



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA**  
**ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES**

***Ecuadores de canal para recepción de ATSC en redes SFN***

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:  
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

***GUERRA ZAMORA ESPERANZA***

TUTOR:

**Dr. JOSÉ MARIA MATIAS MARURI**

México, Ciudad de México, Diciembre, 2017

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Salvador Landeros Ayala  
Secretario: Dr. Rangel Licea Víctor  
Vocal: Dr. José María Matías Maruri  
1 er. Suplente: Dr. José Alberto Ramírez Aguilar  
2 d o. Suplente: Dr. Pérez Alcázar Pablo Roberto

**TUTOR DE TESIS:**

Dr. JOSÉ MARIA MATIAS MARURI

-----  
**FIRMA**

## Agradecimientos

Agradezco a todas las personas que hicieron posible este trabajo por medio de su apoyo constante ya que sin él, este trabajo no habría sido posible.

A mis padres Concepción Zamora Olivares y Laureano Guerra Dolores, por estar siempre conmigo apoyándome en todo lo que hago, estando al pendiente de mí y motivándome a continuar para lograr todas y cada una de mis metas.

A mis hermanos Adolfo, Eric L. y Guadalupe por creer en mí, apoyarme siempre en lo que decida y ayudarme a seguir estudiando, gracias por todos los consejos que me han dado para continuar no solo académicamente, sino en la vida diaria.

A mis amigos Andrea, Eduardo, Manuel, por todos los momentos agradables que pasamos juntos desde la licenciatura y por motivarme siempre a continuar con mis estudios de posgrado. Gracias por su amistad todos estos años, estar siempre conmigo y alentarme a continuar.

A mis amigos Diana, Ariadna, Israel, David, Eduardo M., Gustavo y todos aquellos que no menciono pero que han estado conmigo durante este camino que se llama vida y que me han hecho la persona que soy hoy. Gracias por todos los momentos agradables que pasamos juntos durante estos años, por apoyarme y por ser mis amigos.

A la UNAM, al Posgrado de ingeniería eléctrica por brindarme la oportunidad de estudiar un posgrado y darme la posibilidad de aprender nuevas cosas académicamente y también de conocer a mis amigos. Así mismo al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca que me otorgó durante mis estudios de maestría (CVU: 673531).

A mi tutor Dr. José María Matías por el tiempo prestado durante el desarrollo de este trabajo, por la guía durante la investigación y por sus observaciones, sin su ayuda este trabajo no habría sido posible.

A los sinodales: Dr. Salvador L., Dr. Víctor R., Dr. Alberto R. y Dr. Pablo A. Por el tiempo prestado y las observaciones realizadas en este trabajo para su mejora.

# Contenido

Agradecimientos.....	ii
Índice de Figuras.....	v
Índice de tablas .....	vi
Acrónimos .....	vii
Introducción .....	1
Problemática .....	1
Objetivos .....	2
Metodología .....	3
Estructura de la tesis.....	3
Capítulo 1. Televisión Digital Terrestre.....	4
1.1. Estándar ATSC.....	5
1.2. Redes SFN .....	14
1.2.1 Distorsión de canal .....	15
1.2.2 Multitrayecto .....	16
1.3 Receptor general de ATSC .....	17
Capítulo 2: Definición y Elementos de un Ecuilizador de Canal .....	19
2.1 Posición del ecualizador de canal .....	19
2.1 Ecuilizador de canal.....	21
2.2 Estimación de canal.....	24
2.2.1 Método de Correlación.....	26
2.2.2 BLUE (Best Linear Unbiased Estimator).....	27
2.2.3 Estimación Bayesiana .....	28
2.2.4 Estimación de canal Máximo a Posteriori (MAP) .....	30
2.3 Ecuilizadores adaptativos y no adaptativos.....	31
2.3.1 Filtros adaptativos.....	33
2.3.2 Algoritmos de adaptación para los filtros adaptativos.....	35
2.3.3 Filtro con algoritmo RLS (Recursive Least Square) .....	36
2.3.4 Filtro con algoritmo LMS (Least Mean Squared) .....	42
2.3.5 Filtro Wiener .....	43
2.3.6 Filtro Kalman .....	44
Capitulo 3: Métodos de ecualización.....	46
3.1 Ecuilización Lineal .....	46

3.1.1 Criterio de distorsión de pico “ Peak Distortion” .....	47
3.2 Ecuiladores espaciados en tiempo (T-Spaced Equalizer- TSE).....	49
3.3 Ecuilador Wiener .....	50
3.4 DFE (Decision Feedback Equalizer) .....	50
3.5 Ecuilización con entrenamiento.....	51
3.5.1 Ecuilización utilizando el Algoritmo LMS .....	52
3.6 Ecuilización ciega .....	53
1. Identificación del canal (estimación de canal).....	54
2. Ecuilización de canal .....	55
3.6.1 Ecuilización basada en modelos de predicción lineal.....	56
3.6.2 Deconvolucion y ecuilización ciega Bayesiana.....	57
3.6.3 Ecuilización de canal basada en los modelos ocultos de Markov .....	57
3.7 Diseño del ecuilizador de canal.....	58
Capítulo 4: Modificaciones a los métodos de ecuilización.....	63
4.1 Ecuilización Multi- Modo .....	63
4.2 Ecuilizador Disperso adaptativo.....	68
4.3 Ecuilización Ciega robusta .....	73
4.4 Ecuilización para combatir Fuertes pre-ecos en redes SFN con DOCR .....	75
4.5 Ecuilización en el dominio de la frecuencia.....	77
4.6 Ecuilización híbrida DFSF-BP .....	79
Conclusiones del capítulo.....	85
Capítulo 5: Propuesta de un ecuilizador de canal .....	86
5.1 Consideraciones para la selección de los elementos de un ecuilizador de canal .....	89
5.2 Selección del tipo de ecuilizador.....	90
5.3 Selección del método de Estimación de canal.....	90
5.4 Selección del filtro adaptativo .....	91
5.5 Selección del algoritmo de adaptación .....	92
5.6 Diseño propuesto del ecuilizador de canal.....	94
Conclusiones .....	97
Trabajo a futuro.....	98
Referencias.....	99

## Índice de Figuras

Figura 1. 1 Antenas VHF/UHF [ML-2017] .....	4
Figura 1. 2 Modelo de Radiodifusión de Televisión Terrestre Digital ITU-R [A/53-1995].....	7
Figura 1. 3 Diagrama de Bloques del Servicio Principal [A/53-1995] .....	8
Figura 1. 4 Trama de Datos [A/53-1995].....	9
Figura 1. 5 Ocupación de un canal VSB [A/53-1995].....	10
Figura 1. 6 Entrelazador Convolutivo [A/53-1995].....	10
Figura 1. 7 Pre-codificador, Codificador y Niveles de Símbolo [A/53-1995].....	11
Figura 1. 8 Segmento de Datos 8-VSB [A/53-1995].....	12
Figura 1. 9 Sincronía de Campo de Datos VSB [A/53-1995].....	12
Figura 1. 10 Ocupación de un canal del sistema VSB nominal [A/53-1995].....	13
Figura 1. 11 Respuesta temporal de los impulsos en filtros Coseno Elevado [BA-2003].....	14
Figura 1. 12 Redes MFN y SFN .....	15
Figura 1. 13 Multitrayecto [SS-2017] [SA-2017].....	16
Figura 1. 14 de bloques de un receptor de Televisión Digital [A/74-2004]. .....	17
Figura 2. 1 LTI tipo FIR con longitud L .....	20
Figura 2. 2 Posición del ecualizador en un sistema de comunicación [BDJ-2013] .....	21
Figura 2. 3 Posición del ecualizador en el Receptor [JAR-2007] .....	21
Figura 2. 4 Ecualizador [JAR-2007].....	22
Figura 2. 5 Filtro Transversal [CDE-2003] .....	23
Figura 2. 6 Estructura directa de un sistema adaptativo [OES-2003].....	23
Figura 2. 7 Estructura inversa de un sistema adaptativo [OES-2003] .....	24
Figura 2. 8 Formas que puede tomar la PDF [WRE-2007].....	25
Figura 2. 9 Correlación cruzada entre la sincronía de campo y tres secuencias PN511 ideales [A/74-2004].....	26
Figura 2. 10 Correlación cruzada de una secuencia PN511 8-VSB ideal [A/74-2004].....	27
Figura 2. 11 estimación de una señal 8-VSB con presencia de un eco a 10 us y 6 dB menor a la señal principal [A/74-2004].	27
Figura 2. 12 Ecualización de Canal Adaptativa basada en Entrenamiento [ZDY-2001].....	32
Figura 2. 13 Sistema de ecualización ciega adaptativa lineal [ZDY-2001].....	33
Figura 2. 14 Configuración de un Filtro Adaptativo.....	35
Figura 2. 15 Gradiente de la superficie de error cuadrado medio [FA-2017].....	41
Figura 2. 16 Esquema del algoritmo LMS [CSE-2002].....	43
Figura 2. 17 Filtro Wiener [VSV-2008].....	44
Figura 3. 1 Filtro Transversal Lineal [PJG-2008].....	47
Figura 3. 2 Diagrama de bloques de un canal con un ecualizador "zero forcing" [PJG-2008].....	49
Figura 3. 3 Ecualización adaptativa de canal con TSE [VSV-2008] .....	49
Figura 3. 4 Estructura de un DFE [PJG-2008] .....	51
Figura 3. 5 Esquema de un ecualizador adaptativo lineal basado en el criterio MSE [PJG-2008].....	53
Figura 3. 6 Diseño adaptativo para la Ecualización de canal [BDJ-2013] .....	55
Figura 3. 7 Diagrama de ceros y respuesta al impulso de filtros FIR de fase mínima y máxima de cuarto orden [VSV-2008]..	56
Figura 3. 8 Diseño del ecualizador ZF [JAR-2007].....	58
Figura 3. 9 Receptor con Ecualizador Adaptativo [JAR-2007].....	61
Figura 3. 10 DFE adaptativo [JAR-2007].....	62
Figura 4. 1 Pre y Post Eco y Estructura de ecualizador [NEM-2006].....	64
Figura 4. 2 Estructura de Ecualizador Multi-Modo [NEM-2006].....	65
Figura 4. 3 PDF del error del Slicer, antes y después de la convergencia, con y sin ruido [NEM-2006].....	67

<i>Figura 4. 4 Diagrama de Bloques del DFE [NIH-2005]</i> .....	69
<i>Figura 4. 5 Algoritmo del Proceso de Ecuilización Propuesto [NIH-2005]</i> .....	71
<i>Figura 4. 6 Ecuilizador Adaptativo (SSE) [WTG-2007]</i> .....	73
<i>Figura 4. 7 Diagrama de bloques del ecuilizador de doble Retroalimentación [YSD-2008]</i> .....	76
<i>Figura 4. 8 Modelo de Sistema DFSF-BP [YPA-2014]</i> .....	81
<i>Figura 4. 9 Desempeño del SER en Brasil A [YPA-2014]</i> .....	84
<i>Figura 4. 10 Desempeño del SER en un canal Dinámico [YPA-2014]</i> .....	84
<i>Figura 5. 1 Redes MFN y SFN</i> .....	86
<i>Figura 5. 2 Red SFN con transmisores distribuidos y con DOCR's</i> .....	88
<i>Figura 5. 3 Diagrama general del diseño del ecuilizador adaptativo propuesto</i> .....	91
<i>Figura 5. 4 Posición de los filtros en la estructura de un DFE</i> .....	92
<i>Figura 5. 5 Posición del algoritmo LMS dentro del ecuilizador adaptativo</i> .....	94
<i>Figura 5. 6 Esquema del ecuilizador adaptativo propuesto</i> .....	94

## Índice de tablas

<i>Tabla 1.1 Tipos de Servicio</i> .....	6
<i>Tabla 5.1 Fenómenos que sufre una señal en una red MFN y en las redes SFN</i> .....	89
<i>Tabla 5. 2 Características de los filtros FIR e IIR</i> .....	92
<i>Tabla 5. 3 Características de los ecuilizadores estudiados y propuesto</i> .....	96

## Acrónimos

ATSC	Advanced Television Systems Committee
BER	Bit Error Rate
BLUE	Best Linear Unbiased Estimator
CIR	Channel Impulse Response
COFDM	Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada)
DFE	Decision Feedback Equalizer
DTV	Digital Television
DTxT	Distributed Transmitters
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
FEC	forward error correction
FIR	Finite Impulse Response
GPS	Global Positioning System
HDTV	high definition television
IIR	Infinite Impulse Response
ISDB	(Integrated Services Digital Broadcasting) o Radiodifusión Digital de Servicios Integrados
ISI	InterSymbol Interference (Interferencia Entre Símbolos)
LMS	Least Mean Squared
MAP	Maximum A Posteriori
MFN	Multiple Frequency Network
MLE	Maximum Likelihood Estimation
MMSE	Minimum Mean Square Error
NTSC	National Television System Committee, Comité Nacional de Sistema de Televisión
OCR	On- Channel Repeater
PDF	Probability Density Function
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (Modulación en Amplitud y Cuadratura)
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying (Desplazamiento de Fase en Cuadratura)
RLS	Recursive Least Squared
RRC	Root Raised Cosine
RS	Reed-Solomon
SDTV	Standard Definition Television
SFN	Single Frequency Network
SNR	Signal to Noise Ratio (Relación Señal a Ruido)
TDT	Televisión Digital Terrestre
VSB	Vestigial Side Band



# Introducción

## Problemática

El 11 de septiembre de 2014, en México se publicó en el Diario Oficial de la Federación, la Política vigente para la Transición a la Televisión Digital Terrestre (TDT), la cual incluye distintas disposiciones y obligaciones que el Órgano regulador, las Secretarías de Estado y los Concesionarios y Permisionarios, deben aplicar y llevar a cabo para garantizar la transmisión de la señal digital de televisión [TDT-2015].

Anteriormente, la transmisión de televisión analógica utilizaba redes de frecuencia múltiple para asignar las frecuencias a los transmisores y los repetidores. Aunque el sistema europeo de televisión digital Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) utiliza redes en frecuencia única (SFN, por sus siglas en inglés, "Single Frequency Networks"), el sistema Advanced Television Systems Committee (ATSC) tiene problemas para implementar las SFN [OYH-2008]. Lo anterior ocurre debido a que una de las principales debilidades de ATSC, es utilizar la modulación 8-VSB pues en presencia de multitrayecto esta modulación tiene un rendimiento deficiente [XWY-2008].

Es importante para esta tesis comprender el concepto de red SFN, ya que el uso de estas redes incrementa los problemas en la recepción y su implementación es una posibilidad en México. Ésta se define como un conjunto de transmisores operando en la misma frecuencia portadora con la misma información para los receptores en un área determinada [XWY-2008]. El multitrayecto puede ser debido a dos posibilidades, la primera es considerar que el sistema ATSC tiene sólo un transmisor y que el multitrayecto de la señal podría ocurrir debido a la reflexión de la señal, así, el receptor recibe la señal transmitida y una o más reflexiones de la misma. El multitrayecto tiene como segunda opción una red SFN en la que múltiples transmisores transmiten la misma señal y utilizan la misma frecuencia portadora. Estas transmisiones llegan a los receptores con diferentes tiempos y fases provocando el multitrayecto [XWY-2008]. Estas redes incrementan la eficiencia espectral y proveen una alta relación señal a ruido (Signal to Noise Ratio, SNR) en el área de servicio [MA-2005].

Como se mencionó anteriormente, la interferencia por multitrayecto es un problema presente en los sistemas de ATSC, sin embargo, los receptores de DTV han experimentado una gran mejora en los últimos años en su desempeño frente al multitrayecto. Actualmente ya son capaces de compensar retardos en la señal y ecos, lo cual ha llevado a considerar las redes SFN para la transmisión de televisión digital ATSC [LYT-2007]. La recepción en condiciones de multitrayecto es realizada gracias al ecualizador de canal, una pieza fundamental en el receptor que mejora la tasa de bits en error (Bit Error Rate, BER), mismo que logra mediante la corrección de la señal recibida.

El ecualizador de canal, es la clave para lograr un buen desempeño en los sistemas de recepción. Ya que los sistemas de transmisión inalámbricos están restringidos por el canal, el empleo de ecualizadores como el Decision Feedback Equalizer (DFE) es indispensable debido a que ayuda a reducir la interferencia entre símbolos (ISI), uno de los problemas provocados por el multitrayecto [XTH-2015] [LFC-2005].

Como ya se indicó anteriormente, en 2014 se publicó en el DOF la política para la transición a la Televisión Digital Terrestre [IFT-2014]. En dicho documento se entiende por TDT al estándar de televisión digital A/53 de ATSC, formado por seis partes que describen las características del sistema de televisión y las especificaciones de los parámetros del sistema, incluyendo [IFT-2014]:

- Los formatos de exploración del codificador de entrada de video
- Los parámetros de pre-procesamiento y compresión del codificador de video
- Los formatos del codificador de entrada de audio
- Los parámetros de pre-procesamiento y compresión del codificador de audio
- Las características del multiplexor de servicios y del subsistema de transporte

Es importante mencionar que ATSC no es el único estándar de televisión digital que existe, uno de los más importantes es el Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T). Una de las diferencias entre estos dos estándares, es la modulación que emplea cada uno, ya que como ya se ha explicado, ATSC utiliza la modulación de Banda Lateral Vestigial de 8 niveles (8-VSB) en una portadora de RF por cada canal, y por otro lado DVB-T utiliza Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK) o Modulación en Amplitud y Cuadratura (QAM) con múltiples portadoras de RF por cada canal [EF-2000].

El esquema de multiplexación de varias portadoras, utilizado por DVB-T, es conocido como Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada (COFDM). Este esquema tiene mayor capacidad para eliminar la interferencia por multitrayecto. Por otro lado, la modulación 8-VSB tiene alta eficiencia espectral, sin embargo, por la modulación en amplitud, ésta es más débil que la COFDM para combatir la interferencia por multitrayecto [PZS-2011].

## Objetivos

### **General**

Considerando dos escenarios de propagación en redes de frecuencia única (SFN), realizar el diseño de un ecualizador de canal para que el receptor de televisión digital terrestre tenga un buen desempeño durante la recepción de señales ATSC en ambos escenarios.

### **Particulares**

- Conocer la importancia y características de cada uno de los elementos que componen un ecualizador de canal, como: método de estimación de canal, Algoritmo de actualización de coeficientes, Filtros adaptativos.
- Seleccionar el método de estimación de canal más adecuado para un ecualizador de canal funcionando en una red SFN.
- Seleccionar el filtro fijo o adaptativo que mejor desempeño ofrezca para trabajar en una red SFN.

## Metodología

Para la realización del presente trabajo, es necesario tener conocimiento sobre el estándar ATSC A/53, que fue adoptado en México para la transmisión de televisión digital terrestre (TDT); así como, conocer los efectos que sufren estas señales durante la transmisión, además de conocer los métodos existentes para reducir dichos efectos.

Para poder llevar a cabo la ecualización de canal en una señal, es necesario conocer:

- Estimación de canal
- Algoritmo de actualización de coeficientes
- Filtros

Es importante investigar diferentes tipos de ecualizadores de acuerdo con su estado del arte para la recepción de televisión digital terrestre.

Para finalizar esta tesis, se consideró un escenario de propagación en el que se utilizan redes SFN y se realizó la propuesta de un ecualizador que promete un buen desempeño de acuerdo con las características de la red.

## Estructura de la tesis

Para comenzar, en el capítulo uno se explicará brevemente el estándar ATSC, así como el funcionamiento de las redes SFN y algunos de los efectos que sufren las señales en este tipo de redes, como; la distorsión de canal y el multitrayecto. Para finalizar el capítulo se describirá de manera general el esquema básico de un receptor de ATSC.

Continuando, en el capítulo dos, se da la definición de ecualizador y se estudian los elementos que componen un ecualizador de canal: la estimación de canal, el algoritmo para la actualización de los coeficientes del filtro, así como, los filtros adaptativos. Estos filtros se caracterizan por su capacidad de cambiar sus coeficientes constantemente de acuerdo con las variaciones en el canal de transmisión.

Además, en el capítulo tres se menciona algunos métodos de ecualización utilizados de acuerdo a la información que se conoce de la señal recibida; ecualización ciega o con entrenamiento. Para complementar el capítulo dos, en el capítulo cuatro se realiza una recopilación bibliográfica de las modificaciones más importantes propuestas en la literatura científica para mejorar el desempeño de los ecualizadores de canal para ATSC.

En el capítulo cinco, se estudian las características de los escenarios de propagación para realizar una propuesta del mejor ecualizador para la recepción de ATSC en redes SFN considerando las características principales del ecualizador y del canal.

Finalmente, se realizan las conclusiones derivadas de este trabajo.

## Capítulo 1. Televisión Digital Terrestre

La Televisión Digital Terrestre (TDT) es el resultado de la aplicación de la tecnología digital a la señal de televisión, para luego transmitirla por aire y ser recibida por medio de antenas UHF convencionales como las que se muestran en la figura 1.1. Uno de los estándares más utilizado es el DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial), sin embargo en México se adoptó el ATSC (Advanced Television Systems Committe) con modulación 8 VSB, se adopta este estándar ya que como se explica a continuación, resultado recomendable de los estudios realizados por el Comité Consultivo de Tecnologías Digitales para la Radiodifusión [TDT-2017].



<p>Antena universal VHF/UHF, tipo radar</p>	<p>Antena de conejo de 4.5 mm. Capta señales VHF y UHF</p>	<p>Antena tipo radar para televisor. Señal HDTV (VHF/UHF)</p>
---	--	---

Figura 1. 1 Antenas VHF/UHF [ML-2017]

La TDT sustituyó a la Televisión Analógica Terrestre ya que gracias a la codificación, se logran ventajas como:

- Más canales.
- Mejor calidad de imagen y sonido.
- Más servicios.

El 2 de julio de 2004, se publicó en el Diario Oficial de la Federación (DOF) el “Acuerdo por el que se adopta el Estándar Tecnológico de Televisión Digital Terrestre y se establece la política para la transición a la Televisión Digital Terrestre en México” [IFT-2016], el cual ha tenido algunas modificaciones publicadas en el mismo medio; el 4 de mayo de 2012, 4 de abril, 1 de junio y 31 de julio de 2013, así como el 7 de mayo de 2014.

En el acuerdo presentado anteriormente, se menciona que “El Programa de Desarrollo del Sector Comunicaciones y Transportes 2001-2006” [DOF-2004], fija como objetivos: Impulsar la modernización de la infraestructura de la radio y la televisión para mejorar la calidad e incrementar la diversidad de servicios y promover la introducción de las tecnologías digitales de radiodifusión y la incorporación de nuevos servicios, así como favorecer la convergencia con las telecomunicaciones.

El 2 de abril de 1997, la Secretaría de Comunicaciones y Transportes firmó un Memorandum de Entendimiento con la Federal Communications Commission de los Estados Unidos de América, para realizar los estudios de planificación para televisión digital. Con motivo de lo anterior, se creó el Comité Consultivo de Tecnologías Digitales para la Radiodifusión [DOF-2004], quien realizó trabajos para el estudio de los estándares de televisión digital, A/53 de ATSC, DVB-T e ISDB, con base en información documental y experimental, incluida la desarrollada en México desde el año de 1998.

De acuerdo con el resultado de los estudios y evaluaciones de los estándares digitales que fueron analizados por el Comité, el estándar A/53 de ATSC es el que resultó recomendable para las transmisiones de televisión digital terrestre en México, dado que reúne las siguientes características: [DOF-2004]

- a) La capacidad para lograr transmisiones confiables de Alta Definición en canales de 6 MHz, que es el mismo ancho de banda con el que actualmente se llevan a cabo las transmisiones analógicas de televisión.
- b) La eficiencia en la transmisión de las señales, a fin de replicar con tecnología digital la actual cobertura analógica al menor costo.
- c) El aprovechamiento en la producción global de aparatos de recepción, a fin de tomar ventaja de la reducción de costos en beneficio de la sociedad.
- d) La disponibilidad de aparatos de recepción en condiciones favorables de calidad, diversidad y precio;
- e) El potencial de desarrollo de nuevos servicios y de aplicaciones móviles y portátiles.
- f) Las mejores condiciones para la recepción de las señales originadas en el territorio nacional y que por su ubicación pudieran ser captadas en el extranjero.

## 1.1. Estándar ATSC

El Comité de Sistemas de Televisión Avanzado, Inc. (ATSC, por sus siglas en Inglés Advanced Television Systems Committee), es una organización sin fines de lucro, que desarrolla estándares para televisión digital. ATSC está trabajando para coordinar los estándares de televisión entre medios de comunicación diferentes centrándose en televisión digital, sistemas interactivos y comunicaciones multimedia de banda ancha. El estándar de televisión digital ATSC, incluye televisión digital de alta definición (HDTV), televisión de definición estándar (SDTV), transmisión de datos, audio de sonido envolvente multicanal y radiodifusión satelital directo a casa [A/53-1995].

El estándar de ATSC describe las especificaciones de los parámetros del sistema incluyendo: la codificación de video, codificación de audio, el servicio de multiplexado y características de la capa de transporte, además del sistema de transmisión RF. Este documento se divide en 6 partes como sigue [A/53-1995]:

- Parte 1. Sistema
- Parte 2. Características del sistema de transmisión RF
- Parte 3. Características del subsistema de transporte y servicio de multiplexado
- Parte 4. Características de sistema de video MPEG-2
- Parte 5. Características del sistema de audio AC-3
- Parte 6. Características del sistema de audio de alta eficiencia

### Servicios de Televisión Digital

Con la transmisión de televisión digital, también se tiene la posibilidad de mandar servicios adicionales a la información del canal de televisión, estos son definidos y señalados en el transporte y se identifican con un campo llamado “tipo de servicio” el cual tiene una longitud de 6 bits. Estos servicios se muestran en la tabla 1.1.

Tabla 1.1 Tipos de Servicio

Tipo de servicio	Descripción
0x00	[Reservado]
0x01	Televisión Análoga
0x02	ATSC Televisión Digital
0x03	ATSC Audio
0x04	ATSC Servicio solo datos
0x05	ATSC Servicio de descarga de software
0x06 – 0x3F	[Reservado]

### Sistema ATSC

El estándar de televisión digital ATSC describe un sistema diseñado para transmitir audio y video de alta calidad así como datos secundarios sobre un canal de 6 MHz. El sistema puede entregar confiablemente 19 Mbps en un canal de transmisión terrestre de 6 MHz; lo anterior significa que la resolución puede ser hasta cinco veces mejor que en la televisión convencional (NTSC). El sistema está diseñado para ser eficiente en la utilización de la capacidad del canal mediante la explotación de la tecnología utilizada en la compresión de audio y video. En la ecuación 1.0 se muestran los valores considerados para obtener los 19 Mbps de datos útiles.

$$10.76 \left(\frac{MS}{s}\right) \times 3 \left(\frac{bits}{S}\right) \times \frac{188}{208} (RS) \times \frac{2}{3} (Trellis) \times \frac{312}{313} \left(\frac{segmentos}{trama}\right) = 19.3 Mbps \quad 1.0$$

El objetivo del sistema ATSC es maximizar la información que pasa a través del canal de transmisión mediante la minimización de la cantidad de datos requeridos para representar la secuencia de imagen de video y su audio asociado. Así mismo, está diseñado para representar las fuentes de video, audio y datos con la menor cantidad de bits posible, manteniendo el nivel de calidad requerido para una aplicación dada. En la figura 1.2 se muestra el diagrama de un modelo básico de radiodifusión de televisión digital terrestre.

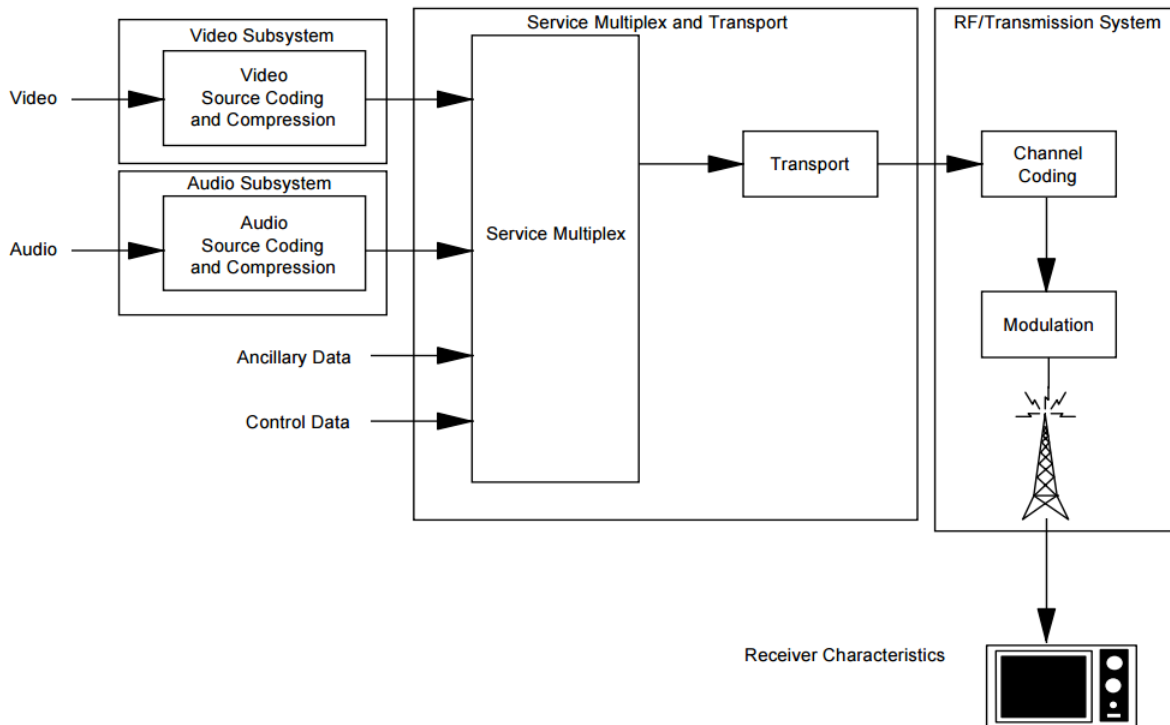


Figura 1. 2 Modelo de Radiodifusión de Televisión Terrestre Digital ITU-R [A/53-1995]

El sistema de televisión digital ATSC emplea como sintaxis de video el MPEG-2 para la codificación de video y la Compresión de Audio Digital (AC3) para la codificación de audio. El codificador de canal toma el flujo de bits de datos y agrega información adicional que puede ser usada por el receptor para reconstruir los datos de la señal recibida, la cual, debido a los impedimentos en la transmisión, podría no representar de manera precisa la señal transmitida. El subsistema de modulación ofrece dos modos: modo de radiodifusión terrestre (8-VSB) y modo de transmisión de datos alta velocidad de datos (16-VSB).

En la parte dos del documento, denominada “Características del sistema de transmisión/RF” [A/53-1995], se describen las características de este subsistema, mismo que es referido como subsistema VSB del estándar de televisión digital. Este subsistema ofrece dos métodos de modulación, el 8-VSB y el 16-VBS, como se mencionó anteriormente.

El método de modulación 8-VSB es definido por un conjunto de elementos requeridos y combinaciones de varios elementos opcionales como la velocidad de codificación y la asignación de carga útil. El conjunto de elementos requerido es llamado el modo principal, los datos del servicio principal están protegidos por el sistema de corrección de errores hacia adelante (Forward Error Correction, FEC) y son enviados usando secuencias de entrenamiento obligatorias. El FEC permite la corrección de errores en el receptor sin retransmisión de la señal original, esta posibilidad se consigue al añadir al mensaje original bits de redundancia.

### **Características de transmisión para radiodifusión terrestre**

El modo de transmisión terrestre (8-VSB) proporciona un flujo de transporte MPEG-2 de hasta 19.39 Mbps en un canal de 6 MHz. En la figura 1.3 se muestra un diagrama de bloques del servicio principal. Los datos de entrada son aleatorizados y después procesados por el FEC en forma de codificación Reed-Solomon (RS).

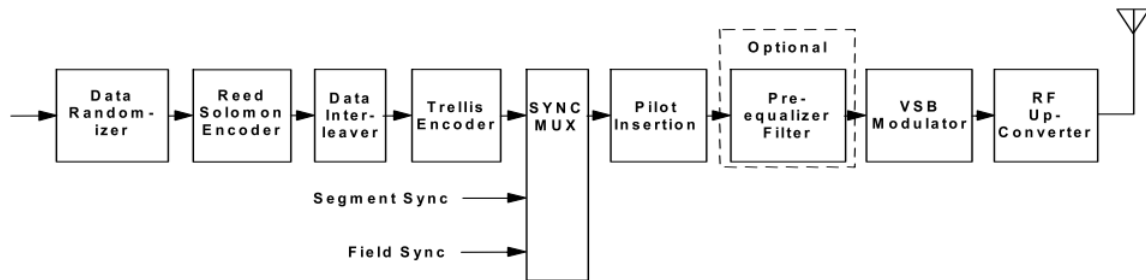


Figura 1. 3 Diagrama de Bloques del Servicio Principal [A/53-1995]

La señal de salida del modulador pasa a un convertor ascendente que la translada a la frecuencia del canal RF. El codificador convolucional o Trellis, que forma parte del codificador de canal, entrega un código de tasa 2/3, el cual por cada dos bits de entrada produce tres bits de salida que luego son entrelazados con un intercalador de 12 símbolos. Al haber 3 bits de salida por cada dos bits de entrada, el flujo binario aumenta en una relación de 3/2 [CPV-2005].

Los tres bits de salida del codificador Trellis pueden codificarse en ocho niveles designados como -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7, que son los ocho niveles del modulador VSB. La tasa binaria de la señal modulada en estas condiciones es 10.76 [Msímbolos/seg] (1 símbolo = 3 bits). [CPV-2005]

Los procesos de aleatorización y FEC no se aplican al byte de sincronía del paquete de transporte, el cual se representa en la transmisión mediante una señal de sincronía de segmento de datos. Después de los dos procesos anteriores, se forman los paquetes de datos dentro de tramas para transmisión y se agregan la sincronía de segmento y la sincronía del campo de los datos.

### **Organización de datos**

En la figura 1.4 se muestra cómo se organizan los datos para su transmisión. Cada trama de datos consta de dos campos de datos, cada uno con 313 segmentos. El primer segmento de datos de cada campo es una señal de sincronización única (sincronización de campo) e incluye la secuencia de entrenamiento utilizada por el ecualizador en el receptor. Los 312 segmentos de datos restantes llevan el equivalente de los datos de un paquete de transporte de 188 bytes más su carga RS-FEC asociada. Esta carga asociada corresponde a los 20 bytes de paridad que se añaden a cada paquete MPEG-2 debido al procesamiento para la corrección de errores hacia adelante (FEC) en forma de codificación Reed-Solomon (RS).



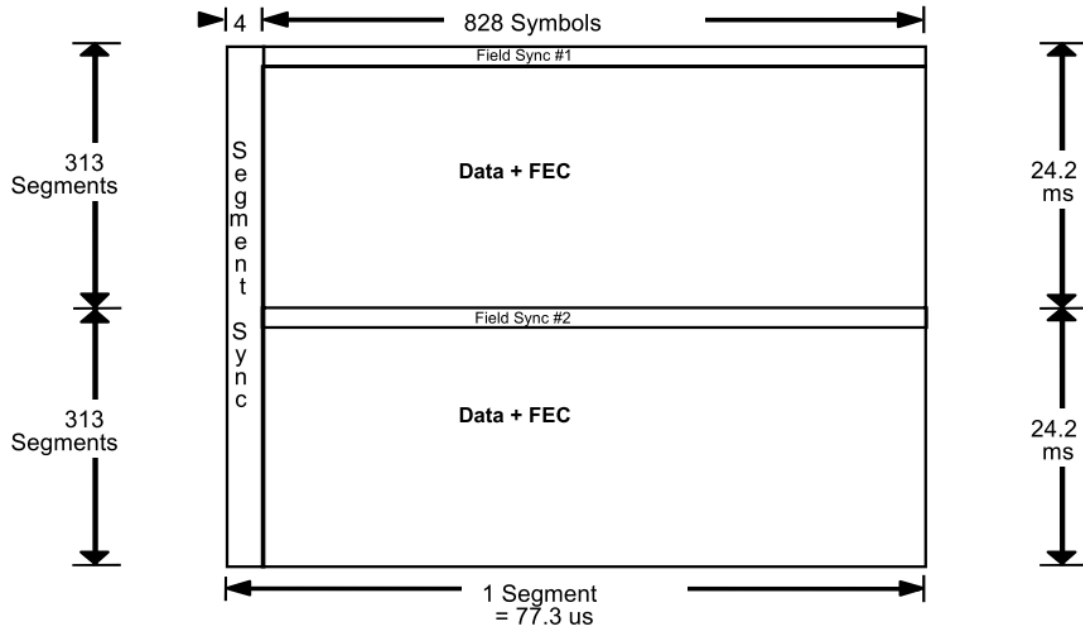


Figura 1. 4 Trama de Datos [A/53-1995]

Los datos reales en cada segmento de datos provienen de varios paquetes de transporte debido a la intercalación de datos. Cada segmento de datos consta de 832 símbolos. Los primeros 4 símbolos se transmiten en forma binaria y proporcionan la sincronía de segmento. Esta señal de sincronización de segmento de datos, también representa el byte de sincronización del paquete de transporte que es compatible con el MPEG-2 de 188 bytes.

