aplicado a los bloques de transporte entregados a la capa física (PHY) a partir de la capa MAC hasta que la señal OFDM se transfiere a las antenas para su transmisión.

Figura 9

Pila de Procesamiento de Señales de Enlace Descendente DLSCH y PDSCH



Parámetros de Simulación LTE

La Tabla 6 se detallan los parámetros usados para simulaciones LTE en los siguientes casos: encontrar los parámetros de convergencia más eficiente, reconocer el escenario SNR con mejor respuesta e identificar la mejor distribución serie o paralelo comparando parámetros de rendimiento. Para otros escenarios de prueba se detallará en el apartado correspondiente.

Tabla 6*Parámetros de simulación Inicial*

Parámetros de Simulación LTE	Detalles
Modo de transmisión 1	N° Antenas tx = 1 N° Antenas rx = 1
Esquema de Modulación	64 QAM
Codificación turbo	1/3
Prefijo Cíclico	Normal
Modelo de canal	Selectivo en frecuencia
Ancho de Banda de Canal	10 MHz
Doppler	5 Hz
SNR	[0, 5, 10, 15, 20] (dB)
Decodificador turbo	4 iteraciones
N° Símbolos de Control	1
Receptor SISO	MMSE
Velocidad de datos	15.26 Mbps

Parámetro de rendimiento Throughput

La definición de Throughput se puede expresar como la velocidad de datos promedio para la que se genere una transmisión exitosa. El rendimiento más alto corresponde al caso que no se obtiene ningún bloque de entrada con errores. El rendimiento relativo es la parte de transmisión exitosa con respecto al rendimiento más alto. Para la simulación se modifica el código en la parte del receptor y las funcionalidades de Matlab® del sistema para lograr obtener el cálculo del Throughput. Ubicado como el último paso de procesamiento, calculamos la detección de CRC. Una vez que se descubre cualquier error en la detección de CRC, se estima que el bloque de salida se recibió por error. Al excluir todos los bloques equivocados del número total de bloques procesados, tenemos la posibilidad de hallar el rendimiento relativo como la interacción entre los bloques recibidos de manera correcta y el total de bloques recibidos.

Filtros Adaptativos y Sistema LTE

Luego que la señal cruza por el canal llega al receptor y es convertida en una señal binaria, la señal es procesada por estructuras en serie o paralelo de filtros adaptativos con el fin de contrarrestar las variaciones no ideales del canal y rechazar la interferencia intersimbólica en el sistema LTE Advanced.

Se muestran los algoritmos adaptativos de forma individual, cuyo objetivo es la reducción de Error Cuadrático Medio y las combinaciones de estos formaran las combinaciones de filtros analizados en el siguiente capítulo. A continuación se presentan ecuaciones características y el error que logra definir las prestaciones de cada filtro y establecer la manera en que han de modificarse estos coeficientes. Para detalles de las deducciones de las ecuaciones se puede consultar en (P. Diniz, 2013).

En la Tabla 7 se muestra un resumen de las ecuaciones usadas en el algoritmo LMS, se puede iniciar con sus coeficientes en cero pero si se tuviese valores iniciales aproximados reduciría el tiempo de convergencia.

Tabla 7

Algoritmo de mínimos cuadrados (LMS)

Algoritmo de Mínimos Cuadrados (LMS)
Inicialización: $x(0) = \mathbf{w}(0) = [0 \ 0 \ \dots]^T$ Para $k \geq 0$ $e(k) = d(k) - \mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}(k)$ $\mathbf{w}(k + 1) = \mathbf{w}(k) + 2\mu e(k)\mathbf{x}(k)$

Nota. Recuperado de (P. Diniz, 2013).

En la Tabla 8 constan las especificaciones para lograr la convergencia del algoritmo NLMS, puede inicializarse en cero y su paso de adaptación μ_n deberá estar en un rango entre cero y dos. Además se debe cumplir con $0 < \gamma < 1$ con un valor muy pequeño para evitar el 0 como resultado.

Tabla 8*Algoritmo de mínimos cuadrados normalizado (NLMS)*

Algoritmo de Mínimos Cuadrados Normalizado (NLMS)
Inicializar:
$x(0) = \hat{\mathbf{w}}(0) = [0 \ 0 \ \dots]^T$
Elegir μ_n en un rango $0 < \mu_n \leq 1$
γ es una constante pequeña
Para $k \geq 0$
$e(k) = d(k) - \mathbf{x}^T(k)\mathbf{w}(k)$
$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{\mu_n}{\gamma + \mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)} e(k)\mathbf{x}(k)$

Nota. Recuperado de (P. Diniz, 2013).

En la Tabla 9 se indican las ecuaciones más importantes y sus condiciones para aprovechar la mayor eficiencia del algoritmo RLS.

Tabla 9*Algoritmo recursivo de mínimos cuadrados (RLS)*

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

Nota. Recuperado de (P. Diniz, 2013).

En la Tabla 10 se tabulan las ecuaciones en detalle para la forma general del algoritmo SM-AP.

Tabla 10

El Algoritmo de Proyección Afín de Pertenencia a Conjuntos (SM-AP)

El algoritmo de proyección afín de pertenencia a conjuntos (SM-AP)	
Inicializar:	
$\mathbf{x}(0) = \mathbf{w}(0) = [0 \ 0 \ \dots]^T$	
Elegir $\bar{\gamma}$ aproximado a $\sqrt{5}\sigma_n$	
γ es una constante pequeña	
Para $k \geq 0$	
$\mathbf{e}_{ap}(k) = \mathbf{d}_{ap}(k) - \mathbf{x}_{ap}^T(k)\mathbf{w}(k)$	
$\mathbf{w}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}(k) + X_{ap}(k)[X_{ap}^T X_{ap}(k) + \gamma I]^{-1}[\mathbf{e}_{ap}(k) - \bar{\gamma}(k)], & e(k) > \bar{\gamma} \\ \mathbf{w}(k), & \text{otros casos} \end{cases}$	

Nota. Recuperado de (P. Diniz, 2013).

El algoritmo SM-AP será usado en todas las combinaciones serie y paralelo por sus resultados positivos en (Ramón, 2019) con un rendimiento superior al del estándar de 1.97 % en un sistema similar al que se analiza, sus características más importantes son: no se intercambia la velocidad de convergencia con el desajuste y la complejidad computacional, son muy robustos con los resultados de Error Cuadrático Medio bajo. Es factible reducir la complejidad computacional en el filtrado adaptativo considerando que los coeficientes del filtro se renuevan solo cuando el error de estimación en la salida es mayor que el límite superior predeterminado (Castillo & Córdova, 2010).

Para las simulaciones se ha considerado lo siguiente: el orden afecta al paso de adaptación del algoritmo LMS, NLMS & RLS en las combinaciones en serie por lo que es preferible ubicarlos como primer filtro caso contrario hallar el paso de adaptación es un inconveniente por el nivel de sensibilidad de cada algoritmo de forma independiente. Por otro lado una combinación en paralelo es indiferente al orden pero con mayor prioridad los coeficientes de mejores resultados que por lo general son del SM-AP.

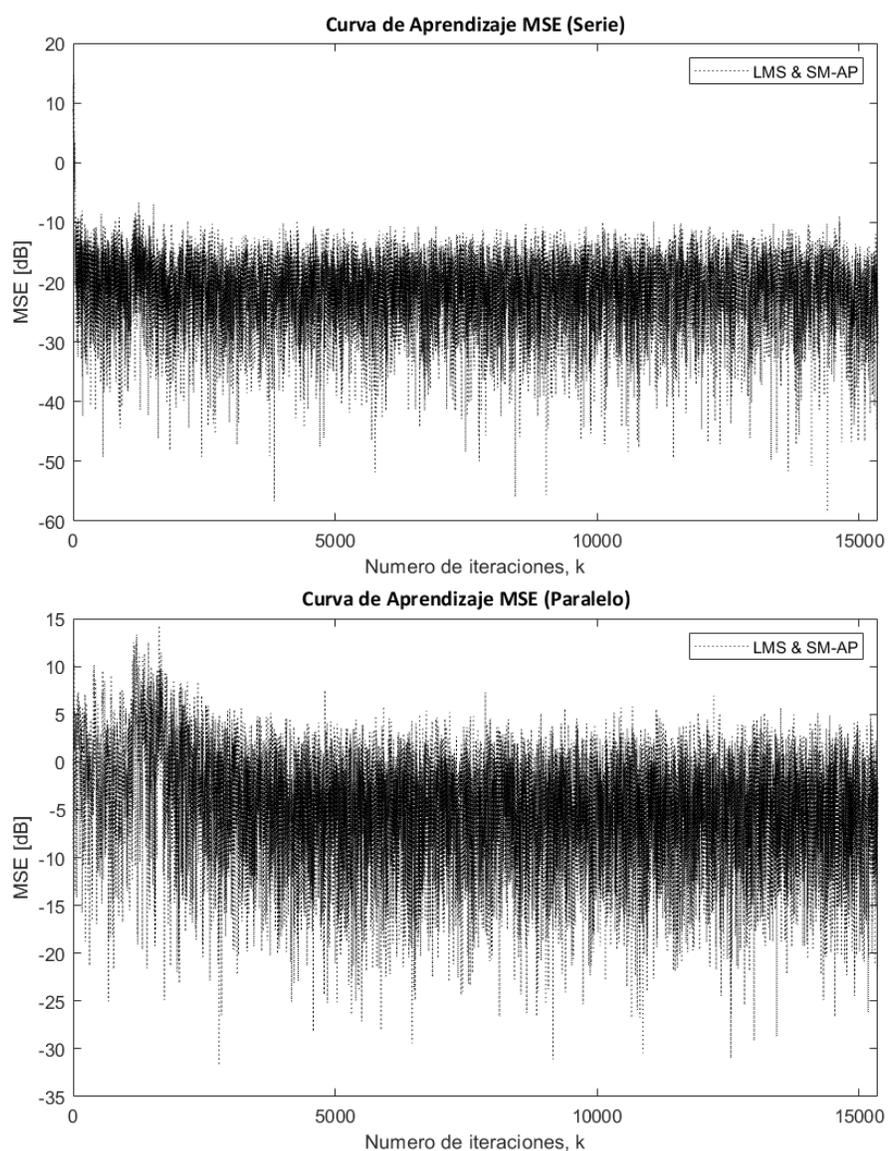
Combinaciones Serie y Paralelo

Combinación LMS & SM-AP

El algoritmo SM-AP se combina con LMS porque no existe un aumento significativo en el costo computacional, tiene un comportamiento estable y robustez frente a errores de cuantificación. En la Figura 10 se presenta la convergencia y estabilidad de los filtros combinados.

Figura 10

Curva de Aprendizaje Filtro LMS & SM-AP en Serie y Paralelo

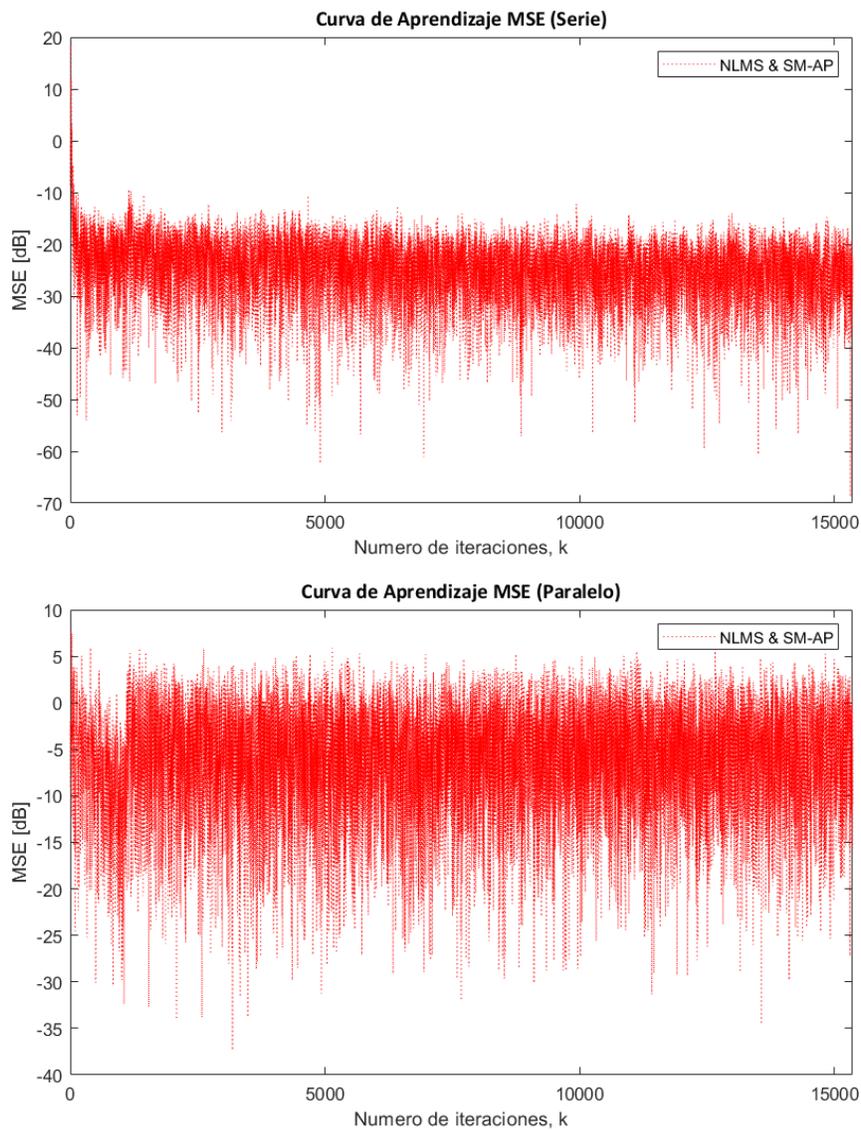


Combinación NLMS & SM-AP

En la Figura 11 en la parte superior se refleja una estructura en serie y en la parte inferior una estructura paralelo para una combinación de algoritmos NLMS & SM-AP, se puede observar la convergencia en una gráfica de Error Cuadrático Medio (MSE) medida en (dB) más pronunciada para el caso de una estructura en paralelo.

Figura 11

Curva de Aprendizaje Filtro NLMS & SM-AP en Serie y Paralelo



El algoritmo NLMS por lo general converge más rápido que su algoritmo base LMS, debido a que usa un factor de convergencia variable que señala a la minimización del error de salida, se pretende agregar este beneficio a las características propias del algoritmo SM-AP.