Como se dijo anteriormente, un segmento consta de 832 símbolos de los cuales 4 son la sincronía de segmento y los 828 símbolos restantes llevan datos equivalentes a los 187 bytes restantes de un paquete de transporte con su carga RS-FEC asociada. Estos 828 símbolos se transmiten como señales de 8 niveles y, por lo tanto, llevan tres bits por símbolo. Entonces,  $828 \times 3 = 2484$  bits de datos que se transportan en cada segmento y que coincide con el requisito de enviar un paquete de transporte protegido [A/53-1995]:

$$187 \text{ bytes de datos} + 20 \text{ RS bytes de paridad} = 207 \text{ bytes} \quad 1.1$$

$$207 \text{ bytes} \times 8 \text{ bits/byte} = 1656 \text{ bits} \quad 1.2$$

Aplicando la codificación Trellis de tres medios a los 187 bytes de datos más los 20 bytes de paridad, obtenemos los bits de datos que componen un segmento, sin considerar los 4 símbolos correspondientes a la sincronización del segmento de datos:

$$3/2 \times 1656 \text{ bits} = 2484 \text{ bits} \quad 1.3$$

Los símbolos de 8 niveles combinados con las señales de sincronización de segmento y campo se utilizan para modular. Sin embargo, antes de la transmisión se eliminará la mayor parte de la banda lateral inferior. El espectro que resulta es plano y es el espectro nominal de transmisión VSB. En la

Figura 1.5 se muestra el espectro de transmisión VSB, en la que se observa que se agrega una señal piloto en la frecuencia de la portadora suprimida, a 310 kHz desde el borde de la banda inferior nominal.

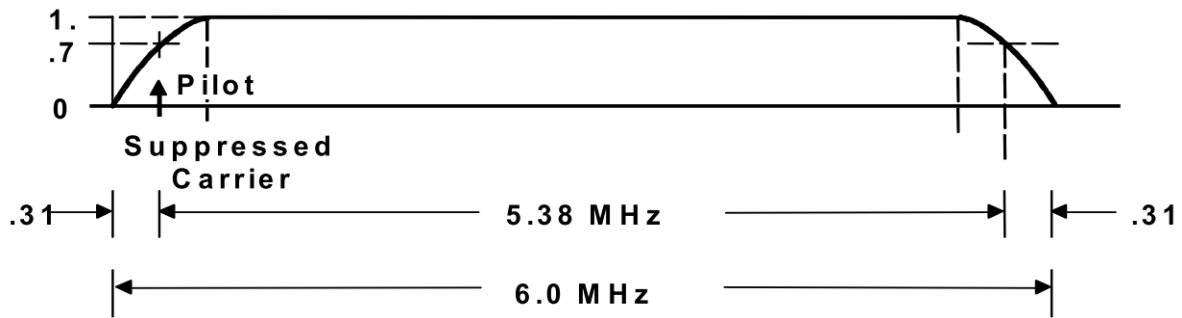


Figura 1. 5 Ocupación de un canal VSB [A/53-1995]

**Aleatorizador de datos del servicio principal**

Se utiliza un aleatorizador en todos los datos de entrada para asignar al azar la carga útil de datos. La salida del aleatorizador es la entrada para el codificador Reed-Solomon (RS). El código RS utilizado en el subsistema de transmisión VSB será un código  $t = 10$  (207,187). Esto significa que el tamaño del bloque de datos RS es de 187 bytes, con 20 bytes de paridad RS añadidos para la corrección de errores, por lo que se transmite un bloque RS de 207 bytes totales por segmento de datos.

**Entrelazador**

El entrelazador empleado es un intercalador de bytes convolucional de 52 segmentos. Los bytes que serán intercalados son los de datos más los bytes de paridad RS. El entrelazador se sincronizará con el primer byte del campo de datos, ver figura 1.6.

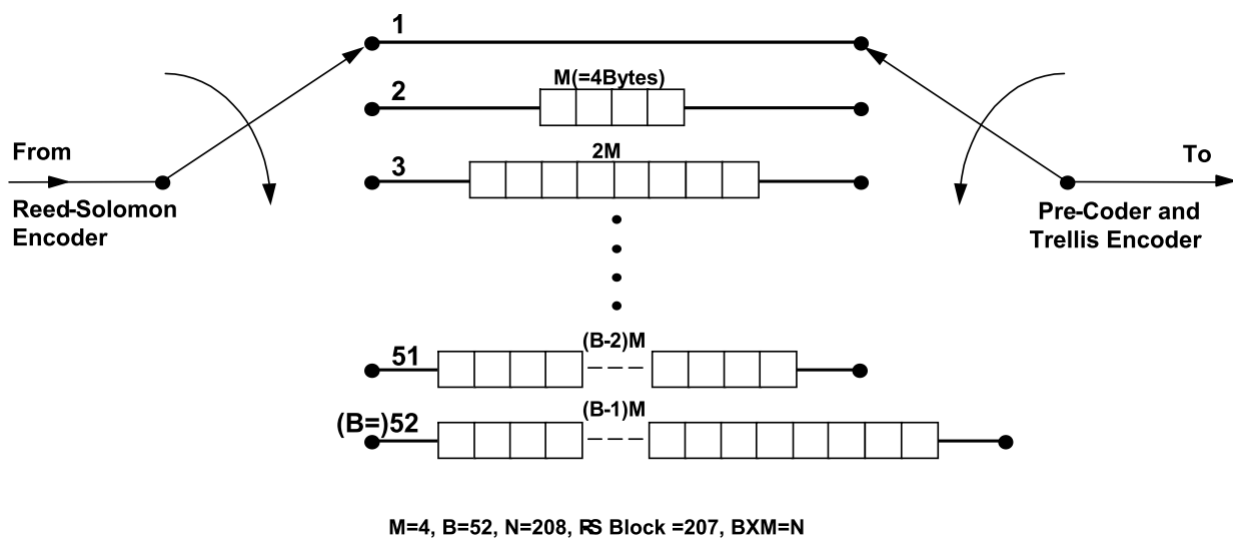


Figura 1. 6 Entrelazador Convolucional [A/53-1995]

## Codificación de Trellis

El subsistema de transmisión 8 VSB emplea un código de Trellis de dos tercios ( $R = 2/3$ ), un bit de entrada se codifica en dos bits de salida usando un código convolucional de media velocidad mientras que el otro bit de entrada es pre-codificado. La señal transmitida se denomina 8-VSB, debido a los ocho niveles utilizados para la forma de onda con el código de Trellis. En la figura 1.7 se muestra el pre-codificador, codificador y los 8 niveles de símbolo.

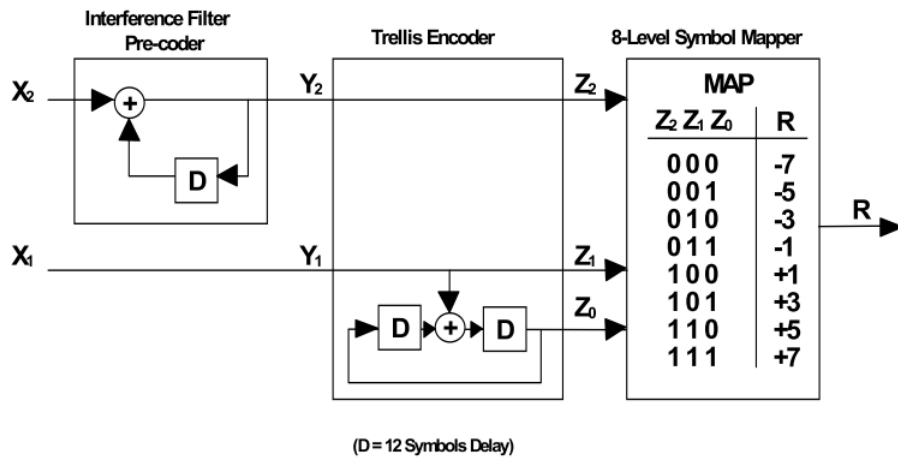


Figura 1. 7 Pre-codificador, Codificador y Niveles de Símbolo [A/53-1995]

## Sincronía del segmento de datos

Los datos de la salida del codificador Trellis pasarán por un multiplexor que inserta las señales de sincronización de segmento y de campo. La sincronización de segmento corresponde a 4 símbolos que se insertan al inicio de cada segmento en el flujo de datos digitales de 8 niveles.

Como se explicó anteriormente, un segmento consiste de 832 símbolos; 4 para la sincronía de segmento y los 828 símbolos restantes son de datos más paridad. A diferencia de estos 828 símbolos, los 4 que corresponden a la sincronía no son codificados ni entrelazados [A/53-1995]. El patrón de sincronización de segmento de datos se muestra en la figura 1.8.

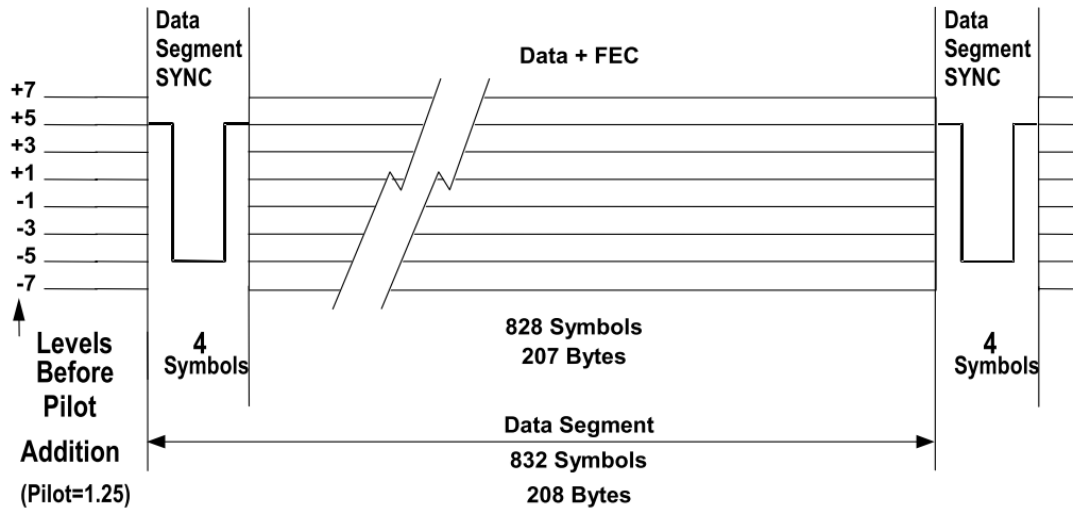
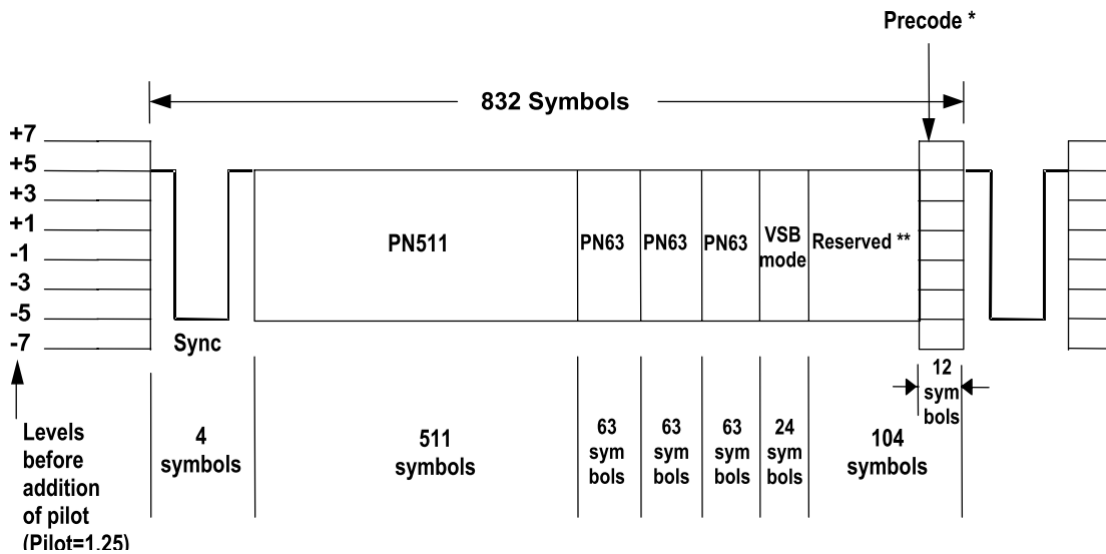


Figura 1. 8 Segmento de Datos 8-VSB [A/53-1995]

### Sincronización de campo de datos

Los datos, además de estar divididos en segmentos, son divididos en campos, cada uno de los cuales está formado por 313 segmentos. Cada campo de datos comienza con un segmento de datos completo como la sincronización de campo. La disposición de esos 832 símbolos en este segmento se muestra en la figura 1.9.



\*Para la codificación Trellis 8-VSB Terrestre, los últimos 12 símbolos del segmento previo son duplicados en

\*\*Para mejorar la transmisión de datos, se determinan los últimos 10 de los símbolos reservados antes de los 12 símbolos pre-codificados.

Figura 1. 9 Sincronía de Campo de Datos VSB [A/53-1995]

## Modulación

Los valores nominales de la modulación 8 VSB son:  $(-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7)$ . Estos niveles se muestran en la figura 1.7 y son la asignación de las salidas del codificador de Trellis. Los niveles nominales de sincronización de segmento de datos son  $-5$  y  $+5$ . El valor de  $1.25$  se añade a todos estos niveles nominales después de la función de mapeo bit a símbolo con el fin de crear una portadora piloto pequeña, ver figura 1.5.

El modulador VSB recibe la señal de datos de  $10,76$  [Msymbols / s]. El desempeño del sistema DTV se basa en una respuesta lineal del filtro Nyquist de coseno elevado en fase lineal, en el transmisor y receptor concatenados. La respuesta del filtro del sistema es plana en toda la banda, excepto para las regiones de transición en cada extremo, lo anterior se muestra en la figura 1.10.

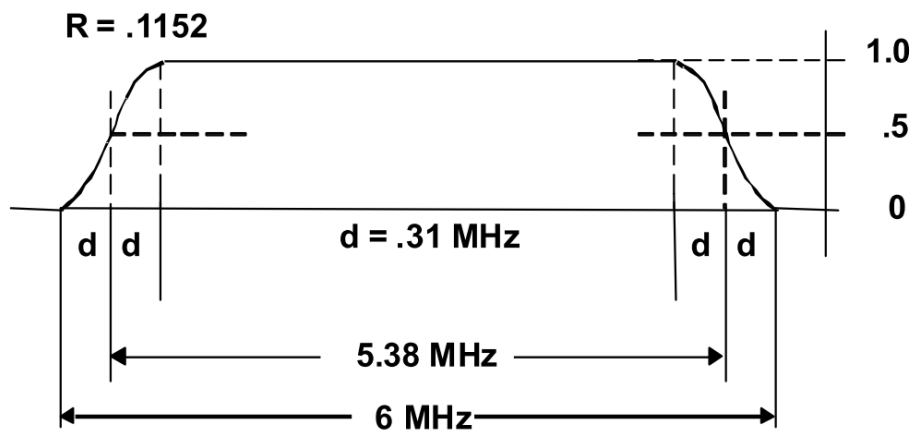


Figura 1. 10 Ocupación de un canal del sistema VSB nominal [A/53-1995]

El filtro de Nyquist es un filtro en coseno elevado que lleva ese nombre porque la banda de transición está conformada como una forma de onda cosenoidal. El efecto de dispersión (ISI) de un filtro en coseno elevado sobre los datos que lo atraviesan puede encontrarse trazando la respuesta a los impulsos del filtro, además de satisfacer los criterios para una interferencia entre símbolo igual a cero.

Es común que se divida la función de filtrado entre transmisor y receptor, de modo que cada unidad termina con lo que se conoce como característica de transferencia en raíz de coseno elevado (RRC). Lleva ese nombre porque la función de transferencia es exactamente la raíz cuadrada de la función de transferencia del filtro en coseno elevado [BA-2003]. En la figura 1.11 se muestra la respuesta al impulso de la familia de los filtros en coseno elevado, la cual cuando  $\alpha = 0$ , la respuesta del filtro se aproxima a la de un filtro ideal.

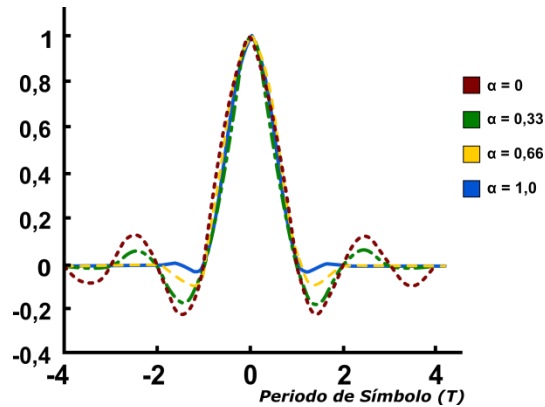


Figura 1. 11 Respuesta temporal de los impulsos en filtros Coseno Elevado [BA-2003]

## 1.2. Redes SFN

La definición simple de una SFN es una colección de transmisores que operan en la misma frecuencia y llevan la misma información a receptores en un área definida [XWY-2008]. En los sistemas de radiodifusión en general, las SFN pueden implementarse utilizando cierto número de transmisores que operan a la misma frecuencia a través de un sistema de posicionamiento global (GPS) y utilizando repetidores digitales en el canal (Digital On - Channel Repeater DOCRs), que usan la misma frecuencia que los transmisores [PSI-2009].

En general, los emisores de televisión terrestre operan transmisores y repetidores de acuerdo a la ubicación del área de cobertura. Tanto en la radiodifusión de televisión analógica como digital, se han utilizado redes de frecuencia múltiple (MFN) que asignan diferentes canales a cada transmisor y repetidor para cubrir el área de servicio. Sin embargo, el uso de redes MFN es muy ineficiente en el uso de frecuencias, ya que es incapaz de compartir canales entre una serie de transmisores y repetidores a menos que la distancia entre dos áreas esté suficientemente alejada [KHM-2008].

Las SFN son deseables para el uso eficiente de las frecuencias. En el período de transición actual de la radiodifusión analógica a digital, la necesidad de SFN es inevitable debido a la falta de frecuencias para transmisores y repetidores adicionales [KHM-2008]. Las SFN proporcionan una relación señal a ruido (SNR) alta [LYT-2004]. Como se mencionó anteriormente, la mejora en el rendimiento de los receptores permite utilizar estas redes en los servicios de DTV con el estándar ATSC, ya que los receptores son capaces de compensar el retraso y los ecos de la señal.

Las ventajas de las SFN incluyen: una mejor cobertura debido a que se utilizan un mayor número de transmisores, menos consumo de energía debido a que el área de cobertura por transmisor es menor que con las redes MFN, con lo que se logra mayor confiabilidad. Además, las SFN también pueden liberar canales adicionales de televisión, lo que resulta en un uso más eficiente del espectro [NKM-2007].

Una de las formas de tener una red SFN es utilizando transmisores distribuidos (DTxT). En el escenario de transmisión inalámbrica tradicional, solo un transmisor envía la señal y los demás se consideran como interferencia. Sin embargo, al utilizar un esquema de transmisores distribuidos, mejora el radio

de cobertura al utilizar varios transmisores para difundir la misma señal. Para formar una red SFN, utilizando DTxT, se colocan varios transmisores que cubran un área determinada y transmitan utilizando la misma frecuencia; esto no ocurre en las redes de frecuencia múltiple (MFN). En la figura 1.12 se muestran las redes MFN y SFN.

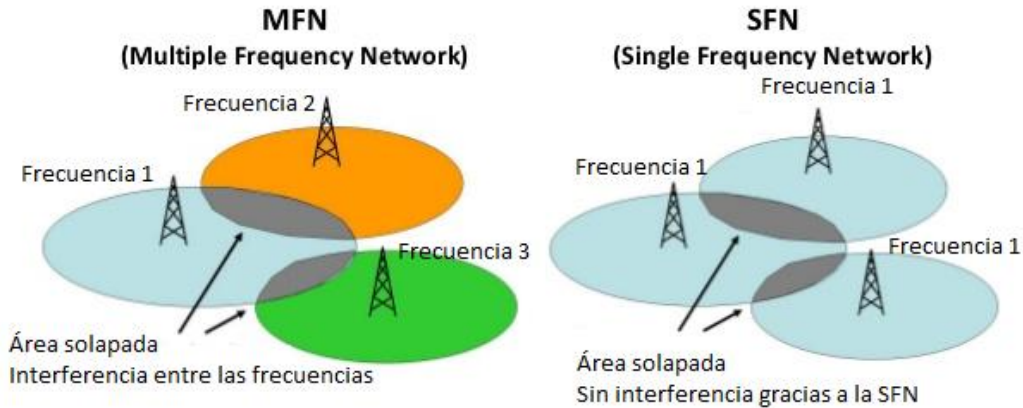


Figura 1. 12 Redes MFN y SFN

Para caracterizar la variación de la intensidad de la señal en una SFN, se define el parámetro llamado “Ganancia de transmisión”, el cual se refiere a la relación entre la potencia efectiva recibida en un receptor determinado y la proveniente de todos los transmisores de la SFN [TSP-2006].

Para trabajar con el sistema ATSC 8-VSB las redes SFN pueden ser implementadas de dos formas, con transmisores distribuidos, que utilizan la misma frecuencia en cierto número de transmisores, o con repetidores DOCR, por su nombre en inglés Digital On Channel Repeater en la que utilizan la misma frecuencia el transmisor y los repetidores.

Algunas de las desventajas al utilizar redes SFN con Transmisores Distribuidos son: que se deben agregar a los transmisores de la red los dispositivos para mantener la sincronización cuando sea necesario y que la distancia entre los transmisores puede estar restringida por el rango de equalización de los receptores [KHM-2008].

### 1.2.1 Distorsión de canal

En los sistemas de comunicaciones, durante la propagación de una señal, ésta puede sufrir fenómenos que le hagan cambiar su forma original, como: retardo, distorsión por la respuesta en frecuencia, atenuación y ruido. Existen dos manifestaciones principales de la distorsión del canal: distorsión en magnitud y en fase provocada por las características inductivas y capacitivas de los medios de transmisión [ER-2004]. Además, en la radiocomunicación existe el efecto de multitrayecto, en el cual la señal transmitida puede tomar diferentes trayectos hacia el receptor. La distorsión de canal puede degradar o perturbar gravemente el proceso de comunicación y, por lo tanto, el modelado y la equalización del canal son componentes esenciales en un sistema de comunicación digital [VSV-2008].

### 1.2.2 Multitrayecto

En las redes SFN, como se ha mencionado anteriormente se utilizan varios transmisores que trabajan en la misma frecuencia, esto ocasiona que al receptor le llegue una señal del transmisor principal que generalmente es el más cercano a él, además de reflexiones o copias de la señal de diferentes puntos, por lo que también tendrán diferentes tiempos de retardo. A este fenómeno, se le denomina eco o multitrayecto de acuerdo a las características del medio que lo provocaron. El eco implica que una parte de la señal regresa a la fuente mientras que el multitrayecto es debido a que la señal transmitida llega a su destino después de reflejarse en diferentes puntos o superficies a través de diferentes caminos [VSV-2008] ver figura 1.13 .

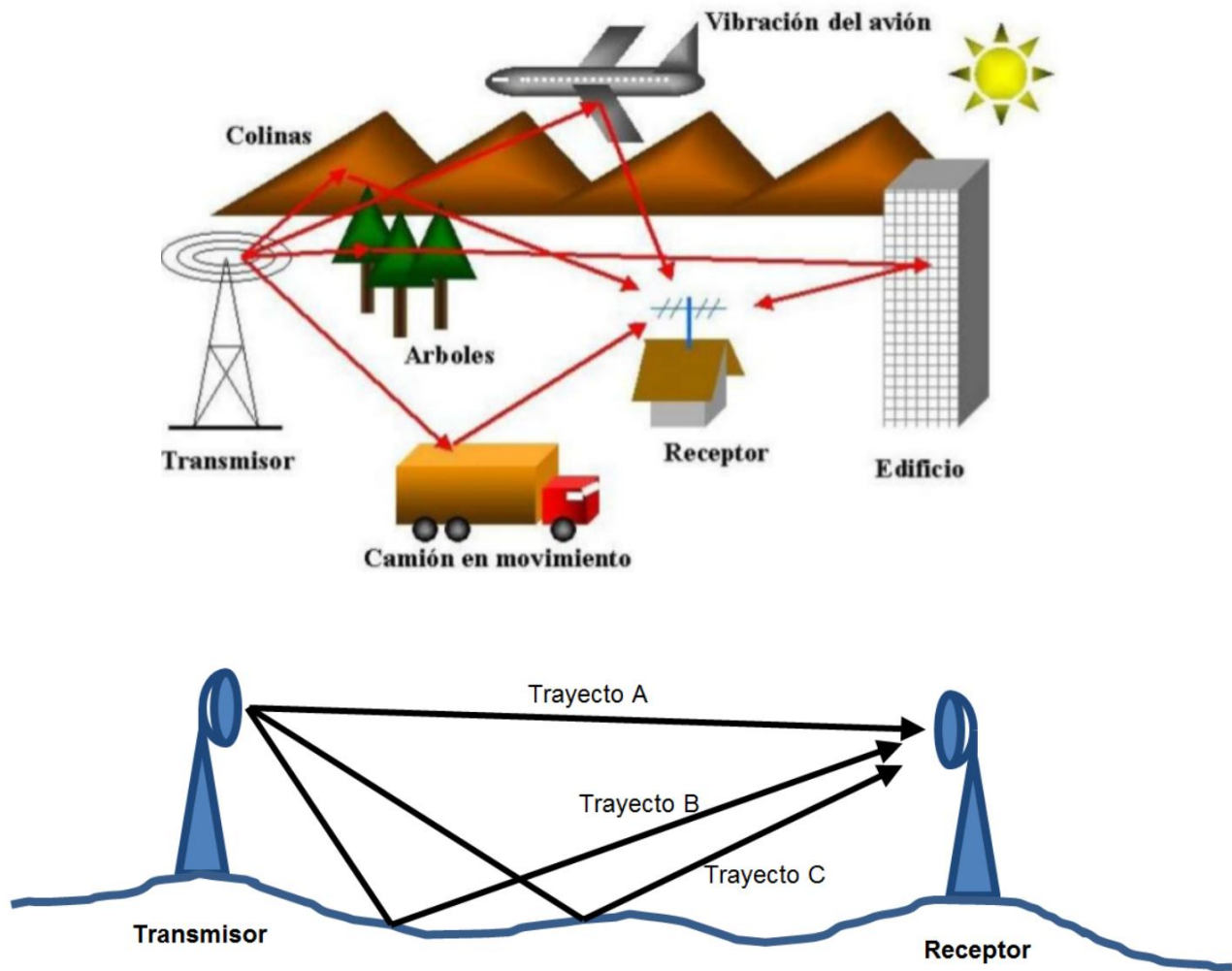


Figura 1. 13 Multitrayecto [SS-2017] [SA-2017]

Cuando se habla de multitrayecto, éste también puede ser causado por dos mecanismos: en el primer caso se llama multitrayecto “natural” y es ocasionado por la reflexión de la señal transmitida en



obstáculos como edificios y montañas. Por otro lado, el uso de redes SFN tiene como consecuencia introducir multitrayecto “artificial” o controlado que se deriva de la recepción de las señales que provienen de transmisores cercanos al transmisor principal dentro de la red. [GMP][NGM-2012].

Para poder operar en redes de frecuencia única, los receptores requieren ecualizadores capaces de procesar las múltiples señales provenientes de distintos transmisores en forma de ecos y multitrayecto que ocurre en las zonas de traslape y de combinar las múltiples señales en una sola para después extraer los datos que se transmitieron a pesar de la interferencia de los transmisores alternos dentro de la red [VMC-2006] [A/110-2011].

### 1.3 Receptor general de ATSC

Los receptores de televisión digital poseen un sistema diseñado para garantizar la recepción de la televisión digital en el entorno terrestre; en la figura 1.14 se muestra el diagrama de bloques de un receptor de televisión digital. Así mismo, algunas de las características mencionadas que debe tener el receptor fueron obtenidas de la práctica recomendada A/74 [A/74-2004]. Algunas marcas de receptores comerciales son: Samsung, Philips, Panasonic y LG, sin embargo el diagrama de bloques presentado corresponde a un receptor general y no hace referencia a ninguna de las marcas mencionadas.

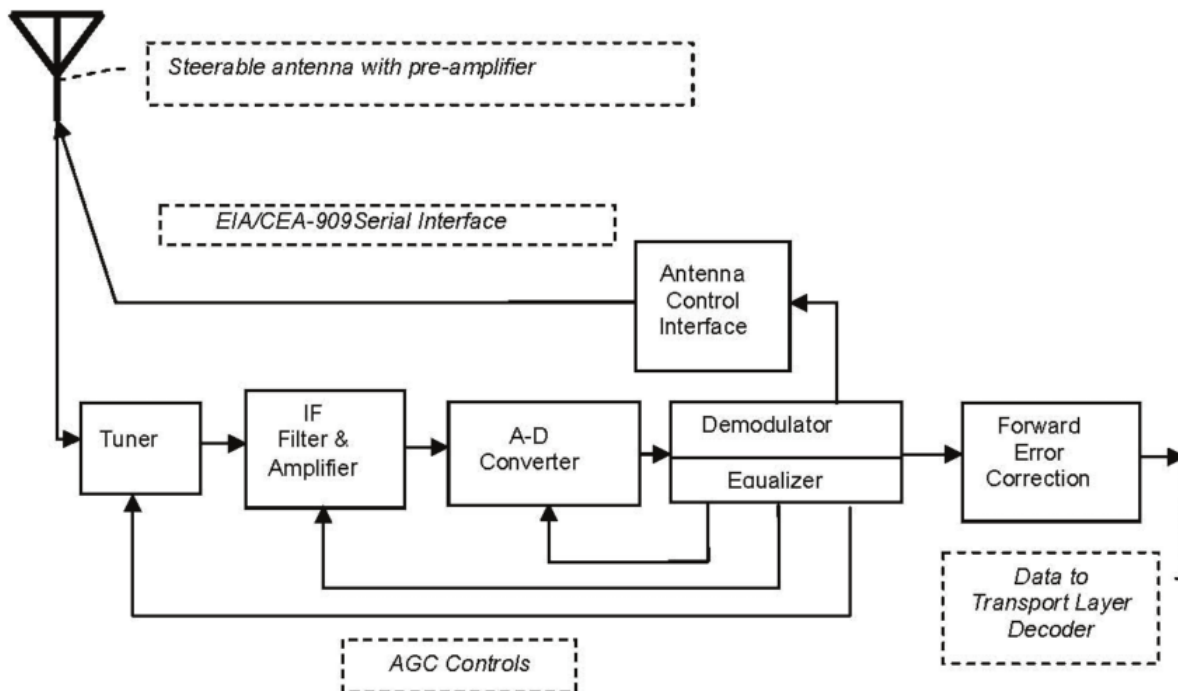


Figura 1. 14 de bloques de un receptor de Televisión Digital [A/74-2004].

De acuerdo con la práctica recomendada A/74, un receptor de televisión digital debe tener una tasa de bits erróneos (BER) menor a  $3 \times 10^{-6}$  para niveles de la señal de RF a la entrada del sintonizador de entre  $-83dBm$  a  $-5dBm$  en las bandas VHF y UHF. Los niveles anteriores son para receptores de radiodifusión de servicio fijo y para el caso de una señal única sin ruido y sin multitrayecto.

Los receptores de televisión digital, además de cumplir con la sensibilidad mencionada en el párrafo anterior, deben ser capaces de tolerar el ruido de fase que se introduce en la señal recibida. Además, deben tolerar una ráfaga de ruido, con duración de por lo menos  $165 \mu s$  y frecuencia de repetición de 10 Hz, sin errores visibles.

En el esquema de la figura 1.14 se mostraron los bloques previos al ecualizador que adecuarán la señal para la entrada del mismo. El ecualizador es una de las partes más importantes del receptor ya que será el encargado de eliminar la interferencia entre símbolos y combatir el multitrayecto generado por el uso de redes SFN ya sea que se implementen con repetidores DOCR o transmisores distribuidos.

## Capítulo 2: Definición y Elementos de un Ecuador de Canal

### Resumen

En éste capítulo, titulado *Definición y Elementos de un ecualizador de canal*, se explican algunos de los efectos que sufre la señal durante su transmisión por un canal de comunicaciones por ejemplo la ISI por sus siglas en inglés de *intersymbol interference*. Dependiendo de las características del canal de transmisión, éste puede ser representado por un filtro FIR con el que se pretende formar un ecualizador de canal para eliminar la interferencia.

Durante este capítulo, se muestra la posición del ecualizador de canal dentro del receptor, también se explica que es un sistema adaptativo y cuál es su utilidad aplicado en los ecualizadores de canal. Se realiza una clasificación general, separando los tipos de ecualizadores en fijos y adaptativos, y explicando de manera general cada uno de ellos.

Se da una breve explicación de los elementos que componen un ecualizador de canal, como: filtros adaptativos, que pueden ser FIR o IIR. Debido a que son filtros adaptativos, es necesario contar con un algoritmo de adaptación, que pueden ser: The Steepest descent, RLS (Recursive Least Square), LMS (Least Mean Square) y las derivaciones a las que se llega como el filtro Wiener y el filtro Kalman.

Finalmente la estimación de canal es un elemento importante en el proceso de ecualización, ya que para realizar la inicialización del ecualizador es necesario tener identificado el canal. La estimación del canal, se puede obtener con métodos como: Método de correlación utilizando secuencias de entrenamiento o estimaciones bayesianas como: MLE y MAP si no se cuenta con dichas secuencias.

### 2.1 Posición del ecualizador de canal

En los sistemas de comunicaciones, es común que la señal recibida sufra de fenómenos como la ISI, desvanecimiento, multirayecto y eco, las cuales hacen que, la SNR de la señal recibida disminuya y la probabilidad de error aumente, por lo que es necesario introducir elementos adicionales para compensar o minimizar el efecto de la ISI. Los fenómenos que sufre la señal dependen del canal de transmisión, mismo que podría dividirse en tres escenarios: en el primero se tiene un canal ideal con ruido AWGN, después un canal con ancho de banda limitado que provoca ISI aunque no haya ruido y finalmente un canal con ancho de banda limitado y ruido AWGN, este último es el que se encuentra generalmente en los sistemas de comunicación reales [BDJ-2013][JAR-2007].

Para cada uno de los escenarios anteriores, es necesario utilizar diferentes características en el receptor para la recuperación de la señal transmitida. En el primer escenario, el receptor sólo necesita filtros y un detector de secuencias de Viterbi; en el segundo, el receptor incluye la ecualización de canal; mientras que, para el tercero, el transmisor y receptor utilizan filtros de coseno alzado además del detector de secuencias de Viterbi y la ecualización de canal [JAR-2007].

Si se considera un receptor óptimo para un canal con ISI y AWGN, éste puede utilizar el algoritmo de Viterbi ya que es la opción más eficiente para detectar secuencias. Normalmente el efecto de la ISI se reduce a un número limitado de símbolos y se puede suponer que el modelo equivalente es un sistema

lineal invariante en el tiempo (LTI), que se puede representar con un filtro tipo FIR con longitud  $L = L_1 + L_2$ , figura 2.1. Sin embargo, el coste computacional aumenta con la longitud del filtro (L) y cuando  $L > 5$  se recurre a soluciones subóptimas como la ecualización de canal [JAR-2007].