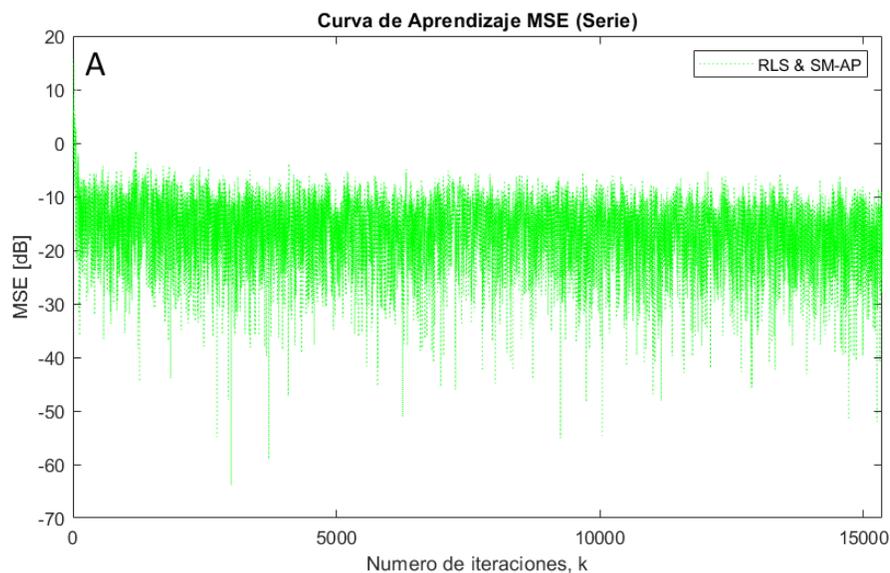
Combinación RLS & SM-AP

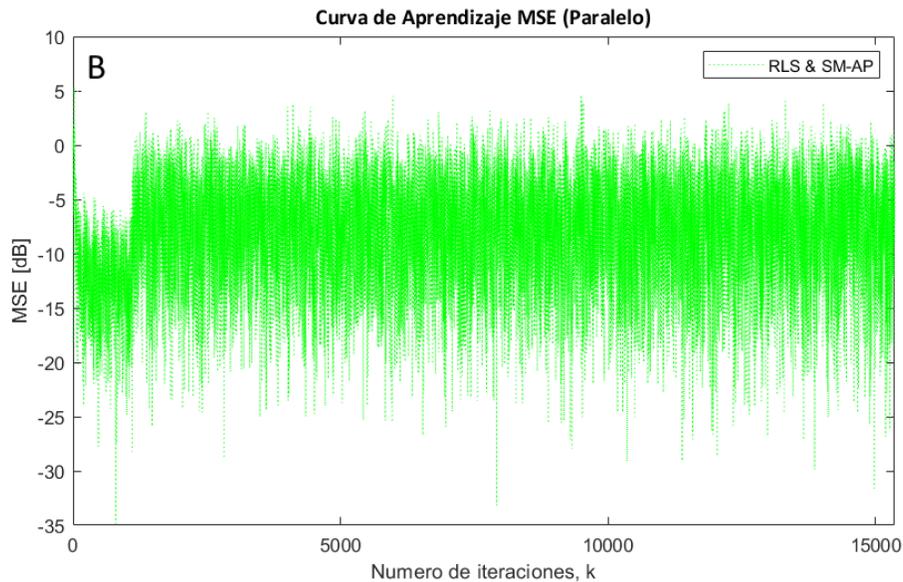
El algoritmo RLS se presenta con una rápida convergencia, además un rendimiento sobresaliente en espacios que varían en el tiempo. Cada una de estas ventajas viene con el costo de complejidad computacional y ciertos inconvenientes de estabilidad. Se pretende analizar si la combinación con el algoritmo SM-AP minimiza el impacto de las desventajas y manifiesta un rendimiento sobresaliente frente al resto de combinaciones.

En la Figura 12 la parte A corresponde a la convergencia y estabilidad de una estructura en serie, en la parte B se evidencia una estructura paralelo que presenta discontinuidad en la parte inicial debido al símbolo de control que se hace visible en la convergencia de la gráfica de Error Cuadrático Medio (MSE) medida en (dB).

Figura 12

Curva de Aprendizaje Filtro RLS & SM-AP en Serie y Paralelo





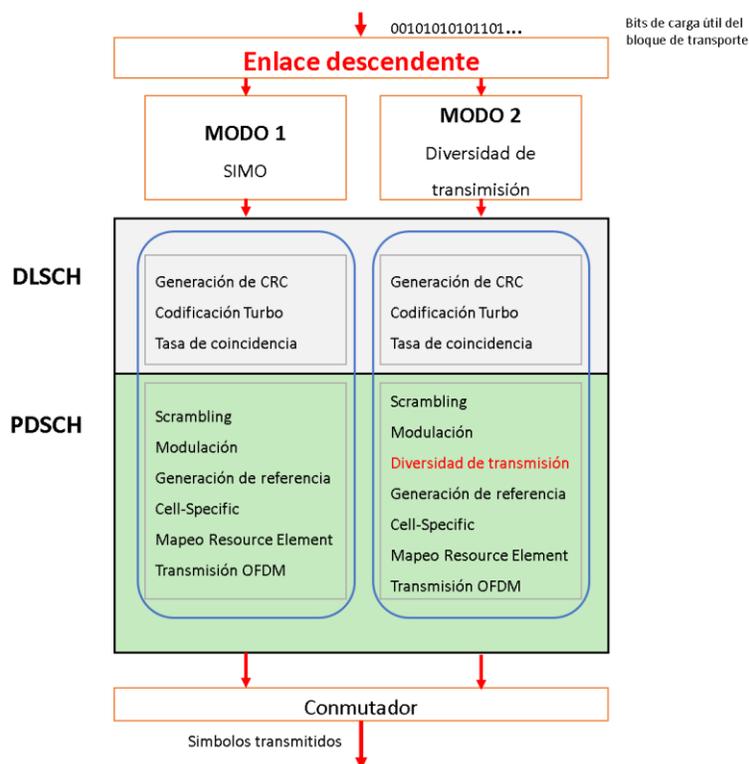
Modos de Transmisión

Se presenta como una técnica MIMO empleada en cualquier subtrama, esta tesis se enfoca en los dos primeros modos de los nueve existentes para el estándar LTE Advanced. El caso SIMO (modo 1) abarca una antena transmisora y una o varias antenas receptoras, este modo de transmisión se emplea para encontrar los parámetros de convergencia con mayor eficiencia en diferentes escenarios de distorsión de canal para las estructuras serie y paralelo y así también proveer las mismas condiciones como base para comparar que estructura tiene un mejor rendimiento y cuál combinación de filtros sobresale. El caso MIMO (modo 2) emplea diversidad de transmisión que se aplica a los símbolos modulados, lo que significa que en el transmisor y receptor hay múltiples antenas esto aumenta la confiabilidad general de los enlaces para transmitir información, éste modo se implementa al final del documento para tener diversidad de pruebas que permitan evaluar el comportamiento de la combinación de mayor rendimiento.

En todos los modos de transmisión existe un proceso de varias operaciones combinadas de DLSCH y PDSCH, esta cadena de procesamiento en el enlace descendente se expone en la Figura 13.

Figura 13

Modos de Transmisión LTE Enlace descendente



Nota. Adaptado de (Zarrinkoub, 2014).

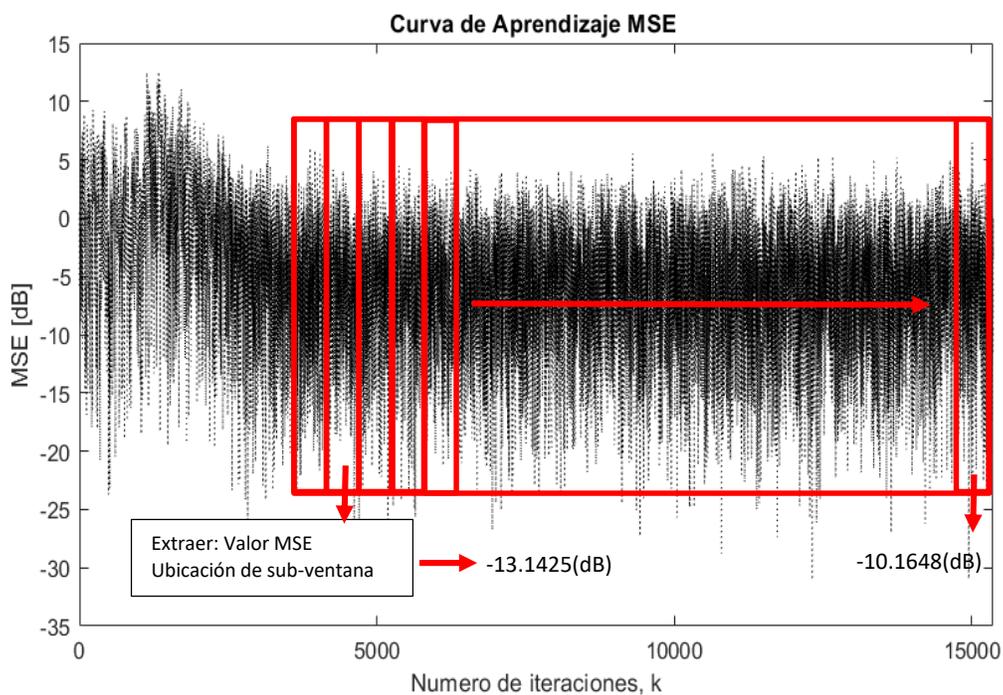
Elección de Coeficientes para los Filtros Adaptativos

A lo largo de las iteraciones los algoritmos adaptativos tienden a converger en cierto punto y mantener su estabilidad, la cual nos permite extraer los coeficientes para formar el filtro. Con la finalidad de encontrar aún mejores coeficientes con un menor Error Cuadrático Medio, se ha diseñado un código que permita realizar una búsqueda seccionando en partes toda la ventana del total de iteraciones por ejemplo para un ancho de banda de 10 MHz se tiene un total de 15360 por lo que se debería dividir en 62 partes, para esto no se toma en cuenta las primeras iteraciones ya que como consecuencia del símbolo de control el algoritmo no converge sino después del primer tercio de iteraciones. Posteriormente se obtiene el valor promedio de MSE de cada sub-ventana y se las compara a todas escogiendo la de menor

promedio, como ejemplo está la Figura 14 donde se ha realizado la comparativa entre las sub-ventanas y sobresale un valor MSE promedio mínimo de -13.1425 (dB), de donde se extraerá además el número de sub-ventana como una dirección para posteriormente buscarla en el vector de coeficientes y extraer los valores de los coeficientes que serán usados para el filtro asegurando el uso de un MSE mínimo.

Figura 14

Representación Gráfica de la Extracción del Mínimo MSE



Costo Computacional

Para lograr comparar y calificar el algoritmo y su eficiencia en relación a otro que afronte la misma problemática es fundamental tener en cuenta cual es el número de operaciones que deberán desarrollarse para completar y obtener el resultado que queremos encontrar. En una computadora, todos los cálculos matemáticos se disminuyen a un grupo de operaciones aritméticas primordiales: suma, resta, multiplicación y división.

La disposición de los filtros no afecta en la cantidad de operaciones que deben realizar las dos

estructuras serie o paralelo ya que se forman a partir de la suma de las operaciones de punto flotante del primer filtro ya sea LMS, NLMS o RLS con el segundo filtro SM-AP usando idénticas combinaciones para ambos casos, el número de operaciones que usa cada algoritmo de forma independiente se especifica en la Tabla 11.

Tabla 11

Costo computacional con algoritmos adaptativos independientes

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

Nota. Extraído de : (P. Diniz, 2013)

Esta tesis está enfocada al número de operación que ejecutan los algoritmos combinados en la Tabla 12 se presenta las combinaciones propuestas con las operaciones aritméticas fundamentales, esto se logró considerando sumas de términos semejantes entre los algoritmos de forma independiente con SM-AP presentados en la Tabla 11.

Tabla 12

Costo computacional con algoritmos combinados

Algoritmos Combinados	Multiplicación	Suma	División
LMS & SM-AP	$4N + 7$	$4N + 8$	1
NLMS & SM-AP	$4N + 7$	$4N + 11$	2
RLS & SM-AP	$3N^2 + 13N + 12$	$3N^2 + 9N + 10$	2

Capítulo IV

Resultados y discusiones

Inicialización de Parámetros Algoritmos Adaptativos

Para obtener el máximo potencial del sistema se debe encontrar los parámetros de convergencia de los filtros una vez formada la estructura serie o paralelo. El valor de inicialización a encontrar es τ ubicado en el algoritmo SM-AP como el límite superior del módulo de error $\bar{\gamma}$, el resto de algoritmos hacen uso de parámetros extraídos de la tesis (Ramón, 2019) descritos en la siguiente sección. Se prueban diversos valores de inicialización con el fin de compararlos y seleccionar el más eficiente se tiene como base de discriminación parámetros como: el desajuste, el Error Cuadrático Medio, el Throughput y la Tasa de Error Binario (BER). El parámetro de mayor relevancia es el Throughput y para relacionar sus resultados se usa el error relativo porcentual entre los resultados del estándar LTE y las combinaciones de filtros propuestos. La ecuación 7 formula el cálculo de este error que consta del cociente del error absoluto (valor verdadero X_v menos valor aproximado X_a) respecto al valor verdadero (X_v) esto se multiplica por cien para obtener el porcentaje.

$$E_p = \frac{|X_v - X_a|}{X_v} * 100 \quad (7)$$

Los resultados encontrados serán el reflejo de valores promedio de la repetición de veinte veces la simulación para garantizar la precisión, además se consideran diferentes escenarios de prueba con Relación Señal/Ruido de [0, 5, 10, 15, 20] (dB).

Valores de Inicialización Predefinidos

Para todas las combinaciones y estructuras se consideran los valores tabulados en la Tabla 13 para los siguientes algoritmos: LMS, NLMS y RLS. Se identifica los parámetros de inicialización y sus valores, además se considera las constantes que evitan la singularidad en cada algoritmo.

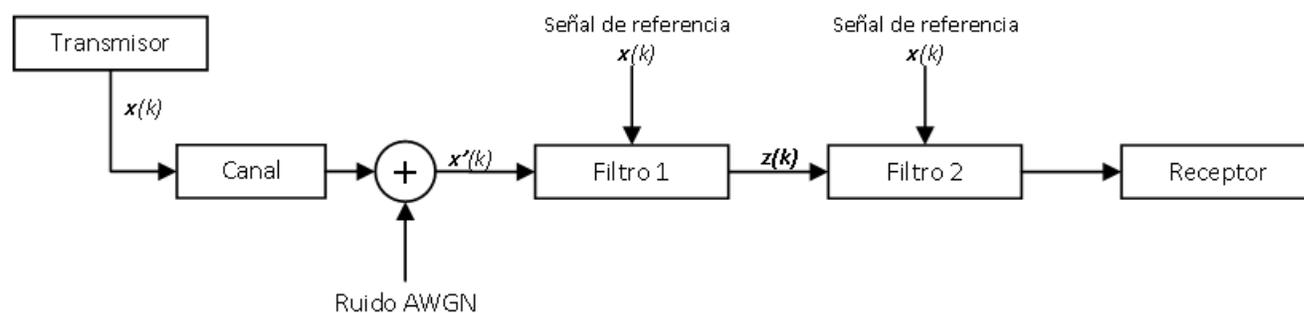
Tabla 13*Parámetros de inicialización predefinidos*

Filtro	Detalle del Parámetro	Constante para evitar singularidad
LMS	$\mu = 0.00077$	-
NLMS	$\mu = 0.0099998$	$\bar{\gamma} = 1.10^{-12}$
RLS	$\lambda = 0.99998$	$\delta = 1$

Nota. Recuperado de (Ramón, 2019).

Estructura Serie con Filtros Adaptativos

En la Figura 15 se presenta el sistema de comunicación implementando una estructura en serie de dos filtros adaptativos ubicados en una etapa previa al receptor del sistema como equalizadores de canal. El principio de funcionamiento en el receptor se basa procesar la señal $x'(k)$ por un Filtro 1 conformado por algoritmos LMS, NLMS o RLS cuya salida $z(k)$ se conecta con la entrada de un segundo filtro llamado Filtro 2 conformado por el algoritmo SM-AP y posteriormente se invierten las operaciones de generación y transmisión de señales OFDM en el receptor.