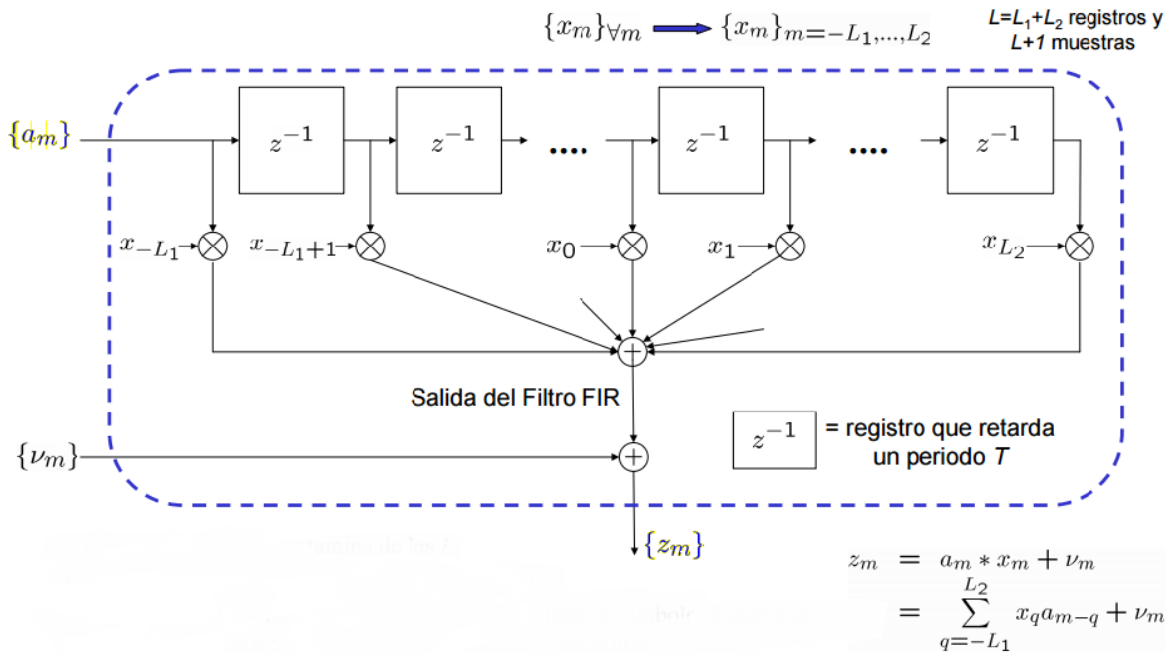


Figura 2.1 LTI tipo FIR con longitud L

Para resolver el problema de la ISI, es posible utilizar como primera opción un detector MLSD (Maximum Likelihood Sequence Detection), ya que este detector en lugar de operar símbolo a símbolo, considera la secuencia más probable misma que obtiene utilizando el algoritmo de Viterbi para la obtención del camino más probable a lo largo del enrejado de Trellis. Sin embargo, cuando la detección MLSD no es viable, se recomienda la ecualización de canal, que es una técnica para combatir la ISI producida por el multitrayecto, para lo cual es necesario introducir un subsistema denominado ecualizador de canal que va colocado después del demodulador y antes del detector [BDJ-2013], como se muestra en las figuras 2.2 y 2.3.

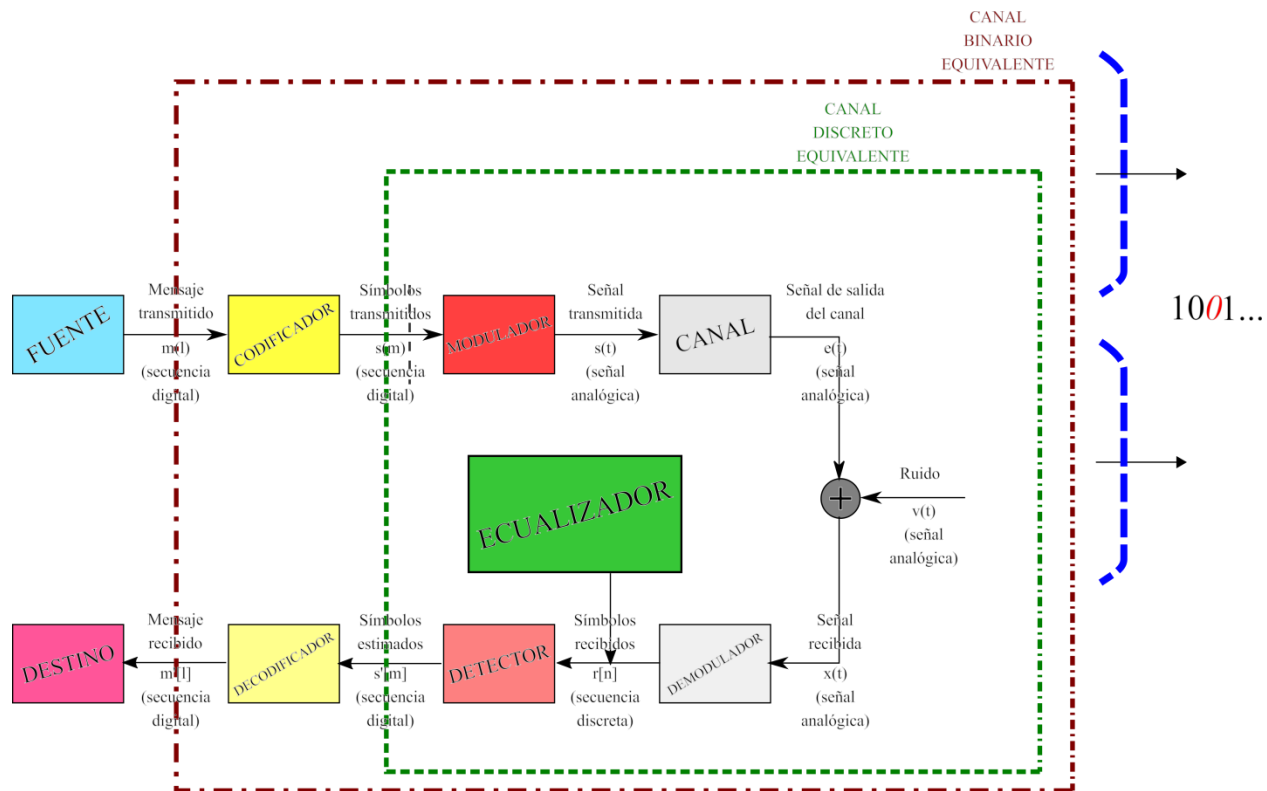


Figura 2. 2 Posición del ecualizador en un sistema de comunicación [BDJ-2013]

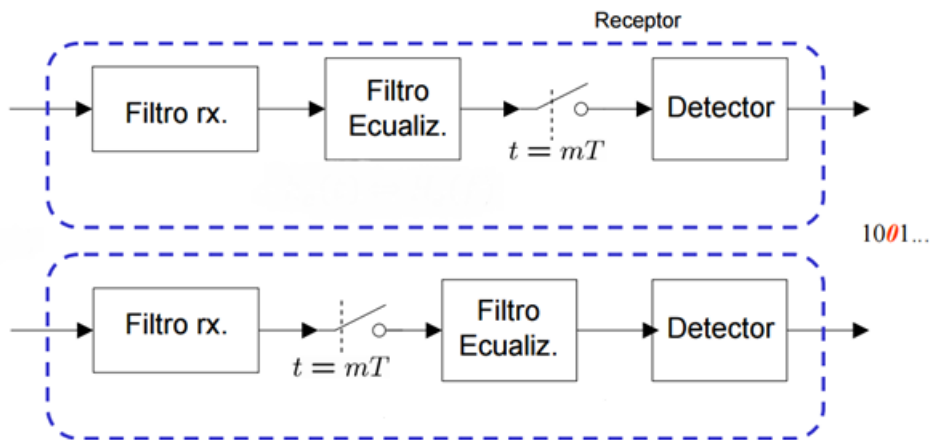


Figura 2. 3 Posición del ecualizador en el Receptor [JAR-2007]

## 2.1 Ecualizador de canal

El ecualizador de canal es el elemento encargado de eliminar los efectos provocados por el canal de transmisión durante la propagación de una señal de televisión con el estándar ATSC, dependiendo de las características del ecualizador de canal, éste se compone de diferentes elementos, como son: filtro adaptativo, algoritmo de adaptación y estimación de canal.

El ecualizador de canal es un filtro que trata de compensar la distorsión producida en una señal que fue transmitida a través de un canal de comunicación con características como: variación en el tiempo, multitrayecto, ruido AWGN [CVM-2014], ver figura 2.4.

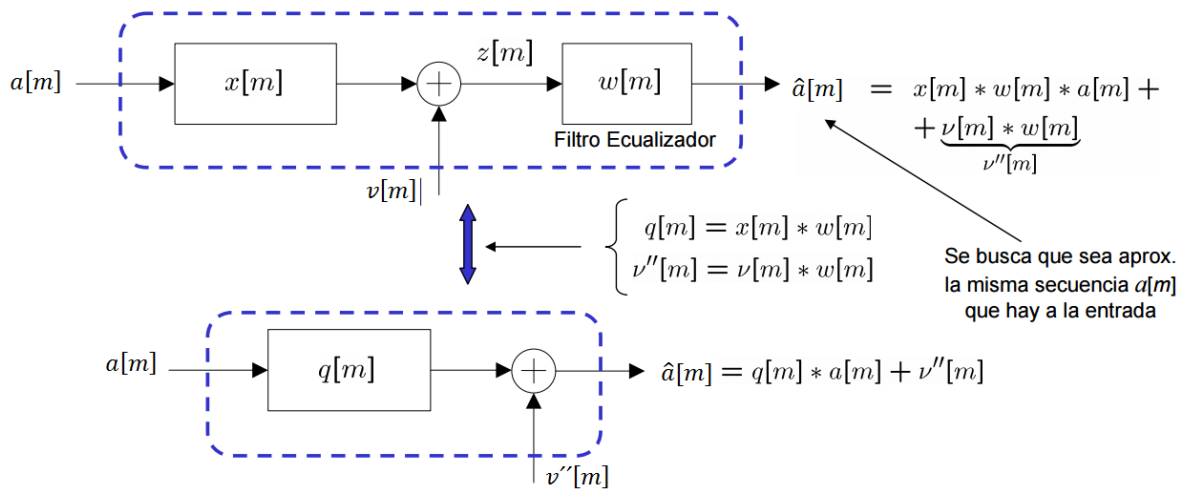
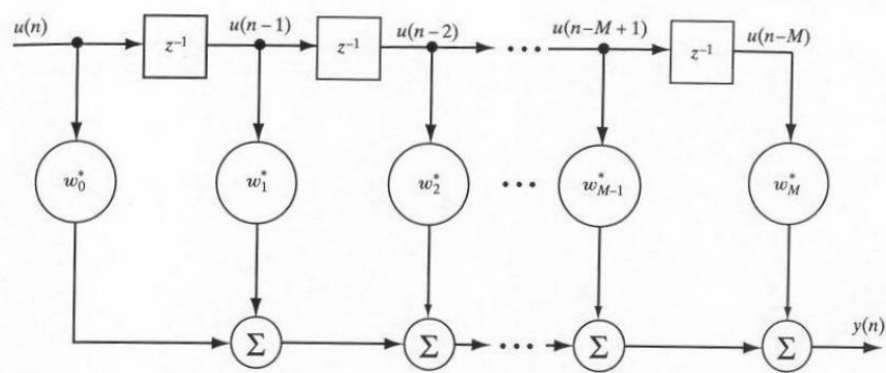


Figura 2. 4 Ecualizador [JAR-2007].

Dado que el receptor y transmisor están adaptados y su respuesta conjunta es el coseno alzado, el ecualizador debe ser diseñado para compensar la distorsión introducida por el canal, lo cual significa que la respuesta en frecuencia del ecualizador debe ser igual a la inversa de la respuesta en frecuencia del canal; por lo anterior, la mayoría de los ecualizadores necesitan conocer la respuesta al impulso del canal (CIR), para poder eliminar los efectos provocados por el canal así como la interferencia entre símbolos (ISI) [CVM-2014] [OSR-2003].

Los ecualizadores son utilizados típicamente en sistemas de comunicación digital para compensar los efectos causados por el canal de transmisión [CVM-2014]. Una de las estructuras utilizadas es un filtro transversal FIR con coeficientes ajustables, figura 2.5, lo que lo convierte en un ecualizador adaptativo mismo que puede utilizar filtros IIR o una combinación de ambos [OSR-2003].



$$y(n) = \sum_{k=0}^M \omega_k^* u(n-k)$$

Figura 2. 5 Filtro Transversal [CDE-2003]

En la figura 2.6 se muestra el esquema de la estructura de un sistema adaptativo. Lo que se intenta es minimizar el valor del error cuadrático medio, lo cual se consigue cuando la señal de la salida del sistema desconocido  $d(n)$  es igual a la señal de salida del sistema adaptativo  $y(n)$ . Como los dos sistemas tienen la misma entrada  $x(n)$  y salida se logra identificar el sistema desconocido ya que la función de transferencia de este sistema será la misma que la del sistema adaptativo [OES-2003].

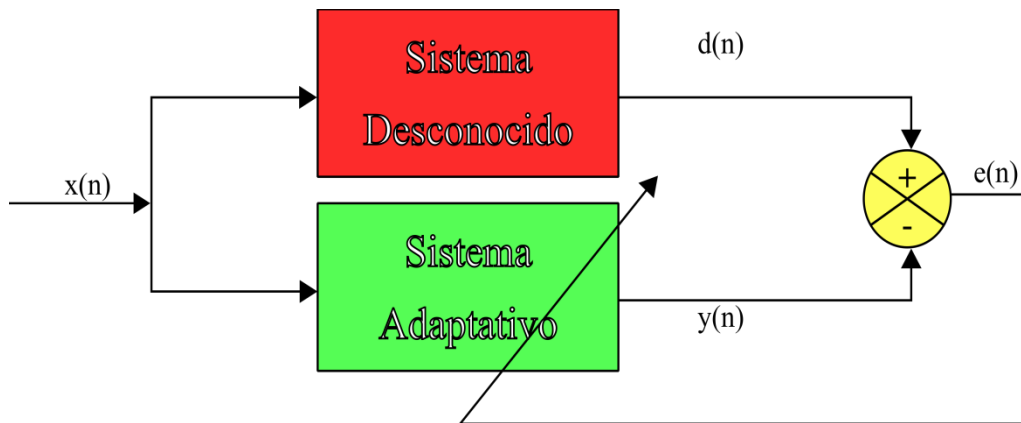


Figura 2. 6 Estructura directa de un sistema adaptativo [OES-2003]

En la figura 2.7 se muestra la estructura de un sistema adaptativo inverso. Como en la estructura anterior, el objetivo es la minimización del error cometido por dicho sistema, esto ocurrirá cuando la señal de salida del filtro o sistema adaptativo  $y(n)$  sea igual a la señal deseada  $x(n)$ . El objetivo del sistema adaptativo es “deshacer” lo que hace el sistema desconocido, esto quiere decir que el sistema adaptativo tiene como función de transferencia la función inversa del sistema desconocido. Una aplicación de esta estructura es en la ecualización de canal, en la que el sistema desconocido corresponde al canal de transmisión y el sistema adaptativo al ecualizador de canal [OES-2003], la

diferencia entre la señal deseada  $x(n)$  y la señal  $y(n)$ , es el error  $e(n)$  del sistema adaptativo o y es utilizada por el mismo para mejorar su desempeño cambiando sus coeficientes.

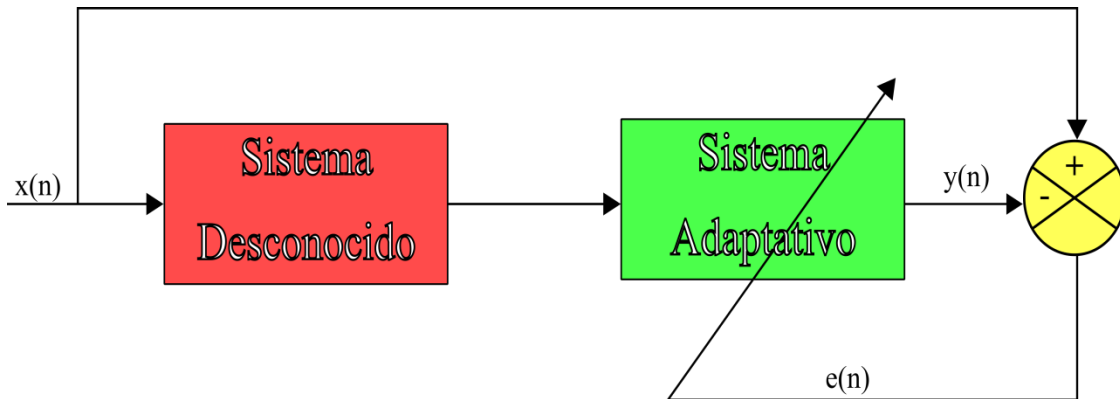


Figura 2. 7 Estructura inversa de un sistema adaptativo [OES-2003]

Si consideramos que el sistema desconocido de la figura 2.7 es el canal de transmisión, para revertir sus efectos es necesario encontrar su función de transferencia. Esta función se encuentra mediante la estimación del canal. Ya que se tiene la estimación del canal, se busca la función inversa para que el sistema adaptativo o ecualizador de canal revierta los efectos causados por el canal de transmisión.

## 2.2 Estimación de canal

La *estimación de canal* es un elemento muy importante cuando se trabaja con ecualizadores de canal, ya que esta estimación es utilizada por el receptor para mejorar el desempeño del ecualizador. Como se explicó en el capítulo uno, el receptor realiza la correlación cruzada entre la señal recibida, que contiene la secuencia de entrenamiento PN511, y la misma secuencia que está disponible en el receptor de ATSC para que el ecualizador de los receptores de TV digital de dicho estándar tengan un buen funcionamiento. En el siguiente subtema, se hablará de algunos de los estimadores más utilizados en los sistemas de comunicaciones.

El proceso de identificación o estimación de canal es un proceso explícito en los esquemas de ecualización de canal no lineal tal como el Decisión Feedback Equalizer (DFE) y el estimador de Secuencia Maximum Likelihood (MLSE) y es implícito en ecualizadores lineales donde se aplican los criterios Zero-forcing o MMSE [ZDY-2001].

La teoría de la estimación es una rama del procesamiento de señales y la estadística, que estudia las técnicas utilizadas para proporcionar un valor aproximado a un parámetro o variable, a partir de datos empíricos o medidas. El parámetro a estimar puede ser determinista o aleatorio, el estimador del parámetro es una variable aleatoria independientemente de si el parámetro es determinista o no. El estimador al ser una variable aleatoria se puede caracterizar por su función de densidad de probabilidad.

La teoría de estimación es utilizada en muchos sistemas de procesamiento de señales diseñados para extraer información. Para comprender qué es la estimación de canal, primero vamos a ver una



definición de estimar. Estimación (o estimar) es el proceso de encontrar una aproximación sobre una medida, que es utilizable incluso si los datos de entrada están incompletos, inciertos, o inestables. En el ámbito de la estadística, estimación implica usar el valor de una estadística derivada de una muestra para estimar el valor de un parámetro” [CD-2016].

Con lo anterior podemos decir que, la estimación de canal es el proceso de encontrar una aproximación del canal de transmisión por el que fue enviada la información que se recibe en determinado receptor, para ayudar a lograr un mejor desempeño del ecualizador de canal y se puede obtener a partir de varios métodos, los más comunes son;

- Método de correlación
- BLUE (Best Linear Unbiased Estimator)
- MLE (Maximum Likelihood Estimation)
- MAP (Maximum A Posteriori ) Estimador Bayesiano

En la determinación de un buen estimador, el primer paso es modelar los datos matemáticamente, ya que estos son aleatorios, lo cual se hace mediante su función de densidad de probabilidad (Probability Density Function, PDF). La estimación basada en la PDF es denominada estimación clásica y en ella se supone que los parámetros de interés son determinísticos pero desconocidos. Si se considera que los datos son aleatorios, se les asigna una PDF y la estimación es denominada Bayesiana. [KSM-1993].

El enfoque bayesiano se basa en la interpretación subjetiva de la probabilidad, el cual considera a ésta como un grado de creencia con respecto a la incertidumbre. En la estimación bayesiana un parámetro es visto como una variable aleatoria a la que, antes de la evidencia muestral, se le asigna una distribución a priori de probabilidad con base en un cierto grado de creencia con respecto al comportamiento aleatorio. Cuando se obtiene la evidencia muestral, la distribución a priori es modificada y entonces surge una distribución a posteriori de probabilidad.

La PDF de una variable aleatoria continua, describe la probabilidad según la cual dicha variable aleatoria tomará determinado valor. La mayoría de las funciones de densidad que tienen aplicaciones prácticas en el análisis de datos estadísticos son continuas y sus graficas pueden tomar cualquier forma, por ejemplo las que se muestran en la figura 2.8 [WRE-2007].

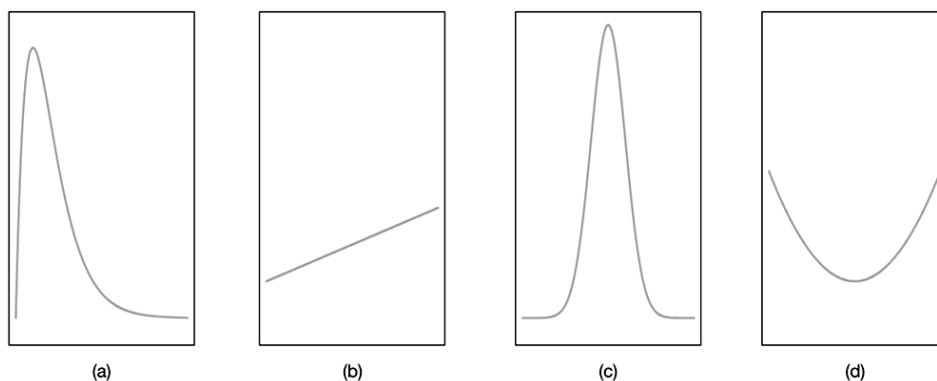


Figura 2. 8 Formas que puede tomar la PDF [WRE-2007]

También es posible utilizar la estimación ciega de canal, la cual se basa en la explotación de estructuras en el canal y de propiedades de la señal de entrada. Así, la entrada puede tener una distribución de probabilidad conocida, o pertenecer a un alfabeto de símbolos finito. Otra característica de la estimación ciega es la necesidad de unas condiciones de identificabilidad, es decir, la delimitación de las condiciones que deben cumplir los datos de entrada para que pueda obtenerse una estimación unívoca del canal [JTM-1999]

### 2.2.1 Método de Correlación

Este método es descrito a detalle en la recomendación para las pruebas del estándar de televisión ATSC [A/74-2004], de manera general utiliza una señal capturada de RF y utiliza la secuencia PN511, que es un conjunto de números pseudoaleatorios localizados en la sincronía de campo de la trama 8 VSB de ATSC. Esta sincronía y por lo tanto la secuencia PN511 se repiten cada 24.2 milisegundos.

Para obtener la estimación del canal se realiza una correlación cruzada, símbolo a símbolo, del flujo de símbolos 8 VSB recuperados con los datos conocidos por el receptor. Lo anterior se logra utilizando la secuencia de símbolos PN511 que se encuentra dentro de la sincronía de segmento de la señal recibida. Esta secuencia PN511 recuperada se correlaciona con tres secuencias PN511 ideales. En la figura 2.9 se muestra el método de estimación de canal utilizando la secuencia PN511 que implica la correlación cruzada mencionada. A medida que la secuencia PN511 recuperada es completada con ayuda de las secuencias ideales, la trayectoria principal y los ecos son revelados en el resultado de la correlación [A/74-2004].

La correlación es una operación matemática muy parecida a la convolución, se realiza entre dos secuencias y el objetivo es medir el parecido que existe entre dos señales y así extraer información que dependerá de la aplicación considerada. La operación de correlación, supone las operaciones: desplazamiento de una de las secuencias, multiplicación de ambas y suma de todos los términos de la secuencia producto.

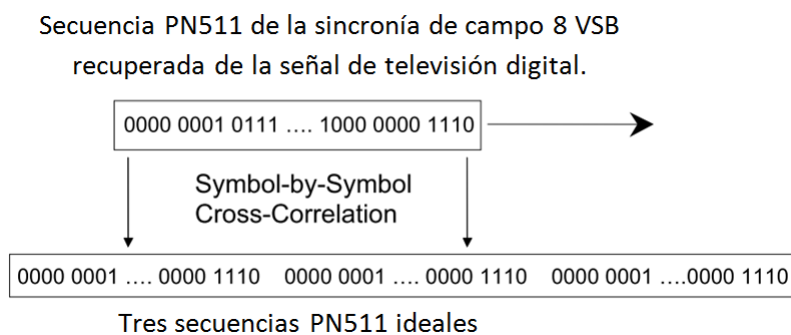


Figura 2. 9 Correlación cruzada entre la sincronía de campo y tres secuencias PN511 ideales [A/74-2004]

En la figura 2.9 se muestra la correlación de una señal 8-VSB ideal. Como es ideal, sólo se observa una componente en la respuesta al impulso en cero microsegundos. Por otro lado, en la figura 2.10 se muestra la estimación del canal para un solo eco de 10 μs con una potencia de 6 dB por debajo de la trayectoria principal. Además de la trayectoria principal a cero microsegundos, el eco se observa a 10 μs. Sin embargo, el eco parece tener una potencia inferior a la trayectoria principal en más de 6 dB. La

aparente disminución de la potencia del eco es el resultado de una correlación con sólo una parte de la secuencia PN511 del eco. A medida que el retardo del eco se aleja de cualquier lado de cero, disminuye la porción de la secuencia de eco PN511 incluida en la correlación. En consecuencia, la potencia aparente en el eco disminuye [A/74-2004]. Ver figuras 2.10 y 2.11.

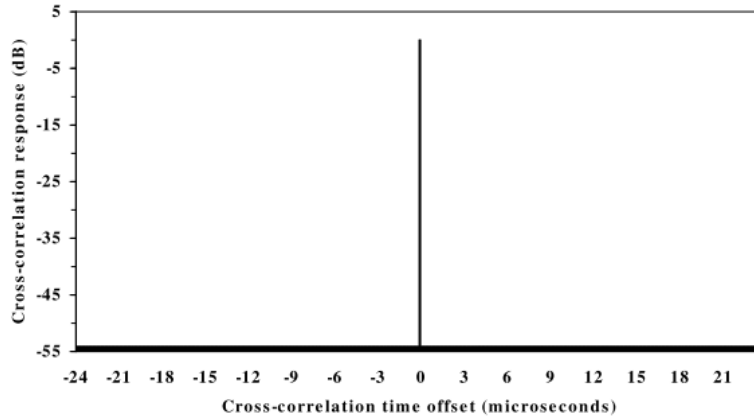


Figura 2. 10 Correlación cruzada de una secuencia PN511 8-VSB ideal [A/74-2004].

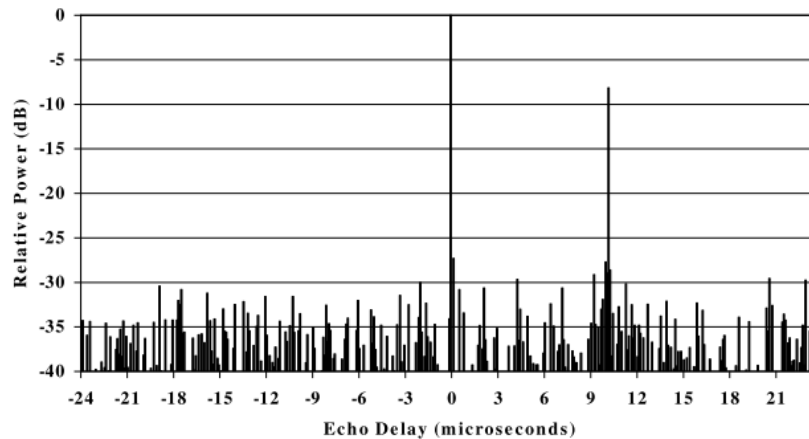


Figura 2. 11 estimación de una señal 8-VSB con presencia de un eco a 10 us y 6 dB menor a la señal principal [A/74-2004].

### 2.2.2 BLUE (Best Linear Unbiased Estimator)

El estimador BLUE utiliza el método de mínima varianza, el cual es un método analítico y consiste en hacer mínima la varianza del estimador. Para encontrar ese mínimo, se imponen restricciones al estimador como que sea lineal e insesgado.

El estimador BLUE es una aproximación casi óptima y se logra cuando es limitado a ser lineal en los datos. Un estimador es lineal con respecto a cierto parámetro, si es una función lineal de las observaciones muestrales. La otra restricción es que sea insesgado, lo cual ocurre cuando el valor esperado del parámetro es igual al parámetro a estimar ( $E(\theta) = \theta \rightarrow E(\theta) - \theta = 0$ ).

Este estimador es denominado el mejor estimador no sesgado lineal (BLUE) y puede ser determinado solamente con el conocimiento del primer y segundo momentos de la función de densidad de probabilidad (PDF). A partir de un conjunto de datos, con una PDF dependiente de un parámetro desconocido  $\theta$ , se pueden encontrar un gran número de estimadores distintos, sin embargo el mejor estimador será uno que sea imparcial (no sesgado) y tenga varianza mínima [KSM-1993].

Para comprender que son los momentos, consideramos a  $x$  una variable aleatoria y el momento de orden  $k$  se define como:  $E(X^k)$ , siempre que la esperanza exista;

$E(X) = \mu$	1er momento: posición
$E(X^2) = \sigma^2 + \mu^2$	2do momento: dispersión
$E(X^3)$	3er momento: relacionado con una medida de asimetría
$E(X^4)$	4to momento: relacionado con la kurtosis

La función generadora de momentos de una variable aleatoria  $X$  es una función de valores reales  $M_x(t)$ . Se denomina así porque los momentos de  $X(E(X^n))$  pueden ser obtenidos derivando esta función y evaluando la derivada en  $t = 0$ .  $M_x(t)$  Debe cumplir el teorema de unicidad para que además de calcular momentos de una variable aleatoria, permita identificar la función de densidad o de probabilidad de dicha variable ya que el teorema establece que hay una correspondencia uno a uno entre funciones de probabilidad y funciones generadoras de momentos. El primero momento de la variable corresponde a la media, el segundo momento incluye la media y la varianza, el tercer momento se relaciona con la asimetría de la grafica de la función.

### 2.2.3 Estimación Bayesiana

En la teoría de estimación Bayesiana, el interés es obtener la determinación de la mejor estimación de un parámetro desconocido de una señal observada o la recuperación de una señal limpia degradada por el ruido y la distorsión. La mejor estimación es aquella que minimiza la función de riesgo o el costo de la función de error. El estimador Bayesiano toma como entrada un conjunto de observaciones ruidoso o incompleto y utiliza modelos dinámicos de la señal o modelos probabilísticos del proceso de distribución para estimar los parámetros desconocidos. La precisión de la estimación depende de la información disponible, la exactitud del modelo y la eficiencia del estimador [VSV-2008].

La teoría Bayesiana es un marco de referencia para la derivación de métodos de estimación estadística y varias formas de estimadores estadísticos pueden ser derivados como caso especial de la estimación Bayesiana. La estimación Bayesiana de un vector de parámetros  $\theta$  a partir de un *vector de observación relacionado*  $y$ , se basa en la minimización de la función de riesgo bayesiana definida como un promedio de la función de costo del error [VSV-2008]. Esta minimización permite obtener una variedad de estimadores, sin embargo los que se utilizan principalmente en la práctica son el MMSE y el MAP [KSM-1993].

Algunos métodos para obtener la estimación de canal para una ecualización bayesiana son: la estimación de canal de media condicional, MMSE y MAP. En la ecuación 2.1 se muestra la función de riesgo Bayesiana para estimar el canal como;  $\hat{h}$  [VSV-2008].

$$R(\hat{h}|y) = \frac{1}{f_y(y)} \int_H C(\hat{h}, h) f_{Y|H}(y|h) f_H(h) dh \quad 2.1$$

Donde;  $C(\hat{h}, h)$  es el costo de estimar  $h$  como  $\hat{h}$ ,  $f_{Y|H}(y|h)$  es la probabilidad de la observación dado el canal y  $f_H(h)$  es la PDF previa del canal.

La estimación Bayesiana es obtenida mediante la minimización de la función de riesgo  $R(\hat{h}|y)$  y existe una gran variedad de soluciones de tipo Bayesiano, dependiendo de la elección de la función de costo y del conocimiento previo de la señal, como la PDF.

### 1. Estimación de canal de media condicional

La función de costo utilizada comúnmente en la ecuación de riesgo Bayesiana es el error cuadrático medio  $C(h - \hat{h}) = |h - \hat{h}|^2$ , la cual, resulta en la estimación media condicional (Conditional Mean - MC) definida como la ecuación 2.2

$$\hat{h}^{CM} = \int_H h f_{H|Y}(h|y) dh \quad 2.2$$

La función de densidad de probabilidad posterior de la señal de entrada del canal, podría estar condicionada a la estimación de un vector de canal  $\hat{h}$  y ser expresada como:  $f_{X|Y,H}(x|y, \hat{h})$ . La media condicional de la señal de entrada del canal dada la salida  $y$  y una estimación de canal  $\hat{h}$ , sería la ecuación 2.3 [VSV-2008]:

$$\hat{x}^{CM} = E[x|y, \hat{h}] = \int_x x f_{X|Y,H}(x|y, \hat{h}) dx \quad 2.3$$

Las ecuaciones 2.2 y 2.3, sugieren un método iterativo entre la estimación de canal  $\hat{h}$  y la recuperación de la señal de entrada del canal  $x$ .

### 2. Estimación de canal: Máxima Similitud (MLE- Maximum Likelihood Estimator)

El MLE es una alternativa cuando los Estimadores insesgados de mínima varianza (MVU, Minimum Variance Unbiased) no existen o no pueden ser obtenidos. Está basado en el principio de máxima similitud y es una aproximación muy popular para obtener estimadores prácticos además de tener un desempeño óptimo para archivos de datos largos [KSM-1993].

La estimación de canal MLE consiste en observar un conjunto de datos que dependen de cierto parámetro desconocido  $\theta$  que se quiere estimar. Los datos son generados por un proceso aleatorio caracterizado con cierta PDF,  $p(x; \theta)$ , que depende del parámetro desconocido. Al variar el parámetro desconocido, se cambia la PDF que modela la generación de los datos. Para estimar el parámetro

desconocido, la idea es encontrar la PDF de la familia que es más probable de haber generado los datos observados.

El estimador MLE se define como el valor de  $\theta$  que maximiza el logaritmo de  $p(x; \theta)$ , fijando  $x$ ; esto es, el valor que maximiza la función de verosimilitud logarítmica. Para obtener la estimación MLE del canal  $h$ , se utiliza la ecuación 2.4:

$$\hat{h}^{ML} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (y(m) - \mu_x) \quad 2.4$$

Donde:

$y(m)$  es el vector a la salida del canal

$\mu_x$  es la media de la distribución gaussiana de la señal de entrada al canal.

### 2.2.4 Estimación de canal Máximo a Posteriori (MAP)

El estimador de máximo a posteriori se define como el valor de  $h$  que maximiza la distribución de probabilidad a posteriori de dicha variable. La estimación MAP es equivalente al estimador Bayesiano, sin embargo, la estimación MAP incluye la PDF previa del canal. Dicha función PDF puede ser utilizada para limitar la estimación de canal dentro de un subespacio deseado del espacio de parámetros. Suponiendo que los vectores de la entrada del canal son independientes estadísticamente, la PDF posterior del canal, dada la secuencia de observaciones  $Y = [y(0), \dots, y(N-1)]$ , se obtiene mediante la ecuación 2.5 [VSV-2008]:

$$\begin{aligned} f_{H|Y}(h|y(0), \dots, y(N-1)) &= \prod_{m=0}^{N-1} \frac{1}{f_Y(y(m))} f_{Y|H}(y(m)|h) f_H(h) \\ &= \prod_{m=0}^{N-1} \frac{1}{f_Y(y(m))} f_X(y(m) - h) f_H(h) \end{aligned} \quad 2.5$$

Para encontrar la estimación de canal MAP, se supone que: la entrada del canal  $x(m)$  es Gaussiana,  $f_X(x(m)) = N(x, \mu_x, \Sigma_{xx})$ , con vector de media  $\mu_x$ , la matriz de covarianza  $\Sigma_{xx}$  y que el canal  $h$  sea Gaussiano,  $f_H(h) = N(h, \mu_h, \Sigma_{hh})$ , con vector de media  $\mu_h$  y una matriz de covarianza  $\Sigma_{hh}$ ; se obtiene el logaritmo de la función de densidad de probabilidad posterior; con lo anterior, la estimación MAP del canal  $h$ , se obtiene mediante la igualación a cero de la derivada del logaritmo de la función  $f_{H|Y}(h|y)$  posterior, llegando así a la ecuación 2.6:

$$\hat{h}^{MAP} = (\Sigma_{xx} + \Sigma_{hh})^{-1} \Sigma_{hh} (\bar{y} - \mu_x) + (\Sigma_{xx} + \Sigma_{hh})^{-1} \Sigma_{xx} \mu_h \quad 2.6$$

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y(m)$$

Donde:  $\bar{y}$  es la estimación promedio, en tiempo, de la media del vector de observaciones [VSV-2008].

### 2.3 Ecualesadores adaptativos y no adaptativos

Aunque para tener un ecualizador de canal, se pueden usar tanto filtros FIR como IIR en el filtrado adaptativo, es el filtro FIR el más comúnmente utilizado, ya que tiene ceros ajustables y no presenta algunos problemas de estabilidad que sí tienen los IIR. La estabilidad de un filtro adaptativo IIR depende del algoritmo usado para ajustar los coeficientes. El criterio de optimización más utilizado es el criterio MSE (Error Cuadrático Medio Mínimo) [RIH-2011].