Figura 15*Diagrama de Bloque de una Estructura en Serie con Filtros Adaptativos*

El algoritmo SM-AP dentro de sus parámetros mantendrá fija la pequeña constante positiva para evitar la singularidad $\gamma = 1.10^{-12}$, el factor de reutilización de datos $L = 0$ y finalmente el valor que se

busca es τ y se encuentra dentro del límite superior del módulo de error representado por $\bar{\gamma}$, conformado por la raíz cuadrada de la multiplicación del valor del parámetro τ y la potencia del ruido δ_n , la ecuación 8 facilita su formulación.

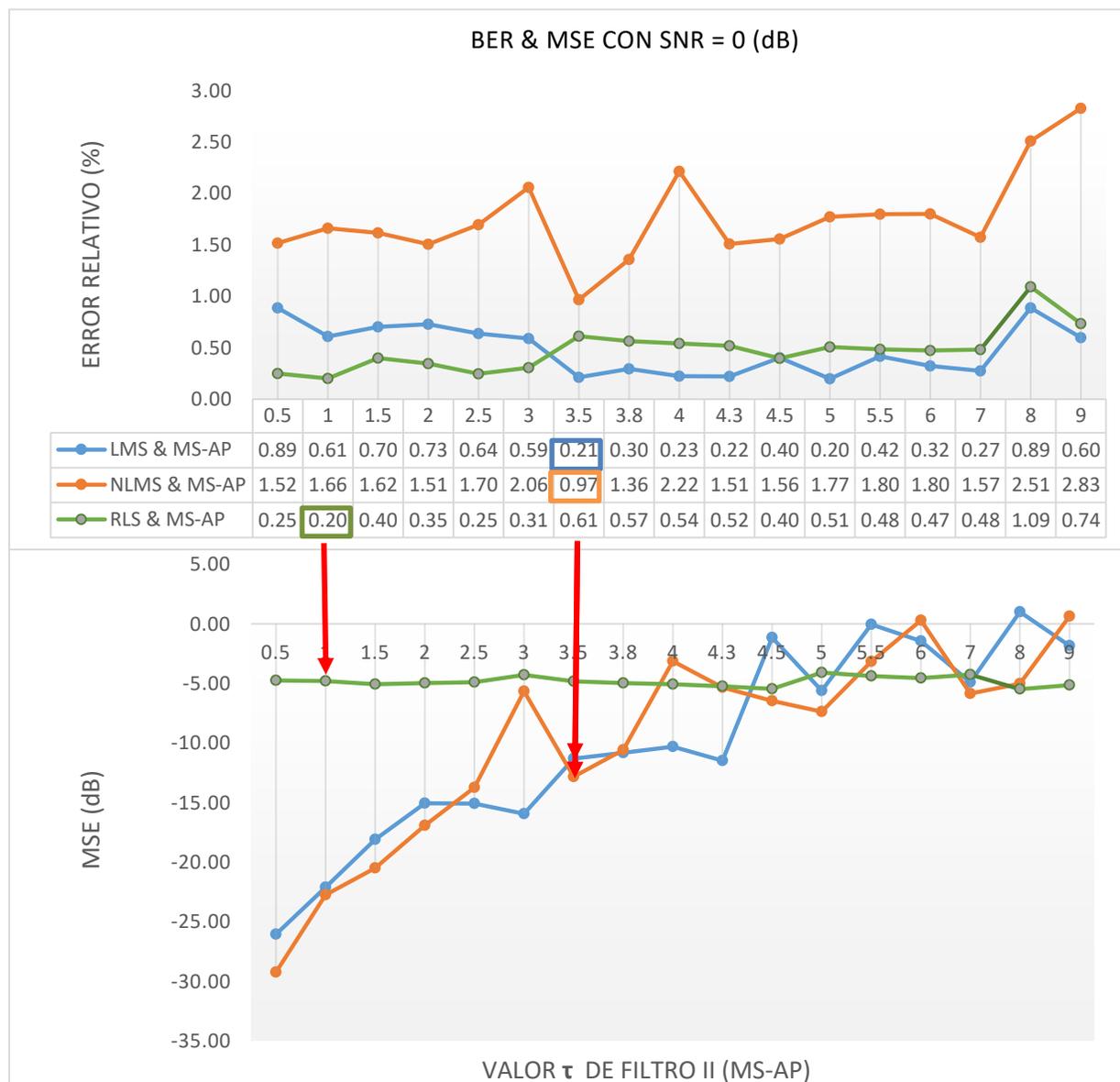
$$\bar{\gamma} = \sqrt{\tau * \delta_n} \quad (8)$$

Selección Parámetro τ Estructura Serie

A continuación se presenta los resultados en forma gráfica de la respuesta de los filtros ante los diferentes escenarios desde una señal ruidosa SNR de 0 dB hasta una con un nivel mínimo de ruido SNR de 30 dB. Se consideró diferentes colores para las estructuras con el fin de facilitar la comprensión del lector: el color azul para una estructura LMS & SM-AP, el color naranja para los algoritmos NLMS & SM-AP y por último en verde la estructura RLS & SM-AP. Además, las gráficas constan de dos partes, en la parte superior se ubica el BER o el Throughput, que son el parámetro de mayor relevancia para la elección de τ y en la parte inferior se encuentra la línea de tendencia de MSE donde se aprecia una inclinación a los valores bajos de τ y crece conforme estos aumentan, no se proporciona un tabla de datos dentro de esta parte de la figura porque se quiere evitar la sobrecarga de información y resaltar la tendencia. El proceso general de selección de valores de τ se basa en detectar los resultados que sobresalen del resto en el rendimiento BER o Throughput que garanticen convergencia y estabilidad en el filtro, y que el valor a elegir no se debe alejar demasiado de la tendencia del MSE, es decir se tiene prioridad por los valores más bajos de τ , en las figuras se conecta con flechas rojas la ubicación de los picos de mayor rendimiento con el cruce de la tendencia de MSE.

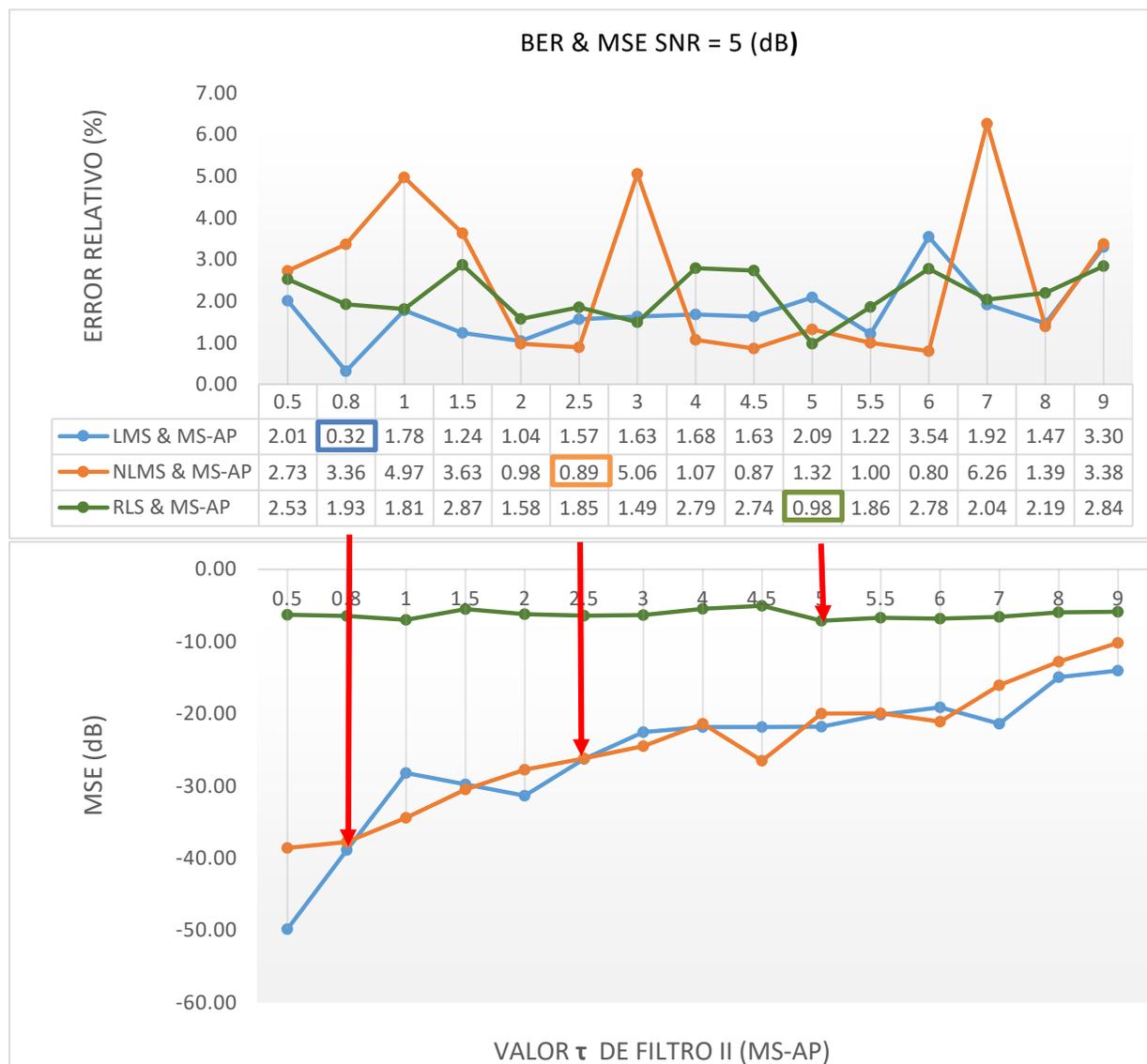
En la Figura 16 se resume la búsqueda del parámetro $\bar{\gamma}$ con un SNR = 0 (dB), se ha usado un rango de valores para τ de 0.5 a 9 lo que nos permite apreciar la tendencia decreciente del Error Cuadrático Medio. La parte inferior considera el error relativo obtenido entre el valor de BER del estándar y el BER. Se selecciona el valor de $\tau = 3.5$ para LMS, $\tau = 3.5$ para NLMS y $\tau = 1$ para RLS combinados con SM-AP.

Figura 16

Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 0 (dB)

En la Figura 17 se resume la búsqueda del parámetro $\bar{\gamma}$ con un SNR = 5 (dB), se usa el mismo análisis del caso anterior de 0 (dB) de la Figura 16 dentro de un rango de τ entre 1 y 9 obteniendo errores relativos de BER similares que serán analizados más adelante. Se selecciona el valor de $\tau = 0.8$ para LMS, $\tau = 2.5$ para NLMS y $\tau = 1$ para RLS combinados con SM-AP.

Figura 17

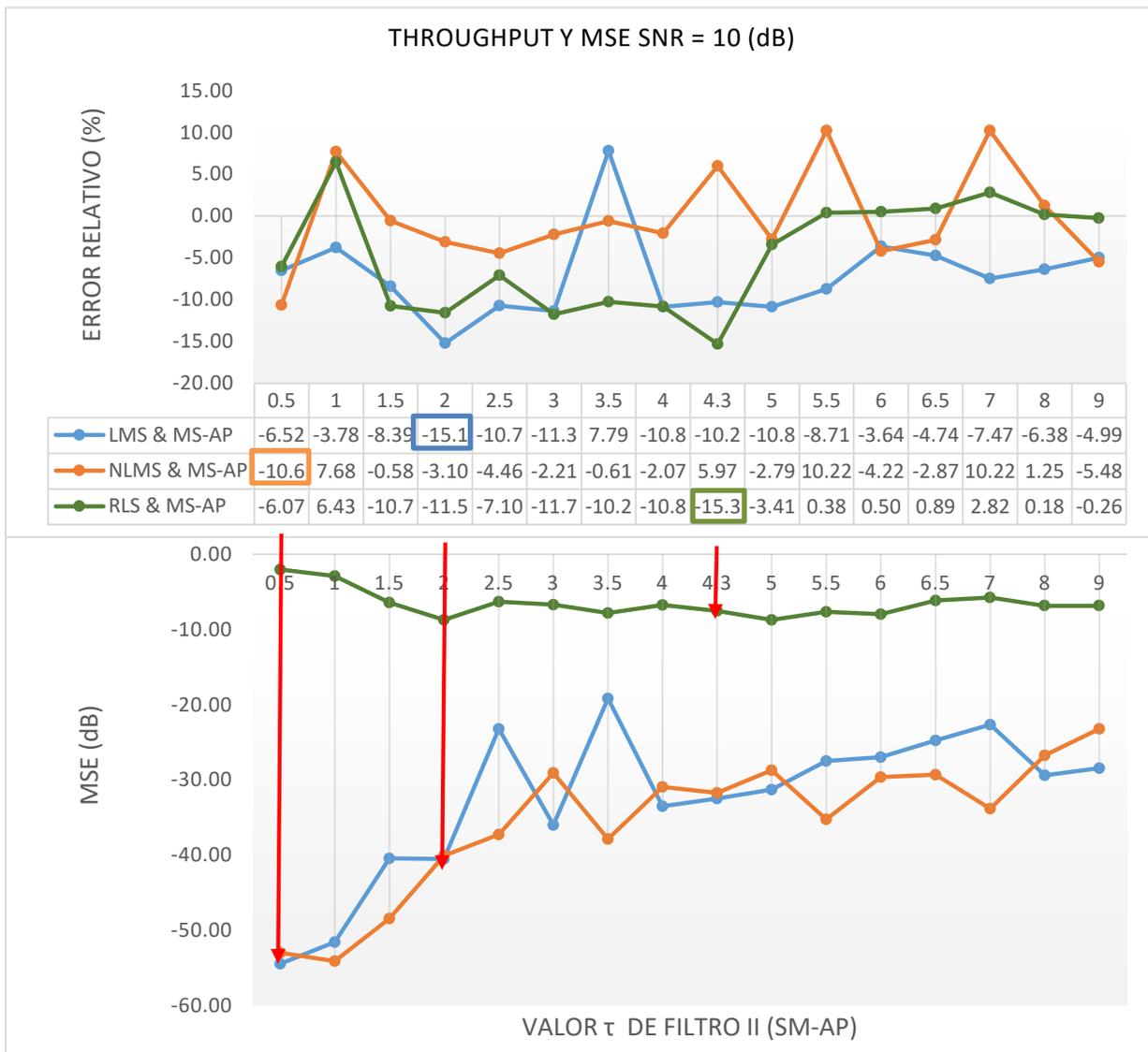
Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 5 (dB)

En la Figura 18 se resume la búsqueda del parámetro $\bar{\gamma}$ con un SNR = 10 (dB) siendo este el más importante para el posterior análisis por ser un valor intermedio de Señal/Ruido en el canal, se ha usado un rango de valores para τ de 0.5 a 9, para encontrar un valor adecuado que garantice convergencia y el mejor rendimiento se considera que los valores de MSE tienen una tendencia en ascenso por lo que valores de τ entre 0.5 y 5 tiene prioridad y así también el rendimiento representado como el error relativo

entre el valor de Throughput del estándar y el valor de Throughput con los filtros. Los resultados negativos indican una mejora de rendimiento con respecto al estándar obteniendo valores para el filtro SM-AP de $\tau = 0.5$ combinado con LMS, $\tau = 2$ combinado con NLMS y $\tau = 4.3$ combinado con RLS.