Se ha explicado brevemente la finalidad de un sistema adaptativo y se ha encontrado que una de las aplicaciones es la ecualización de canal, por lo que una clasificación general de los ecualizadores podría ser la siguiente y serán explicados de manera general en el capítulo 3;

- Fijos
  - sin restricciones
    - filtro inverso (Ecualizador ideal)
  - restringida
    - Ecualizador Lineal / Forzado a cero
    - Ecualizador espaciado en tiempo (T-Spaced Equalizer- TSE)
    - FIR - Wiener
    - Mínimos cuadrados
- Adaptativos
  - con secuencia de entrenamiento utilizando
    - Algoritmo LMS
    - Algoritmo RLS
  - sin secuencia de entrenamiento (Ecualizadores ciegos)
    - Decisión Dirigida

El ecualizador es un filtro que puede o no ser adaptativo, si no es adaptativo se denominan ecualizadores fijos y son utilizados cuando el canal es conocido y no se esperan variaciones en el tiempo o en diseños adaptativos por bloques, sin embargo, en general, el canal es variante en el tiempo por lo que se implementan los ecualizadores adaptativos.

Los filtros del ecualizador adaptativo actualizan sus coeficientes utilizando la señal muestreada como entrada y aprovechando las decisiones realimentadas de los símbolos después del decisor, esto lo logra a partir de las medidas de las características del canal. Un ecualizador típico tiene una copia de la señal de entrenamiento transmitida para compararla con la señal de entrenamiento recibida [SNH-1998][OSR-2003].

Una secuencia de entrenamiento es información que se transmite dentro de una trama previa a los datos, esta información es utilizada por el ecualizador de canal para comparar la secuencia recibida con una secuencia de información que contiene los mismos datos y que es generada en el receptor. En el sistema ATSC, las secuencias de entrenamiento son ruido pseudoaleatorio que se conoce como PN511 y PN63 y son enviadas al inicio de cada trama en la sincronía de campo en una trama ATSC.

Cada filtro del ecualizador adaptativo tiene un conjunto de coeficientes que están adaptados para minimizar el criterio de error. Existen diversos algoritmos para el cálculo de dichos coeficientes y los más utilizados son el denominado forzador de ceros (Zero forcing) y mínimo error cuadrático medio (Minimum mean Square error-MMSE) [OSR-2003].

En la figura 2.12 se muestra un diagrama de bloques de la ecualización adaptativa basada en las secuencias de entrenamiento. En el diagrama se observa la señal de entrada  $s[n]$ , esta señal pasa a través de un canal lineal e invariante en el tiempo (LTI), para dar lugar a la señal  $x[n]$  misma que entra al ecualizador de canal. La señal de salida del ecualizador de canal es  $y[n]$  y es utilizada junto con la secuencia de entrenamiento disponible en el receptor por el algoritmo adaptativo para actualizar los coeficientes del ecualizador.

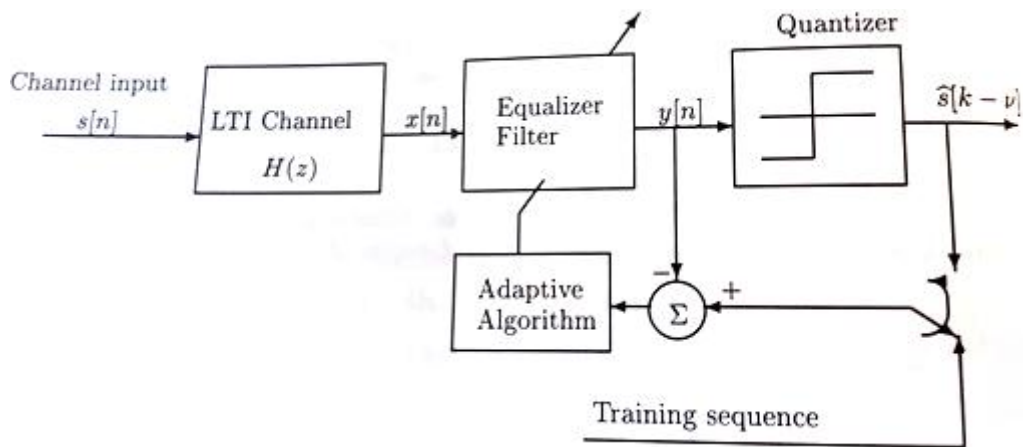


Figura 2. 12 Ecualización de Canal Adaptativa basada en Entrenamiento [ZDY-2001]

Existen sistemas de comunicación en los que el envío de secuencias de entrenamiento representa un alto “costo”. Para estos sistemas hay un tipo especial de ecualizadores de canal conocidos como “ecualizador ciego – Blind equalizers ” en los que no se requiere del envío de secuencias de entrenamiento. El objetivo de la ecualización ciega es recuperar la secuencia desconocida de entrada, que proviene de un canal desconocido, solamente con las propiedades estadísticas y probabilísticas de la secuencia de entrada. En estos ecualizadores, la secuencia de datos actual y la respuesta al impulso del canal son desconocidas por el receptor, sin embargo, éste conoce sus propiedades probabilísticas sobre un alfabeto conocido [ZDY-2001].

En figura 2.13 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de ecualización ciega adaptativa lineal. A la entrada se tiene la señal  $s[k]$ , esta señal pasa por el canal de transmisión teniendo así a la entrada del ecualizador la señal  $x[k]$ , la salida del ecualizador se representa con  $y[k]$  y es utilizada por el



algoritmo de adaptación para actualizar los coeficientes del ecualizador, la diferencia con el diagrama anterior, es que en este caso no se utilizan las secuencias de entrenamiento.

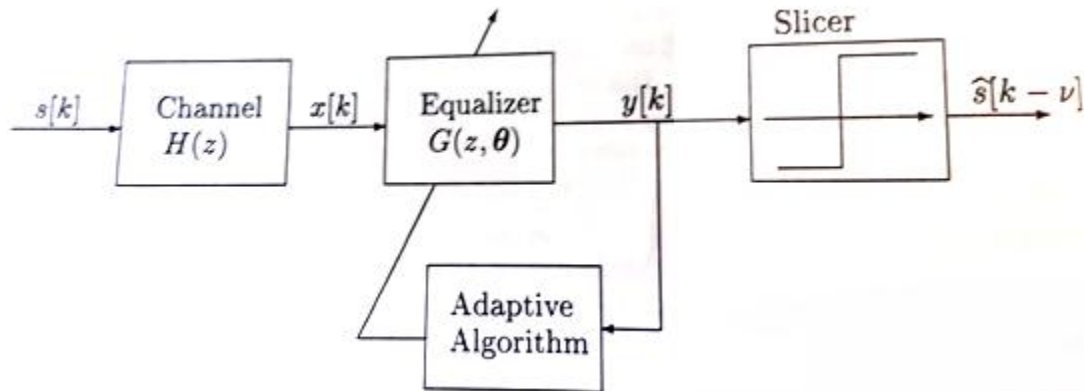


Figura 2. 13 Sistema de ecualización ciega adaptativa lineal [ZDY-2001]

Como se explico anteriormente, el ecualizador adaptativo está compuesto por un filtro digital con coeficientes variables y un algoritmo adaptativo encargado de ajustar los coeficientes de dicho filtro periódicamente, debido a que las características estadísticas de las señales a filtrar son desconocidas al principio o variantes con el tiempo

### 2.3.1 Filtros adaptativos

Un filtro convencional no adaptativo es normalmente lineal e invariante en el tiempo por lo que al ser utilizado para extraer información de una secuencia, su rendimiento es igual en todo el tiempo ya que realiza el mismo conjunto de operaciones lineales para todas las entradas. En el caso de los filtros adaptativos se elimina la restricción de que sean invariantes en el tiempo. Un filtrado adaptable implica que los parámetros del filtro varían con el tiempo y son ajustados por un algoritmo especial. Un sistema adaptable consta de dos partes; un filtro digital adaptable y un algoritmo adaptable para ajustar los coeficientes del filtro [BMC-1998][PU-2017].

Los filtros adaptativos son una clase de métodos de estimación de parámetros que se utilizan en algunos sistemas de procesamiento de señales y comunicaciones, como: identificación de sistemas, ecualización de canal, cancelación de eco y reducción de ruido. Estos filtros son utilizados para la estimación e identificación de señales no estacionarias, canales y sistemas o aplicaciones en las que se requiere un bajo retardo de procesamiento en la adaptación muestra a muestra [VSV-2008].

Como se mencionó anteriormente, los filtros adaptativos son utilizados en aplicaciones que involucran la eliminación del ruido y la ecualización de canal, estimación de trayectorias e identificación de sistemas. Los filtros adaptativos lineales trabajan con el principio de que la señal deseada puede ser extraída a partir de la señal con ruido recibida a través de la operación de filtrado o estimación. La adaptación de los parámetros del filtro está basada en la minimización de una función que con frecuencia es el error cuadrático medio entre la salida del filtro y la señal deseada [VSV-2008].

El uso del criterio de error de mínimos cuadrados (Least Squared Error-LSE), es equivalente al principio de ortogonalidad en el que en cualquier tiempo discreto  $m$ , se espera que el estimador utilice toda la información disponible, tal que la estimación del error en el tiempo  $m$  es ortogonal a la información disponible [VSV-2008]. El estimador lineal de error cuadrático medio mínimo es el que produce un error de estimación que es ortogonal a los datos. El valor cuadrático medio mínimo se obtiene cuando el error es ortogonal a los datos.

Para determinar los coeficientes óptimos de un filtro FIR, dados los patrones de entrada y la salida que se desean, existen dos soluciones: Estocástica, en la que se busca minimizar el valor esperado del error derivando en una solución del filtro Wiener o LMS, y determinística en la que se busca minimizar la suma del error cuadrado lo que nos lleva al criterio de mínimos cuadrados o RLS. El principio de ortogonalidad consiste en encontrar el mínimo para la solución determinística. La salida del filtro óptimo ( $y_{min}(n)$ ) es ortogonal al error mínimo ( $e_{min}^*(n)$ ), esto se muestra en la ecuación 2.7 [LM-2004].

$$\sum_{i=0}^{N-1} y_{min}(n) e_{min}^*(n) = 0 \quad 2.7$$

Los filtros adaptativos pueden ser una combinación de los siguientes tipos de filtros;

- Filtros con entrada simple y múltiple
- Vectores de entrada escalar o vectorial
- Filtros lineales y no lineales
- Filtros con respuesta al impulso infinita (IIR) y con respuesta al impulso finita (FIR)

Los filtros adaptativos más utilizados son los FIR por su estabilidad y caso de adaptación. El algoritmo de adaptación puede estar basado en una variante de uno de los siguientes métodos de estimación adaptativa más utilizados;

- Filtros Kalman state-space
- Filtro cuadrático mínimo recursivo (Recursive Least Squared - RLS)
- Filtro cuadrático de media mínima (Least Mean Squared - LMS)

El filtro adaptativo tiene coeficientes variables, los cuales son representados con  $h_i$  y son controlados generalmente a través de una recursión adaptativa, como la ecuación 2.8.

$$h_i(n + k) = h_i(n) + g\{x(n), \hat{y}(n), e(n)\} \quad 2.8$$

Donde:  $h_i(n)$  es el  $i$ -ésimo coeficiente en el tiempo  $n$ ,  $x(n)$  es un vector de entradas anteriores del filtro,  $\hat{y}(n)$  es un vector de salidas anteriores del filtro y  $e(n)$  es un vector de error entre señales anteriores, este error se muestra en la ecuación 2.9.

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad 2.9$$

El error es la diferencia entre la salida deseada del filtro en el tiempo  $n$ ,  $y(n)$ , y la salida actual  $\hat{y}(n)$ . Sin embargo, algunos tipos de algoritmo básicos podrían ser identificados a partir de la forma de  $g\{x(n), \hat{y}(n), e(n)\}$  [BMC-1998] .

### 2.3.2 Algoritmos de adaptación para los filtros adaptativos

Los filtros adaptativos que utilizan los algoritmos adaptativos RLS, LMS y “the steepest descent” son formulaciones recursivas del filtro Wiener de error cuadrático mínimo. Los filtros adaptativos pueden ser por bloque o por muestra, los filtros de muestra adaptativa son aquellos que adaptan sus coeficientes de forma recursiva con cada muestra de entrada. Por otro lado, los filtros de bloque adaptativo necesitan estimar la autocorrelación y la correlación cruzada cada bloque de muestras de entrada para realizar la adaptación. Los filtros de muestra adaptativa, tienen ventajas sobre los filtros de bloque adaptativo como; bajo retardo de procesamiento y mejor rastreo de la trayectoria de señales no estacionarias, características importantes en la ecualización de canal. Para que los filtros sean de muestra adaptativa, se utiliza el algoritmo LMS, por otro lado si utiliza una variante del algoritmo LMS como el BLMS el filtro es de bloque adaptativo.

En la figura 2.14 se muestra la configuración del filtro adaptativo de error cuadrático mínimo. En cada tiempo muestreado, un algoritmo de adaptación ajusta los "P" coeficientes "w" del filtro, ecuación 2.10. Para minimizar la diferencia entre la señal a la salida del filtro  $\hat{x}(m)$  y la señal deseada  $x(m)$ , un filtro comienza con un estado inicial y después sus coeficientes son actualizados periódicamente, usualmente muestra por muestra, para minimizar la diferencia  $e(m)$  entre la señal a la salida del filtro y la deseada [VSV-2008].

$$w^T(m) = [w_0(m), w_1(m), \dots, w_{p-1}(m)] \tag{2.10}$$

Próxima estimación de parámetros = Estimación de parámetros anterior + actualización (error)

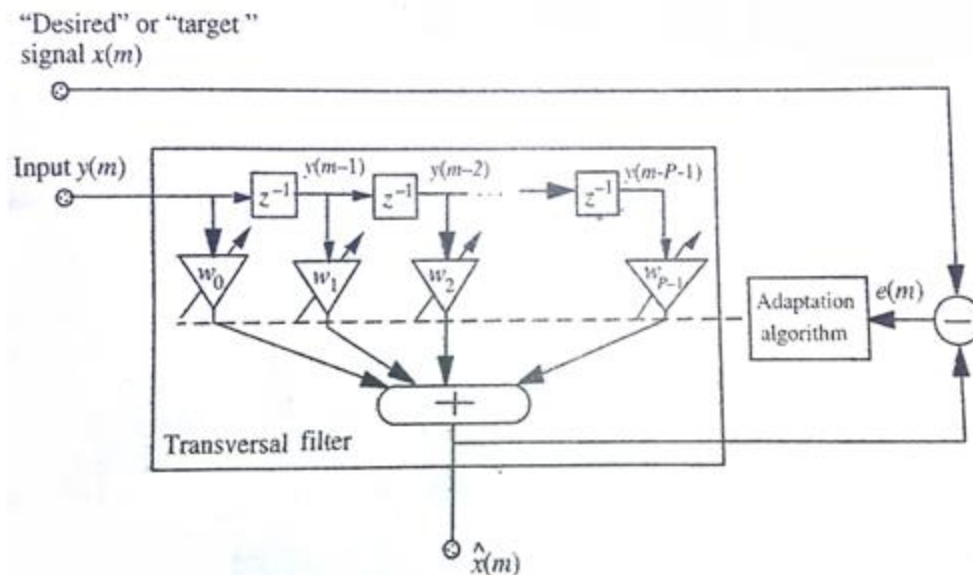


Figura 2. 14 Configuración de un Filtro Adaptativo

En el filtrado adaptativo, las decisiones deben hacerse con respecto al modelo del filtro y el algoritmo de adaptación, tomando en cuenta;

- **Tipo de filtro:** puede ser un filtro de respuesta al impulso finita (FIR) o respuesta al impulso infinita (IIR), los FIR tienen una mejor estabilidad y convergencia por lo que su uso en la práctica es más frecuente.
- **Orden del filtro:** este parámetro se establece al usar un conjunto de conocimientos previos de la señal de entrada y la señal deseada o puede ser obtenida mediante el monitoreo de los cambios en la señal de error, como una función del incremento del orden del filtro.
- **Algoritmo de adaptación:** Los dos algoritmos más comunes son; RLS y LMS.
- **Criterio de optimización:** El más común es: el MSE, Al minimizar el MSE con respecto a los coeficientes del filtro conduce a un conjunto de M ecuaciones lineales con M incógnitas que son los pesos del filtro. Ese conjunto de ecuaciones lineales también se pueden obtener con el principio de ortogonalidad en la estimación cuadrática media, que dice que el error de estimación cuadrático medio se ve minimizado cuando el error es ortogonal en sentido estadístico a los datos de la salida del filtro [FA-2017].

### 2.3.3 Filtro con algoritmo RLS (Recursive Least Square)

Para señales estacionarias, el filtro RLS converge en los mismos coeficientes óptimos del filtro que el filtro Wiener, mientras que con señales no estacionarias sigue la variación de tiempo del proceso. Este filtro tiene una rápida tasa de convergencia hacia los coeficientes del filtro óptimo, lo que es útil para la equalización de canal.

En el algoritmo cuadrático mínimo recursivo la adaptación comienza con un estado inicial del filtro y sucesivas muestras de la señal de entrada son utilizadas para adaptar los coeficientes del filtro. La salida del filtro puede expresarse como la ecuación 2.11

$$\hat{x}(m) = \mathbf{w}^T(m)y(m) \quad 2.11$$

La señal error del filtro es definida como la diferencia entre la salida del filtro y la señal deseada, ecuación 2.12.

$$e(m) = x(m) - \hat{x}(m)$$
$$e(m) = x(m) - \mathbf{w}^T(m)y(m) \quad 2.12$$

Donde:

$y(m)$  es la señal de entrada del filtro

$x(m)$  es la señal deseada

$\hat{x}(m)$  es una estimación de la señal deseada  $x(m)$  (salida del filtro)

$\mathbf{w}^T(m)$  es el vector de coeficientes del filtro

El proceso de adaptación está basado en la minimización del criterio del error cuadrático medio que se define como, ecuación 2.13.

$$\begin{aligned}
E[e^2(m)] &= E\{[x(m) - w^T(m)y(m)]^2\} \\
E[e^2(m)] &= E[x^2(m)] - 2 w^T(m)E[y(m)x(m)] + w^T(m)E[y(m)y^T(m)]w(m) \\
E[e^2(m)] &= r_{xx}(0) + 2w^T(m)r_{yx}(m) + w^T(m)R_{yy}(m)w(m)
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Donde:

$r_{xx}(0)$  es la autocorrelación en cero de la señal deseada.

$R_{yy}$  es la matriz de autocorrelación del vector de la señal de entrada

$r_{yx}(m)$  es el vector de la correlación cruzada entre la señal de entrada y la deseada

El filtro Wiener es obtenido por la minimización del error cuadrático medio con respecto a los coeficientes del filtro; para señales estacionarias la minimización queda como en la ecuación 2.14.

$$w = R_{yy}^{-1} r_{yx} \tag{2.14}$$

A continuación se realiza la formulación adaptativa de la ecuación recursiva, actualizada en el tiempo para un bloque de N muestras de vectores, la matriz de correlación puede ser escrita como en la ecuación 2.15.

$$R_{yy} = Y^T Y = \sum_{m=0}^{N-1} y(m) y^T(m) \tag{2.15}$$

Donde:  $y(m) = [y(m), \dots, y(m-p-1)]^T$ . Ahora, la suma del producto de vectores de la ec. 2.9, puede expresarse en forma recursiva como la ecuación 2.16.

$$R_{yy}(m) = R_{yy}(m-1) + y(m)y^T(m) \tag{2.16}$$

Para introducir adaptabilidad a los estadísticos de la señal de las variaciones de tiempo, la estimación de la auto-correlación en la ecuación 2.16 puede ser "ventaneada" (limitada) por una ventana que decrece exponencialmente, llegando a la ecuación 2.17.

$$R_{yy}(m) = \lambda R_{yy}(m-1) + y(m)y^T(m) \tag{2.17}$$

Donde,  $\lambda$ , es la llamada adaptación o "factor de olvido" y está en el rango de  $0 < \lambda < 1$ , similarmente el vector de correlación cruzada esta dado por la ecuación 2.18.

$$r_{yx} = \sum_{m=0}^{N-1} y(m)x(m) \tag{2.18}$$

La suma de los productos de la ecuación 2.19, puede ser calculada de forma recursiva como en la ecuación 2.19.

$$r_{yx} = r_{yx}(m-1) + y(m)x(m) \quad 2.19$$

La ecuación 2.19 puede hacerse adaptativa utilizando el factor:  $\lambda$ .

$$r_{yx} = \lambda r_{yx}(m-1) + y(m)x(m) \quad 2.20$$

Para la solución recursiva del error cuadrático mínimo (Least Square Error), es necesario obtener una formula de actualización en tiempo recursiva para la matriz inversa 2.21.

$$R_{yy}^{-1}(m) = R_{yy}^{-1}(m-1) + Update(m) \quad 2.21$$

Utilizando el lema de inversión de matriz se obtiene la implementación recursiva de la matriz de autocorrelación inversa y se muestra en la ecuación 2.22.

$$R_{yy}^{-1}(m) = \lambda^{-1}R_{yy}^{-1}(m-1) - \frac{\lambda^{-2}R_{yy}^{-1}(m-1)y(m)y^T(m)R_{yy}^{-1}(m-1)}{1 + \lambda^{-1}y^T(m)R_{yy}^{-1}(m-1)y(m)} \quad 2.22$$

Definiendo,  $\phi(m)$  y  $k(m)$  como:

$$\phi_{yy}(m) = R_{yy}^{-1}(m) \quad 2.23$$

$$k(m) = \frac{\lambda^{-1}R_{yy}^{-1}(m-1)y(m)}{1 + \lambda^{-1}y^T(m)R_{yy}^{-1}(m-1)y(m)}$$

O

$$k(m) = \frac{\lambda^{-1}\phi_{yy}(m-1)y(m)}{1 + \lambda^{-1}y^T(m)\phi_{yy}(m-1)y(m)} \quad 2.24$$

La forma recursiva de la ecuación 2.22, para calcular la matriz inversa, puede ser escrita como;

$$\phi_{yy}(m) = \lambda^{-1}\phi_{yy}(m-1) - \lambda^{-1}k(m)y^T(m)\phi_{yy}(m-1) \quad 2.25$$

De la ecuación 2.24 y 2.25 se obtienen:

$$k(m) = [\lambda^{-1}\phi_{yy}(m-1) - \lambda^{-1}k(m)y^T(m)\phi_{yy}(m-1)]y(m)$$

$$k(m) = \phi_{yy}(m)y(m) \quad 2.26$$

Las ecuaciones 2.25 y 2.26 se utilizan para obtener el algoritmo de adaptación RLS. Los coeficientes del filtro de error cuadrático mínimo son obtenidos por la ecuación 2.27

$$w(m) = R_{yy}^{-1}(m)r_{yx}(m)$$

$$w(m) = \phi_{yy}(m)r_{yx}(m) \quad 2.27$$

Al sustituir la forma recursiva del vector de correlación cruzada en la ecuación 2.27, se obtiene;

$$w(m) = \phi_{yy}(m)[\lambda r_{yx}(m-1) + y(m)x(m)]$$

$$w(m) = \lambda \phi_{yy}(m)r_{yx}(m-1) + \phi_{yy}(m)y(m)x(m) \quad 2.28$$

Ahora se sustituye la forma recursiva de la matriz de auto-correlación  $\phi_{yy}(m)$ , ec. 2.25, y  $k(m) = \phi_{yy}(m) + y(m)$ , ecuación 2.20 y se obtiene la ecuación 2.29:

$$w(m) = [\lambda^{-1}\phi_{yy}(m-1) - \lambda^{-1}k(m)y^T(m)\phi_{yy}(m-1)]\lambda r_{yx}(m-1) + k(m)x(m)$$

O

$$w(m) = \phi_{yy}(m-1)r_{yx}(m-1) - k(m)y^T(m)\phi_{yy}(m-1)r_{yx}(m-1) + k(m)x(m) \quad 2.29$$

Sustituyendo  $w(m-1) = \phi_{yy}(m-1)r_{yx}(m-1)$  en la ecuación 2.29, obtenemos la ecuación 2.30:

$$w(m) = w(m-1) + k(m)[x(m) - y^T(m)w(m-1)]$$

$$w(m) = w(m-1) + k(m)e(m) \quad 2.30$$

### 2.3.3.1 Algoritmo de adaptación RLS

El algoritmo recursivo de mínimos cuadrados o RLS (Recursive Least Square) es un algoritmo que provee mayor velocidad de convergencia y menor error que el algoritmo LMS. El algoritmo RLS requiere de  $L^2$  operaciones (siendo  $L$  el orden del filtro) a diferencia de las  $4L$  operaciones que requiere el algoritmo LMS. El algoritmo RLS inicia el proceso de adaptación con el filtro en ciertas condiciones iniciales y se usan las muestras siguientes para adaptar los coeficientes del filtro. La función de costo en el tiempo  $n$  consiste en la suma del error cuadrático estimado [PU-2017].

A continuación, se realiza un resumen de las ecuaciones que conforman el algoritmo RLS. Considerando como señales de entrada  $y(m)$  y  $x(m)$ , y valores iniciales:

$$\phi_{yy}(m) = \delta I \text{ y } w(0) = w_I, \text{ para } m = 1, 2, \dots$$

La actualización del vector de ganancia del filtro se escribe como:

$$k(m) = \frac{\lambda^{-1}\phi_{yy}(m-1)y(m)}{1 + \lambda^{-1}y^T(m)\phi_{yy}(m-1)y(m)}$$

La ecuación de la señal de error es:

$$e(m) = x(m) - w^T(m-1)y(m)$$

La adaptación de los coeficientes del filtro se obtiene con:

$$w(m) = w(m-1) + k(m)e(m)$$

La actualización de la matriz de auto-correlación inversa, se obtiene con:

$$\Phi_{yy}(m) = \lambda^{-1}\phi_{yy}(m-1) - \lambda^{-1}k(m)y^T(m)\phi_{yy}(m-1)$$

### 2.3.3.2 El método del descenso más pronunciado (The Steepest-Descent Method)

El método del gradiente consiste en un algoritmo específico para la resolución de modelos en los que las variables se expresan como funciones no lineales, donde la búsqueda de un mínimo está asociado a la resolución secuencial de una serie de problemas unidimensionales, resolver este sistema es equivalente a minimizar la forma cuadrática [IO-2017].

El método del descenso más rápido consiste en dar una sucesión de valores  $xk$  tal que  $q(xk+1) \leq q(xk)$  y que la igualdad sólo se produzca en algún caso especial. La idea genérica es obtener  $xk+1$  a partir de  $xk$  y de otro vector  $vk$  que puede ya estar dado o que se lo vaya construyendo durante la evolución del método. Lo que se busca es minimizar la forma cuadrática  $q(x)$  [PU-2017].

Para encontrar el mínimo del MSE recursivamente, se usa el método steepest descent, que implica descender hacia el MSE mínimo siguiendo siempre la dirección de la tangente a la superficie MSE, esto es, la dirección del gradiente, puesto que de esta manera es como se desciende más rápidamente para llegar a  $w_{\text{óptimo}}$ . [FA-2017]

La superficie del error es una representación gráfica de la variación de la función del error cuadrático con respecto a los coeficientes a la salida de un filtro FIR adaptativo. Esta representación es una curva en forma de cuenco con un único mínimo global que corresponde a los coeficientes de filtro LSE (Least Square Error).

En la figura 2.15 se muestra la búsqueda de la pendiente más pronunciada para los coeficientes de error cuadrático medio mínimo. La búsqueda se basa en tomar una serie de pasos descendentes sucesivos en la dirección del gradiente negativo de la superficie de error. Comenzando con un conjunto de valores iniciales, los coeficientes de filtro son actualizados sucesivamente en dirección descendente, hasta que se alcanza el punto mínimo  $w_{\text{óptimo}}$  en el que el gradiente es cero.



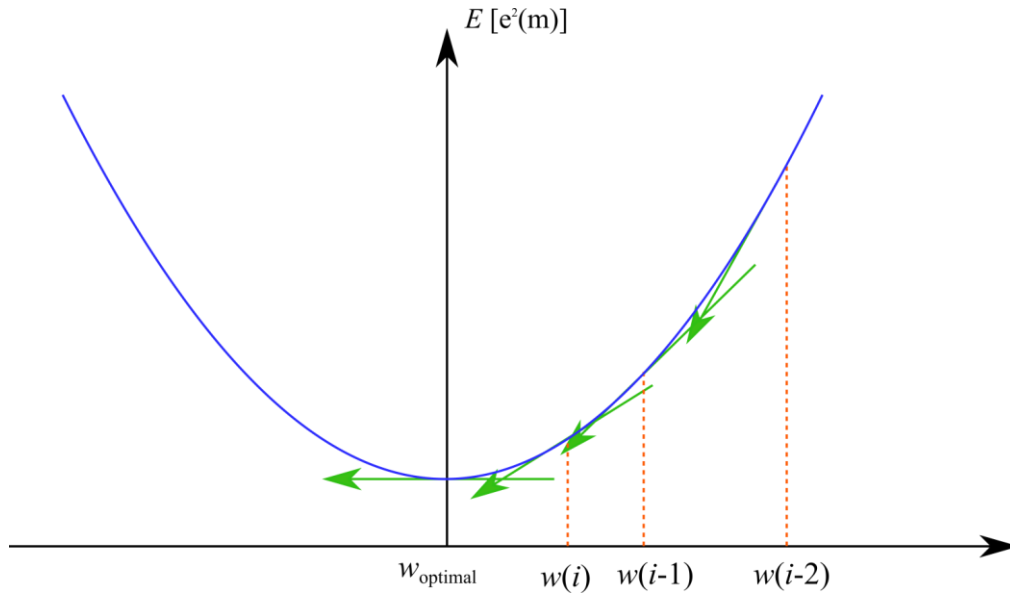


Figura 2. 15 Gradiente de la superficie de error cuadrado medio [FA-2017]

El método de adaptación de “Steepest Descent” puede ser expresado como:

$$w(m + 1) = w(m) + \mu \left[ -\frac{\partial E[e^2(m)]}{\partial w(m)} \right] \quad 2.31$$

Donde:  $\mu$  es el “tamaño”/“step size” de la adaptación, este controla el tamaño del incremento de la adaptación en cada iteración o muestra de tiempo. El gradiente de la función de error cuadrática media, está dada por la ecuación 2.32:

$$\frac{\partial E[e^2(m)]}{\partial w(m)} = -2r_{yx} + 2R_{yy}w(m) \quad 2.32$$

Sustituyendo la ecuación 2.32 en 2.31, obtenemos la ecuación 2.33, donde el factor 2, fue absorbido por el factor de adaptación  $\mu$ .

$$w(m + 1) = w(m) + \mu[r_{yx} - R_{yy}w(m)] \quad 2.33$$

Dejando que  $w_0$  denote el vector de coeficientes del filtro LSE óptimo, se define un vector de error de los coeficientes del filtro  $\tilde{w}(m)$  como:

$$\tilde{w}(m) = w(m) - w_0 \quad 2.34$$

En procesos estacionarios, el  $w_0$  del filtro LSE óptimo, es obtenido del filtro Wiener como:

$$w_0 = R_{yy}^{-1}r_{yx} \quad 2.35$$

Restando  $w_0$  de la ecuación 2.34 y sustituyendo  $R_{yy}w_0$  por  $r_{yx}$  y utilizando la ecuación 2.31, obtenemos la ecuación 2.36.

$$\tilde{w}(m+1) = [I - \mu R_{yy}]\tilde{w}(m) \quad 2.36$$

Es deseable que el vector de error del filtro  $\tilde{w}$  desaparezca lo más rápidamente posible. El parámetro  $\mu$ , Step size (tamaño) de la adaptación, controla la estabilidad y la velocidad de convergencia del filtro adaptativo. Un valor de  $\mu$  muy grande provocaría inestabilidad, mientras que un valor el pequeño disminuiría la velocidad de convergencia.

### 2.3.4 Filtro con algoritmo LMS (Least Mean Squared)

En la búsqueda de los coeficientes de un filtro de error cuadrático mínimo, el método de pendiente más pronunciado (Steepest descent) emplea el gradiente del error cuadrático medio. Una versión más sencilla del método de búsqueda de gradiente, es el filtro (LMS) cuadrático medio mínimo (Least Mean Square), en el que el gradiente del error cuadrático medio se sustituye por el gradiente de la función de error cuadrático instantáneo. El método de adaptación LMS es definido como:

$$w(m+1) = w(m) + \mu \left( -\frac{\partial e^2(m)}{\partial w(m)} \right) \quad 2.37$$

Donde la señal error  $e(m)$ , es la diferencia entre la salida del filtro adaptativo y la señal deseada  $x(m)$ ;

$$e(m) = x(m) - w^T(m)y(m)$$

El error instantáneo del error cuadrático, puede expresarse como;

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(m)}{\partial w(m)} &= \frac{\partial}{\partial w(m)} [x(m) - w^T(m)y(m)]^2 \\ &= -2y(m)[x(m) - w^T(m)y(m)] \\ &= -2y(m)e(m) \end{aligned} \quad 2.38$$

Sustituyendo la ecuación 2.38 en ecuación de actualización del filtro de recursión 2.37 y absorbiendo el factor 2 en  $\mu$ , la ecuación de adaptación LMS es 2.39:

$$w(m+1) = w(m) + \mu[y(m)e(m)] \quad 2.39$$

En la figura 2.16 se muestra un diagrama del algoritmo LMS en el que a la entrada se tiene la secuencia  $x(k)$  que corresponde a la señal recibida,  $y(k)$  es la señal conocida y  $e(k)$  es el error utilizado por el LMS para actualizar los coeficientes.

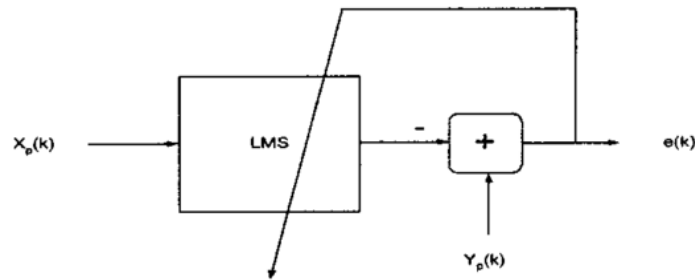


Figura 2. 16 Esquema del algoritmo LMS [CSE-2002]

### 2.3.5 Filtro Wiener

Los filtros Wiener están basados en un análisis en el dominio de la frecuencia, en teoría el filtro de error cuadrático mínimo considera que el proceso es con señales estacionarias, sin embargo si los coeficientes del filtro son recalculados y actualizados periódicamente para cada bloque de N muestras el filtro puede adaptarse asimismo con las características promedio de las señales de entrada de cada bloque, lo que lo convierte en un bloque adaptativo.

La extensión de la teoría del filtro Wiener, nos lleva del tiempo continuo al tiempo discreto y este tiene más uso en la implementación de procesos con señales digitales. Algunas de las aplicaciones típicas de estos filtros, son: estimación o predicción de señales que se observan con ruido y sistemas de identificación o estimación (Estimación de canal) proporcionando las entradas y salidas del sistema.

El filtro Wiener, puede ser utilizado para mejorar una señal, remover efectos de distorsión lineal tales como ecualización de la distorsión del canal de telecomunicaciones o reducción del ruido. La formulación del filtro Wiener es la base de aplicaciones de error cuadrático mínimo tales como predicción lineal y Filtros adaptativos. El filtro de Wiener, puede ser un filtro de respuesta al impulso de duración infinita (IIR) o un filtro de respuesta al impulso de duración finita (FIR).

#### Ecuación del filtro Wiener

La relación entre entrada y salida del filtro está dada por [VSV-2008]:

$$\hat{x}(m) = \sum_{k=0}^{P-1} w_k y(m - k) \quad 2.40$$

$$\hat{x}(m) = w^T y$$

Donde:

$m$  es el índice de tiempo discreto.

$\hat{x}(m)$  es la salida del filtro.

$w^T = [w_0, w_1, \dots, w_{P-1}]$  es el vector de coeficientes del filtro Wiener.

En la ecuación 2.40, la operación de filtrado se expresa como una suma convolucional o como un producto vectorial interno.

En la figura 2.17 se muestra un filtro Wiener representado por el vector  $w$  de coeficientes del filtro, el filtro toma  $y(m)$  como señal de entrada, usualmente una versión distorsionada de la señal deseada  $x(m)$  y genera una señal de salida  $\hat{x}(m)$ , donde  $\hat{x}(m)$  es la estimación de error cuadrático medio de la señal deseada  $x(m)$ .  $\hat{x}(m)$  Es obtenida como el producto entre el vector de entrada  $[y(m-1) \dots y(m-P-1)]$ , y el vector de coeficientes  $[w_0 \dots w_{P-1}]$ .