Figura 18

Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 10 (dB)

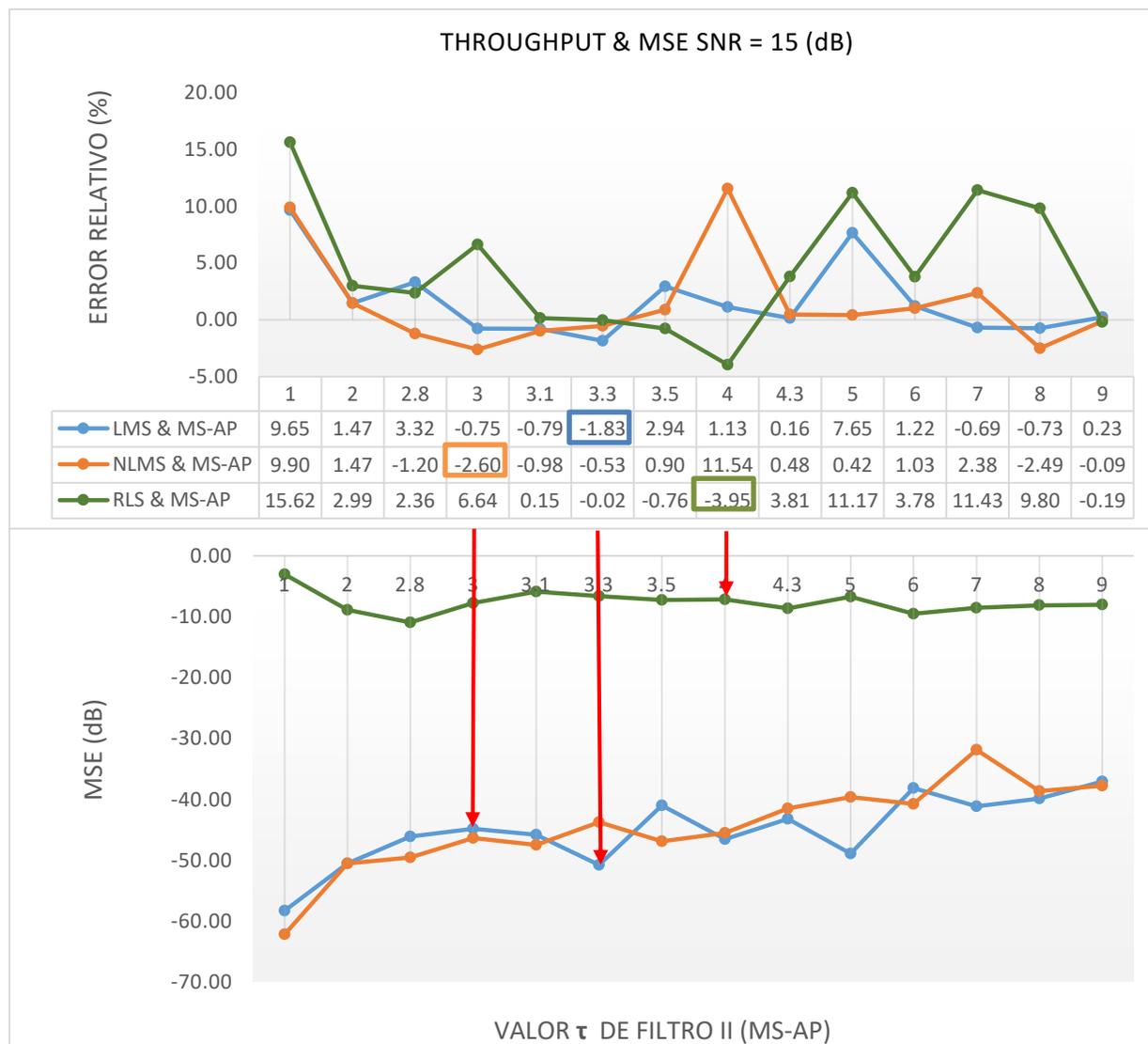


En la Figura 19 se resume la búsqueda del parámetro $\bar{\gamma}$ con un SNR = 15 (dB), se define los resultados apropiados considerando el mismo análisis del caso anterior de 10 (dB) de la Figura 18

obteniendo un rendimiento sutilmente mayor al del estándar. Se selecciona el valor en el filtro SM-AP de $\tau = 3.3$ combinado con LMS, $\tau = 3$ combinado con NLMS y $\tau = 4$ combinado con RLS combinados.

Figura 19

Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 15 (dB)

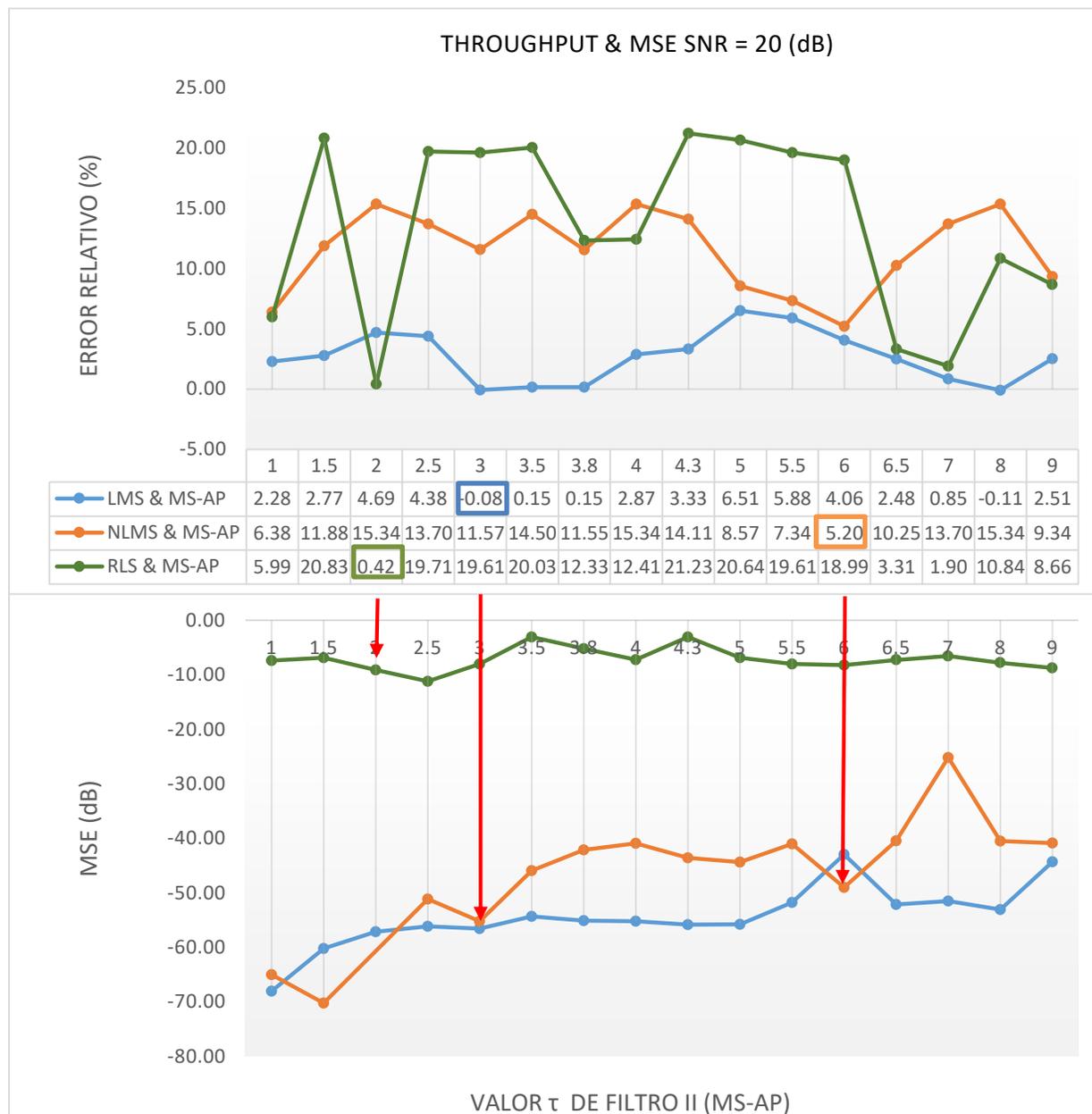


En la Figura 20 se resume la búsqueda del parámetro $\bar{\gamma}$ con un SNR = 20 (dB), se define los resultados apropiados considerando el mismo análisis del caso anterior de 10 (dB) de la Figura 19 en todo el rango τ desde 1 hasta 9, se obtiene un rendimiento inferior al del estándar y se ha escogido los valores

de $\tau = 3$ combinado con LMS, $\tau = 6$ combinado con NLMS y $\tau = 2$ combinado con RLS.

Figura 20

Resultados Búsqueda τ para Estructura Serie con SNR = 20 (dB)



Finalmente en la Tabla 14 se han tabulado todos los valores τ de mejores prestaciones según el nivel de Relación Señal/Ruido para garantizar la convergencia de cada estructura de filtro.

Tabla 14

Selección de Parámetro τ del Filtro II SM-AP Según SNR

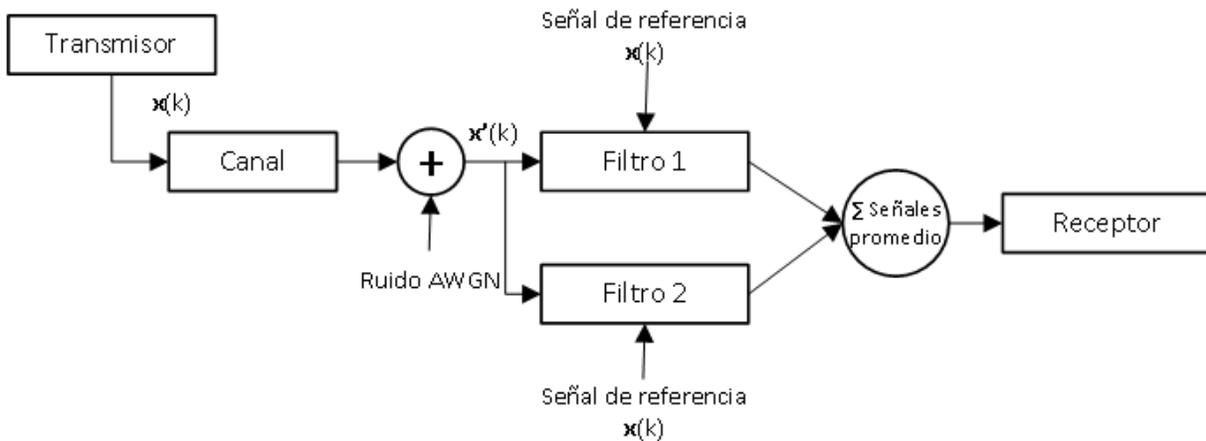
Algoritmos Combinados		SNR				
Filtro 1	Filtro 2	0 (dB)	5 (dB)	10 (dB)	15 (dB)	20 (dB)
LMS $\mu=0.00077$	SM-AP $\gamma = 1.10^{-12}$ $\bar{\gamma} = \sqrt{\tau * \delta_n}$	$\tau = 3.5$	$\tau = 0.8$	$\tau = 2$	$\tau = 3.3$	$\tau = 3$
NLMS $\mu=0.0099998$		$\tau = 3.5$	$\tau = 2.5$	$\tau = 0.5$	$\tau = 3$	$\tau = 6$
RLS $\delta=1$ $\lambda=0.99998$		$\tau = 1$	$\tau = 5$	$\tau = 4.3$	$\tau = 4$	$\tau = 2$

Estructura Paralelo con Filtros Adaptativos

En la Figura 21 se presenta el sistema de comunicación implementando una estructura en paralelo de dos filtros adaptativos ubicados en una etapa previa al receptor del sistema como ecualizadores de canal. El principio de funcionamiento en el receptor se basa en procesar la señal común de entrada $x'(k)$ por los dos filtros, el Filtro 1 está conformado por algoritmos LMS, NLMS o RLS y su salida se promedia con el Filtro 2 conformado por el algoritmo SM-AP y posteriormente se invierten las operaciones de generación y transmisión de señales OFDM en el receptor con la posibilidad de medir el rendimiento del estándar LTE y de la implementación de la combinación de filtros propuestos con el fin de compararlos de forma cuantitativa.

Figura 21

Diagrama de Bloque de una Estructura en Paralelo con Filtros Adaptativos



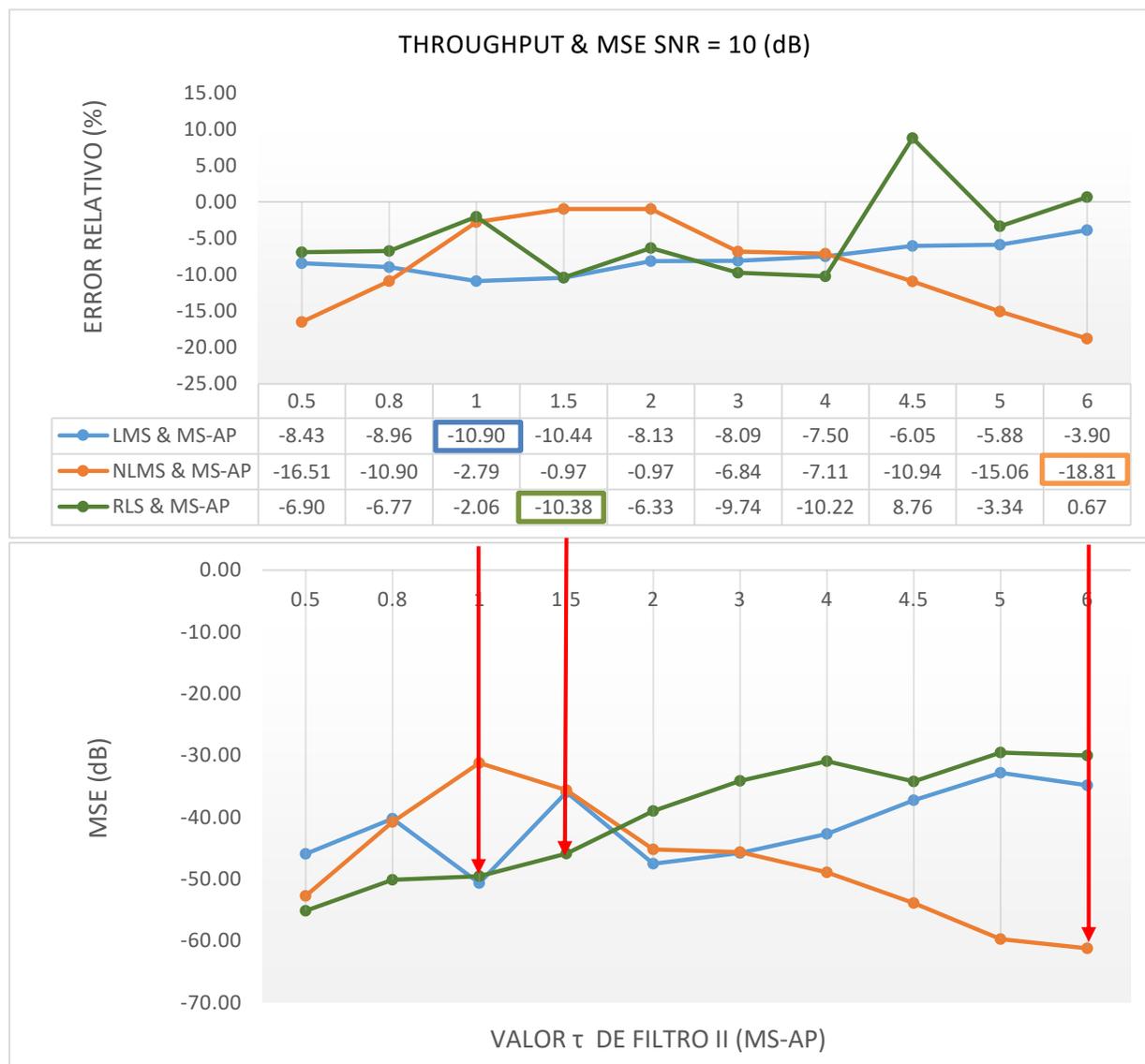
Parámetros Iniciales de Estructuras en Paralelo

Usando los mismos parámetros iniciales de la estructura en serie para los filtros LMS, NLMS y RLS y considerando un nivel de ruido intermedio de acuerdo a los parámetros LTE de simulación inicial de la Tabla 6 se busca τ para el segundo filtro SM-AP solo con SNR=10 (dB).