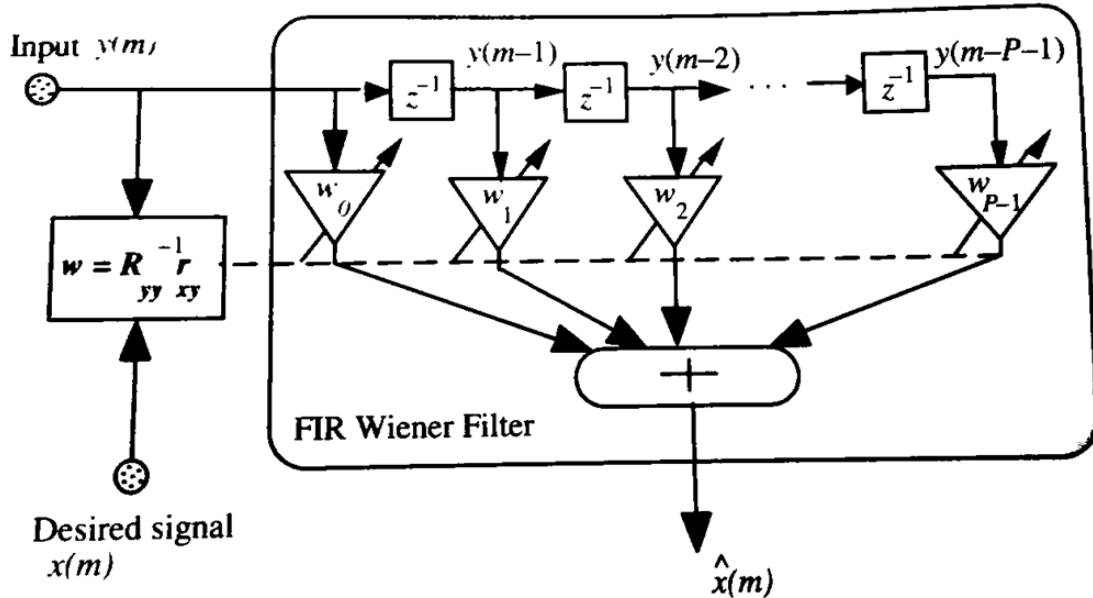


Figura 2. 17 Filtro Wiener [VSV-2008]

El error del filtro Wiener  $e(m)$ , se define como la diferencia entre la señal deseada y la salida del filtro, ecuación 2.41.

$$e(m) = x(m) - \hat{x}(m)$$

$$e(m) = x(m) - w^T y \tag{2.41}$$

En la ecuación 2.41, para una señal de entrada  $y(m)$  y una señal deseada  $x(m)$  dadas, el error del filtro  $e(m)$  depende de  $w$ , vector de coeficientes del filtro. EL filtro Wiener es el mejor filtro en el sentido de la minimización del error cuadrático medio de la señal.

### 2.3.6 Filtro Kalman

El filtro Kalman es un método de error cuadrático mínimo recursivo Bayesiano para la estimación de una señal que pasó a través de un canal, estos filtros pueden usarse en procesos de tiempo variable como invariable. Este filtro Bayesiano emplea la distribución de probabilidad a priori de la señal y del proceso de ruido, también considera que los parámetros del modelo de señal, generación de ruido y distorsión de canal son conocidos previamente.

En aplicaciones como la ecualización de canal o mejora de audio la ecuación de Kalman sería 2.42, 2.43:

$$x(m) = Ax(m - 1) + e(m) \quad 2.42$$

$$y(m) = Hx(m) + n(m) \quad 2.43$$

El filtro Kalman puede ser derivado como un estimador de error cuadrático medio mínimo recursivo de una señal  $x(m)$  a partir de una observación ruidosa  $y(m)$ . Esta derivación supone que; la matriz de transición de estados  $A$ , la matriz de distorsión de canal  $H$ , la matriz de covarianza  $Q$  de la entrada  $e(m)$  de la ecuación de estado y la matriz de covarianza  $R$  del ruido aditivo  $n(m)$  se conocen.

## Capítulo 3: Métodos de ecualización

Como se mencionó en el capítulo anterior, el ecualizador de canal es un elemento indispensable para lograr un adecuado funcionamiento del receptor, por ello, se han diseñado varios esquemas de ecualización en los que cada uno reúne elementos con distintas características para formar un ecualizador capaz de compensar la ISI de forma eficiente.

El proceso de ecualización es relativamente simple, cuando se conoce la respuesta del canal, el canal es invertible y la señal de salida del canal no tiene ruido. Sin embargo en la mayoría de los casos prácticos, la respuesta del canal es desconocida, variante en el tiempo, no lineal y podría no ser invertible, además, en la mayoría de los casos la salida del canal se observa con ruido aditivo [VSV-2008]. Por lo anterior, para llevar a cabo el proceso de ecualización es necesario realizar la identificación de canal con los métodos mencionados en el capítulo anterior.

En la sección 3.1 se explican algunos de los esquemas de ecualización más utilizados.

### 3.1 Ecualización Lineal

El primer modelo de ecualización, es la ecualización lineal en la que el ecualizador consta de un filtro lineal que puede ser un filtro transversal de tiempo discreto o uno equivalente, a la entrada hay una secuencia de símbolos de información  $I_k$  lo que a la salida da una secuencia de tiempo discreto  $y_k$ . Cuando se tiene un filtro de fase mínima, tiempo discreto recursivo, estable y realizable, al pasar la secuencia  $y_k$  a través de este filtro, se tiene la secuencia de salida  $v_k$ , esta secuencia representa la señal de información y esta a la entrada del filtro del ecualizador y puede expresarse como la ecuación 3.1 [VSV-208]

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad 3.1$$

Donde  $\eta_k$  es la secuencia de ruido Gaussian blanco y  $f_n$  es el conjunto de los coeficientes o un equivalente del filtro transversal de tiempo discreto, en general  $v_k$  es de valor complejo.

Se puede utilizar un filtro transversal lineal para realizar la ecualización de canal, el más utilizado se muestra en la figura 3.1. La complejidad de esta estructura es la de una función lineal de la dispersión del canal. La entrada de dicho filtro es una secuencia  $v_k$  y la salida es la estimación de la secuencia de información  $I_k$  dicha estimación puede expresarse como la ecuación 3.2.

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K}^K C_j V_{k-j} \quad 3.2$$

Donde;

$C_j$  Son los  $2K+1$  coeficientes con valor complejo del filtro.

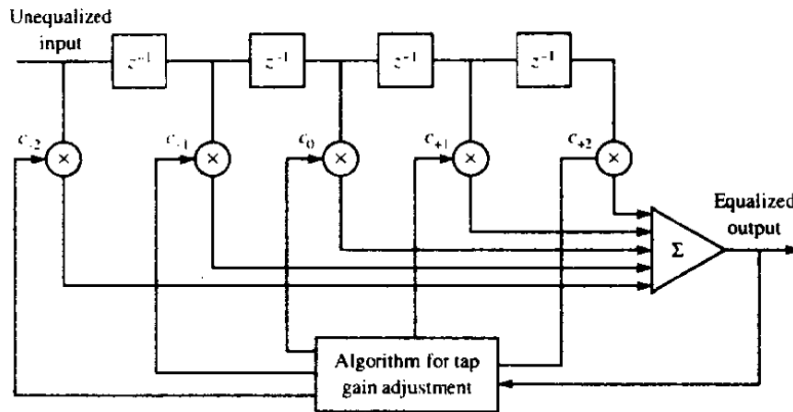


Figura 3. 1 Filtro Transversal Lineal [PJG-2008]

La estimación  $\hat{I}_k$ , se iguala al símbolo de información más cercano (en distancia) para formar la decisión  $\tilde{I}_k$ , Si  $\tilde{I}_k$  es diferente a  $I_k$ , se produjo un error.

Existen dos criterios ampliamente usados en la optimización de los coeficientes  $C_j$  del ecualizador; el primero es el de distorsión de pico y el otro es el de error cuadrático medio, estos criterios se abordarán de manera general más adelante en este capítulo.

En general, hay dos opciones para recuperar la señal de entrada del canal; la primera es utilizar filtros lineales mientras que la segunda consiste en emplear ecualizadores no líneas

Los primeros compensan la distorsión del canal y se basan en la capacidad de los filtros lineales para formar un ecualizador de canal cercano al ideal. Una desventaja de este ecualizador es que los filtros lineales no pueden compensar toda la distorsión del canal, ya que para lograrlo algunos canales deben cumplir con condiciones como que la función de transferencia del canal sea fase mínima. Otra debilidad de los ecualizadores lineales es que estos, no sólo filtran la salida del canal. Cuando estos ecualizadores están implementados basados solamente en el criterio de "Zero-forcing", podría ocurrir una pérdida de su desempeño debido a la amplificación del ruido.

Para superar el problema antes descrita debida a la amplificación del ruido, se utilizan ecualizadores no lineales que incluyen el conocimiento de símbolos de entrada. El costo de estos ecualizadores podría ser una mayor complejidad computacional en el caso del MLSE o propagación de errores en el caso del DFE [ZDY-2001].

### 3.1.1 Criterio de distorsión de pico "Peak Distortion"

La distorsión de pico, se define como el peor caso de la interferencia entre símbolos a la salida del ecualizador, la minimización de este índice de rendimiento se llama el criterio de distorsión de pico. Primero se considera la minimización de esta distorsión asumiendo que el ecualizador tiene un número infinito de coeficientes [PJG-2008].

El modelo en cascada del filtro lineal de tiempo discreto, conociendo la respuesta al impulso del filtro  $f_n$  y del ecualizador  $C_n$ , se puede representar con un único filtro equivalente teniendo como respuesta al impulso la ecuación 3.3 [PJG-2008].

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_j f_{n-j} \quad 3.3$$

De la ecuación 3.3,  $q_n$  es la convolución de  $C_n$  y  $f_n$ . Se supone que el ecualizador tiene un número infinito de coeficientes, su salida en el  $K$ -ésimo instante de muestreo puede ser expresado con la ecuación 3.4

$$\hat{I}_k = q_0 I_k + \sum_{n \neq k} I_n q_{k-n} + \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_j n_{k-j} \quad 3.4$$

El primer término en 3.4 representa una versión escalada del símbolo deseado. Por conveniencia se normaliza  $q_0$  a la unidad. El segundo término es la interferencia entre símbolo, el valor pico de esta interferencia es llamado "the peak distortion" es la ecuación 3.5:

$$D(c) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |q_n| = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_j f_{n-j} \right| \quad 3.5$$

Así,  $D(c)$  es una función del valor de los coeficientes del ecualizador.

Con un ecualizador que tiene un número infinito de coeficientes, es posible seleccionar los pesos de estos, entonces  $D(c) = 0$ , por ejemplo:  $q_n = 0$  para todo  $n$  excepto  $n = 0$ , lo que significa que la interferencia entre símbolos puede ser completamente eliminada. Los valores de peso de los coeficientes para lograr este objetivo son determinados por la condición siguiente [PJG-2008]:

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_j f_{n-j} = \begin{cases} 1 & (n = 0) \\ 0 & (n \neq 0) \end{cases}$$

Tomando la transformada Z de la condición anterior se obtiene la ecuación 3.6

$$Q(z) = C(z)F(z) = 1 \quad \text{ó} \quad C(z) = \frac{1}{F(z)} \quad 3.6$$

Donde,  $C(z)$  es la transformada Z de  $C_j$ . Se observa que el ecualizador con función de transferencia  $C(z)$ , es simplemente el filtro inverso de modelo de filtro lineal  $F(z)$ . Lo que significa que la completa eliminación de la interferencia entre símbolos requiere del uso de un filtro inverso de  $F(z)$ , a este filtro se le llama filtro de forzado a cero /"zero forcing". En la figura 3.2 se muestra un diagrama de bloques del canal con un ecualizador "zero forcing". La señal de entrada es  $I_k$  y entre el canal y el ecualizador existe ruido AWGN, a la salida del ecualizador se obtiene la señal estimada  $\hat{I}_k$  [PJG-2008].



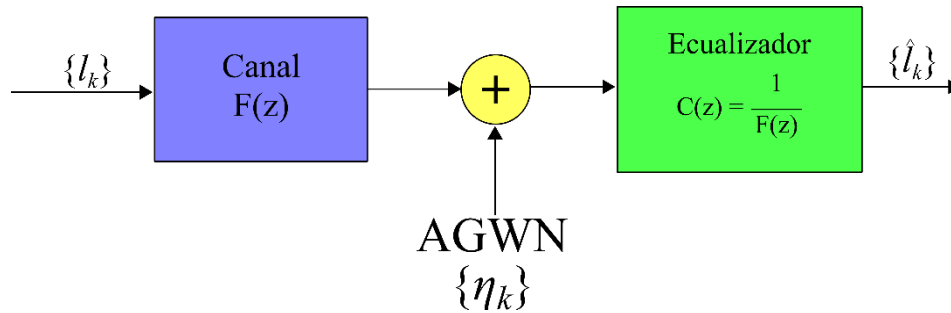


Figura 3. 2 Diagrama de bloques de un canal con un ecualizador "zero forcing" [PJG-2008]

### 3.2 Ecualizadores espaciados en tiempo (T-Spaced Equalizer- TSE)

Cuando el canal no es ideal, su respuesta al impulso  $h(k)$  tiene más de una componente diferente de cero. Lo anterior ocasiona que la distorsión de canal indeseable se introduzca en la salida del canal. Este fenómeno conocido como ISI puede degradar severamente la señal transmitida. Un simple dispositivo de decisión sin memoria que actúa sobre  $x[k]$ , no es capaz de recuperar la secuencia de datos original si hay fuerte ISI.

En la figura 3.3 se muestra un sistema de comunicaciones con un TSE (T-Spaced Equalizer ó ecualizador espaciado en tiempo) adaptativo. En este sistema el ecualizador  $G(z, \theta)$  es un filtro FIR lineal con vector de parámetros  $\theta$  diseñado para eliminar la distorsión causada por el canal. La meta del ecualizador es generar una señal de salida  $y[k]$  que pueda ser seleccionada (recortada) para producir una estimación fiable de los datos de entrada del canal.

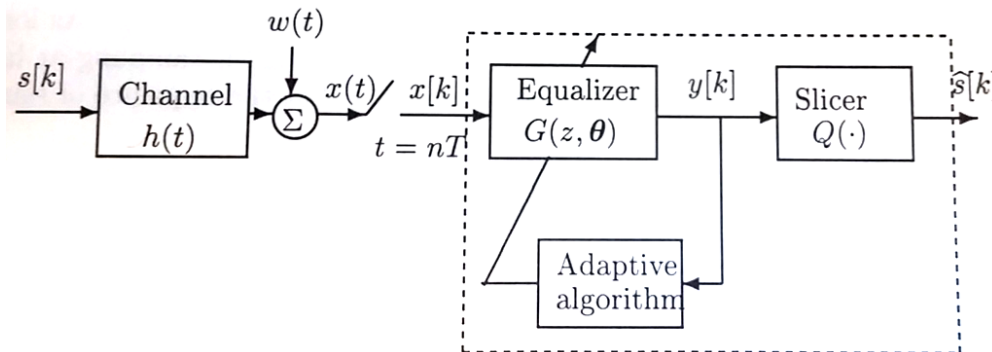


Figura 3. 3 Ecualización adaptativa de canal con TSE [VSV-2008]

La tarea básica de la ecualización de un canal lineal puede trasladarse a la tarea de la identificación del canal discreto equivalente. Para un filtro de coseno alzado raíz, el ruido muestreado es ruido estacionario blanco con espectro de potencia constante. Una vez que se identifica el canal  $H(z)$ , el ecualizador puede ser construido de acuerdo con el criterio MMSE entre la señal deseada y la salida del ecualizador  $y[k]$ . Como alternativa se puede utilizar el criterio "Zero-forcing - ZF", sin embargo

estos ecualizadores tienden a funcionar mal cuando el ruido del canal es significativo y cuando el canal  $H(z)$  tiene ceros cercanos al círculo unitario.

Los ecualizadores que utilizan los criterios MMSE y ZF para encontrar los coeficientes óptimos del filtro son de la forma IIR ya que los ecualizadores lineales son generalmente implementados como filtros FIR, estas aproximaciones FIR de los dos filtros IIR son necesarias en la práctica utilizando un criterio bien definido como el MMSE [ZDY-2002].

### 3.3 Ecualizador Wiener

La ecualización Wiener requiere en su implementación de la correlación cruzada de la entrada del canal y las señales de salida [VSV-2008]. La estimación que realiza un filtro Wiener de la señal de entrada del canal está dada por la ecuación 3.7 [VSV-2008]:

$$\hat{x} = \sum_{k=0}^{P-1} \hat{h}_k^{inv} y(m-k) \quad 3.7$$

Donde  $\hat{h}_k^{inv}$ , es una estimación del filtro wiener FIR de la respuesta al impulso del inverso del canal. El ecualizador Wiener con entrada  $y(m)$  y salida deseada  $x(m)$  da como estimación la ecuación 3.8:

$$\hat{h}^{inv} = R_{yy}^{-1} r_{xy} \quad 3.8$$

Donde;  $R_{yy}^{-1}$  es la matriz de autocorrelación de la señal de salida del canal y  $r_{xy}$  es el vector de correlación cruzada de las señales de entrada y salida del canal.

La derivación del ecualizador Wiener en el dominio de la frecuencia es la transformada de Fourier de la salida del ecualizador y está dada por la ecuación 3.9:

$$\hat{X}(f) = \hat{H}^{inv}(f)Y(f) \quad 3.9$$

Donde;  $Y(f)$  es la salida del canal y  $\hat{H}^{inv}(f)$  es la respuesta en frecuencia del ecualizador Wiener.

### 3.4 DFE (Decision Feedback Equalizer)

El DFE consiste de dos filtros, un filtro feedforward y uno feedback. La entrada de la sección feedforward es la secuencia de la señal recibida  $\{v_k\}$ . En este sentido el filtro feedforward es igual a un ecualizador transversal lineal. El filtro feedback tiene en su entrada la secuencia de símbolos provenientes del dispositivo de decisión y es utilizado para remover la ISI causada por la de la estimación de los símbolos detectados. La salida de este ecualizador puede expresarse con la ecuación 3.10 [PJG-2008]

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K_1}^0 C_j v_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} C_j \tilde{I}_{k-j} \quad 3.10$$

Donde:  $\hat{I}_k$  es una estimación del k-ésimo símbolo de información,  $\{C_j\}$  son los coeficientes de derivación del filtro y  $\{\tilde{I}_{k-1}, \dots, \tilde{I}_{k-K_2}\}$  son los símbolos detectados previamente. Suponiendo que el ecualizador tiene  $(k_1 + 1)$  derivaciones en su sección feedforward y  $K_2$  en la sección feedback, se observa que este ecualizador no es lineal ya que el filtro feedback contiene los símbolos detectados previamente  $\{\tilde{I}_k\}$ . En la figura 3.4 se observa un diagrama de bloques de la estructura de un DFE.

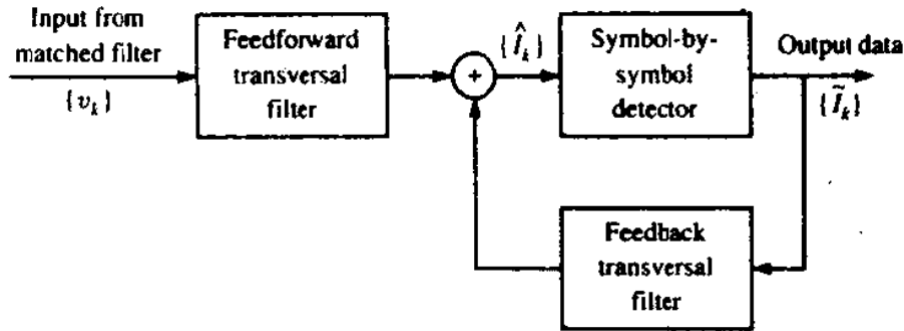


Figura 3. 4 Estructura de un DFE [PJG-2008]

Para realizar la optimización de los coeficientes de este ecualizador, se utilizan los criterios MSE y distorsión de pico, sin embargo el criterio MSE es más prevaeciente en la práctica.

Basado en la suposición de que son correctos los símbolos previamente detectados para el filtro feedback, la minimización del MSE lleva a un conjunto de ecuaciones lineales para los coeficientes del filtro feedforward mientras que los coeficientes del filtro feedback están dados en términos de los coeficientes de la primera sección. Los valores de los coeficientes del filtro feedback tienen como efecto la completa eliminación de la ISI a partir de las decisiones previas.

### 3.5 Ecualización con entrenamiento

Los sistemas de comunicación digital proveen de periodos de entrenamiento para el ecualizador, durante el cual se transmite una secuencia de entrenamiento de pseudoruido (PN), que también está disponible en el receptor. Una versión sincronizada de la secuencia PN es generada en el receptor, donde las señales de entrada y salida del canal son usadas para la identificación del canal a ecualizar. La desventaja por el uso de periodos de entrenamiento para la ecualización de canal, son el consumo de potencia, tiempo y ancho de banda [VSV-2008].

Los ecualizadores de canal tradicionales con frecuencia adoptan el criterio MMSE basado en conocer la secuencia de entrada del canal actual durante el periodo de entrenamiento. Cuando el ruido del canal  $w(t)$  toma una importancia secundaria, para lograr el inverso del canal y eliminar la ISI puede utilizarse el ecualizador de canal "Zero-Forcing", sin embargo cuando el ruido es significativo, los ecualizadores MMSE son más efectivos en la reducción de la probabilidad de error en la detección de símbolo. Ambos métodos requieren de la identificación de la respuesta en frecuencia del canal [ZDY-2001].

### 3.5.1 Ecuación utilizando el Algoritmo LMS

El Least Mean Square (LMS) es un algoritmo de adaptación utilizado para encontrar los coeficientes óptimos del filtro en la ecuación adaptativa, este algoritmo determina los nuevos valores de los coeficientes hasta encontrar los óptimos. Para lograrlo emplea el criterio MSE, dicho criterio indica que los coeficientes óptimos del ecualizador son determinados a partir de la solución de un conjunto de ecuaciones lineales, que se expresan en forma de matriz como la ecuación 3.11.

$$\Gamma C = \xi \quad 3.11$$

Donde,  $\Gamma$  es la matriz de covarianza de  $(2K + 1) \times (2K + 1)$  de las muestras de la señal  $\{v_k\}$ ,  $C$ , es el vector columna de los coeficientes del ecualizador  $(2K + 1)$  y  $\xi$  es el vector columna de los coeficientes del filtro del canal.

La solución de vector de coeficientes del ecualizador óptimo  $C_{opt}$ . puede ser determinado invirtiendo la matriz de covarianza  $\Gamma$ . Alternativamente, se puede utilizar un procedimiento iterativo que evita la inversión directa de la matriz para calcular  $C_{opt}$ . Probablemente el procedimiento iterativo más simple es el método de "steepest descent" en el que se comienza eligiendo el vector  $C$  como  $C_0$ . Esta elección inicial de coeficientes corresponde a algún punto de la superficie cuadrática MSE en el espacio  $(2K + 1) - dimensional$  de los coeficientes, en ese punto se calcula el vector gradiente  $\{G_k\}$  con el que se obtienen los coeficientes del vector  $C$ .

El vector  $C_k$  representa el conjunto de coeficientes en la  $k$ -ésima iteración, el error de la señal es  $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$  en la misma iteración.  $V_k$  es el vector de muestras de la señal recibida que compone la estimación  $\hat{I}_k$ .

El problema para determinar el peso de los coeficientes óptimos con el método de "steepest descent" es la falta de conocimiento del vector gradiente  $\{G_k\}$ , que depende de la matriz de covarianza  $\Gamma$  y el vector de correlación cruzada. A su vez, estas cantidades dependen de los coeficientes del modelo de canal de tiempo discreto equivalente y de la covarianza de la secuencia de información y del ruido aditivo, sin embargo estos datos pueden ser desconocidos en el receptor. Para superar este problema, es posible utilizar una estimación del vector gradiente, el algoritmo para adaptar los coeficientes de derivación puede expresarse como la ecuación 3.12.

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k - \Delta \hat{G}_k \quad 3.12$$

Donde;  $\hat{G}_k$  es una estimación del vector gradiente  $G_k$  y  $\hat{C}_k$  es una estimación del vector de coeficientes. Tomando  $G_k$  como se muestra en la ecuación 3.13.

$$G_k = -E(\varepsilon_k V_k^*) \quad 3.13$$

La estimación de  $G_k$  es  $\hat{G}_k = -\varepsilon_k V_k^*$ , llegando así al algoritmo LMS básico para la adaptación recursiva del valor de los coeficientes del ecualizador.  $\Delta$  es un número positivo elegido suficientemente pequeño para asegurar la convergencia del procedimiento iterativo. En la figura 3.5 se muestra el diagrama de

un ecualizador adaptativo lineal basado en el criterio MSE. La señal de entrada es el vector  $v_k$ , pasa a través del filtro con coeficientes  $C_k$  y dan como resultado a la salida del filtro la señal estimada  $\hat{I}_k$ .

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k + \Delta \varepsilon_k V_k^* \quad 3.14$$

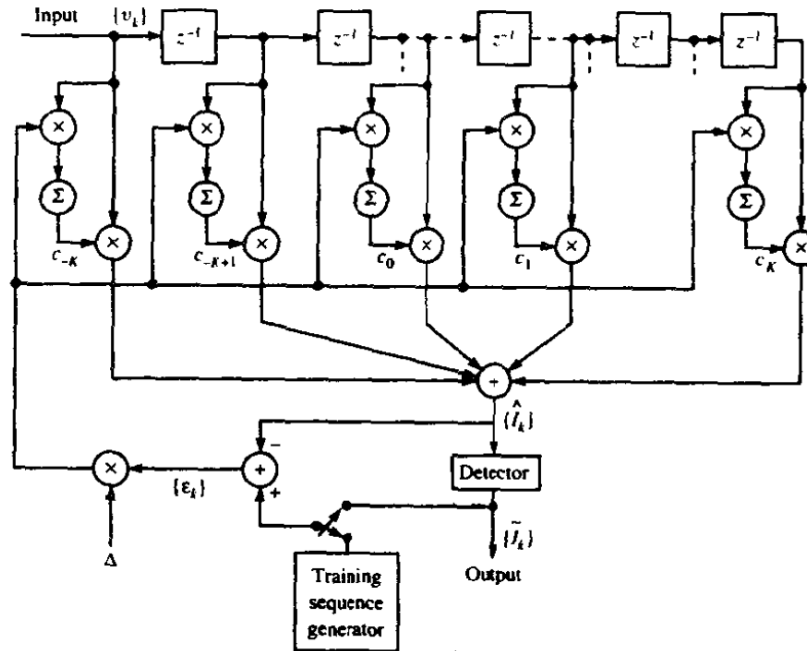


Figura 3. 5 Esquema de un ecualizador adaptativo lineal basado en el criterio MSE [PJG-2008]

### 3.6 Ecualización ciega

Ecualizador ciego es el nombre que reciben aquellos ecualizadores que no requieren de la transmisión de una secuencia de entrenamiento. En este tipo de ecualización, la secuencia de datos actual es desconocida por el receptor aunque este conoce sus propiedades probabilísticas sobre un alfabeto conocido [ZDY-2001].

La ecualización ciega tiene aplicaciones en los sistemas de comunicaciones en los que las señales digitales son transmitidas a través de un canal hacia el receptor e introducen distorsión a la señal transmitida. Algunas de las distorsiones más serias en los sistemas de comunicación digital son la distorsión de canal lineal, ocasionada por el ancho de banda limitado del canal, multitrayecto y desvanecimientos. La distorsión de canal lineal, es conocida como ISI.

La ecualización o deconvolución ciega, es el proceso de desenredar dos señales desconocidas que han sido convolucionadas, lo anterior es utilizado para restaurar señales que han sido distorsionadas durante la transmisión a través del canal de comunicación, esto es capaz de remover la interferencia entre símbolos. Sin embargo, en la práctica sólo es posible si se conocen algunos datos estadísticos de la señal de entrada del canal y del canal propiamente dicho. El éxito del método de ecualización ciega, depende de cuánto se conoce la información estadística de la entrada del canal y que tan útil es ese conocimiento en la identificación del canal y en el proceso de ecualización [VSV-2008].

Considerando la recuperación de una señal distorsionada durante la transmisión a través de un canal y observada en ruido aditivo, a este proceso de recuperación de una señal convolucionada con la respuesta al impulso de un canal de comunicación (puede ser variante en el tiempo y no lineal), es conocido deconvolución o ecualización.

La relación de la entrada y salida del canal puede ser expresada como la ecuación 3.15:

$$y(m) = h[x(m)] + n(m) \quad 3.15$$

Donde:

$x(m)$  = entrada del canal

$n(m)$  = ruido del canal

$y(m)$  = salida del canal observada

$h[.]$  = función de la distorsión del canal

Asumiendo que los efectos del canal pueden ser modelados utilizando un filtro transversal lineal, para modelar un filtro transversal lineal como canal, la ecuación 3.15 se convierte en 3.16:

$$y(m) = \sum_{k=0}^{p-1} h_k(m)x(m-k) + n(m) \quad 3.16$$

Donde:

$h_k(m)$  = coeficientes del filtro FIR lineal de orden  $P$  del modelo de canal

Para un modelo de canal invariante en el tiempo:  $h_k(m) = h_k$

En el dominio de la frecuencia la ecuación anterior queda como 3.17:

$$Y(f) = X(f)H(f) + N(f) \quad 3.17$$

Donde:

$Y(f)$  = espectro en frecuencia de la salida del canal

$X(f)$  = entrada del canal

$H(f)$  = respuesta del canal

$N(f)$  = ruido aditivo

Como se mencionó anteriormente, la ecualización ciega sólo es posible si se conocen y están disponibles algunos datos estadísticos. Ésta ecualización involucra dos estados; la identificación del canal y la deconvolución de la señal de la entrada y la respuesta del canal;

### 1. Identificación del canal (estimación de canal)

La forma general del estimador de canal puede ser expresado como la ecuación 3.18:

$$\hat{h} = \psi(y, \mu_x, \mu_h) \quad 3.18$$

Donde  $\psi$  es el estimador de canal, el vector  $\hat{h}$  es una estimación de la respuesta del canal,  $y$  es la salida del canal y  $(\mu_x \text{ y } \mu_h)$  son modelos estadísticos de la entrada del canal y respuesta del canal respectivamente.

Los métodos de identificación del canal, dependen del uso del conocimiento de las características de la señal de entrada y del canal como:

1. La distribución de la señal de entrada del canal; por ejemplo en el ecualizador de canal de decisión dirigida, el conocimiento de que la entrada es una señal binaria, es utilizado en la herramienta de decisión binaria para estimar la entrada del canal y dirigir el proceso de adaptación del ecualizador.
2. La duración relativa de la entrada del canal y de la respuesta al impulso del canal; la duración de la respuesta al impulso del canal es usualmente de un orden de magnitud menor que el de la entrada del canal. Esto se utiliza para estimar un canal estacionario.
3. Las características de la señal de entrada estacionaria o variante en el tiempo.

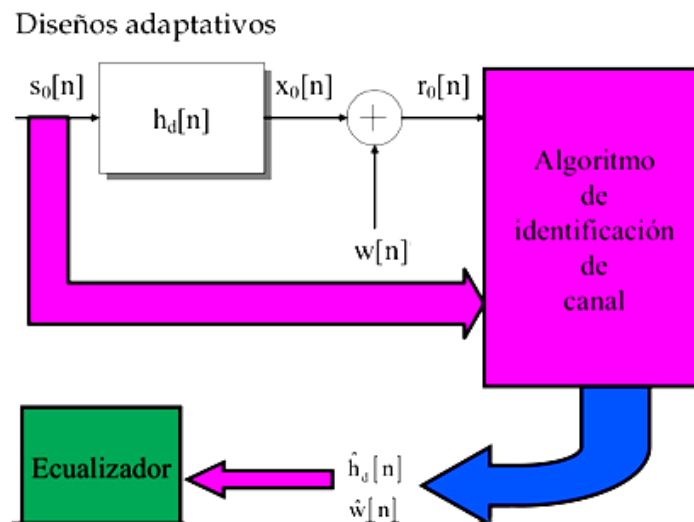


Figura 3. 6 Diseño adaptativo para la Ecualización de canal [BDJ-2013]

## 2. Ecualización de canal

Suponiendo que el canal es invertible, la señal de entrada del canal  $x(m)$  puede ser recuperada usando un filtro de canal inverso como la ecuación 3.19:

$$\hat{x}(m) = \sum_{k=0}^{P-1} \hat{h}_k^{inv} y(m - k) \quad 3.19$$

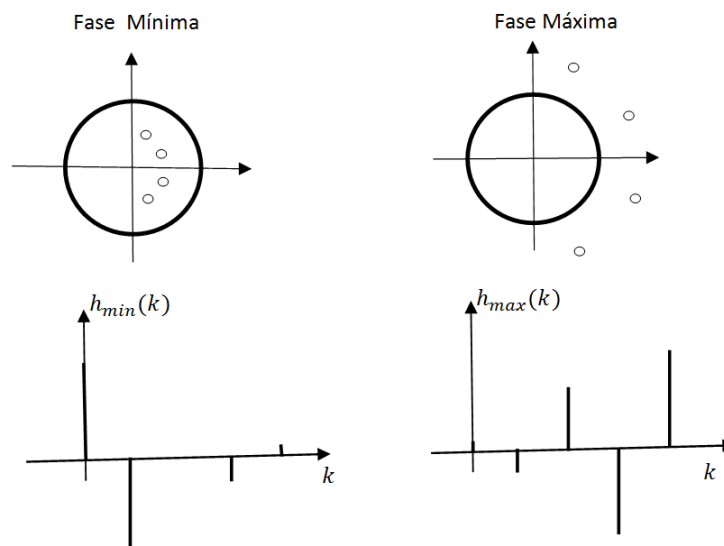
En el dominio de la frecuencia, la ecuación se convierte en la ecuación 3.20:

$$\hat{X}(f) = \hat{H}^{inv}(f)Y(f) \quad 3.20$$

En la práctica, la perfecta recuperación de la señal de entrada del canal podría no ser posible debido a que el canal no es invertible o a que la salida es observada en ruido, un canal no es invertible si:

- a) La función de transferencia del canal es de fase máxima: la función de transferencia de un canal de fase máxima tiene ceros fuera del círculo unitario, por esta razón el canal inverso tiene polos inestables.
- b) La función de transferencia del canal marca varias entradas a la misma salida: en esas situaciones no existe una ecuación estable para el canal inverso por lo que en lugar de eso, se utiliza un método de deconvolucion iterativo.

Para la estabilidad, todos los polos de la función de transferencia del canal deben estar dentro del círculo unitario. Si todos los ceros de la función de transferencia también están dentro del círculo unitario, se dice que el canal es de fase mínima. Si alguno ceros están fuera del círculo unitario, se dice que el canal es de fase máxima [VSV-2008]. El inverso de un canal de fase mínima tiene todos sus polos dentro del círculo unitario y por lo tanto es estable, mientras que el inverso de un canal de fase máxima tiene algunos de sus polos fuera del círculo unitario lo que lo hace inestable. En la figura 3.7, se muestra el diagrama de ceros y respuesta al impulso de filtros FIR de fase mínima y máxima de orden cuatro. A continuación se explican de manera general algunos tipos de ecualización ciega.



**Figura 3. 7 Diagrama de ceros y respuesta al impulso de filtros FIR de fase mínima y máxima de cuarto orden [VSV-2008]**

### 3.6.1 Ecualización basada en modelos de predicción lineal

La teoría de predicción lineal está basada en dos suposiciones básicas; que el canal es de fase mínima y que la entrada del canal es una señal aleatoria. El análisis de predicción lineal estándar puede ser visto



como un método de deconvolución ciega, debido a que la respuesta del canal y la entrada del canal son desconocidas y la única información es la salida del canal y la suposición de que la entrada del canal es aleatoria. Se consideran modelos de predicción lineal para el canal y la señal de entrada [VSV-2008].

### 3.6.2 Deconvolucion y ecualización ciega Bayesiana

Se considera un método de ecualización bayesiana considerando un caso en el que la entrada del canal es modelada por un conjunto de modelos ocultos de Markov. La estimación bayesiana es obtenida por la minimización de la función de riesgo de la estimación de canal, para la solución existen varias opciones que dependen de la función de costo y del conocimiento previo [VSV-2008].

Se asume que la distorsión de canal convolucional es transformada en una distorsión aditiva a través de la transformación de la salida del canal en variables logaritmo espectral o cepstral.

### 3.6.3 Ecualización de canal basada en los modelos ocultos de Markov

Deconvolución ciega en aplicaciones donde los datos estadísticos de la entrada del canal son modelados por un conjunto de modelos ocultos de Markov. Un modelo oculto de Markov (HMM) es un modelo bayesiano de estado finito. Un HMM de N estados puede ser usado para modelar un proceso no estacionario [VSV-2008].

#### **Implementación de la deconvolución basada en HMM**

Los tres métodos de implementación para la ecualización de canal basada en HMM son;

#### **Método I: Uso de promedios estadísticos tomando todos los HMM**

Un acercamiento a la ecualización ciega, es utilizar como estadísticos de entrada de canal el promedio de vectores de media y matices de covarianza, tomando todos los estados de todos los modelos ocultos de Markov (HMM) [VSV-2008].

#### **Método II: Ecualización HMM con entrada hipotética**

En este método, por cada HMM candidato en el vocabulario de entrada, una estimación de canal es obtenida y después usada para ecualizar la salida del canal, antes de calcular una puntuación de probabilidad para el HMM. Por lo tanto una estimación de canal  $\hat{h}_w$  es basada en la hipótesis de que la palabra de entrada es  $w$ . Si el HMM tiene una hipótesis correcta, se espera una buena estimación de canal mientras que para una mala hipótesis, la estimación de canal es mala [VSV-2008].

El algoritmo HMM consiste en realizar los pasos que se mencionan a continuación:

- Paso 1.- Utilizando cada HMM,  $\mu_i$  hacer una estimación del canal  $\hat{h}_i$
- Paso 2.- Utilizando la estimación de canal,  $\hat{h}_i$ , estimar la entrada del canal  $\hat{x}(m) = y(m) - \hat{h}_i$
- Paso 3.- Calcular una puntuación de probabilidad por modelo  $\mu_i$  dada la estimación  $[\hat{x}(m)]$

### Método III: Ecuación de Decisión-Dirigida

Los ecualizadores ciegos adaptativos son, con frecuencia, compuestos por dos secciones distintas; un ecualizador lineal adaptativo seguido por un estimador no lineal para mejorar la salida del ecualizador. La salida del estimador no lineal es la estimación final de la entrada del canal y es utilizada como la señal deseada para dirigir la adaptación del ecualizador [VSV-2008].

El uso de la salida de un estimador no lineal, como la señal deseada, supone que el filtro de ecualización lineal elimina gran parte de la distorsión del canal, permitiendo así al estimador no lineal producir una estimación exacta de la entrada del canal.

Un método para asegurar que el ecualizador bloquea y cancela la mayor parte de la distorsión del canal, es utilizar un inicializador, un periodo de entrenamiento del ecualizador, durante el cual una señal conocida es transmitida.

### 3.7 Diseño del ecualizador de canal

Hasta este momento se ha explicado que existen distintos tipos de ecualizadores, entre ellos están; los fijos y los adaptativos, los que utilizan secuencias de entrenamiento, los denominados ciegos y aquellos que incluyen filtros de realimentación. Esta sección se enfoca en explicar cuáles son los criterios que se utilizan para el diseño de los ecualizadores.

El ecualizador puede tener dos criterios de diseño: En el primero se busca un  $w[m]$  tal que  $q[m] = x[m] * w[m] = \delta[m]$ . Lo anterior significa que se busca que los coeficientes tal que al realizar la convolución entre la señal recibida y los coeficientes el resultado sea la respuesta al impulso. En el segundo se diseña un  $w[m]$  tal que  $E[|a[m] - \hat{a}[m]|^2]$  sea mínimo, en este diseño se busca que los coeficientes del filtro se obtengan mediante la minimización del error cuadrático medio [JAR-2007].

El primer diseño del ecualizador  $w[m]$  es el de mínima distorsión de pico o ZF (Zero-Forcing), este diseño se observa en la figura 3.8. Donde  $a[m]$  es la señal transmitida,  $x[m]$  es la señal de entrada del filtro que contiene los coeficientes  $w[m]$ , la salida del filtro corresponde a la estimación de canal  $\hat{a}[m]$  y se obtiene como producto  $q[m]$  mas  $v''[m]$ , donde  $v[m]$  es el ruido en la señal.

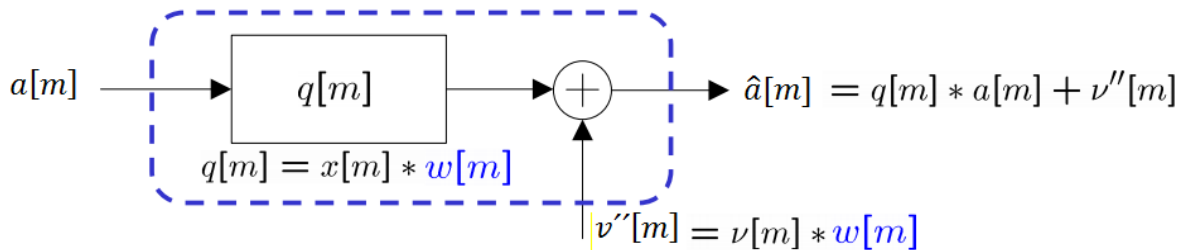


Figura 3. 8 Diseño del ecualizador ZF [JAR-2007]

En el diseño anterior se considera que:

$$X(\Omega) = TFTD\{x[m]\}$$

$$W(\Omega) = TFTD\{w[m]\}$$

$$q[m] = x[m] * w[m] \Leftrightarrow Q(\Omega) = X(\Omega)W(\Omega)$$

Ya que el objetivo del diseño es:  $q[m] = \delta[m] \Leftrightarrow Q(\Omega) = 1 \Rightarrow W(\Omega) = \frac{1}{X(\Omega)}$

Por lo anterior, los coeficientes del filtro ecualizador se obtendrían como: [JAR-2007]

$$w[m] = TFTD^{-1}\{W(\Omega)\} = TFTD^{-1}\left\{\frac{1}{X(\Omega)}\right\}$$

El número de coeficientes del filtro  $w[m]$  sólo será una secuencia finita si  $x[m]$  es de tipo FIR. Si esto ocurre, otra forma de diseñar el filtro es la siguiente:

$$x[m] \equiv x_m = 0, \quad m > L_2, \quad m < -L_1 \quad \{x_m\}_m = -L_1, \dots, L_2$$

Se elige un filtro

$$w[m] \equiv w_m \text{ de } L + 1 \text{ coeficientes} \quad \{w_m\}_m = -L_1, \dots, L_2$$

La respuesta al impulso del sistema equivalente está dada por: [JAR-2007]

$$q_m = \sum_{k=-L_1}^{L_2} w_k x_{m-k}$$

$L + 1 = L_1 + L_2 + 1$  son los valores de  $m$  (son los coeficientes  $w_m$  del filtro ecualizador, se obtiene un sistema de  $L + 1$  ecuaciones

$$\underbrace{\begin{bmatrix} q_{-L_1} \\ q_{-L_1+1} \\ \vdots \\ q_0 \\ \vdots \\ q_{L_2} \end{bmatrix}}_q = \underbrace{\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-L_1} & \cdots & x_{-L_1-L_2} \\ x_1 & x_0 & \cdots & x_{-L_1+1} & \cdots & x_{-L_1-L_2+1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{L_1} & & & & & x_{L_1-L_2} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ x_{L_1+L_2} & x_{L_1+L_2-1} & \cdots & x_{L_2} & \cdots & x_0 \end{bmatrix}}_X \underbrace{\begin{bmatrix} w_{-L_1} \\ w_{-L_1+1} \\ \vdots \\ w_0 \\ \vdots \\ w_{L_2} \end{bmatrix}}_w$$

Ya que se busca que:  $q[m] = \delta[m]$  [JAR-2007]. El ecualizador se llama Zero-Forcing porque impone que la ISI sea cero:  $q[m] = \delta[m]$ . También se llama de mínima distorsión de pico porque impone que dicha distorsión sea mínima.

Esta solución evita la ISI por completo sin embargo no toma en cuenta el ruido, además para sistemas  $x[m]$  de tipo IIR se necesita un ecualizador IIR mismo que no tienen un número de coeficientes finito  $w[m]$ . Cuando se requieren ese tipo de ecualizadores, en la práctica sólo se puede hacer una aproximación FIR. [JAR-2007]

El segundo diseño de ecualizador,  $w[m]$  de mínimo error cuadrático medio (MMSE= Minimum Mean Square Error), sí considera el ruido y lo que busca es minimizar el error entre la salida del filtro del ecualizador y la entrada al sistema ya que el ruido en el sistema es aleatorio, la minimización se realiza de la media del error  $E[|a[m] - \hat{a}[m]|^2]$ . Matemáticamente se busca minimizar la siguiente función que depende de los coeficientes del filtro ecualizador, ya que la salida total depende de cómo se haya escogido los  $w_m \equiv w[m]$ . [JAR-2007]

$$J = MSE \equiv J(\dots, w_{-1}, w_0, w_1, \dots) = E[(a_m - \hat{a}_m)^2] = E[a_m^2] + E[\hat{a}_m^2] + 2E[a_m \hat{a}_m]$$

Ya que  $E[\hat{a}_m^2] + 2E[a_m \hat{a}_m]$  dependen del valor de  $w_m$ , el mínimo se encontrará derivando la función  $J$  con respecto de los coeficientes e igualándola a cero [JAR-2007].

$$\frac{\partial J}{\partial w_n} = 0, \quad n = \dots, -1, 0, 1, \dots$$

Después del cálculo de  $J$  y sus derivadas, ese obtiene que los coeficientes óptimos  $w_m$ , son los que verifican la siguiente relación para cualquier  $m$ , ecuación 3.21.

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} w_p R_z[m-p] = R_{az}[m] \quad \text{para toda } m \quad 3.21$$

Las funciones  $R$  y  $S$  sólo dependen de los estadísticos de la secuencia aleatoria original  $a[m]$ , del ruido y del sistema equivalente  $x[m]$ :

$$R_z[m] = E[z_{n+m} z_n] \Leftrightarrow S_z(\Omega)$$

$$R_{az}[m] = E[a_{n+m} z_n] \Leftrightarrow S_{az}(\Omega)$$

Expresando la ecuación 3.21 en el dominio de la frecuencia queda como:  $W(\Omega)S_z(\Omega) = S_{az}(\Omega)$

Y los coeficientes del ecualizador se calcularían con:

$$w[m] = TFTD^{-1}\{W(\Omega)\} = TFTD^{-1}\left\{\frac{S_{az}(\Omega)}{S_z(\Omega)}\right\} \quad \text{filtro Wiener}$$

La solución anterior es para un caso general en una secuencia infinita de coeficientes  $w_m$ . Si se tiene un ecualizador FIR de  $L + 1$  coeficientes  $w_m$ , se puede utilizar el mismo procedimiento que para el ecualizador ZF y obtener  $L + 1 = L_1 + L_2 + 1$  ecuaciones [JAR-2007].

$$\underbrace{\begin{bmatrix} R_{az,-L_1} \\ R_{az,-L_1+1} \\ \vdots \\ R_{az,0} \\ \vdots \\ R_{az,L_2} \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} R_{z,0} & R_{z,-1} & \cdots & R_{z,-L_1} & \cdots & R_{z,-L_1-L_2} \\ R_{z,1} & R_{z,0} & \cdots & R_{z,-L_1+1} & \cdots & R_{z,-L_1-L_2+1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ R_{z,L_1} & & & & & R_{z,L_1-L_2} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ R_{z,L_1+L_2} & R_{z,L_1+L_2-1} & \cdots & R_{z,L_2} & \cdots & R_{z,0} \end{bmatrix}}_R \underbrace{\begin{bmatrix} w_{-L_1} \\ w_{-L_1+1} \\ \vdots \\ w_0 \\ \vdots \\ w_{L_2} \end{bmatrix}}_w$$

$$r = R w \Leftrightarrow w = R^{-1} r$$

*Ec. de Wiener*

Si no se conocen los estadísticos de la fuente y el ruido, las correlaciones para calcular los coeficientes del ecualizador se podrían hacer mandando una secuencia  $a[m]$  de prueba conocida y calcular en el receptor las estimaciones [JAR-2007].

El objetivo de este filtro es minimizar el error cuadrático medio entre el símbolo estimado y el transmitido cuando hay ISI y AWGN. No hace falta conocer los estadísticos de fuente, ruido y el canal, ya que se pueden utilizar secuencias de entrenamiento para calcular las estimaciones de las correlaciones y con ellos los coeficientes del filtro. Esta idea, da lugar a los ecualizadores adaptativos, en la figura 3.9 se muestra un receptor con un ecualizador adaptativo [JAR-2007]. En el diagrama primero se observa el bloque correspondiente al filtro del receptor para después encontrar el ecualizador de canal que tiene como entrada la señal  $z[m]$  y a la salida la señal estimada es  $\hat{a}[m]$ . La salida del filtro  $\hat{a}[m]$  junto con la salida del decisor de símbolos  $\tilde{a}[m]$ , son utilizadas para la actualización de los coeficientes del filtro ecualizador.

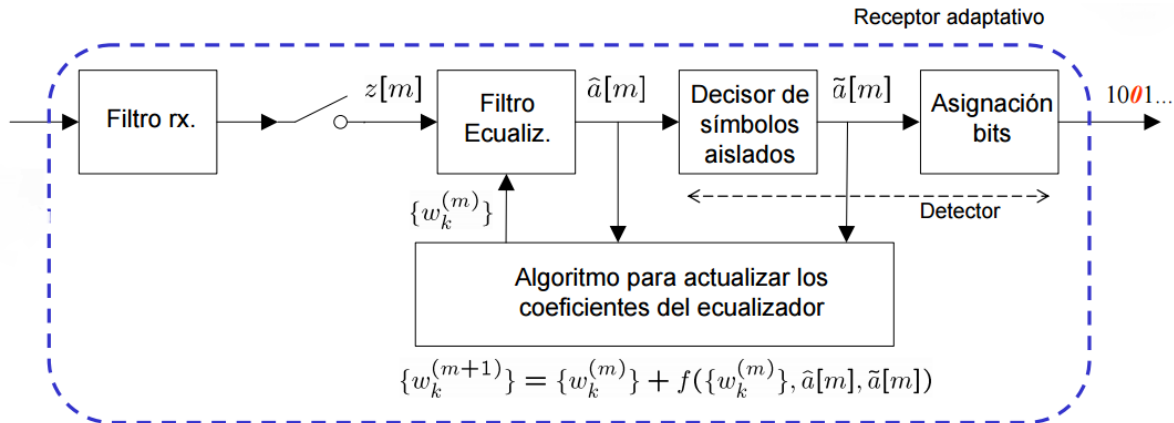


Figura 3. 9 Receptor con Ecualizador Adaptativo [JAR-2007]

Los coeficientes del filtro ecualizador se pueden actualizar cada periodo de símbolo, teniendo en cuenta las señales recibidas y previamente estimadas. Son capaces de hacer frente a cambios en las condiciones del canal, se puede adaptar a sus variaciones y a cambios estadísticos de la fuente [JAR-2007].

El DFE es un ecualizador que puede realizarse de forma adaptativa. Se basa en las decisiones previas para corregir el error en la estimación del filtro ecualizador y evitarlo en las siguientes muestras, los coeficientes del filtro feedforward y feedback pueden ir variando adaptativamente de acuerdo a las señales recibidas, en la figura 3.10 se muestra la estructura de un filtro DFE adaptativo [JAR-2007]. En el diagrama se observa que la señal de entrada del ecualizador es  $z[m]$ , su salida es  $\hat{a}[m]$ . La estructura de este ecualizador cambia en que este diseño contiene dos filtros en lugar de uno, el segundo filtro es un feedback y tiene como entrada la señal que sale del decisor de símbolos  $\tilde{a}[m]$  y ambos filtros tienen coeficientes adaptativos.

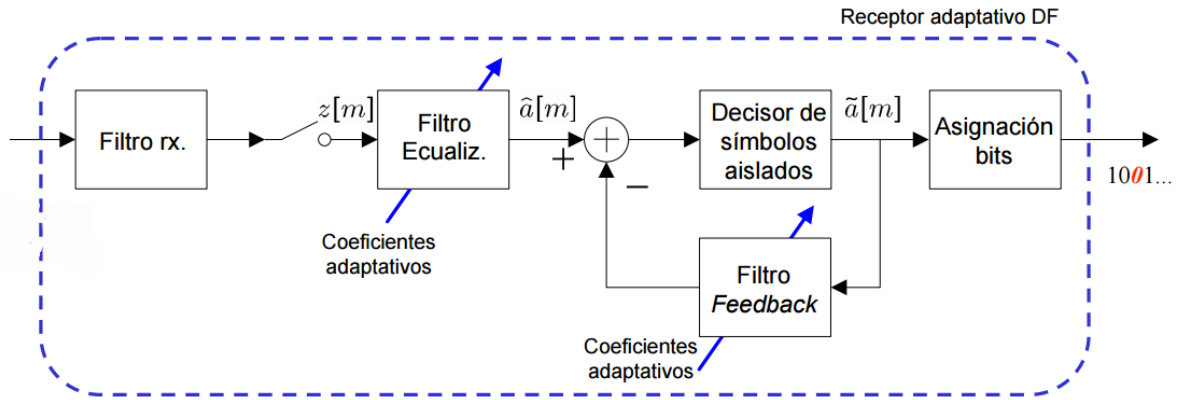


Figura 3. 10 DFE adaptativo [JAR-2007]

## Capítulo 4: Modificaciones a los métodos de ecualización.

En este capítulo se presentan algunas modificaciones que se han realizado a los ecualizadores de canal con el fin de mejorar su desempeño y con ello, el desempeño de los receptores de ATSC. A continuación se describirán de manera general algunas de las modificaciones a los métodos de ecualización que se encuentran en la literatura.

### 4.1 Ecualización Multi- Modo

La descripción de los métodos de ecualización se comienza con el artículo [NEM-2006] en el que se propone un ecualizador que consiste en cambiar entre varios modos de adaptación para los coeficientes de los filtros dependiendo del estado de convergencia del ecualizador. La contribución del artículo "*Effective multi-mode equalization for ATSC receivers*", es el criterio para cambiar entre adaptación "ciega" y "decisión-dirigida", mismo que se basa en estadísticos de cuarto orden (a estos estadísticos se les conoce como: Kurtosis) del error del slicer, este error se refiere al error entre los símbolos recibidos y los símbolos que resultaron de la estimación.

La naturaleza del canal de TV terrestre causa mucho multitrayecto de la señal en el receptor y lleva a dos tipos de interferencia entre símbolo:

- Post-cursor ISI: la caída de un símbolo anterior, causa que se interfiera con el actual.
- Pre-cursor ISI: la parte ascendente del símbolo posterior al que se tiene a la entrada del sistema, causa que dicho símbolo se interfiera con el actual.

Por esa razón, se acostumbra considerar que un ecualizador tenga un filtro Feedforward (FFF) y un Feedback (FBF). El primero iguala el pre-cursor ISI y el segundo el post-cursor ISI, la estructura mencionada se muestra en la figura 4.1, en la parte izquierda se tiene el comportamiento de los símbolos en la transmisión ya que se observa la interferencia entre ellos por el fenómeno de ensanchamiento de los símbolos durante la transmisión, del lado derecho se tiene el diagrama de bloques del ecualizador propuesto, mismo que consiste en un filtro FF y un FB, ambos con coeficientes variables.

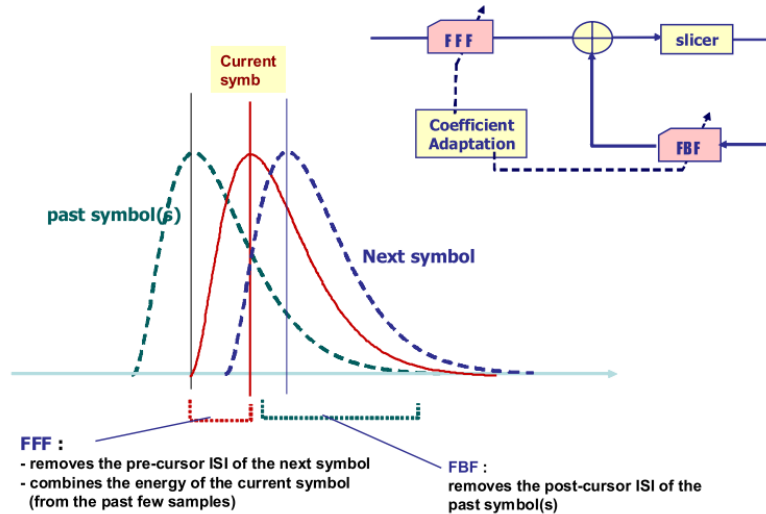


Figura 4. 1 Pre y Post Eco y Estructura de equalizador [NEM-2006].

Un desafío que se tuvo para cubrir el peor caso del conjunto de especificaciones de las pruebas de la Gran Alianza, grupo de estudio de ATSC, fue utilizar un equalizador con longitud de aproximadamente 400 coeficientes. Los desafíos en utilizar ese equalizador para 8 VSB son:

- Gran tiempo de convergencia para adaptar correctamente los dos filtros.
- Los efectos de error de propagación; Debido a una mala decisión del slicer, serán retroalimentados en el FBF, causando inestabilidad y lenta convergencia.
- El alto nivel de ruido AWGN hace a veces a la adaptación de decisión dirigida (DD) no utilizable.

Considerando los retos anteriores, se han propuesto en la literatura algunos esquemas de equalización:

- **Adaptación solo-ciega:** Este tipo de adaptación garantiza la convergencia pero no es susceptible a altos niveles de ruido, el cual hace que la decisión del slicer no sea fiable. La adaptación ciega tiene eficacia limitada, ya que tiene un error residual con lo que no se puede lograr un buen valor de SNR como con la adaptación de decisión dirigida.
- **Stop and Go (SAG):** Es un esquema de adaptación que consiste en adaptar el equalizador solo durante condiciones seguras (de confianza) y mantener la adaptación el resto del tiempo, es decir no actualizar los coeficientes en condiciones de mucho ruido, como ambientes de radiodifusión, por lo anterior este método tiene eficacia limitada.
- **Adaptación doble-modo:** Esos esquemas son los más efectivos y consisten en cambiar dinámicamente entre adaptación ciega y decisión dirigida (DD). La adaptación ciega es usada como un "inicio frío" para abrir el ojo de la constelación y una vez que se tiene un estado de semi-convergencia, el equalizador cambia a una decisión dirigida para minimizar el error MMSE, el cual resulta en la mejor constelación realizable. El reto en estos esquemas es tener una



forma confiable y robusta para cambiar entre ambos modos ya que si el cambio no se realiza en el momento indicado, puede ocasionar inestabilidad o falla en la convergencia.

En el artículo [NEM-2006] se propuso un esquema para cambiar entre un algoritmo ciego y uno de decisión dirigida basado en el hecho de que el error de distribución del slicer es significativamente diferente entre el estado de no convergencia y el estado cercano a la convergencia. Como resultado, los estadísticos de cuarto orden de ese error son usados para discriminar la forma de la distribución y determinar el modo correcto.

En el Esquema de ecualización propuesto en el presente artículo [NEM-2006], se realiza una generalización de un método de adaptación de doble modo. El control de cambio del ecualizador para los modos de adaptación para los coeficientes de los filtros puede ser visto como una máquina de estados con transición dinámica entre tres estados. La estructura del ecualizador multi-modo se muestra en la figura 4.2. En la figura se observan los tres modos de adaptación propuestos: Ciega, decisión dirigida y con entrenamiento, también se observan los filtros FF y FB, ambos filtros tienen coeficientes variables por lo que también se observa la secuencia de sincronía disponible en el receptor y finalmente a la salida de los filtros se tiene el slicer.

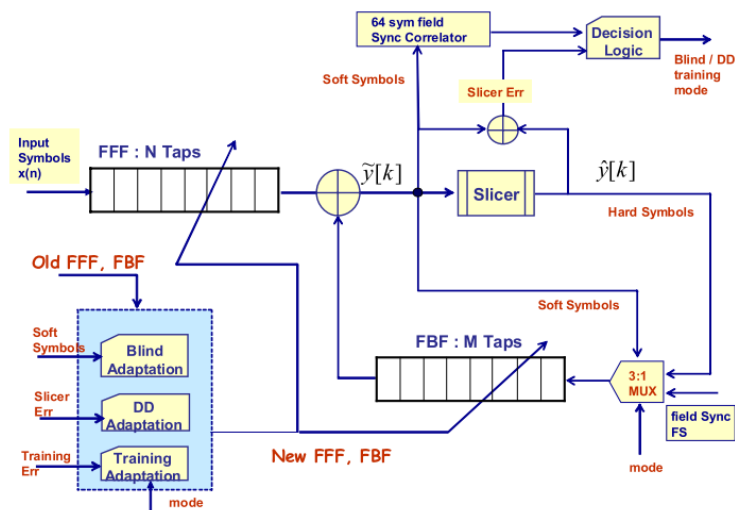


Figura 4. 2 Estructura de Ecualizador Multi-Modo [NEM-2006]

1. **Estado de adaptación ciego:** Usado para un “inicio frio”, cuando el ecualizador no se encuentra en un estado de convergencia. Los coeficientes son actualizados basados en un error ciego que no requiere una estimación del símbolo transmitido.
2. **Estado de decisión dirigida:** Usado cuando el ecualizador tiene un estado cercano a la convergencia. Este modo permite minimizar al error y conducir así a una maximización del SNR. La adaptación se realiza basada en el error de la herramienta de decisión (slicer).

3. **Estado de entrenamiento:** Cuando una secuencia de sincronía de campo conocida previamente es enviada del transmisor y detectada en el receptor, el ecualizador cambia a este estado y deriva el error de los símbolos de entrenamiento.

El control lógico incluye un estado de inicialización, el cual ocurre cuando se pone en marcha e implica comenzar el ecualizador con un conjunto de coeficientes dados, éste puede ser un conjunto de impulsos.

Cambiar entre la adaptación de decisión dirigida y ciega es crítico, además debe realizarse de manera dinámica.

- Dado un ambiente con severos problemas de eco y alto nivel de ruido, la adaptación ciega es necesaria para “abrir el diagrama ojo”.
- Una vez en un estado de decisión dirigida, el ecualizador debe tener la capacidad de regresar a un estado de decisión ciega si el canal cambia abruptamente, si no es así, el ecualizador podría no llegar a un estado de convergencia o ser inestable.

Se han propuesto varios esquemas como criterios de decisión para cambiar entre una adaptación ciega y una de decisión dirigida.

- **El valor de error del slicer:** esta métrica no es confiable en ambientes de mucho ruido, debido a que el valor de error es demasiado alto. Incluso en un estado de convergencia total.
- **El valor de error ciego:** los errores ciegos, son errores estadísticos en los que el promedio es igual a cero cuando están en un modo de convergencia.
- **El valor del símbolo “blando” del ecualizador:** este esquema se basa en el razonamiento de que los valores que están alejados de los puntos de la constelación son usualmente incorrectos e indicación de no convergencia.

El esquema propuesto está basado en la observación de que la distribución estadística del error del slicer es una manera efectiva para distinguir entre un estado de convergencia y no convergencia.

La distribución del error del slicer tiene una forma Gaussiana, evita una forma perfecta, pero es distinta del caso de no convergencia. Con ruido presente o no, si no está en estado de convergencia, no presenta una forma Gaussiana y uniforme. El error del slicer por sí mismo no puede ser una métrica fiable, ya que el nivel de ruido de entrada hace que este error sea muy grande, ya sea que el ecualizador haya convergido o no. En la Figura 4.3 se muestra la función de densidad de probabilidad cuando el ecualizador ha convergido, con y sin ruido.

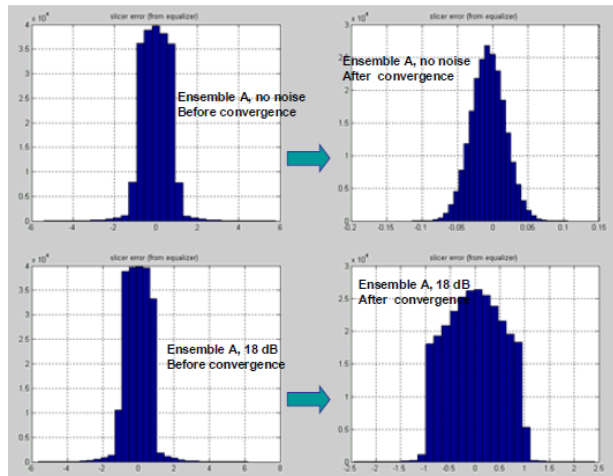


Figura 4. 3 PDF del error del Slicer, antes y después de la convergencia, con y sin ruido [NEM-2006]

Por lo tanto, la detección de la convergencia se puede lograr a través de una métrica que caracteriza la forma de la distribución del error. Para ello, se consideran las estadísticas del cuarto orden del error del slicer (Slicer Error, SE), considerando que la Curtosis de un proceso Gaussiano es cero y que para el caso de un proceso no correlacionado la Curtosis de una suma, es la suma de las Curtosis.

El valor de la Curtosis del error del slicer está cerca de cero una vez que el ecualizador comienza a converger, por otro lado es distinto de cero cuando el ecualizador no ha convergido. Lo anterior ocurre con o sin presencia de ruido, ya que el valor de la Curtosis del ruido Gaussiano es cero. En la ecuación 4.1 se muestra el valor de la curtosis del error del slicer.

$$K[SE] = E[SE^4] - 3(E[SE^2])^2 \quad 4.1$$

Donde:  $K[*]$ , es la curtosis y  $[SE]$  es el error del dispositivo de decisión (Slicer).

La Curtosis de un proceso Gaussiano es cero, ecuación 4.2

$$K[SE_{\text{ruido}}] = 0 \quad 4.2$$

Para el caso de un proceso no correlacionado, la Curtosis de una suma, es la suma de las Curtosis. En la ecuación 4.3 se muestra el valor de la curtosis del error del slicer, estos valores consideran el ruido de la señal y las reflexiones que haya sufrido la misma, durante la propagación.

$$K[SE_{\text{reflexiones+ruido}}] = K[SE_{\text{reflexiones}}] + K[SE_{\text{ruido}}]$$

$$= K[SE_{reflexiones}] + 0 \quad 4.3$$

Considerando valores de la Curtosis, el cambio entre los modos DD y adaptación ciega, pueden ser hechos basados en dicho valor.

**Conclusiones del artículo [NEM-2006]:** Se presentó un nuevo esquema de ecualización multi-modo para un receptor ATSC. El ecualizador propuesto puede cambiar entre varios modos de adaptación para asegurar la estabilidad y la SNR en todas las condiciones del canal. El criterio clave para conmutar entre la adaptación ciega y la de decisión dirigida, se basa en la Curtosis del error del slicer y permite la conmutación dinámica y efectiva cuando las condiciones del canal cambian abruptamente [NEM-2006].

## 4.2 Ecualizador Disperso adaptativo

En el artículo [NIH-2005], se propone un algoritmo de ecualización para garantizar un rendimiento estable en canales con desvanecimiento rápido para los sistemas de televisión digital (DTV) ATSC. El algoritmo de ecualización propuesto es robusto a los trayectos múltiples con largos perfiles de retardo, así como al desvanecimiento rápido utilizando la estimación de canal y una inicialización del ecualizador.

Para eliminar ecos con gran retardo, el ecualizador debe tener muchos coeficientes, sin embargo, un ecualizador con muchos coeficientes provoca la degradación del rendimiento en canales con desvanecimiento rápido debido a que el tamaño de paso o tiempo de actualización generalmente se establece pequeño lo que provoca una convergencia lenta, además, los coeficientes de filtro con peso pequeño generan ruido adicional al AWGN en lugar de eliminar multitrayectos.

Se propone un ecualizador adaptativo de tipo disperso, en el que la estimación de canal se realiza para acortar el tiempo de convergencia inicial, el canal estimado se utiliza para la inicialización del ecualizador. Se aplica una técnica de umbral al canal estimado para seleccionar solamente los coeficientes que tengan pesos efectivos. El ecualizador sólo utiliza los coeficientes activos para rastrear el desvanecimiento rápido y reducir el efecto del ruido AWGN.

La estructura básica del ecualizador es un ecualizador de realimentación de decisión (Decision Feedback Equalizer - DFE), mismo que se muestra en la figura 4.4, contiene dos filtros FIR uno de alimentación hacia adelante con N coeficientes y otro de realimentación con N coeficientes.

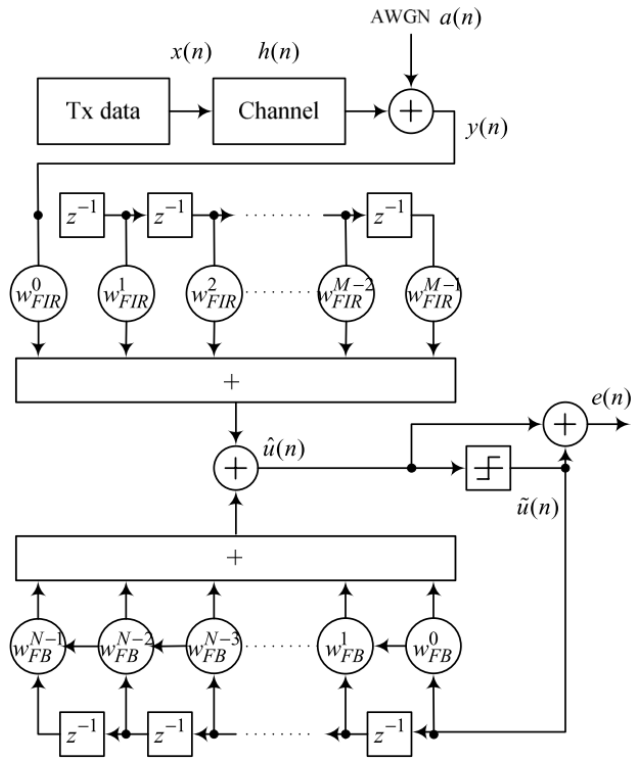


Figura 4. 4 Diagrama de Bloques del DFE [NIH-2005]

En la ecuación 4.4,  $x(n)$  es la señal transmitida en el tiempo  $n$ .

$$x(n) = \sum_{k=0}^{\infty} d_k \delta(n - k) \quad 4.4$$

Donde;  $d_k$  y  $\delta(\cdot)$  representan el símbolo transmitido y la función Delta de Kronecker, mientras que  $x(n)$  representa la señal transmitida. Por otro lado,  $y(n)$  es la señal que se recibe se expresa en la ecuación 4.5

$$y(n) = x(n) * h(n) + a(n) \quad 4.5$$

Donde;  $h(n)$  representa la respuesta al impulso del canal y  $a(n)$  el ruido AWGN. El ecualizador considerado opera básicamente como:

$$\hat{u}(n) = \sum_{k=-N_{FIR}}^0 w_{FIR}^k(n)y(n-k) - \sum_{k=1}^{N_{FB}} w_{FB}^k(n)\tilde{u}(n-k) \quad 4.6$$

Donde;  $\hat{u}(n)$  es la salida del ecualizador y  $\tilde{u}(n)$  es el símbolo decidido de  $\hat{u}(n)$ .  $w_{FIR}^k(n)$  Y  $w_{FB}^k(n)$  son los K-esimos pesos de los coeficientes para los filtros de alimentación y realimentación. Estos filtros tienen  $N_{FIR}$  y  $N_{FB}$  coeficientes respectivamente. Además, el filtro DFE puede ser actualizado con el algoritmo LMS (Least Mean Square), como;

$$W_{FIR}(n+1) = W_{FIR}(n) - \mu_{FIR}y(n-k)e(n) \quad 4.7$$

$$W_{FB}(n+1) = W_{FB}(n) - \mu_{FB}\tilde{u}(n-k)e(n) \quad 4.8$$

$$e(n) = \hat{u}(n) - \tilde{u}(n)$$

Donde;  $W_{FIR}(n) = [w_{FIR}^0, w_{FIR}^1, \dots, w_{FIR}^{N_{FIR}-1}]$  y  $W_{FB}(n) = [w_{FB}^0, w_{FB}^1, \dots, w_{FB}^{N_{FB}-1}]$ , son los vectores de peso de los coeficientes del ecualizador.

$y(n) = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-N_{FIR}-1)]$  Y  $\tilde{u}(n) = [\tilde{u}(n), \tilde{u}(n-1), \dots, \tilde{u}(n-N_{FB}-1)]$  son los vectores de la señal recibida y datos decididos respectivamente.  $\mu_{FIR}$  Y  $\mu_{FB}$  son los intervalos de actualización de los filtros de alimentación y realimentación.  $e(n)$  es la diferencia entre la salida del ecualizador y el símbolo de datos decidido en el tiempo  $n$ .

Un ecualizador convencional no puede lograr una convergencia rápida y estabilidad en canales gran de desvanecimiento. Por lo anterior, se requiere un equilibrio entre la relación señal a ruido (SNR) de salida y la rápida convergencia en el diseño del ecualizador. En éste artículo [NIH-2005] se propone un ecualizador disperso que utiliza coeficientes de un filtro seleccionados de acuerdo a las condiciones del canal para combatir el retardo de propagación y el desvanecimiento del canal. Se utiliza la ventaja de muchos coeficientes mientras reduce el tiempo de inicialización. El algoritmo propuesto se muestra en la figura 4.5.