A continuación en la Figura 22 se ha remarcado los valores de mejores características considerando un rango de prueba para τ entre 0.5 y 6 con resultados de tendencia lineal de MSE descendente para NLMS y ascendente para LMS y RLS. Observando las gráficas anteriores de Throughput se puede diferenciar que los resultados en paralelo tienen una mayor continuidad en los resultados. Se selecciona para el filtro SM-AP $\tau = 1$ combinado con LMS, $\tau = 6$ combinado con NLMS y $\tau = 1.5$ combinado con RLS para esto se tiene como prioridad la parte de rendimiento del sistema y los menores valores de Error Cuadrático Medio señaladas en color rojo por flechas.

Figura 22

Resultados de MSE y Error Relativo Estructura Paralelo con SNR = 10 (dB)



Comparativa de Rendimiento entre las Combinaciones de Filtros

Se ejecutó el programa 100 veces con el fin de respaldar la precisión de la simulación del sistema ya que parámetros a analizar como el BER y el Throughput se calculan de forma estadística. Además ejecutar un gran número de veces nos permite analizar la robustez del sistema considerando que se pueden presentar estimaciones atípicas en un momento determinado de la simulación, por lo que se debe

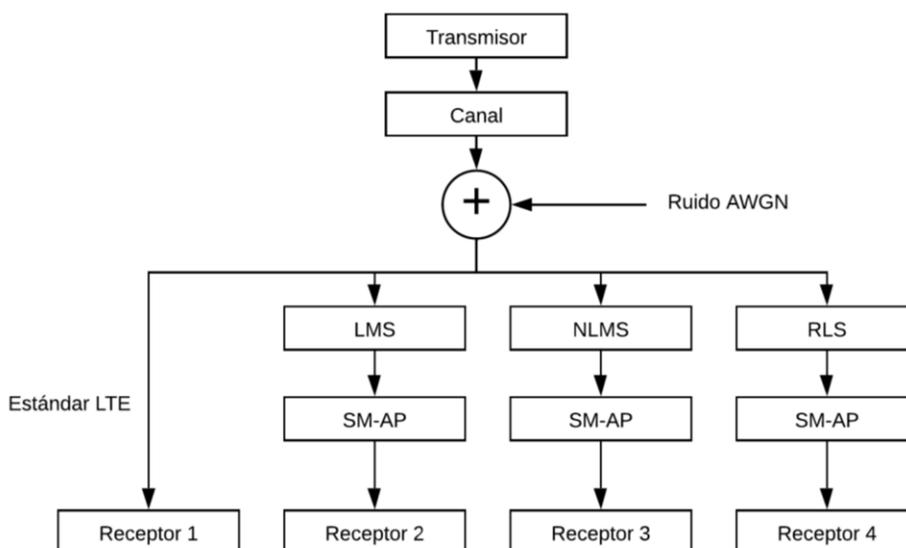
abarcar todos escenarios que puedan presentar. A continuación se presentaran una serie de resultados de las simulaciones donde las gráficas del Error Cuadrático Medio están representadas en color negro para LMS & SM-AP, en color rojo para NLMS & SM-AP y por último está en color verde representado el algoritmo RLS & SM-AP.

Comparativa de Rendimiento Estructuras en Serie

Para obtener resultados reales de todas las estructuras en serie se debe crear un programa conjunto que permita trabajar con los mismos datos de entrada para diferentes filtros y poder diferenciar el rendimiento en un receptor independiente como se muestra en el diagrama de bloque de la simulación en la Figura 23, además, este análisis considera diferentes niveles de Relación Señal/Ruido de [0, 5, 10, 15, 20, 30] (dB) con los parámetros de inicialización descritos con anterioridad para LMS, NLMS y RLS y los del filtro SM-AP recopilados en la Tabla 14.

Figura 23

Conjunto de Comparación de las Estructura Serie

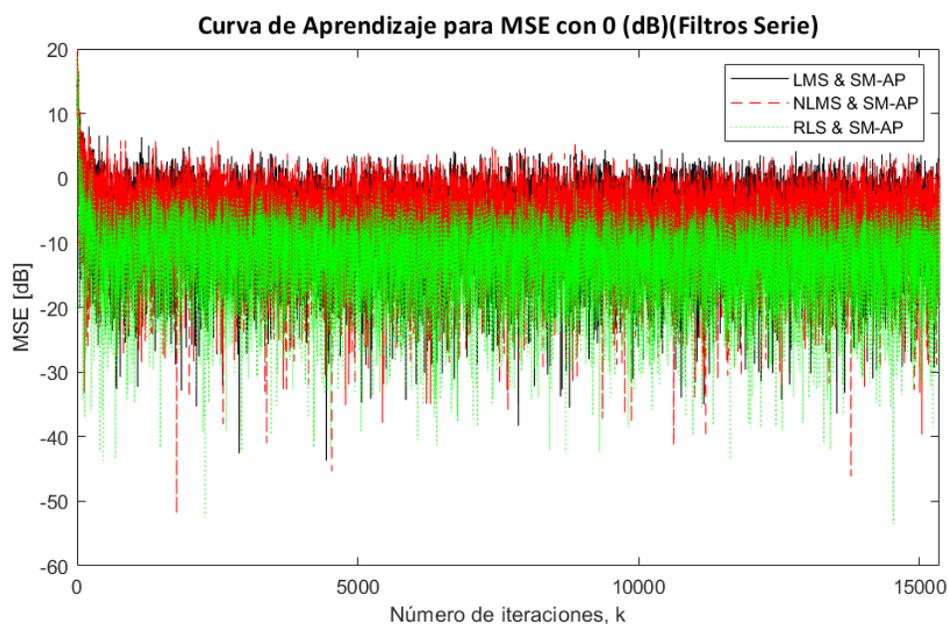
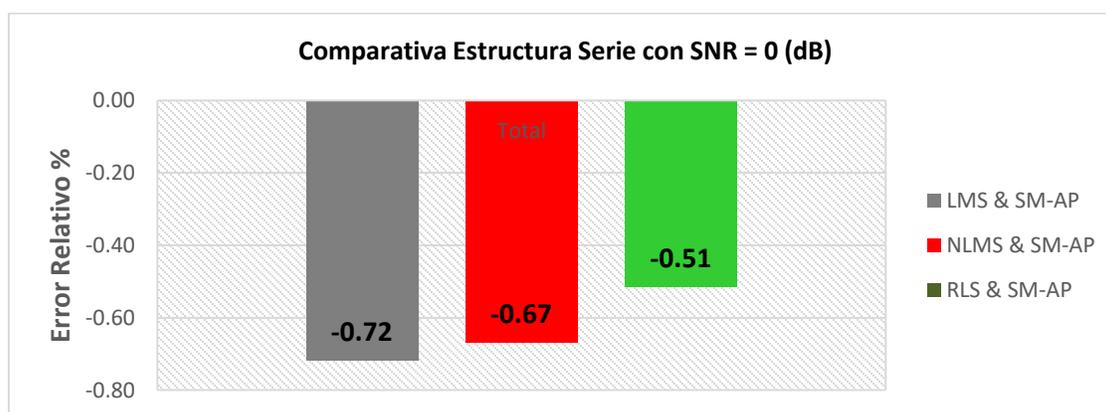


En la Figura 24 se presentan los resultados de las tres estructuras planteadas con una Relación Señal/Ruido de 0 (dB) donde se puede apreciar en la parte superior el porcentaje de error que se tiene

entre el estándar LTE y las combinaciones en serie propuestas con respecto al BER donde ninguna de ellas llega a mejorar o igualar la tasa de bits errados y su porcentaje de error se mantiene entre (0.51 - 0.72) %, por otro lado, en la parte inferior se puede destacar la combinación RLS & SM-AP con una mayor velocidad de convergencia y un valor promedio mínimos de MSE de -13.7767 (dB) y el valor más próximo al nivel del estándar de error entre las tres estructuras.

Figura 24

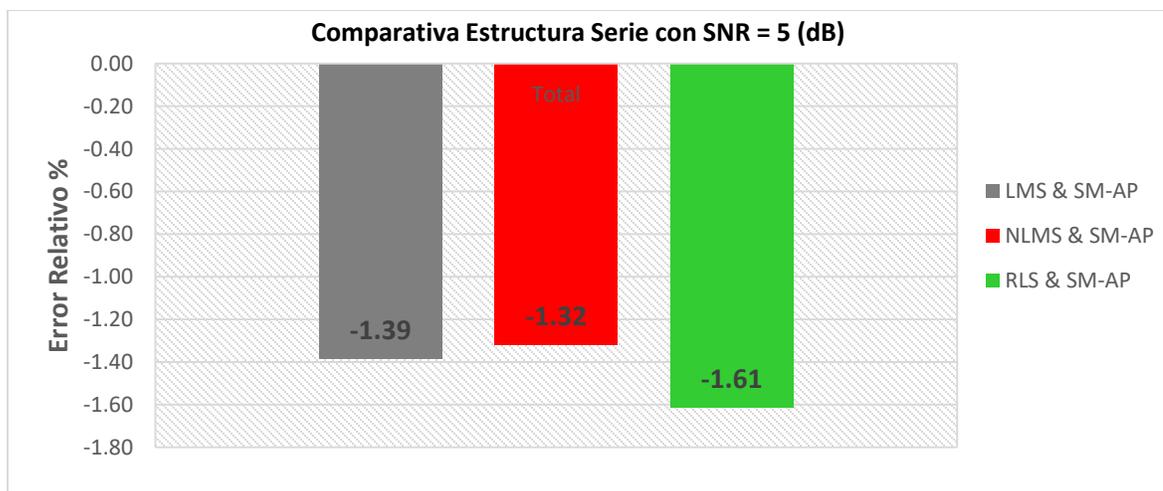
Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 0 (dB)

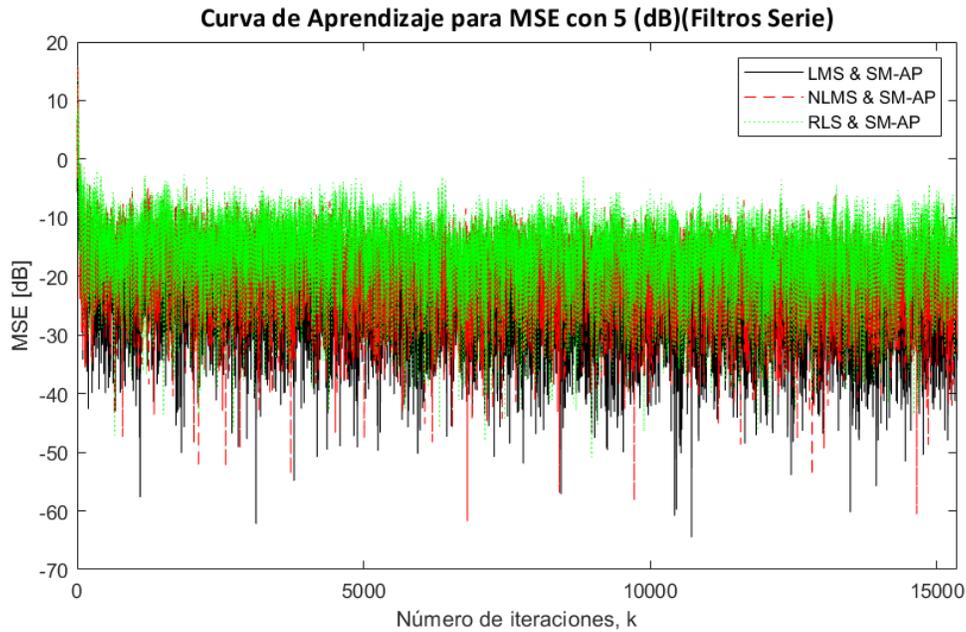


En la Figura 25 se muestra el resultado conjunto de las tres estructuras planteadas con una Relación Señal/Ruido de 5 (dB), como punto de comparación se toma el BER del estándar con un valor de 0.3102, en la parte superior se encuentra las barras porcentuales de error relativo entre el estándar LTE y las combinaciones en serie propuestas, se tiene un incremento del (1.32 - 1.61) % de error con alto ruido y movilidad, por otro lado, en la parte inferior se puede destacar la combinación LMS & SM-AP con una mayor velocidad de convergencia y un MSE promedio mínimo de MSE de -35.74 (dB) y finalmente se manifiesta NLMS & SM-AP con el valor más próximo al del estándar sobre saliendo entre las tres estructuras por lo que para este escenario se la selecciona como la mejor combinación de filtros adaptativos.

Figura 25

Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 5 (dB)

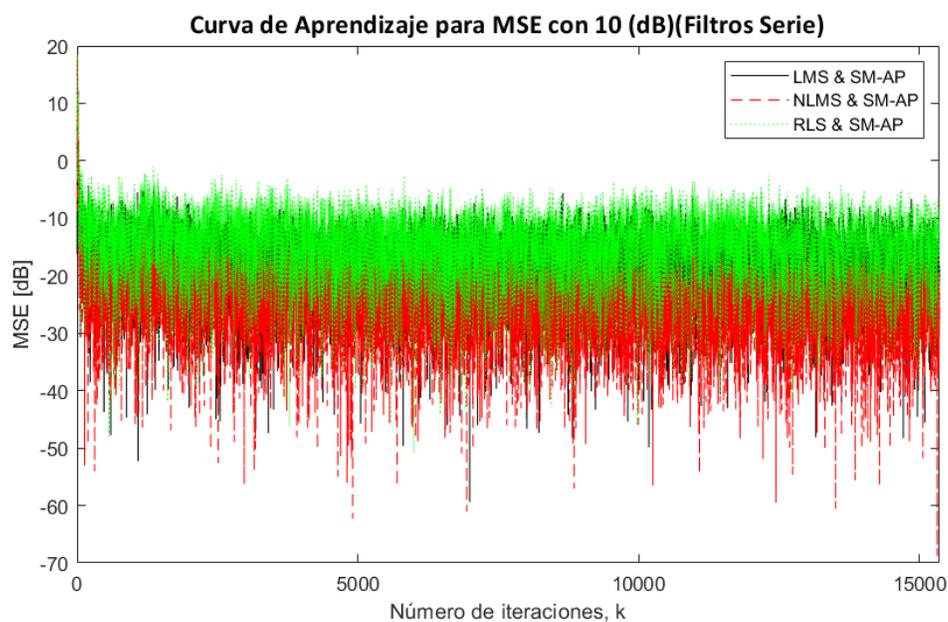
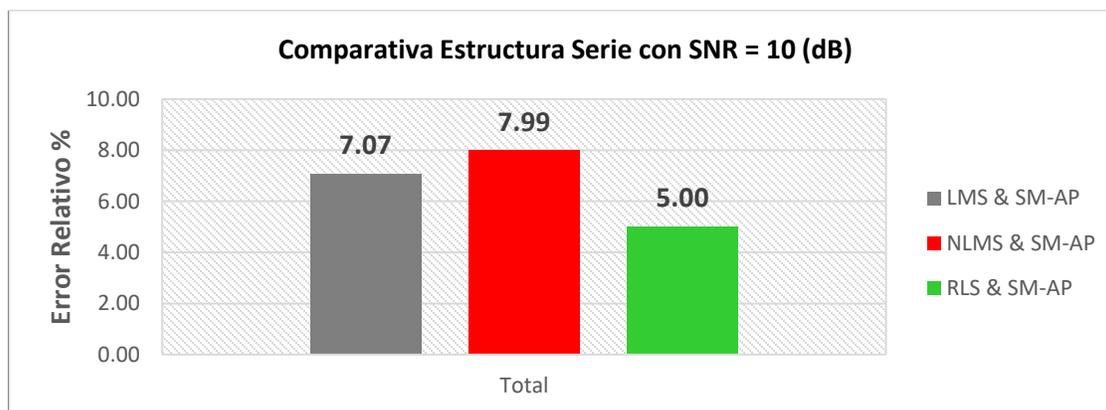




El resultado de simulación para un nivel SNR = 10 (dB) se evidencia en la Figura 26, se debe aclarar que el análisis desde este escenario en adelante se enfoca primordialmente en el error relativo del Throughput entre el estándar LTE y las combinaciones propuestas, se obtiene resultados de Throughput con un porcentaje superior al estándar en todas los casos, se destaca la combinación NLMS & SM-AP la que mejor con un 5.38 %. En cuanto a la tasa de error de bit presenta un incremento en un rango del 8 al 12 % con respecto al del estándar que mantiene un valor de 0.1258 que de forma general disminuye la cantidad de errores para este escenario. En la parte inferior de la figura se aprecia una mayor velocidad de convergencia con la combinación de filtros NLMS & SM-AP representada en color rojo con un promedio mínimo MSE de -53.47 (dB).