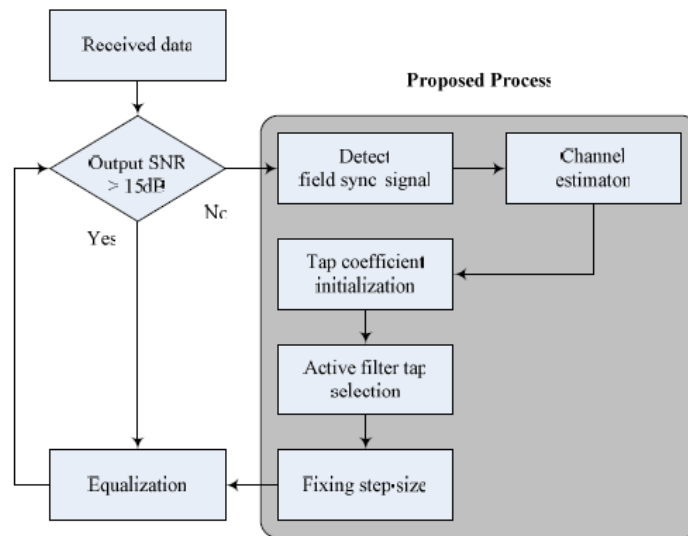


Figura 4. 5 Algoritmo del Proceso de Ecuación Propuesto [NIH-2005]

El funcionamiento de la ecuación propuesta y mostrada en la figura 4.5 considera el siguiente orden:

- Primero, el campo de sincronía donde se encuentran las secuencias de entrenamiento PN511 y PN63 dentro de la trama de ATSC, debe ser detectado de la señal recibida y después utilizado para la estimación de canal. La estimación del canal es realizada por un método de correlación que tiene un umbral adaptativo. Después la respuesta al impulso del canal estimado se aplica para la inicialización del ecuador.
- Posteriormente, los coeficientes de derivación iniciales obtenidos a partir de la respuesta del canal estimado son activados o desactivados por un umbral adaptativo. Si un coeficiente es superior al umbral, el coeficiente se activa, de lo contrario se desactiva.
- Por último, el ecuador funciona solamente con los coeficientes del filtro activados. Esta arquitectura se denomina como un ecuador disperso. El número de coeficientes del filtro usado en el algoritmo propuesto es más pequeño que el ecuador adaptativo convencional.

Para la estimación de canal, existen varios métodos para mejorar el rendimiento del ecuador. Los métodos más representativos con una secuencia de entrenamiento son los matching pursuit (MP), mínimos cuadrados (LS) y métodos basados en la correlación. Debido a esto, el método basado en correlación se considera en este artículo [NIH-2005], ya que el más simple entre los mencionados, por otro lado es necesario utilizar el umbral adaptativo para conseguir un buen rendimiento.

El MMSE (Mínimo Error Cuadrado Medio, Minimum Mean-Square Error) es un método de estimación que minimiza el error cuadrado medio (MSE) y es utilizado para calcular el peso de los coeficientes del filtro, lo que ha dado lugar a estimadores como el filtro Wiener y Kalman. [WIK-2017]

Los coeficientes del ecualizador se inicializan mediante el uso de la estimación de canal a partir del método de correlación, también es considerado como el método más simple. El ecualizador inicializado usando el estimador MMSE hace que la convergencia inicial sea rápida. Sin embargo, la capacidad de rastreo del ecualizador inicializado es la misma que la de los convencionales, porque el ecualizador utiliza todos los coeficientes del filtro. Para resolverlo, se aplica un algoritmo de umbral a los coeficientes del filtro inicializado.

El step-size del ecualizador es inversamente proporcional al número de coeficientes del filtro del ecualizador. Después de que los coeficientes del filtro son activados a partir del uso del umbral adaptativo, el nuevo step-size se decide considerando el número de coeficientes del filtro activos.

*Resultados de la simulación expuesta en el artículo [NIH-2005]:* Se comparó el rendimiento del ecualizador propuesto con el de un ecualizador adaptativo convencional, considerando que el DFE convencional tiene 512 coeficientes en cada filtro. El algoritmo LMS muestra estabilidad, sin embargo es incapaz de compensar canales con desvanecimiento rápido ya que la señal de sincronía utilizada como secuencia de entrenamiento es transmitida cada 24.3 ms, para reducir esta desventaja los algoritmos ciegos como el CMA y el STG son generalmente utilizados en la región de datos. El algoritmo propuesto es capaz de compensar pre-ecos con un tiempo de retardo de 25  $\mu$ s.

**Conclusiones del artículo [NIH-2005]:** Se propuso un algoritmo de ecualización dispersa para resolver el problema del ecualizador convencional que es la *convergencia lenta* en canales con desvanecimiento rápido. El algoritmo propuesto es inicializado por la estimación del canal mediante la utilización de un método de correlación.

El peso de los coeficientes es mayor que un umbral para que sea activado y usado para la ecualización, por lo que el algoritmo propuesto utiliza un menor número de coeficientes que uno convencional, es estable y tiene un tiempo corto de convergencia inicial. Después, el peso de cuyos coeficientes es más alto que el umbral son activados para la ecualización.

Aunque el algoritmo propuesto utiliza un número pequeño de coeficientes, es estable y tiene un corto tiempo de convergencia. En el caso del modelo de canal Brasil E, el tiempo de convergencia es de una quinta parte comparado con el ecualizador convencional. También puede funcionar en canales dinámicos debido a la mejora en el seguimiento de canales. Este algoritmo también tiene buen rendimiento para los ecos con gran tiempo de retardo.



### 4.3 Ecuación Ciega robusta

En el artículo [WTG-2007], se presenta la estructura y desempeño de un ecualizador adaptativo (DFE) capaz de compensar canales variantes con un bajo costo de implementación utilizando un algoritmo de módulo constante (CMA) modificado. El SSE, es un ecualizador espaciado en tiempo (Symbol-spaced equalizer), que utiliza un filtro extendido de alimentación hacia adelante, utilizado para compensar los desplazamientos de fase mediante la interpolación de la señal, este esquema se muestra en la figura 4.6.

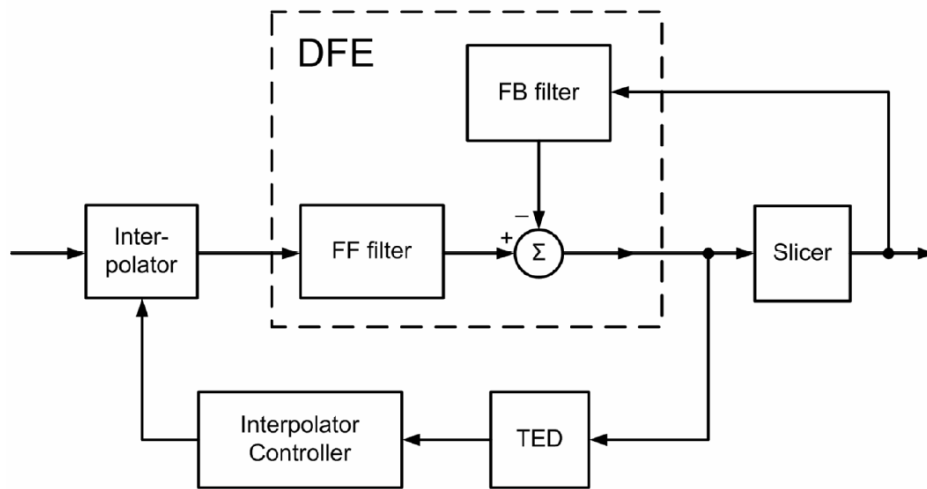


Figura 4. 6 Ecualizador Adaptativo (SSE) [WTG-2007]

Los diseños que emplean algoritmos de módulo constante (CMA), se han utilizado para adaptar los coeficientes de ecualizador "ciegamente", en forma aislada así como en combinación con métodos de decisión dirigida (DD).

La estructura de un DFE adaptativo es utilizada en el diseño propuesto para proporcionar una solución de costo efectiva. Debido al número dado de coeficientes del filtro, muestra un error residual menor que un ecualizador lineal convencional. Además, dividir el ecualizador en dos filtros reduce la latencia dentro del bucle de recuperación de temporización.

El DFE comprende dos filtros de respuesta al impulso finita (FIR), una sección de pre-alimentación (Feedforward -FF), la cual recibe símbolos de datos entrantes y el filtro de retroalimentación (Feedback-FB) opera con muestras de la salida del slicer, redondeadas al símbolo más cercano en el alfabeto.

El ecualizador es colocado antes del detector de error de tiempo (timing error detector/TED) para reducir la ISI a la entrada del TED y en consecuencia la fluctuación de tiempo.

### *Implementación DFE*

Para reducir el requerimiento computacional del filtrado y el proceso de actualización del filtro adaptativo, el ecualizador opera solo con el flujo de datos en tiempo real y emplea coeficientes del filtro de valor real.

### *Longitud del filtro*

Para proveer de una aproximación eficiente al inverso de la respuesta del canal anti-causal, el filtro tiene que ser extendido para compensar las repeticiones de los pre-ecos que surgen durante el filtrado.

### *Adaptación de coeficientes*

La señal de ATSC transmitida se divide en tramas de 312 segmentos de datos, encabezados por la sincronía de campo de datos (DFS), segmento que contiene datos conocidos. Los coeficientes iniciales del ecualizador, pueden ser determinados mediante el uso de técnicas basadas en la correlación, cuando estas técnicas son insuficientes para llenar el filtro de retroalimentación, los coeficientes restantes pueden ser adaptados con un algoritmo recursivo. Comúnmente se utiliza uno o una combinación de:

- *Datos de entrenamiento*, debido a que son poco frecuentes llevan a largos tiempos de convergencia.
- *Datos estimados*, en modo DD (decisión-dirigida) donde el valor correcto del símbolo es estimado en lugar de ser conocido.
- *Técnicas ciegas*, requieren solo de conocimientos estadísticos de la señal en lugar de valores instantáneos y así ser usados en todos los símbolos y durante la convergencia antes de que el “ojo” de la transición de la señal se abra. Sin embargo, a altos niveles de SNR su rendimiento es inferior que en los métodos de decisión dirigida (DD).

La técnica propuesta no utiliza una técnica para inicializar el filtro, la trayectoria dominante de la señal se bloquea con el coeficiente no nulo mientras los otros coeficientes son actualizados utilizando el estimador ciego Godard para minimizar el valor del SER (Segment Error Rate) a la salida del ecualizador. Por lo tanto, no se requiere la detección del DFS, estimación de canal o cálculo de coeficientes iniciales para FF y FB.

## *Propagación de error*

La estructura del DFE es sensible a la decisión incorrecta de la retroalimentación proveniente del slicer para el filtro FB, dando lugar a una condición indeseable conocida como “propagación de errores”, donde ráfagas de errores aparecen a la salida del ecualizador. Sin embargo, un DFE con adaptación a ciegas utilizando el algoritmo Godard converge a un conjunto de coeficientes que son óptimos con el error de propagación.

**Conclusiones del artículo [WTG-2007]:** Se propone el diseño de un ecualizador adaptativo, con baja complejidad el cual fue logrado con procesamiento en fase y símbolos a través de filtros reales, el rendimiento SNR fue favorable para receptores ATSC comerciales. Puede utilizarse un Slicer inteligente para reducir la probabilidad de propagación de errores.

## 4.4 Ecualización para combatir Fuertes pre-ecos en redes SFN con DOCR

En el artículo [YSD-2008], se propone un ecualizador con doble retroalimentación para combatir los fuertes pre-ecos.

La televisión analógica utiliza una red de frecuencia múltiple (MFN) para asignar recursos de frecuencias a los transmisores y repetidores. Aunque el sistema europeo DVB-T utiliza una red de frecuencia única (SFN), el sistema ATSC DTV tiene dificultad en la aplicación de una SFN. Una MFN necesita muchos recursos de frecuencia para cubrir todas las áreas de televisión digital, pues cada transmisor tiene asignada una frecuencia distinta.

El retardo interno de los DOCR (Digital on Channel Repeater), hace que la señal del transmisor principal sea a veces un fuerte pre-eco. El filtro hacia adelante (forward) del ecualizador en los receptores de televisión digital ATSC trata de compensar la interferencia entre símbolos (ISI) debida a los pre-ecos. Este proceso incrementa la generación de ruido “coloreado”, y a su vez, ese ruido disminuye la relación señal a ruido (SNR) en la salida del ecualizador. El ecualizador, por lo general utiliza un sistema simplificado del decodificador de Trellis (simplified trellis decoder (STD), que es un algoritmo de tipo Viterbi), utilizado para reducir los errores de decisión. El ruido coloreado causado por los pre-ecos degrada el rendimiento del STD.

En este artículo se propuso un ecualizador con dos filtros de realimentación. Uno de ellos es un filtro de realimentación de decisión y el otro es un filtro de realimentación de no decisión. El filtro de realimentación de no decisión reduce el ruido mediante el “blanqueamiento” de la señal y previene la generación de ruido de color en un canal con fuertes pre-ecos. Esta técnica ha mejorado el rendimiento comparado con un DFE (Decision Feedback Equalizer) convencional, especialmente en el caso de canales con fuertes pre-ecos.

En la figura 4.7 se muestra un diagrama de bloques de la estructura del ecualizador de doble retroalimentación. El ecualizador tiene tres filtros, el primero es uno de alimentación hacia adelante y se encarga de eliminar el precursor de la ISI; el filtro de retroalimentación de decisión se encarga de cancelar el post-cursor de la ISI; mientras que el filtro de retroalimentación de no decisión blanquea el ruido.

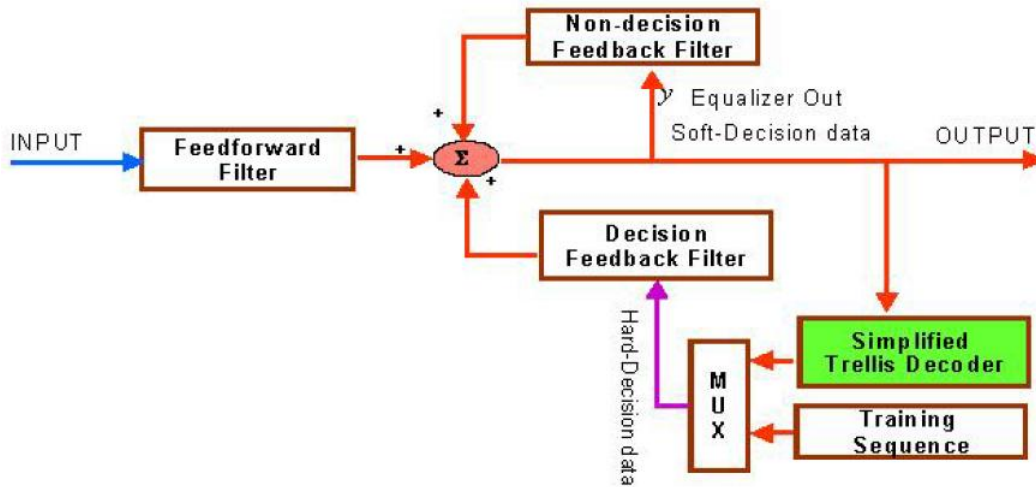


Figura 4. 7 Diagrama de bloques del ecualizador de doble Retroalimentación [YSD-2008]

Se utiliza el algoritmo LMS para actualizar los coeficientes de los filtros que se utilizan, así mismo se emplea el decodificador simplificado de Trellis (STD) sin retardo de decodificación como algoritmo de decisión. La salida del ecualizador puede escribirse como la ecuación 4.9;

$$y_k = \sum_{j=-N_1}^0 C_{j,k}^F X_{k-j} + \sum_{j=1}^{N_2} C_{j,k}^{B_1} \hat{y}_{k-j} + \sum_{j=1}^{N_3} C_{j,k}^{B_2} y_{k-j} \quad 4.9$$

Donde:  $k$ , es el número de iteraciones,  $C_{j,k}^F$  es el  $j$ -ésimo coeficiente del filtro feedforward en las  $k$ -ésimas iteraciones,  $C_{j,k}^{B_1}$  y  $C_{j,k}^{B_2}$  son los coeficientes de los filtros feedback de decisión y no decisión.

El rendimiento del ecualizador propuesto lo compararon con un ecualizador DFE convencional mediante simulaciones, algunas de las características son; se utilizó el LMS como algoritmo de actualización de coeficientes y el decodificador simplificado de Trellis como algoritmo de decisión, así mismo el número de coeficientes fue de 300 para el filtro de alimentación hacia adelante y de 300 para los dos filtros de retroalimentación. Se utilizó un "step-size" de  $5 \times 10^{-6}$  para el filtro de alimentación hacia adelante y de  $2.5 \times 10^{-6}$  para los filtros de decisión y no decisión. El tiempo de retardo de los DOCR investigado fue de  $5 \mu s$ .

La técnica de ecualización de doble filtro de retroalimentación que proponen, da aproximadamente un aumento de 0.5 dB de incremento al (threshold of visibility) TOV en un canal con pre-eco con nivel de -10 dB y 3.3 dB de incremento al TOV si se considera un canal con nivel de pre-eco de -5 dB.

**Conclusiones del artículo [YSD-2008]:** Un DOCR tiene retardos internos que son inevitables, pues se deben al procesamiento de la señal, por lo que genera fuertes pre-ecos para receptores ATSC de DTV. El DFE convencional tiene incremento de ruido y genera ruido coloreado incluso si éste puede cancelar el precursor ISI.

Se propuso utilizar el ecualizador de doble retroalimentación para combatir el fuerte pre-eco, el filtro de realimentación de no decisión adicional del ecualizador propuesto disminuye el ruido mediante el blanqueamiento de éste y previene la generación de ruido de color en el canal con pre-eco. El ecualizador propuesto muestra un buen desempeño en el caso de un canal con fuertes pre-ecos.

#### 4.5 Ecualización en el dominio de la frecuencia

En el artículo [ZPC-2011], se combina el algoritmo FBLMS, este algoritmo es el LMS por bloques en la frecuencia, además utiliza un algoritmo de decisión a ciegas y se propone un algoritmo de ecualización en el dominio de la frecuencia que puede aplicarse en el sistema ATSC 8-VSB, además propone un nuevo método para la actualización de los coeficientes del ecualizador para mejorar el seguimiento del canal variante en el tiempo.

En 1996 ATSC publicó la codificación Trellis del estándar ATSC 8-VSB, que es diferente al estándar DVB-T propuesto en 1997 por Europa. ATSC 8-VSB tiene una mayor eficiencia espectral, pero por su modulación en amplitud es débil para combatir la interferencia por multitrayectoria.

El DFE es utilizado ampliamente en el sistema de recepción 8-VSB, sin embargo, debido al problema de propagación de errores en condiciones de fuerte multitrayecto en el canal, no puede garantizar un sistema estable. El DFE tradicional se basa en el procesamiento símbolo a símbolo, lo que ocasiona un gran número de cálculos en el bloque de procesamiento.

El ecualizador adaptativo en el dominio de la frecuencia (FDAE), basado en el uso de un filtro de inversión directa en un canal en el dominio de la frecuencia, no se preocupa por la propagación de errores y en un canal estático el FDAE puede acercarse al rendimiento del DFE. Sin embargo, para un canal variante en el tiempo, el algoritmo de actualización de los coeficientes basado en el procesamiento de bloques no puede mantener el nivel de velocidad.

El propósito es proponer un algoritmo modificado en el dominio de la frecuencia adecuado para ATSC y encontrar un nuevo método para mejorar el rendimiento en un canal dinámico.

El algoritmo de ecualización en el dominio de la frecuencia requiere que los datos enviados tengan un prefijo cíclico para convertir la convolución lineal en circular, conveniente para el procesamiento de la DFT (Transformada de Fourier Discreta). La trama del estándar ATSC, no cumple con dichos requisitos por lo que se puede utilizar el algoritmo FBLMS basado en solapamiento (overlap-save).

En el sistema ATSC 8-VSB, la sincronización de campo y de segmentos se pueden usar como secuencias de entrenamiento para la decisión. Pero las secuencias de entrenamiento son muy cortas y hay un tiempo muy largo entre secuencias, por lo que la variable de error  $e(k)$  no puede ser completamente obtenida. Cuando los datos de recepción no son suficientes, se necesitan métodos de ecualización ciega para actualizar la variable de error  $e(k)$ .

Los algoritmos básicos de decisión ciega son; el algoritmo DD (decisión-dirigida), el algoritmo CMA (algoritmo de módulo constante) y el algoritmo SAG (stop-and-go). Todos ellos pueden ser aplicados en algoritmos adaptativos, con diferentes características de convergencia.

El algoritmo LMS es ampliamente usado en aplicaciones de filtrado adaptativo debido a su simplicidad computacional al no requerir funciones de correlación ni inversión de la matriz de autocorrelación. Presenta alta robustez a la estadística de las señales y además su comportamiento es sencillo. Como su propio nombre indica y a diferencia de los filtros fijos, las características de los filtros adaptativos cambian con el tiempo puesto que pretenden modelar o adaptarse iterativamente a la respuesta de un entorno variable. Emplea el método de optimización por gradiente estocástico para ajustar los coeficientes del filtro y encontrar el mínimo del cuadrado de la señal error [SAH-2015].

Existe una implementación especial del algoritmo LMS por bloques que aporta rapidez computacional explotando las características del sistema en el dominio frecuencial denominado algoritmo fast BLMS (FBLMS) o LMS por bloques en la frecuencia. Así la convolución lineal en el tiempo puede llevarse a cabo más eficientemente mediante el procesado digital en la frecuencia con las propiedades de la Transformada de Fourier Discreta (DFT) [SAH-2015].

El algoritmo FBLMS, puede ayudar a mejorar la capacidad para resistir la interferencia por multitrayecto. En el sistema ATSC los datos de sincronía de campo contienen la secuencia PN511, misma que puede ser utilizada para estimar la respuesta al impulso del canal y así inicializar los coeficientes del ecualizador para después cambiar al modelo SAG. La estimación de la respuesta al impulso del canal, puede ser dada por la correlación entre la señal recibida y la secuencia PN511.

Para un canal estático el algoritmo FBLMS con un buen método de decisión puede lograr el rendimiento de un DFE, sin embargo en un canal variante en el tiempo la capacidad de seguimiento del algoritmo NLMS no es satisfactoria. Por lo tanto, se considera un nuevo método para actualizar los coeficientes y mejorar la capacidad de seguimiento en un canal dinámico. Proponen un nuevo procedimiento para la estimación de los incrementos de peso para los algoritmos adaptativos de tipo

LMS. Este algoritmo se denomina SOLMS ya que es un algoritmo de segundo orden, derivando el nombre de Second Order FBLMS y quedando como SOLMS, este se obtiene simplificando un filtro Kalman.

El algoritmo SOLMS tiene como objetivo mejorar la capacidad de seguimiento de los algoritmos adaptativos LMS y NLMS para un canal variante en el tiempo. Consiste en dos pasos, donde el primero es el mismo que el LMS mientras que el segundo, consiste en la estimación del vector de incremento de peso y la predicción de los pesos para la siguiente iteración.

En la simulación que realizaron con el modelo de canal Brasil D (Este modelo simula un entorno de propagación de recepción fija en interiores con señales proveniente de un transmisor, en este caso el receptor se encuentra en el interior de una construcción con una antena pequeña de televisor), en dicho canal se observó que la velocidad de convergencia del algoritmo FBLMS + SAG es más lenta que del FBLMS +CMA. Se eligió el algoritmo FBLMS + SAG con estimación de canal inicial como algoritmo de ecualización adaptativa en el dominio de la frecuencia en el sistema ATSC 8VSB ya que en canales estáticos es capaz de alcanzar o mejorar el desempeño del DFE en el dominio del tiempo.

**Conclusiones del artículo [ZPC-2011]:** El algoritmo FBLMS es usado como FDAE (Ecualización adaptativa en el dominio de la frecuencia) en el sistema ATSC 8VSB y tiene menor complejidad y menos cálculos que el algoritmo DFE en el dominio del tiempo. También se mejoró el algoritmo de decisión y el método de actualización de los coeficientes. Las simulaciones mostraron que el algoritmo de ecualización en el dominio de la frecuencia puede alcanzar o superar el desempeño del algoritmo DFE en el dominio del tiempo en canales estáticos.

#### 4.6 Ecualización híbrida DFSF-BP

Para finalizar con el estudio de algunos métodos de ecualización que mejoraron el rendimiento de los mismos, se estudió el artículo [YPA-2014], en el que se considera la severa interferencia entre símbolos (ISI) como uno de los principales obstáculos para la recepción de señales confiables en los sistemas de televisión digital (DTV) ATSC. Los Decision Feedback Equalizer (DFE) son comúnmente utilizados para remover la interferencia entre símbolos. Sin embargo, estos podrían sufrir del error de propagación debido a una incorrecta decisión de símbolo. Para reducir el error de propagación proponen un esquema que consiste en Adaptive decision feedback sparsening filter (DFSF) y un ecualizador iterativo máximo a posteriori (MAP) basado en el algoritmo (Belief propagation - BP).

En el primer estado del ecualizador, en lugar de eliminar toda la interferencia entre símbolos (ISI) del post cursor, el DFSF utiliza un filtro de retroalimentación modificado el cual deja sin corregir los coeficientes de post cursor ISI más fuertes. Como resultado, un canal con ISI es ecualizado a un canal disperso teniendo sólo pocos coeficientes diferentes de cero.

En el segundo estado, se aplica el algoritmo BP para mitigar la ISI residual. Ya que el canal es variante en el tiempo y sufre por desvanecimiento Doppler, el DFSF es adaptado utilizando el algoritmo LMS (Least Mean Square), tal que la amplitud y la posición de los coeficientes diferentes de cero del canal disperso ecualizado parecen ser fijos, por lo que el canal aparenta ser estático durante el segundo estado de ecualización, el cual consiste en el detector BP.

Los DFE son utilizados en los receptores de DTV para eliminar la interferencia entre símbolos (ISI), que es cuando se solapan los pulsos transmitidos y que puede atribuirse a cuatro causas principales: problemas de sincronismo, distorsión de amplitud o de fase, o limitación del ancho de banda del canal, sin embargo con el DFE aun se experimenta el error de propagación por lo que el DFSF es combinado con un ecualizador Belief Propagation (BP) para reducir el error de propagación.

Primero, el DFSF condiciona el canal a uno disperso con pocos coeficientes diferentes de cero. Con la mayoría de los coeficientes en el filtro de retroalimentación en cero, la ISI residual está presente intencionalmente a la salida del DFSF. Al reducir a cero la mayoría de los coeficientes del filtro de retroalimentación, hay menos posibilidad de introducir ISI involuntario cuando se genera el error de decisión de símbolo. En la siguiente etapa del receptor, el ISI disperso residual es compensado por el ecualizador BP, el cual provee un desempeño de error cercano al óptimo.

El esquema de ecualización híbrida DFSF-BP es adecuada para canales que experimentan desvanecimiento Doppler. El esquema propuesto de DFSF está diseñado para adaptarse a un canal variante en el tiempo usando el algoritmo LMS, tal que el canal puede ser considerado estático después del procesamiento DFSF. Con lo que el ecualizador BP se beneficia de trabajar en un canal fijo.

EL modelo del sistema se muestra en la figura 4.8, considerando que  $x(k)$  son los símbolos codificados con Reed-Solomon que es una forma de codificación que inserta bits de redundancia para la corrección de errores, después son entrelazados y codificados con Trellis.  $h_k$  es el canal de transmisión más  $w_k$  que es el ruido se obtiene  $y_k$  que es la señal a la entrada del ecualizador. En el diseño del DFSF se muestra  $f_k$  que corresponde al primer filtro del receptor y después están  $g_k$  y  $\tilde{g}_k$  que son el filtro FF y el FB respectivamente, la salida del filtro FB  $\tilde{z}[k]$  corresponde a la entrada del detector BP.



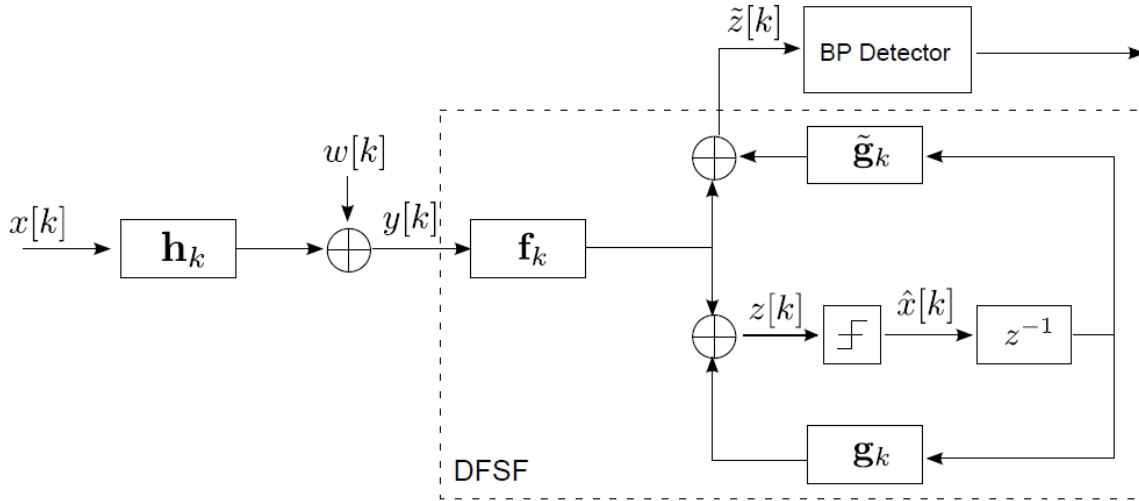


Figura 4. 8 Modelo de Sistema DFSF-BP [YPA-2014]

La señal recibida en el tiempo  $k$ , puede expresarse como la ecuación 4.10:

$$y[k] = \sum_{i=0}^{L_h-1} h_k[i]x[k-i] + w[k] \quad 4.10$$

Donde:  $w[k]$  es el ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN) y  $h_k$  es la respuesta al impulso del canal y  $L$  es la longitud del canal. El DFSF consiste de dos partes: un DFE regular y un filtro de retroalimentación modificado, ya que el canal es variante en el tiempo, los filtros son también dependientes del tiempo. Los filtros tienen respuesta al impulso finita discreta y se escriben como:  $f_k$  el filtro de alimentación hacia adelante (feedforward) y  $g_k$  es el filtro de retroalimentación (feedback) del DFE, mientras que el filtro de retroalimentación (feedback) modificado se representa con  $\tilde{g}_k$  y corresponden a las ecuaciones 4.11.

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_k &= [f_k[0], f_k[1], \dots, f_k[L_f - 1]]^T \\ \mathbf{g}_k &= [g_k[0], g_k[1], \dots, g_k[L_g - 1]]^T \\ \tilde{\mathbf{g}}_k &= [\tilde{g}_k[0], \tilde{g}_k[1], \dots, \tilde{g}_k[L_{\tilde{g}} - 1]]^T \end{aligned} \quad 4.11$$

La señal de entrada del slicer, está dada por la ecuación 4.12:

$$z[k] = \sum_{i=0}^{L_f-1} f_k[i]y[k-i] + \sum_{i=0}^{L_g-1} g_k[i]\hat{x}[k-i-1] \quad 4.12$$

Donde:  $\hat{x}[k]$  es la decisión tentativa del slicer. El filtro de realimentación modificado suprime parcialmente la ISI utilizando las decisiones tentativas, por lo que la salida del DFSF se representa con la ecuación 4.13;

$$z[k] = \sum_{i=0}^{L_f-1} f_k[i]y[k-i] + \sum_{i=0}^{L_g-1} \tilde{g}_k[i]\hat{x}[k-i-1] \quad 4.13$$

Suponiendo que las decisiones tentativas son correctas,  $\hat{x}[k]$  es la versión retardada de los símbolos de entrada  $x[k]$ , con lo que la ecuación 4.13 se puede simplificar como:

$$z[k] = \sum_{i=0}^{L_c-1} c_k[i]x[k-i] + n[k]$$

Donde;  $c_k[i]$  contienen los coeficientes de la respuesta combinada de la respuesta al impulso del canal y del DFSF en el tiempo  $k$  y  $n(k)$  es el ruido a la salida del DFSF.

En el segundo estado, el ecualizador BP compensará los “D” taps diferentes de cero, con valores pequeños de “D” la mayoría de ISI es cancelada por el DFSF con lo que se logra que la complejidad del ecualizador BP sea reducida. En caso de elegir D=1 el DFSF es equivalente a un DFE regular y el ecualizador BP se reduce a un Slicer.

Debido a que el esquema DFSF–BP no puede aplicarse directamente a canales variantes en el tiempo, se realiza una extensión de este sistema para la implementación adaptativa. Recordando que el receptor considera dos estados, el ecualizador opera en dos modos; (A) Modo de inicio: donde los coeficientes del DFSF son inicializados basados en datos de entrenamiento, (B) Modo de rastreo: donde el DFSF se adapta a un canal variante en el tiempo utilizando una aproximación de decisión dirigida. Se supone que el canal es estático durante el modo de inicio.

#### *Modo de inicio*

Utilizando el criterio del Error Medio Cuadrado Mínimo (Minimum Mean-Squared Error - MMSE) se diseñó un filtro feedforward  $f_k$ , el filtro de retroalimentación  $g_k$  y el filtro de retroalimentación modificado  $\tilde{g}_k$ . Consideraron un canal estático durante un bloque de longitud  $L_f$  y para obtener los coeficientes de los filtros  $f_k$  y  $g_k$ , se utiliza el criterio MMSE-DFE clásico. Los coeficientes de  $\tilde{g}_k$ , son iguales que  $g_k$  pero con (D-1) coeficientes puestos en cero para mitigar los errores de símbolo del slicer.

Para calcular el conjunto MMSE del ecualizador al inicio de la transmisión se supone que el receptor tiene conocimiento de los coeficientes del canal y puede calcular el conjunto inicial de coeficientes del ecualizador. De forma alterna el receptor puede usar datos de entrenamiento y un algoritmo entrenado como el LMS para adaptar directamente los coeficientes del ecualizador  $f_k, g_k$  y  $\tilde{g}_k$ , a la solución MMSE inicial.

### *Modo de rastreo*

Para usar el DFSF en canales variantes en el tiempo que experimentan Doppler se desarrolló una propuesta que consiste en adaptar los coeficientes  $f_k, g_k$  y  $\tilde{g}_k$  para que la respuesta combinada  $c_k$  parezca estática para el detector BP.

Ya que se obtuvieron los coeficientes de  $f_k, g_k$  y  $\tilde{g}_k$  iniciales, se adapta el DFSF al canal utilizando el algoritmo LMS en el modo de decisión dirigida. El DFSF adaptativo rastrea al canal variante en el tiempo y mantiene la respuesta combinada de la respuesta al impulso del canal (CIR) y del DFSF  $c_k$ , fijos para el detector BP en el segundo estado del ecualizador.

Para continuar, se utiliza un ecualizador iterativo basado en el algoritmo BP, para que el uso de este sea casi óptimo el número de coeficientes “D” diferentes de cero tiene que ser limitado a un valor pequeño.

*Simulaciones del artículo [YPA-2014]*, se realizaron simulaciones con un Ecualizador Lineal (LE) que utiliza un filtro FIR de 800 coeficientes, un DFE tradicional de 400 coeficientes en ambos filtros, feedforward y feedback y el DFSF con longitud de los filtros;  $f_k, g_k$  y  $\tilde{g}_k = 400$  y los step-size de actualización  $\mu = 10^{-5}$ , para realizar la comparación con el DFSF propuesto. La respuesta combinada del CIR con el DFSF contiene  $D = 3$  coeficientes distintos de cero y el número de iteraciones en la detección BP es 5.

En los resultados de las simulaciones, el esquema propuesto para un canal estático y el modelo de canal Brasil A, mostró un rendimiento de alrededor de 1 dB en  $\frac{Eb}{No}$  mejor que el DFE tradicional, tomando como referencia el valor del  $SER = 10^{-5}$ . Asimismo para un canal dinámico, con 5 Hz de frecuencia Doppler y  $SER = 10^{-5}$ , el esquema mostró tener alrededor de 1 dB mejor en rendimiento que el DFE. En la figura 4.9 se muestra el desempeño del SER en un modelo de canal Brasil A, mientras que en la 4.10 se muestra el desempeño del SER para un canal dinámico.