Figura 26

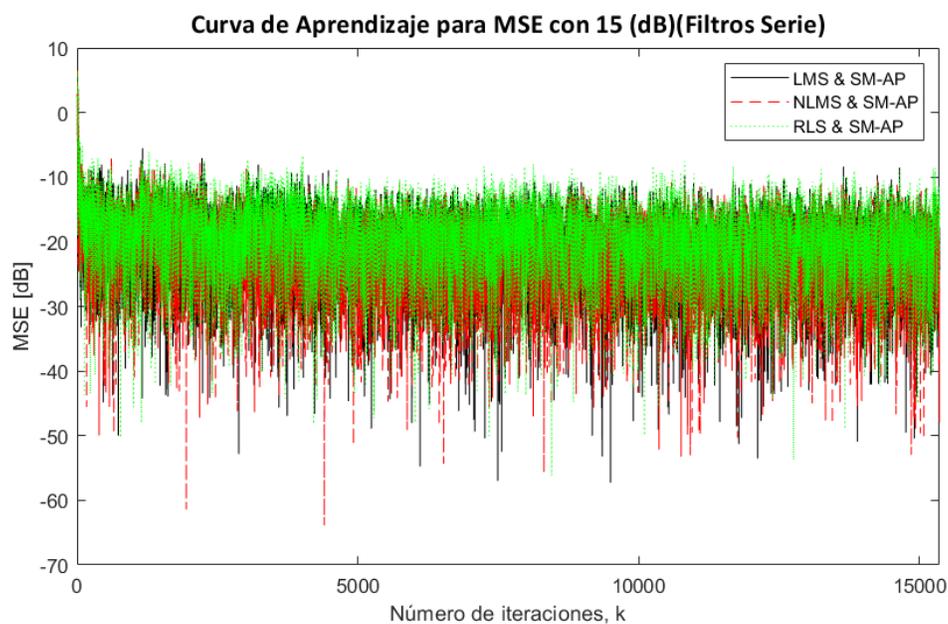
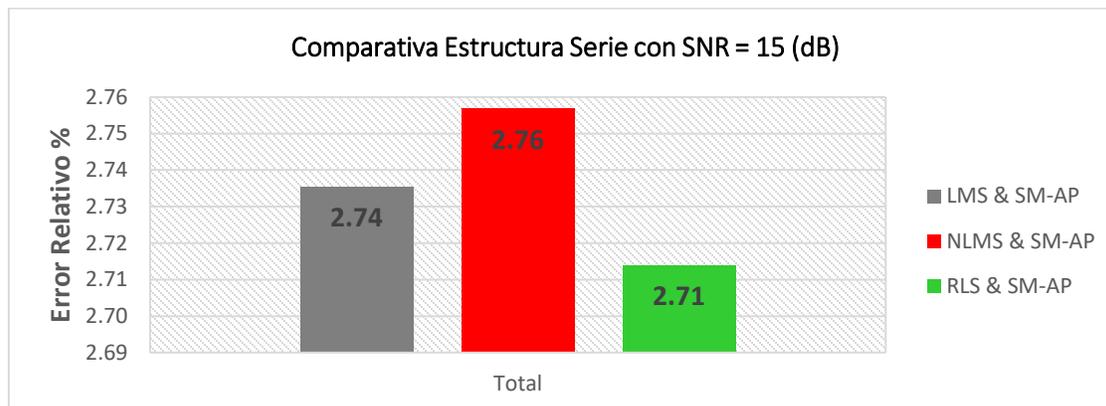
Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 10 (dB)



Con un menor ruido presente en el canal con SNR = 15 (dB) se presenta la Figura 27, los resultados muestran un aumento de Throughput en todas las combinaciones de filtros pero no tan destacadas como el escenario anterior, sobrepasando el valor del estándar hasta con un 2.76 % para el mejor caso de NLMS & SM-AP y un valor promedio mínimo MSE de -22.9876 (dB). Lo que respecta al BER de forma general se tiene un canal más limpio por lo que se producen menos errores con un valor en el estándar de 0.0109 y con mayores errores para las combinaciones propuestas en un rango del (2 – 3) %.

Figura 27

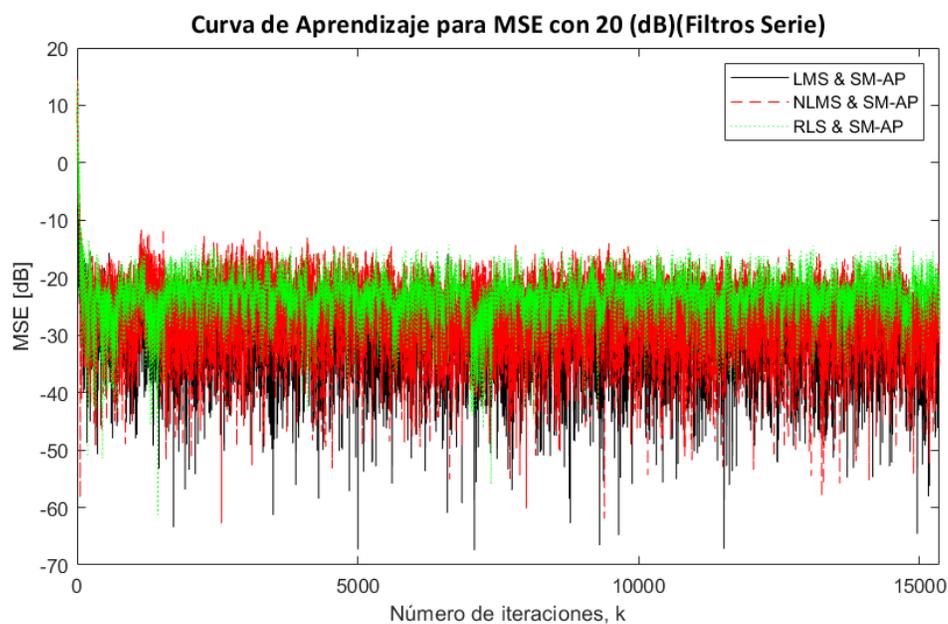
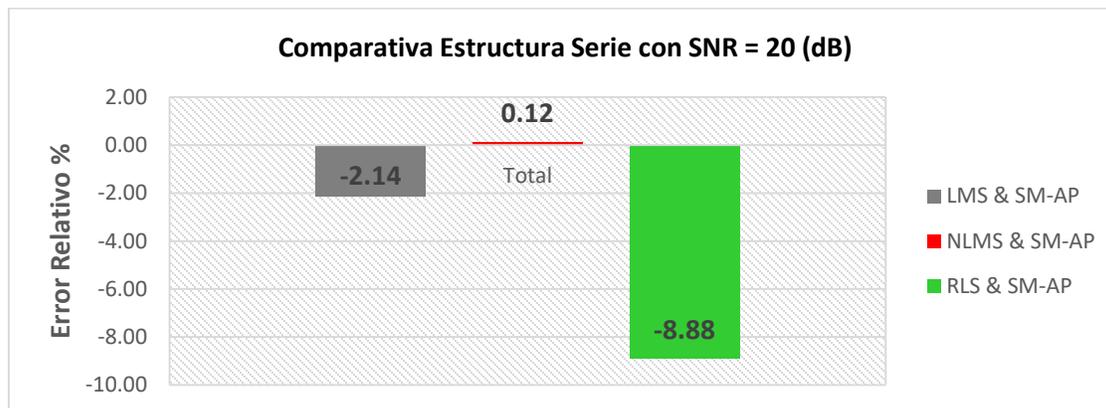
Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 15 (dB)



Con un valor mínimo de ruido en el canal con un SNR = 20 (dB) se presenta la Figura 28, de acuerdo con el Throughput del estándar se tiene una mejora mínima del 0.12 % para el caso NLMS & SM-AP con valor promedio mínimo MSE alcanzado de -26.4589 (dB) y en los otros casos los filtros no ayudan a mejorar el rendimiento del sistema, inclusive el algoritmo RLS & SM-AP no presenta estabilidad como se puede verificar en la parte inferior del resultado de la simulación en la Figura 32 con color verde.

Figura 28

Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 20 (dB)

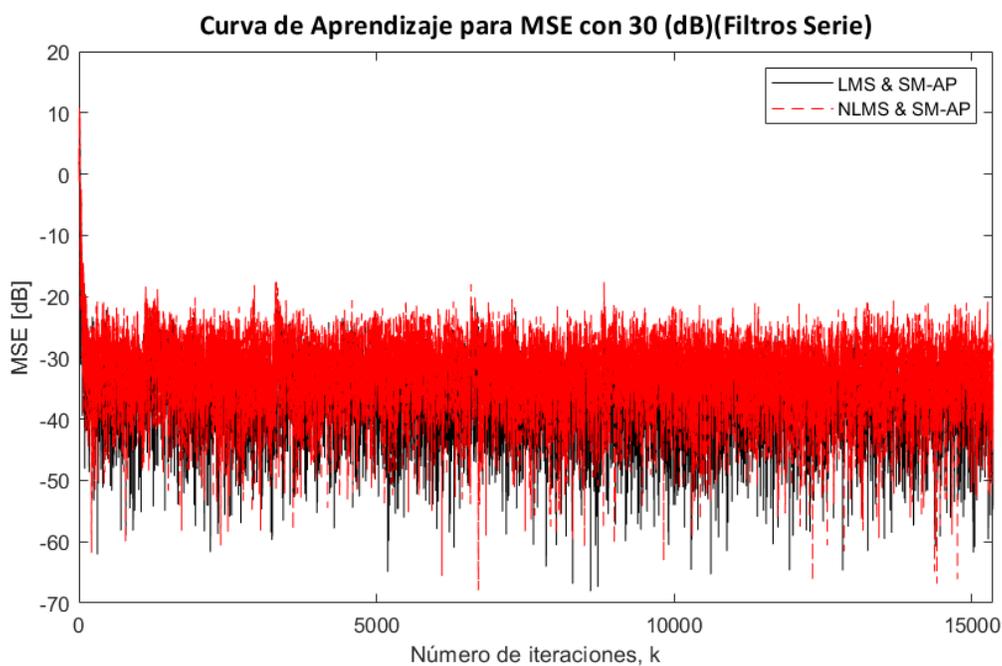
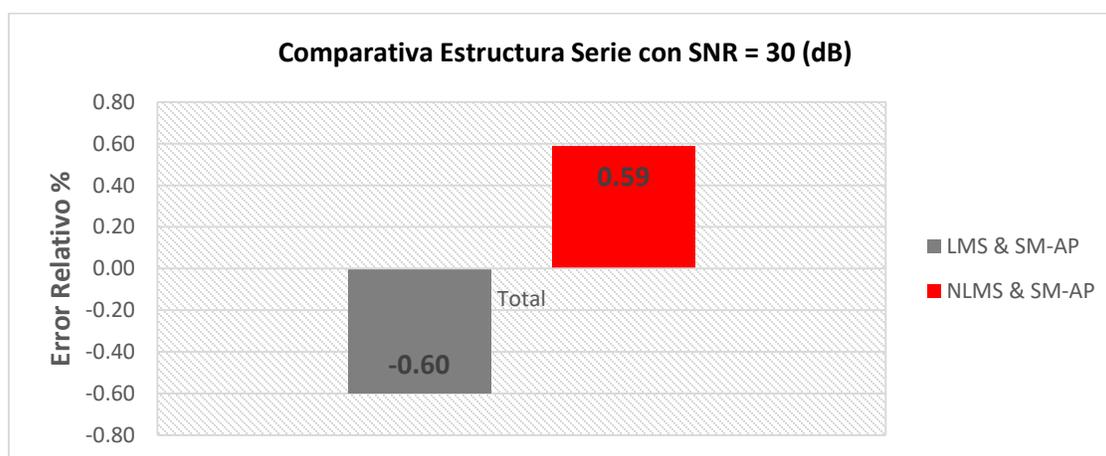


Con el fin de corroborar la tendencia de resultados del porcentaje de error de BER para las combinaciones de filtros propuestas aumenta en comparación a la medida del estándar a medida que se disminuye el ruido en el canal, se hace una prueba del sistema con SNR = 30 (dB) para este escenario los errores disminuyen significativamente teniendo un valor de 0.00017 en el estándar que servirá como base comparativa, los resultados se muestran en la Figura 29, como en el caso de SNR = 20 (dB) el error alcanzado es elevado y no se representa, por otro lado NLMS & SM-AP aún mantiene un valor de mejora

de Throughput sobre el estándar de 0.59 % y en lo que respecta a BER los errores son excesivos sobrepasando a los del estándar por lo que se deduce que los filtros trabajan de forma eficiente con más ruido presente en el canal. El valor promedio de MSE es de -50.2198 (dB), en la curva de aprendizaje se ha omitido la combinación RLS & SM-AP debido a que los algoritmos no convergen y no presentan estabilidad.

Figura 29

Resultado Simulación Serie con Estructuras Serie y SNR = 30 (dB)

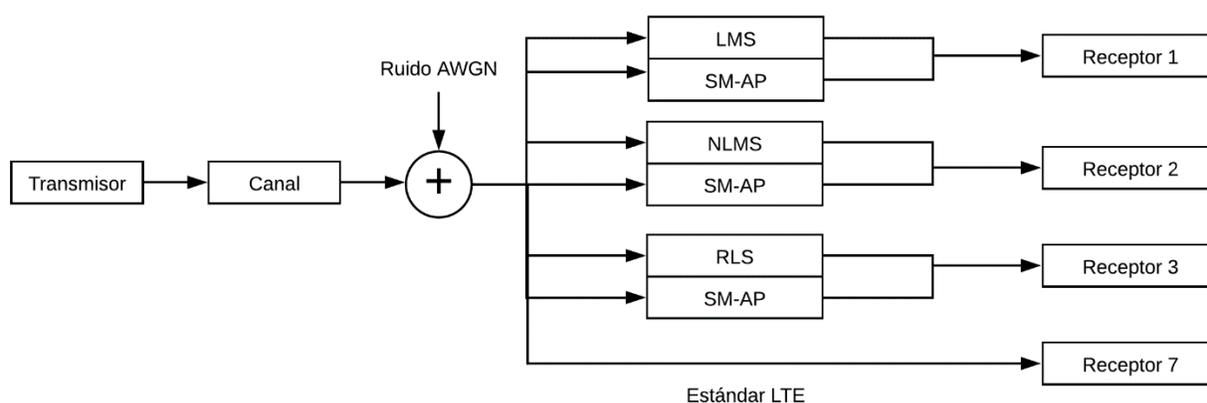


Comparativa de Rendimiento de las Estructuras en Paralelo

Para esta simulación cada algoritmo tiene como entrada la salida del canal y los datos se procesan en cada estructura en paralelo dando como resultado una sola señal para ser procesada por cada combinación de filtros diferente y con el uso de receptores independientes se obtiene resultados aislados para cada estructura, lo anterior se ha representado en un diagrama de bloque en la Figura 30.

Figura 30

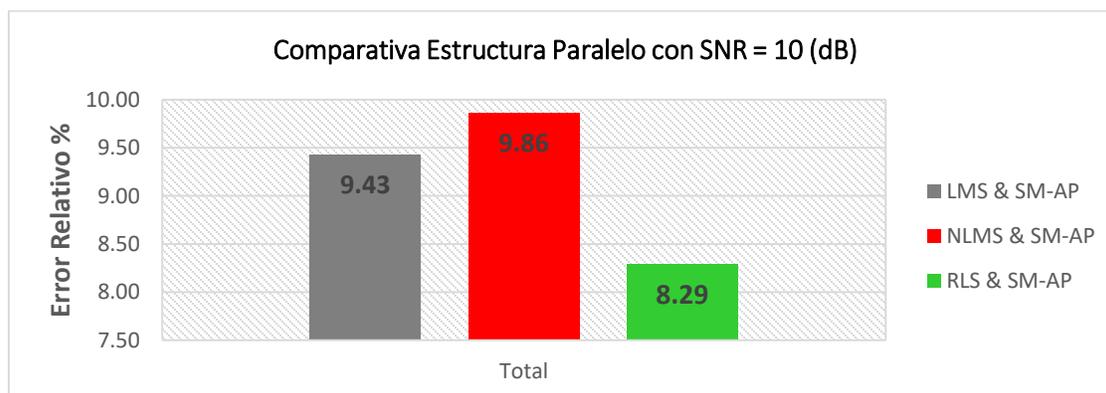
Conjunto de Comparación de Estructuras en Paralelo

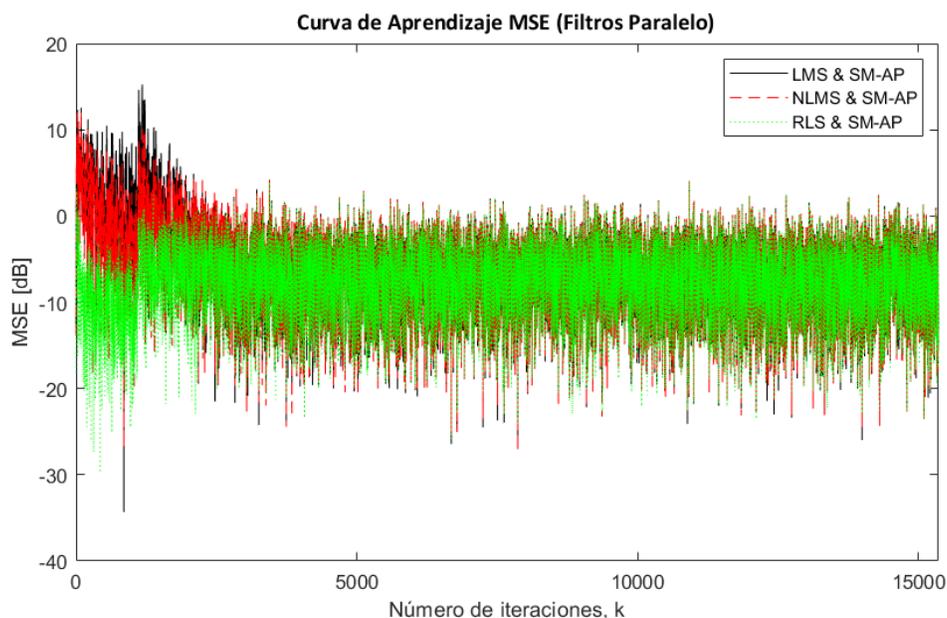


En la Figura 31 se representan los resultados de simulación, logrando mejorar hasta el 9.86 % del Throughput con respecto al estándar superior a la estructura serie (más adelante se compara las dos estructuras con mayor detalle). El promedio mínimo MSE disminuye a -13.6867 (dB) con el caso anterior.

Figura 31

Resultado Simulación Comparativa con Estructuras Paralelo y SNR = 10 (dB)





Resultados de las Estructuras Serie y Paralelo

La Tabla 15 se tabulan de todos los resultados para las estructuras en serie, para identificar el nivel de SNR que proyecta el mejor rendimiento para todas las combinaciones de filtros se tiene como principal parámetro de discriminación los resultados del Throughput que son coherentes a los valores de MSE y en segundo lugar está el rendimiento BER, además se toma en cuenta que se cumpla con la estabilidad y convergencia de los algoritmos. Con base a lo anterior se reconoce un SNR de 10 dB como el mejor escenario de forma general y a su vez se identifica a la combinación NLMS & SM-AP sobre sale en todos los escenarios exceptuando el de mayor ruido donde se destacó la combinación RLS & SM-AP, los resultados arrojan dos tendencias importantes: la primera sobre el incremento del Throughput del 7.9% con respecto al estándar LTE en proporción al aumento de ruido en el canal hasta llegar a SNR = 10 (dB), es decir, se tiene una mayor velocidad de datos promedio para producir una transmisión exitosa. La segunda tendencia destaca a escenarios con un alto nivel de ruido donde BER es próxima al estándar y a medida que se tiende a un canal limpio se eleva el porcentaje de BER, o sea para un canal limpio de ruido el error relativo con las combinaciones de filtros es inaceptable comparado con el estándar. En la Tabla

15 se representa con el signo menos a la diferencia de error porcentual necesario para igualar el BER del estándar LTE, esto quiere decir que el algoritmo seleccionado como el mejor le falta 5.4 % menos de errores para alcanzar el nivel BER del estándar con escenario SNR = 10 dB. Por otro lado se identifica N/D para los valores no disponibles o con valor de cero.

Tabla 15

Resultados estructura serie con diferentes niveles SNR.

SNR (dB)	MSE (dB)			Incremento Throughput (%)			Rendimiento BER (%)		
	Escenario	C1	C2	C3	C1	C2	C3	C1	C2
0	-13.85	-13.78	-15.18	N/D	N/D	N/D	-0.71	-0.66	-0.51
5	-35.74	-25.21	-18.51	N/D	N/D	N/D	-1.39	-1.32	-1.61
10	-39.89	-53.47	-31.54	7.07	7.99	5.00	-8.01	-5.4	-8.08
15	-13.95	-13.99	-14.08	2.74	2.76	2.71	-2.75	-2.75	-3.67
20	-60.93	-52.06	N/D	-2.14	0.12	N/D	-1605	-341	-4104
30	-82.34	-75.22	N/D	-0.60	0.59	N/D	-1141	-912	-1135

Nota. C1 es la combinación LMS & SM-AP, C2 es la combinación NLMS & SM-AP y C3 es la combinación LMS & SM-AP.

En la estructura en paralelo se realizan pruebas con el escenario SNR = 10 (dB) identificado por las estructuras en serie como el de mayor rendimiento, con el objetivo de evitar exceso de información, y otras pruebas con un canal sin distorsión con un SNR = 20 (dB) con el fin de identificar la tendencia de las combinaciones de los filtros, en la Tabla 16 se aprecia que los resultados BER de los filtros propuestos tienen una diferencia mínima comparado con el estándar, y con una tendencia de mejora en escenarios con mayor presencia de ruido, contrastado con una estructura en serie se tiene los niveles MSE de menor magnitud pero con un mayor Throughput.

Tabla 16

Resultados estructura paralelo con dos niveles SNR.

SNR (dB)	MSE (dB)			Incremento Throughput (%)			Rendimiento BER (%)		
Escenario	C1	C2	C3	C1	C2	C3	C1	C2	C3
10	-13.53	-13.69	-13.59	9.43	9.86	8.29	-1.19	-0.55	-1.82
20	-14.50	-14.58	-14.80	1.48	1.45	1.42	igual	igual	igual

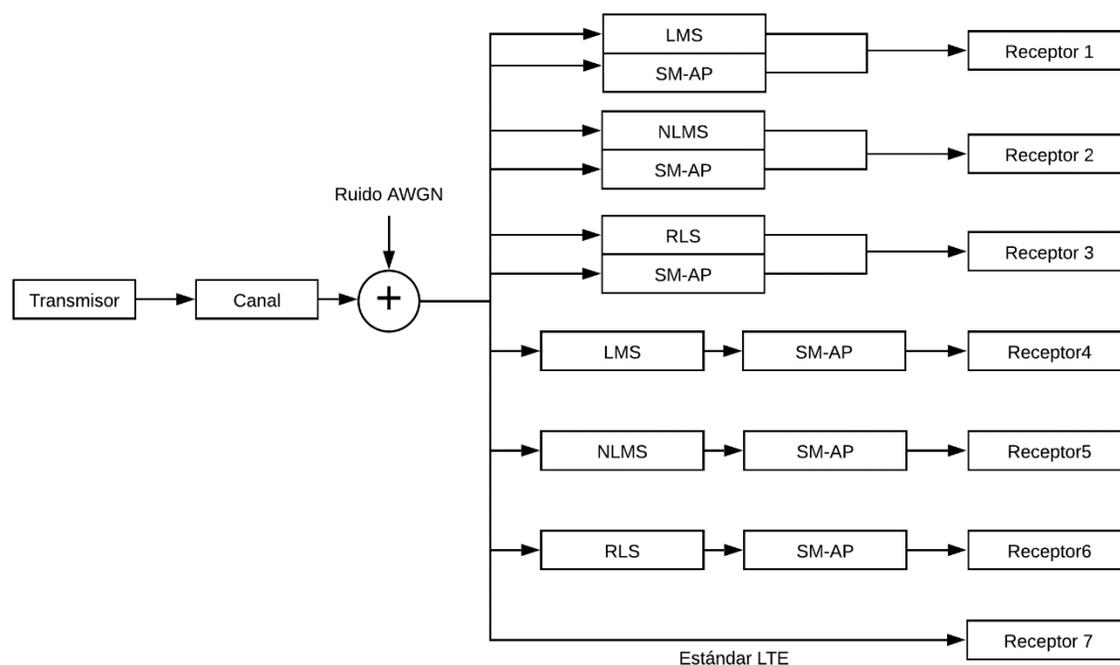
Nota. C1 es LMS & SM-AP, C2 es NLMS & SM-AP y C3 es RLS & SM-AP.

Comparativa de Rendimiento Serie vs Paralelo

Esta simulación se ejecuta con una Relación Señal/Ruido de 10 (dB) en donde se presentan todas las estructuras en serie y paralelo con receptores independientes como se muestra la Figura 32 esto asegura que la prueba se realice con los mismos datos aleatorios de entrada.

Figura 32

Diagrama de Bloque Simulación Conjunta Serie y Paralelo



Se ejecuta 100 veces el programa ya que cada repetición será diferente por ser un canal móvil los resultados obtenidos serán promediados para tener una estimación precisa del rendimiento de los algoritmos y no se ejecutan más veces por el tiempo de simulación que conllevaría.

Los resultados finales están reflejados en la Tabla 17 en función del rendimiento BER y el Throughput para las dos estructuras. La estructura paralelo destaca un BER con menos porcentaje de error y un Throughput superior para todas las combinaciones planteadas, a partir de esta estructura se selecciona a la combinación NLMS & SM-AP como la de mayor rendimiento en un escenario de prueba con igualdad de condiciones y con los parámetros indicados en la Tabla 6 llegando alcanzar un rendimiento del 11.14 % de Throughput y un rendimiento BER próximo al del estándar con una diferencia del 0.5 %.

Tabla 17

Throughput alcanzado por las combinaciones de filtros propuestas

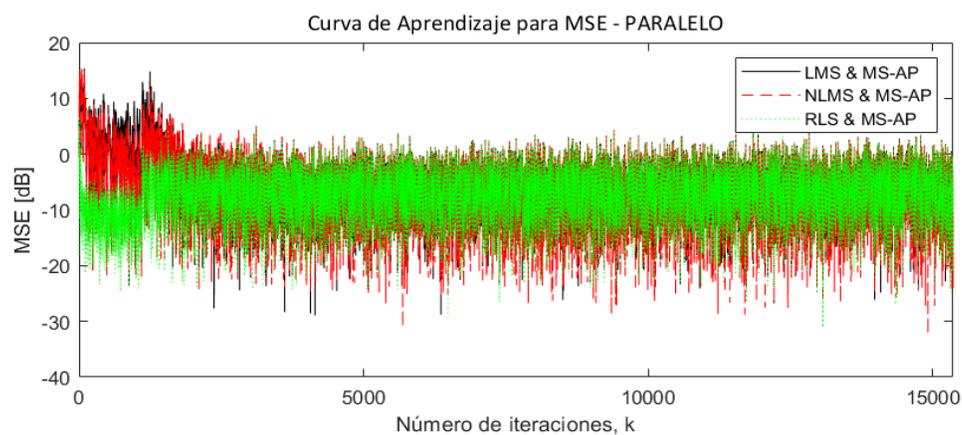
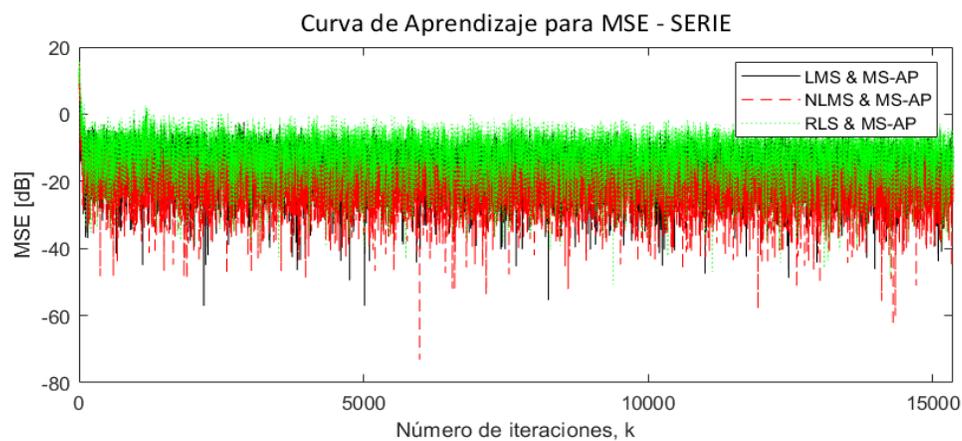
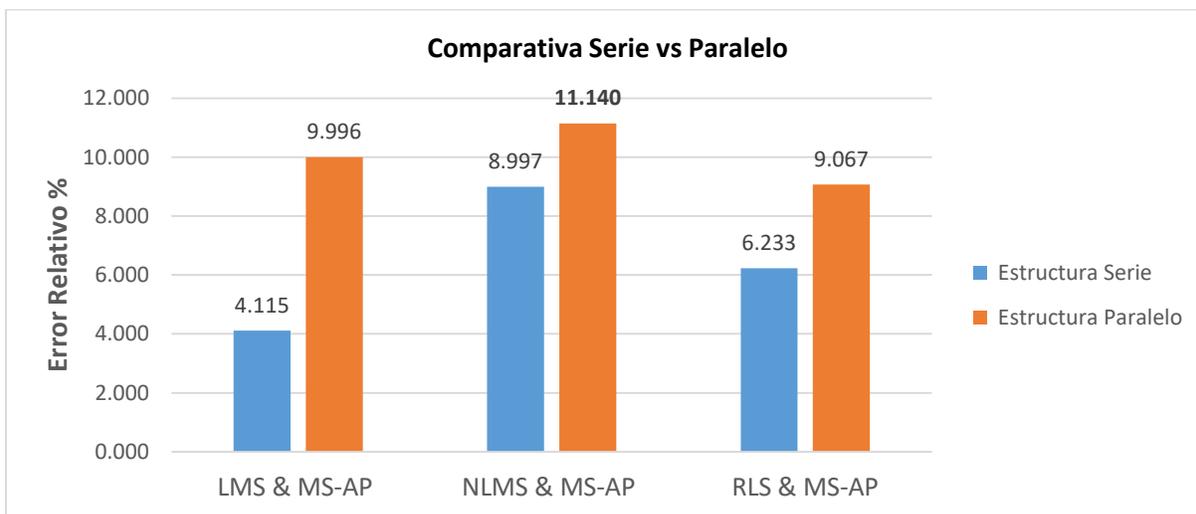
Estructura	LMS & MS-AP		NLMS & MS-AP		RLS & MS-AP	
	TH	BER	TH	BER	TH	BER
Serie	4.11%	-8.23	8.99 %	-6.40	6.23 %	-10.47
Paralelo	9.99 %	-1.08	11.14 %	-0.50	9.06 %	-1.75

Nota. El Throughput es referido en la tabla como TH.

En la parte superior de la Figura 33 se muestran los resultados de Throughput de forma gráfica, las estructuras serie en barras de color azul y de color naranja las estructuras en la parte inferior se muestra que la estructura NLMS & SM-AP alcanza un menor Error Cuadrático Medio representado en color rojo para ambas estructuras, con un valores promedio de MSE de -53.7294 (dB) y -14.3023 (dB) para la estructura serie y paralelo respectivamente, por otro lado, en paralelo se tiene un mayor valor promedio MSE de las tres estructuras alcanzan la convergencia y estabilidad en la simulación del sistema LTE.

Figura 33

Resultados Simulación Serie vs Paralelo



Rendimiento en Función del Modo de Transmisión

Con el fin de evaluar el rendimiento BER de la combinación de mayor eficiencia NLMS & MS-AP se aplican dos modos de transmisión para dos escenarios, con alta y baja distorsión sobre el modelo de canal. Con cinco casos de prueba, donde cada una se caracteriza por la configuración de antena en el modo 1 se tiene (1x1, 1x2, 1x4) y con diversidad de transmisión el modo 2 se tiene (2x2, 4x4). La prueba se realiza con parámetros comunes elegidos en el transmisor y receptor tabulados en la Tabla 18 y la Tabla 19 diferenciando parámetros correspondientes al canal como SNR y efecto Doppler. Se ejecuta la simulación tipo Montecarlo 100 veces sobre el sistema LTE para tener un resultado promediado con la misma precisión en todo el documento.

Tabla 18

Parámetros de simulación con alta distorsión

Parámetro de Simulación	Detalle
Esquema de modulación	64 QAM
Codificación turbo	1/2
Modelo de canal	Selectivo en frecuencia
Ancho de banda del canal	10 MHz
Doppler	70 Hz
SNR	2 dB
Símbolo PDCCH	2 por trama
Codeword	1
Decodificador turbo	4 iteraciones
Receptor MIMO	MMSE

Tabla 19*Parámetros de simulación con baja distorsión*

Parámetro de Simulación	Detalle
Esquema de modulación	64 QAM
Codificación turbo	1/2
Modelo de canal	Selectivo en frecuencia
Ancho de banda del canal	10 MHz
Doppler	5 Hz
SNR	15 dB
Símbolo PDCCH	2 por trama
Codeword	1
Decodificador turbo	4 iteraciones
Receptor MIMO	MMSE

Los resultados de las pruebas se han tabulado en la Tabla 20 y Tabla 21 para un perfil de alta y baja distorsión respectivamente, se muestra la velocidad de datos en función del modo de transmisión. Las medidas BER se comparan como el error relativo entre el estándar y la combinación de filtros en paralelo NLMS & SM-AP.

Tabla 20*Rendimiento BER en función del modo de transmisión para alta distorsión de canal*

Modos de Transmisión	Configuración de la Antena	Tasa de Datos (Mbps)	BER LTE-A	BER NLMS & SM-AP	Error Relativo
Modo 1	1x1	22.61	0.3712633	0.3715688	- 0.08228661
	1x2	22.61	0.2926843	0.2927087	- 0.00833663
	1x4	22.61	0.235161	0.2351993	- 0.01628671
Modo 2	2x2	21.23	0.2920642	0.292103	- 0.01328475
	4x4	21.23	0.2393	0.2394	- 0.04178855

Nota. El signo menos indica que el resultado está por debajo del nivel del estándar LTE.

Tabla 21*Rendimiento BER en Función del modo de transmisión para baja distorsión de canal*

Modos de Transmisión	Configuración de la Antena	Tasa de Datos (Mbps)	BER LTE-A	BER NLMS & SM-AP	Error Relativo
Modo 1	1x1	22.61	0.2025	0.20305	- 0.121
	1x2	22.61	0.0504	0.05003	- 0.025
	1x4	22.61	0.0001	0.00017	- 0.161
Modo 2	2x2	19.85	0.0295	0.02954	0
	4x4	19.85	0.00001	0.000013	0.87751371

Nota. El cero indica que el resultado BER es igual al nivel del estándar LTE.

Con base en los resultados, podemos observar que:

- El rendimiento BER en cada modo de transmisión es consistentemente mejor en un escenario con un canal de baja distorsión recalcando el resultado para el modo 2 en la configuración (4x4) cuyo resultado de error relativo muestra que la combinación de filtros propuesta tiene un rendimiento superior al que brinda el estándar.
- En el perfil de alta distorsión los mejores resultados para la combinación de filtros se encuentran en las pruebas con dos antenas en la recepción incluidos en los dos modos de transmisión.
- La diversidad de transmisión mejora el rendimiento y presenta una disminución de la tasa de datos relativamente baja.

Capítulo V

Conclusiones y recomendaciones

Conclusiones

- Los parámetros de inicialización del algoritmo SM-AP implementado en las estructuras es diferente para cada escenario de ruido presentado y se encontraron en función del rendimiento del sistema y no solo en el Error Cuadrático Medio de la combinación del algoritmo.
- Las combinaciones de filtros adaptativos en serie incrementan el Throughput con respecto al estándar a medida que el canal incrementa el nivel de ruido, es decir, se tiene una mayor velocidad de datos promedio para producir una transmisión exitosa en escenarios con alta distorsión.
- El error relativo BER incrementa conforme el canal presenta menos ruido comparado con el BER del estándar LTE Advanced en una combinación de filtros en serie.
- La estructura de filtros en paralelo disminuye el BER en un perfil de baja distorsión llegando a igualar el rendimiento del estándar LTE Release 10. El Throughput aumenta en un escenario con mayor ruido hasta alcanzar un nivel SNR de 10 dB.
- Se reconoce un SNR en el canal de 10 dB como el mejor escenario de Throughput por encima del estándar con 7.9% y 9.86% para la estructura serie y paralelo respectivamente.
- El nivel de Error Cuadrático Medio es menor en la estructura paralelo comparada con la serie, en un escenario en modo de transmisión SISO con baja movilidad y un nivel de ruido medio en el canal de 10 dB.
- La estructura de filtros adaptativos en paralelo tiene el mayor rendimiento como ecualizador de canal alcanzando un Throughput del 11.14 % sobre el estándar LTE Release 10 con la combinación

de filtros NLMS & SM-AP, en un escenario SISO con baja movilidad y un SNR de 10 dB.

- El rendimiento BER es superior en un 0.87 % al del estándar en el modo 2 con diversidad de transmisión (4x4) con el algoritmo NLMS & SM-AP con baja distorsión y un SNR de 15 dB.
- El costo computacional no se incrementa al implementar las estructuras en serie y paralelo de forma independiente, pero a medida que se agreguen varias estructuras puede ser contraproducente en cuanto a la relación del costo computacional y el rendimiento del sistema.

Recomendaciones

- Se debe modificar los parámetros de entrada del modelo de simulación en Matlab® para conseguir diferentes escenarios de prueba para el sistema de comunicaciones LTE.
- Los parámetros de inicialización de los algoritmos se deben buscar después de tener implementado la estructura de filtros que se quiere analizar y no antes porque la estructura tiene un comportamiento solidificado como si se estuviese usando un solo filtro.
- Para combinaciones en serie los algoritmos LMS, NLMS & RLS deben procesar primero la señal como primer filtro por su nivel de sensibilidad en el paso de adaptación y segundo el algoritmo SM-AP.

Trabajos futuros

- Analizar el rendimiento de otros algoritmos adaptativos como el Fast Transversal Recursive Least-Squares (FTRLs), el algoritmo Fast QR-RLS o con otras derivaciones de los algoritmos Data-Selective Adaptive filtering (DSA) sobre sistemas de comunicación móvil.
- Implementar y analizar el desempeño de filtros adaptativos en el proceso de ecualización en simulaciones con Matlab® para versiones 5G mejoradas sobre el estándar LTE Release 16 en adelante.

- Aplicar las estructuras serie y paralelo sobre otros sistemas donde el medio no sea tan complejo como la comunicación móvil o sobre aplicaciones que ya usan filtros adaptativos y repotencia su rendimiento como: canceladores de eco, predictores o la eliminación de ruido blanco.
- Implementar otras estructuras de filtraje adaptativo con el fin de evaluar diferentes escenarios de comunicación inalámbrica con múltiples de entrada y salida.

Bibliografía

- 3GPP. (2016). *12 LTE interview questions and answers LTE Questionnaire.pdf*.
<https://baixardoc.com/documents/lte-interview-questions-and-answers-lte-telecommunication--5cc60d6e3deae>
- 3GPP Release 11. (2013). Inside 3GPP Release 11: Understanding the Standards for HSPA+ and LTE-Advanced Enhancements. *4G Americas*, 1, 1–5.
- 3GPP, T. 136. (2011). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 10.0.0 Release 10). *ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01)*, 0, 0–121.
- 3GPP, T. 36. 21. (2017). L3GPP, T. 36. 21. (2017). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Multiplexing and channel coding. 3GPP TS 36.212-V14.2.0-Release 14, 0. TE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Multiplexing and channel coding. *3GPP TS 36.212-V14.2.0-Release 14, 0*.
- Ardalan, S. H. (1986). Floating-Point Error Analysis of Recursive Least-Squares and Least-Mean-Squares Adaptive Filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, CAS-33(12), 1192–1208.
<https://doi.org/10.1109/tcs.1986.1085877>
- Aspiazu, O. (2019). *Diseño de un sistema de fertirrigación auto-mático con control telemático y sensores*.
<https://1library.co/document/oz1kp0vy-diseno-sistema-fertirrigacion-automatico-control-telematico-sensores.html>
- Castillo, H., & Córdova, A. (2010). *Modelación matemática y simulación de un filtro digital híbrido Fir adaptativo lineal óptimo*. 215.
http://bibliotecadigital.usb.edu.co/bitstream/10819/4430/1/Desarrollo_Ecualizador_Parametrico_Agudelo_2017.pdf

- Dahlman, E., Parkvall, S., & Sköld, J. (2011). *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband (II)*. ScienceDirect.
<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/C2010-0-66332-2>
- Deller, J. R. (1989). Set Membership Identification in Digital Signal Processing. *IEEE ASSP Magazine*, 6(4), 4–20. <https://doi.org/10.1109/53.41661>
- Diniz, P. (2013). Adaptive Filtering. In *Technometrics* (Fourth, Vol. 26, Issue 4, p. 661). Springer.
<https://doi.org/10.1007/978-1-4614-4106-9>
- Diniz, P. S. R. (2018). On data-selective adaptive filtering. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(16), 4239–4252. <https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2847657>
- Domínguez, D. (2011). *Descripción y análisis de la tecnología LTE*. 30–34.
[https://dspace.uclv.edu.cu/bitstream/handle/123456789/1052/Daschel Domínguez.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://dspace.uclv.edu.cu/bitstream/handle/123456789/1052/Daschel_Domínguez.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- Elejalde, S. A. (2017). *Desarrollo de un ecualizador paramétrico de fase lineal y comparación de su aplicación en procesos de calibración de estudios frente a ecualizadores con respuesta en fase no lineal*. Trabajo de Grado presentado para optar al título de Ingeniero de Sonido. 89.
- Garcés Correa, A., Laciari, E., Patño, H. D., & Valentinuzzi, M. E. (2007). Artifact removal from EEG signals using adaptive filters in cascade. *Journal of Physics: Conference Series*, 90(1), 0–10.
<https://doi.org/10.1088/1742-6596/90/1/012081>
- Ghosh, A., & Ratasuk, R. (2018). LTE overview. In *Essentials of LTE and LTE-A* (pp. 10–32). Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511997082.003>
- Hassoune, A. (2014). *Herramientas didácticas sobre tecnologías de acceso radio LTE*.
- Lima, M., Espíndola, B., Freeland, F., & Diniz, P. (2011). Applications of Data-Selective Adaptive Filters. *XXIX SIMPOSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICACIONES*. <https://doi.org/10.14209/sbrt.2011.158>
- Lindbom, L. (1993). Simplified Kalman estimation of fading mobile radio channels: High performance at

- LMS computational load. *Proceedings - ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 3(1), 352–355. <https://doi.org/10.1109/icassp.1993.319507>
- Novales, A. (2010). *Análisis de Regresión*.
- Ramón, N. (2019). MEJORA DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN BASADO EN OFDM AL UTILIZAR FILTROS DATA- SELECTIVE ADAPTIVE [Universidad de las Fuerzas Armadas-ESPE]. In *Repositorio.Espe.Edu.Ec*. <http://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/15813/1/T-ESPE-040692.pdf>
- Saleem, S. (2011a). Channel Estimation using Adaptive Filtering for LTE-Advanced. *International Journal of Computer Science Issues*, 8(3), 344–352. <https://www.ijcsi.org/papers/IJCSI-8-3-2-344-352.pdf>
- Saleem, S. (2011b). LMS and RLS Channel Estimation Algorithms for LTE-Advanced. *Journal of Computing*, 3(4), 155–163. <https://es.scribd.com/document/54846897/LMS-and-RLS-Channel-Estimation-Algorithms-for-LTE-Advanced>
- Wannstrom, J. (2013). LTE-Advanced. *3GPP Submission*. <https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>
- Werner, S., & Diniz, P. S. R. (2001). Set-membership affine projection algorithm. *IEEE Signal Processing Letters*, 8(8), 231–235. <https://doi.org/10.1109/97.935739>
- Zarrinkoub, D. H. (2014). Overview of the LTE Physical Layer. In *Understanding LTE with MATLAB®* (pp. 13–46). John Wiley & Sons, Ltd. <https://doi.org/https://doi.org/10.1002/9781118443446.ch2>
- Zarrinkoub, H. (2014). Understanding LTE with MATLAB®: From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping. In *Understanding LTE with MATLAB®: From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping*. John Wiley & Sons, Ltd. <https://doi.org/10.1002/9781118443446>