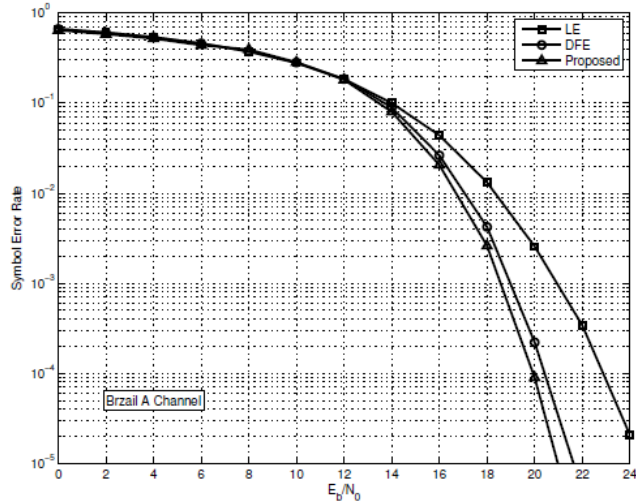


Figura 4. 9 Desempeño del SER en Brasil A [YPA-2014]

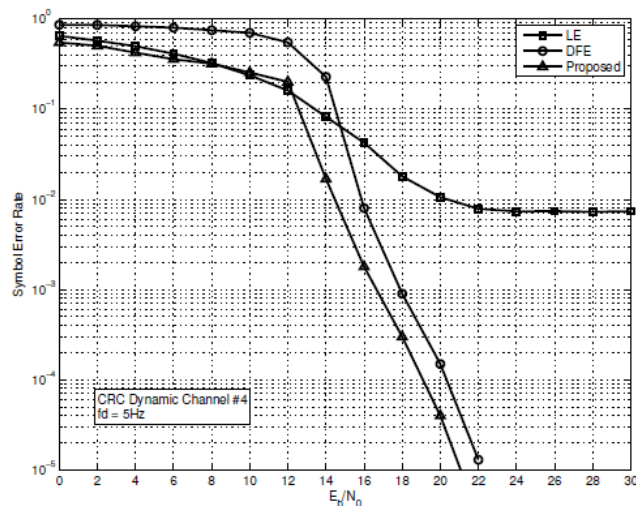


Figura 4. 10 Desempeño del SER en un canal Dinámico [YPA-2014]

**Conclusiones del artículo [YPA-2014]:** Se presentó un esquema de ecualización híbrido para ATSC DTV, en el que primero se utiliza un Decisión Feedback Sparsening Filter (DFSF) para ecualizar un canal variante en el tiempo a un canal disperso estático con pocos coeficientes distintos de cero.

Después, se utiliza un ecualizador BP cercano al óptimo para compensar la ISI residual. Para enfrentar el efecto Doppler en los canales, se diseñó al DFSF adaptativo utilizando el algoritmo LMS para rastrear el canal variante en el tiempo.

Finalmente en las simulaciones el esquema propuesto mostró ser mejor que un DFE tradicional tomando como referencia el valor del SER.

## Conclusiones del capítulo

En este capítulo se realizó la compilación de varios artículos sobre distintos métodos de ecualización, en cada uno de los artículos variaron alguna de las características de un ecualizador para lograr una mejora en el desempeño de los receptores de televisión con el estándar ATSC. Las modificaciones que se realizaron en los artículos de manera general son:

- Utilizar un ecualizador con doble retroalimentación para combatir los fuertes pre-ecos en las redes que utilizan DOCR's, en estos sistemas el filtro feedforward compensa la interferencia entre símbolos debida a los pre-ecos. Mientras que uno de los filtros de retroalimentación, el que es de no decisión, reduce el ruido mediante el blanqueamiento de la señal, y finalmente, el otro filtro de retroalimentación, el de decisión, se encarga de cancelar el post-cursor ISI. [NEM-2006]
- Implementar un ecualizador iterativo entre el dominio del tiempo y la frecuencia, con lo que se lograría compensar la distorsión por multitrayecto trabajando en el dominio de la frecuencia y después con un ecualizador en el dominio del tiempo se cancela el ICI e IBI. [NIH-2005]
- Utilizar la modificación de un ecualizador adaptativo para mejorar la capacidad de resistir la interferencia por multi-trayecto. En canales con rápido desvanecimiento y retardo de propagación, se propuso realizar una estimación de canal junto con una inicialización del ecualizador. Éste utiliza solamente los coeficientes seleccionados de acuerdo a las condiciones del canal para combatir el retardo de propagación y desvanecimiento de canal. [WTG-2007]
- También se propuso utilizar un criterio para cambiar entre un método de adaptación ciega y uno de decisión dirigida, de acuerdo a estadísticos de cuarto orden llamados 'curtosis', existen esquemas de adaptación para el ecualizador solo ciega, el SAG (stop and go) y de doble modo que consiste en cambiar dinámicamente entre la adaptación ciega y decisión dirigida. [YSD-2008]
- Se propone también un SSE (ecualizador de símbolo espaciado) con un filtro de pre-alimentación extendido para compensar los desplazamientos de fase utilizando datos de valor real para reducir el requerimiento computacional. [ZPC-2011]
- En el último artículo, se propuso un esquema que consiste en un DFSF y un ecualizador MAP, esto es para reducir el error de propagación, ya que es adecuada para canales que experimentan desvanecimiento Doppler. [YPA-2014]

## Capítulo 5: Propuesta de un ecualizador de canal

En este capítulo se realiza la propuesta de los elementos que componen un ecualizador de canal para garantizar el buen funcionamiento de un receptor de televisión digital con el estándar ATSC funcionando en una red SFN.

Para realizar dicha propuesta, se tomarán como base los criterios investigados en los capítulos anteriores.

Considerando los siguientes escenarios de propagación, se realiza la propuesta de un ecualizador que compense los efectos ocasionados en ambos diseños de red. Como se explica en el capítulo uno, es posible utilizar repetidores de canal también conocidos como DOCR (Digital On-Channel Repeater) o transmisores distribuidos (DTxT) que consiste en colocar varios transmisores que cubran áreas determinadas, con la premisa de que todos los transmisores trabajan con la misma frecuencia a diferencia de las redes de frecuencia múltiple (MFN). En la figura 5.1 se muestran las redes MFN y SFN.

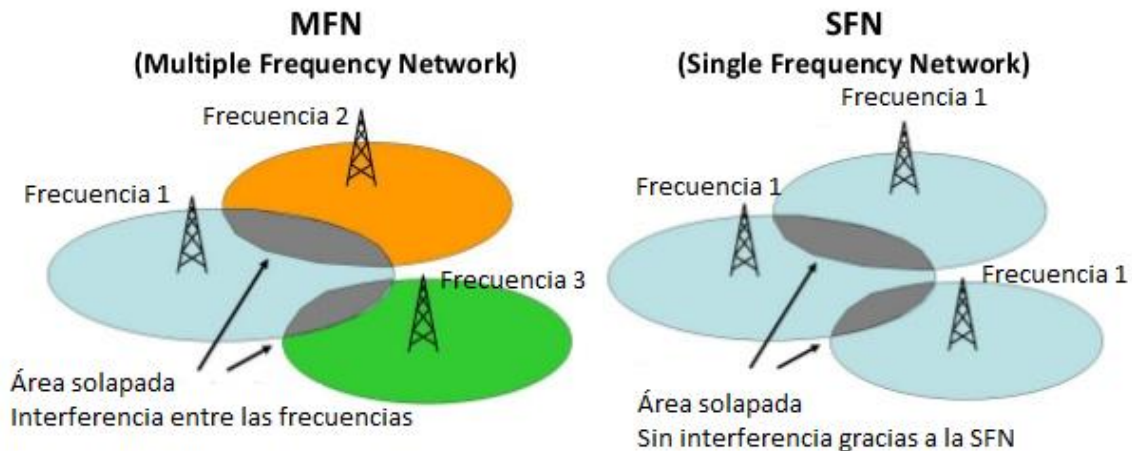


Figura 5. 1 Redes MFN y SFN

Recordemos que este trabajo se centra en el problema de la recepción de señales de televisión digital con el estándar ATSC en redes SFN, por lo que es importante tener en cuenta sus particularidades.

Como se menciona en capítulos anteriores, las redes en frecuencia única (SFN), operan múltiples transmisores o repetidores en la misma frecuencia. Lo anterior ocurre debido a que redes de frecuencia múltiple ocupan una frecuencia distinta para cada repetidor o transmisor lo que ocasiona que no se aproveche al máximo el espectro radioeléctrico.

Las redes SFN han sido consideradas para brindar el servicio de televisión digital debido a la mejora en el rendimiento de los receptores de DTV, mismos que son capaces de compensar un alto tiempo de retardo en los ecos. En este punto está centrado el trabajo de esta tesis ya que esta capacidad de tolerar ecos que poseen los receptores es gracias al ecualizador de canal que tiene como función eliminar el eco provocado por el multitrayecto que sufre la señal durante su propagación por el medio.

Este multitrayecto es más fuerte en el área de solapamiento por la cobertura debida a los distintos transmisores, dicha área se puede observar en la figura 5.1 en la red SFN.

En el caso de una red SFN con repetidores DOCR, el principal problema al que se enfrenta el receptor es que la señal puede tener pre-ecos. En un DOCR un repetidor recibe la señal del transmisor principal, la amplifica y la reemite en el mismo canal. Los pre-ecos son debidos a la señal del transmisor principal, ya que los repetidores tienen retardos internos, pero su señal es más fuerte. Los pre-ecos ocasionados por el retardo de los repetidores dependerán de la distancia entre el transmisor principal y los repetidores, de la potencia de los transmisores, y del retardo intrínseco al repetidor. Dicho pre-eco puede llegar a ser muy fuerte si el transmisor principal está cerca del receptor.

En el caso de los transmisores distribuidos el problema más común en el receptor es el post-eco. Este se debe al multitrayecto artificial provocado por las señales provenientes de distintos transmisores, en estas redes los pre ecos y post ecos son más fuertes ya que los transmisores se encuentran separados en algunos puntos a la misma distancia del receptor, lo que ocasiona que las señales recorran distancias similares llegando al receptor casi en el mismo instante, sin embargo, también pueden llegar a tener un gran tiempo de retardo por la distancia entre transmisores y receptor en el área de traslape, así como por el multitrayecto de todas las señales.

En las redes implementadas con transmisores distribuidos, se deben incorporar algunos dispositivos a los transmisores que aseguren la sincronización en frecuencia entre los transmisores existentes y considerar que la distancia entre los transmisores podría estar limitada por el rango de ecualización de los receptores.

Con los repetidores DOCR no es necesario cambiar los transmisores existentes, sin embargo estos tienen una potencia de salida limitada y una baja calidad de la señal [KHM-2008]. Además como se mencionó anteriormente el retardo interno de los DOCR provoca que la señal principal del transmisor sea un pre-eco, por lo general uno con alto nivel de potencia. En la figura 5.2 se muestran una red SFN con trasmisores distribuidos (DTxT) y una con DOCR.

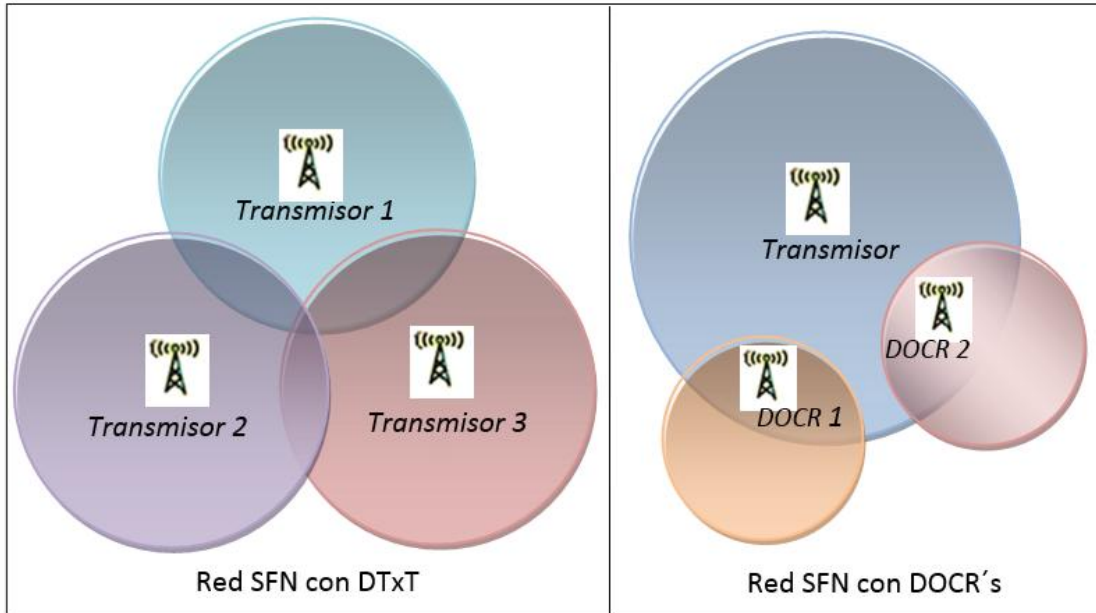


Figura 5. 2 Red SFN con transmisores distribuidos y con DOCR's

Como se mencionó anteriormente los principales problemas a los que se enfrenta la implementación de redes SFN para brindar el servicio de televisión digital son los ecos ocasionados por el multitrayecto de las señales provenientes de los distintos transmisores o repetidores según sea el caso.

Además, en la introducción de esta tesis se mencionó, en México se está desarrollando el proyecto REFUTV que consiste en determinar si la implementación de este tipo de redes es viable para brindar el servicio de televisión digital con el estándar ATSC.

A lo largo de este trabajo se investigaron ecualizadores adaptativos y no adaptativos así como los elementos de los que se componen y sus características para lograr un buen desempeño en los receptores de televisión digital con el estándar ATSC. Los ecualizadores no adaptativos se descartan debido a que sus coeficientes son constantes y mantienen el mismo rendimiento a lo largo de toda la transmisión, esto es debido a su incapacidad de actualizar sus coeficientes de acuerdo con las variaciones del canal.

Los elementos seleccionados para formar parte de un ecualizador de canal que funcione adecuadamente en una red SFN con transmisión ATSC son;

- Estimación de canal
- Filtros adaptativos
  - Algoritmo de adaptación (RLS, LMS, The steepest descent, algoritmos ciegos)

El conjunto de estos elementos ayuda a eliminar los efectos de un canal como: variación en el tiempo, multitrayecto y ruido AWGN.



El primer elemento que se debe considerar es la estimación de canal, aunque no todos los ecualizadores utilizan la estimación de canal de manera explícita, obtenerla ayuda a encontrar el vector de coeficientes para inicializar el ecualizador.

### 5.1 Consideraciones para la selección de los elementos de un ecualizador de canal

En la tabla 5.1 se muestran los fenómenos que afectan a una señal que se propaga dentro de una red SFN. Considerando que esta puede ser formada por DTxT o DOCR's, algunos de estos efectos pueden afectar más o menos a la señal. Para comprender mejor esto consideremos primero una red con DTxT en esta red, el pre-eco no es un fenómeno del que tengamos que preocuparnos ya que su nivel de potencia es muy bajo. Por otro lado en las redes con DOCR, el pre-eco es un problema considerable ya que dependiendo del retardo interno de los mismos, la señal que proviene del transmisor principal puede llegar a ser un pre-eco con un nivel alto de potencia.

**Tabla 5.1 Fenómenos que sufre una señal en una red MFN y en las redes SFN**

Fenómeno	Red MFN	Red SFN con DTxT	Red SFN con DOCR
ISI	✓	✓	✓
Atenuación	✓	✓	✓
Multitrayecto	✓	✓	✓
Eco	✓	✓	✓
Fuerte eco	✓	✓	✓
Grandes valores de Eco (en tiempo)	✓	✓	
Pre-eco	✓	✓	✓
Fuerte pre-eco			✓

Para que el ecualizador de canal de un receptor de televisión digital de ATSC funcione adecuadamente, se toman en cuenta los fenómenos que afectan más a la señal en ambos tipos de red. Hacer esto es

necesario, ya que los fenómenos de la tabla 5.1 provocan que la SNR de la señal recibida disminuya y que la probabilidad de error aumente.

## 5.2 Selección del tipo de ecualizador

El ecualizador que se propone, tanto para el caso de los DTxT como de los DOCR's es un ecualizador adaptativo. La razón por la que se decide utilizar un ecualizador adaptativo, que está compuesto por dos filtros adaptativos y un algoritmo de adaptación, es debido a que aunque la recepción es estática, el canal de transmisión no se comporta de esa manera. Lo anterior significa que el canal de transmisión tendrá variaciones y que estas dependerán del entorno de recepción, al cual afectan factores como: la cantidad de edificios, coches, árboles y montañas, además de las características de la red como potencia de los transmisores o repetidores y las distancias entre ellos.

La estructura propuesta, que considera dos filtros, está compuesta por un filtro feedforward y un filtro feedback, a esta estructura se le conoce como DFE. Una vez que los coeficientes del DFE han convergido, estos eliminan los pre ecos y los post ecos provocados por la respuesta al impulso del canal en un sistema de alta velocidad tal como la televisión de alta definición [FLH-2005]. Además de esto, el DFE muestra una mejor supresión del ruido que un ecualizador lineal, es decir que cuenta sólo un filtro [FIJ-1999].

Los efectos contenidos en la tabla 5.1, ocurren aun cuando sólo se considera la recepción estática. En este tipo de recepción la variación del canal existe, sin embargo es pequeña y cambia de manera lenta. Se hace esta aclaración ya que también existe un estándar dedicado a la recepción móvil denominado ATSC M/H, en la que la variación es considerable y rápida cuando es recibida por un receptor en movimiento.

## 5.3 Selección del método de Estimación de canal

La *estimación de canal* es un elemento muy importante de los ecualizadores de canal, aunque no todos los ecualizadores consideran este elemento, es muy útil para una rápida inicialización del ecualizador, ya que ayuda a encontrar los coeficientes iniciales del filtro, en nuestro caso del feedforward del DFE.

Durante el capítulo dos, se explicaron varios métodos de estimación. El proceso de identificación o estimación de canal es un proceso explícito en los esquemas de ecualización de canal no lineal tal como el Decisión Feedback Equalizer (DFE) y el estimador de Secuencia Maximum Likelihood (MLSE) y es implícito en ecualizadores lineales donde se aplican los criterios Zero-forcing o MMSE [ZDY-2001].

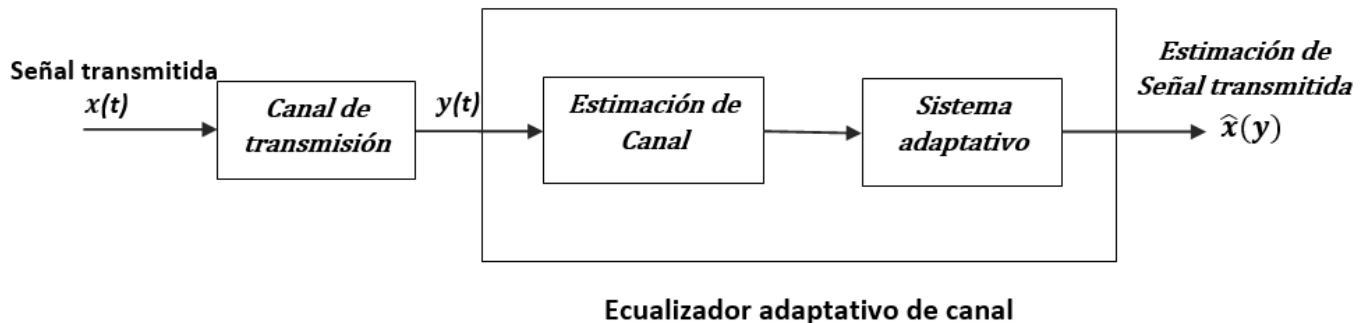
Los métodos más representativos con secuencia de entrenamiento son los Matching Pursuit o búsqueda de coincidencia (MP), los Least Square o mínimos cuadrados (LS) y el método de correlación. Los métodos LS y MP se descartan para esta aplicación debido a que requieren una carga computacional mayor que los cálculos que utiliza el método de correlación, además, los métodos LS y MP requieren del conocimiento exacto del punto de inicio y fin de las secuencias de entrenamiento que fueron afectadas por el canal [NIH-2005].

A partir de la investigación sobre los métodos de estimación, se determinó que el método óptimo para encontrar la estimación de canal e inicializar el ecualizador es el método de correlación. En este método el receptor realiza la correlación cruzada entre la señal recibida que contiene las secuencias de entrenamiento PN511 y PN63 con las secuencias de entrenamiento ideales generadas en el receptor de ATSC. Además, en la práctica recomendada [A/74-2004] se hace referencia a que el método de correlación fue utilizado en el receptor para las pruebas de laboratorio realizadas por ATSC para conocer las características del canal.

*El método de correlación es elegido debido a que:*

- Es capaz de estimar las condiciones del canal con cálculos simples.
- Se tienen disponibles las secuencias de ruido pseudoaleatorio PN511 y PN63 en el receptor debido a que se utiliza en estándar ATSC.
- El ecualizador necesita ser inicializado de manera rápida.

En la figura 5.3 se muestra un diagrama general en el que  $x(t)$  es la señal transmitida y  $y(t)$  es la señal de entrada del ecualizador adaptativo que se propone en el que se observa, que antes de comenzar a funcionar el ecualizador es necesario obtener primero la estimación del canal. Hasta este punto el diseño del ecualizador propuesto consiste en la estimación utilizando el método de correlación más un sistema adaptativo. El sistema adaptativo consta de dos filtros de coeficientes variables y un algoritmo de adaptación que determinará el valor de los nuevos coeficientes del filtro. A la salida del ecualizador se tiene  $\hat{x}(t)$  la estimación de la señal transmitida.



**Figura 5. 3 Diagrama general del diseño del ecualizador adaptativo propuesto**

A continuación se mostrarán los filtros seleccionados para el sistema adaptativo y después el algoritmo de adaptación que se encargará de actualizar sus coeficientes.

#### 5.4 Selección del filtro adaptativo

Como se mencionó en capítulos anteriores, una clasificación muy general de los ecualizadores es dividirlos en adaptativos y no adaptativos. En estos últimos están basados en un filtro que no modifica sus coeficientes a medida que pasa el tiempo, aun cuando el canal de transmisión ha cambiado sus características.

En los ecualizadores adaptativos se mencionó que existen principalmente dos tipos de filtros que pueden ser utilizados, estos son: FIR e IIR. En la tabla 5.2 se muestran algunas de sus características.

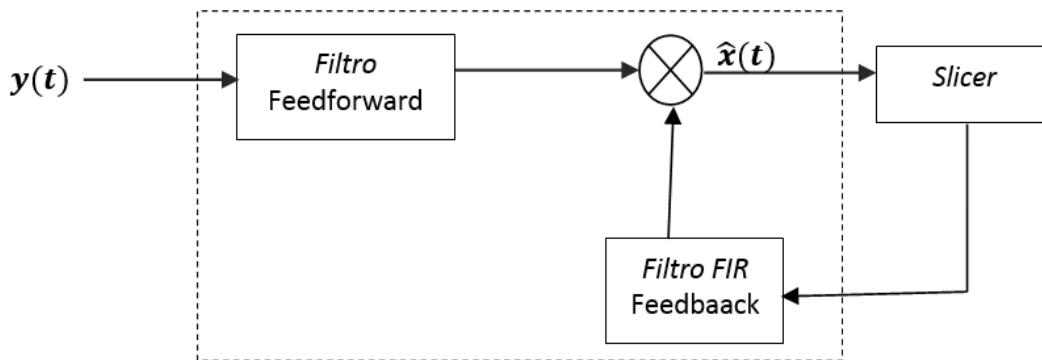
**Tabla 5. 2 Características de los filtros FIR e IIR**

Filtro	Estabilidad	Implementación	Utilizado
FIR	Buena	Media	Ampliamente
IIR	Mala	Fácil	Poco

El filtro FIR es utilizado en el DFE para cancelar el pre-eco y el pre-eco cercano [FLH-2005]. Con el uso de filtros FIR se puede lograr la reducción de complejidad comparado cuando los filtros actualizados con métodos como el DD y CMA [VBM-2010].

El filtro FIR es útil en redes en las que se utilizan repetidores digitales, esto debido a que una vez que se actualizan sus coeficientes, y se resta la salida del filtro de la entrada, se cancelan los ecos indeseados y se asegura la estabilidad de dichos repetidores (OCR) [NKM-2007].

Considerando los aspectos anteriores, podemos decir que la mejor opción de filtro adaptativo para la implementación de un ecualizador adaptativo *es el filtro FIR*. En la figura 5.4 se muestra la posición de los filtros dentro del sistema adaptativo que forma parte del ecualizador de canal. La señal recibida es  $y(t)$ , pasa a través del primer filtro y se obtiene  $\hat{x}(t)$  que es la primer estimación de la señal transmitida.



**Figura 5. 4 Posición de los filtros en la estructura de un DFE**

### 5.5 Selección del algoritmo de adaptación

Como se explicó en el capítulo 2, el algoritmo de adaptación es un elemento indispensable para los filtros adaptativos y por lo tanto para los ecualizadores adaptativos ya que es este algoritmo quien

determina los nuevos valores de los coeficientes del filtro. También se estudiaron los algoritmos más utilizados que son el LMS, RLS y the steepest descent.

Existen distintos tipos de filtros de acuerdo al algoritmo de actualización utilizado, los filtros de muestra adaptativa tienen ventajas sobre los filtros de bloque adaptativo como; bajo retardo de procesamiento y mejor rastreo de la trayectoria de señales no estacionarias. Como esto depende del algoritmo que utilice el filtro, por ejemplo: si utiliza el LMS es de muestra adaptativa mientras que si utiliza una variante como el BLMS el filtro es de bloque adaptativo.

*El filtro con el algoritmo RLS* tiene una rápida tasa de convergencia hacia los coeficientes del filtro óptimo. El proceso de adaptación está basado en la minimización del criterio del error cuadrático medio.

El método "*The steepest descent*" o del gradiente, consiste en un algoritmo específico para la resolución de modelos en los que las variables se expresan como funciones no lineales, donde la búsqueda de un mínimo está asociado a la resolución secuencial de una serie de problemas unidimensionales, resolver este sistema es equivalente a minimizar la forma cuadrática.

*El algoritmo LMS* es una versión más sencilla del método anterior, búsqueda de gradiente, en el filtro cuadrático medio mínimo (Least Mean Square) el gradiente del error cuadrático medio se sustituye por el gradiente de la función de error cuadrático instantáneo.

Como resultado de lo anteriormente descrito, se determina que el algoritmo LMS es el óptimo para realizar la actualización de los coeficientes una vez que se ha inicializado el ecualizador, esto debido a que el algoritmo LMS muestra un desempeño estable y un bajo costo computacional al utilizar las secuencias de entrenamiento [NIH-2005].

Aunque se estudió la posibilidad de utilizar algoritmos ciegos como el CMA o Stop and Go, estos fueron descartados ya que son útiles cuando en el canal se sufre de desvanecimiento rápido y como ya se dijo la variación del canal es suave. Además el costo computacional en estos algoritmos ciegos es mayor que con el LMS.

El algoritmo LMS es uno de los algoritmos más populares ya que tiene buena convergencia y una alta capacidad de adaptación sin embargo necesita mucha información de entrenamiento [FLH-2005], esto no representa ningún problema en nuestro diseño ya que las secuencias de entrenamiento dentro de la trama de ATSC se repiten cada 24.2 ms.

El concepto esencial del algoritmo LMS es que cuando la tasa de error del símbolo es suficientemente pequeña, la señal de error se puede calcular simplemente como:

$$e(n) = \hat{x}(n) - x(n)$$

Donde:  $e(n)$  es el error,  $\hat{x}(n)$  es la estimación de la señal transmitida que está a la salida del ecualizador y  $x$  es la señal deseada [EF-2000], la señal deseada se tiene disponible en el receptor durante el periodo de sincronía de la trama de ATSC. En la figura 5.5 se muestra un diagrama de

bloques en el que se muestra la posición del algoritmo LMS, utilizado para actualizar los coeficientes de los filtros del ecualizador que se propone.

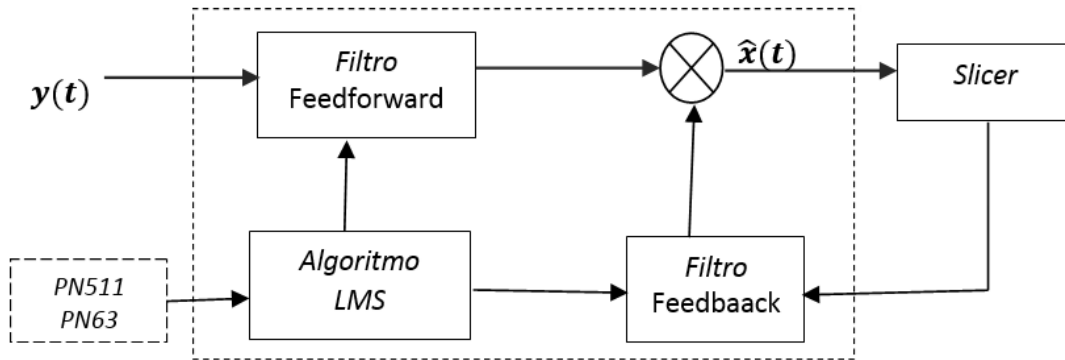


Figura 5. 5 Posición del algoritmo LMS dentro del ecualizador adaptativo.

### 5.6 Diseño propuesto del ecualizador de canal

Los elementos seleccionados durante este capítulo se consideraron como el mejor conjunto para formar un ecualizador de canal. El diseño del ecualizador propuesto es el conjunto de los elementos que se muestran en la figura 5.6.

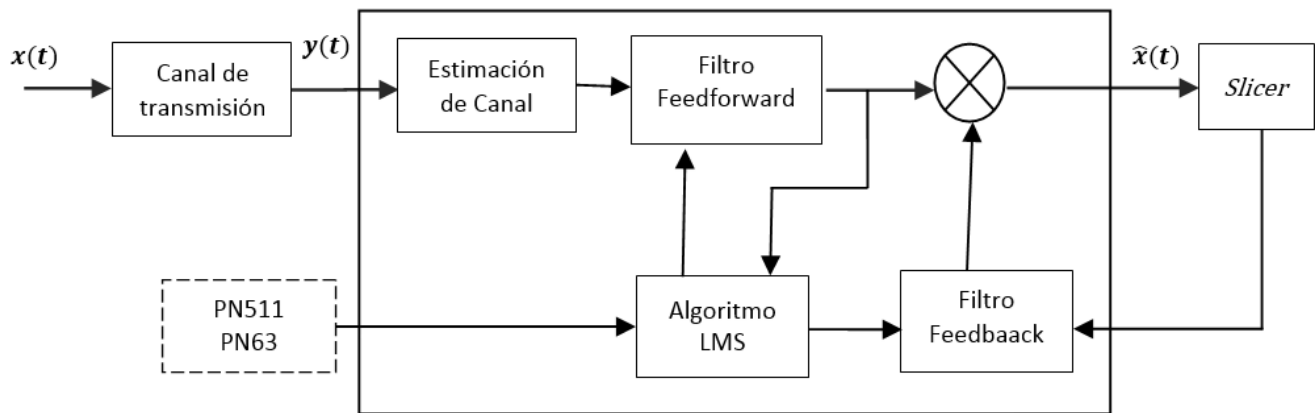


Figura 5. 6 Esquema del ecualizador adaptativo propuesto

Se considera que el receptor está apagado, en este momento los coeficientes del ecualizador están en cero, para comenzar a funcionar es necesario encender el receptor y recibir una señal del estándar ATSC con potencia suficiente para sintonizar la frecuencia central.

Uno de los principales problemas de los ecualizadores de canal es la inicialización de sus coeficientes, ya que al estar apagado el receptor, estos no tienen información y al recibir la primera información, el ecualizador tarda unos momentos en comenzar a decodificar adecuadamente, esto ocurre hasta que los coeficientes del ecualizador han llegado a sus valores óptimos.

Para hacer que el tiempo de convergencia de los coeficientes del filtro feedforward sea mínimo, se propone utilizar el método de correlación en la estimación de canal durante la inicialización de los coeficientes. Hasta este momento el receptor ha sido encendido y los coeficientes del primer filtro inicializados.

Como se sabe que las características del canal van a cambiar durante la transmisión de la señal, se considera que el ecualizador y por lo tanto el filtro sean adaptativos, con lo que es necesario contar con un algoritmo de actualización para los coeficientes de acuerdo a la variación del canal.

Para lograr que el receptor tenga un buen rendimiento, el algoritmo LMS fue seleccionado para actualizar los coeficientes durante la transmisión después de la inicialización.

El proceso de ecualización consiste en pasar la secuencia de información recibida  $y(t)$  primero por el estimador de canal para encontrar la respuesta al impulso del canal inverso y así inicializar los coeficientes del primer filtro, la información continuará pasando por el primer filtro FIR adaptativo para que este multiplique cada uno de sus coeficientes con cada uno de los elementos de la señal de entrada. La señal de salida  $\hat{x}(t)$  en este momento es la primera estimación de la señal transmitida  $x(t)$ .

Ahora bien, esta primer estimación  $\hat{x}(t)$  pasa a través del slicer el cual podría ser un decodificador simplificado de Trellis (Simplified Trellis Decoder – STD) y cuya salida pasará por el segundo filtro que corresponde al filtro feedback. La salida de este segundo filtro es una mejor estimación de la señal transmitida  $x(t)$ , logrando así que el error, es decir la diferencia entre la señal deseada y la salida del ecualizador, tienda a cero. El conjunto de los filtros feedforward y feedback más el slicer representan la estructura de un DFE.

Los filtros se encargaron de eliminar las afectaciones que sufrió la señal durante su propagación por el espacio libre utilizando los coeficientes determinados en la inicialización para el primer filtro y mediante el algoritmo LMS para el segundo. Los filtros adaptativos cambiarán sus coeficientes de acuerdo con la nueva información disponible empleando el algoritmo LMS.

Una vez que el receptor ya está funcionando, los coeficientes del ecualizador variarán de acuerdo a las variaciones del canal. El algoritmo LMS utiliza las secuencias de entrenamiento para realizar esta adaptación, recordemos que las secuencias PN511 y PN63 se encuentran disponibles en el receptor. La actualización es posible ya que las variaciones del canal son mínimas y las secuencias de entrenamiento se transmiten cada 24 ms, lo que significa que se tiene información disponible en ese periodo de tiempo para actualizar los coeficientes del ecualizador.

Para finalizar el trabajo, se realiza la tabla 5.3 donde se colocan las características de los ecualizadores estudiados en el capítulo 4, así como del ecualizador de canal propuesto en el presente capítulo.

**Tabla 5. 3 Características de los ecualizadores estudiados y propuesto.**

<b>Ecualizador de canal</b>	<b>Adaptativo Si/No</b>	<b>Inicialización de ecualizador</b>	<b>Algoritmo de adaptación</b>	<b>Estructura DFE</b>	<b>Combate fuerte pre-eco</b>	<b>Combate fuerte post-eco</b>
<b>Ecualizador Propuesto</b>	<b>SI</b>	<b>SI</b>	<b>LMS</b>	<b>SI</b>	<b>SI</b>	<b>SI</b>
NIH-2005	SI	SI	LMS	SI	SI	
NEM-2006	SI	SI	Ciego DD	SI	N/A	
WTG-2007	SI	NO	Ciego	SI	SI	
YSD-2008	SI	NO	LMS	SI + 1 Filtro FB	SI	SI
ZPC-2011	SI	SI	FBLMS	NO	N/A	
YPA-2014	SI	NO	LMS	NO	SI	SI



## Conclusiones

La transición de televisión analógica a digital en nuestro país utilizando el estándar ATSC y el apagón analógico ocurrido en diciembre de 2015 nos motiva a proponer la implementación de una nueva forma de distribuir la potencia de las señales, con lo que se genera el proyecto REFUTV sustentado por CONACYT, en el que participa la Facultad de Ingeniería. En dicho proyecto se busca conocer si es viable la implementación de redes de transmisión SFN.

La importancia de utilizar estas redes de transmisión, es que se aprovecha mejor el ancho de banda ya que reutilizan la misma frecuencia. Gracias a ello se pueden liberar frecuencias para otros servicios mientras se proporcionan más canales de televisión.

En este trabajo se estudiaron dos opciones para la implementación de las redes SFN, la primera es con DTxT y la segunda con DOCR. Estas dos configuraciones son propuestas por ATSC.

En los sistemas de radiocomunicaciones existe el multitrayecto de forma natural, sin embargo al utilizar las redes SFN el efecto de multitrayecto se incrementa y puede ser un problema en la recepción. Además, es común que la señal recibida sufra de otros fenómenos como la ISI, desvanecimiento o ruido, como consecuencia, la SNR de la señal recibida disminuye y la probabilidad de error aumenta, por lo que es necesario introducir elementos adicionales para compensar o minimizar el efecto de la ISI. Un elemento fundamental que realiza esa labor es el ecualizador de canal.

El ecualizador de canal funciona como un sistema adaptativo inverso que intenta revertir los efectos causados por un sistema desconocido, en nuestro caso, el sistema desconocido corresponde al canal de transmisión.

La estimación de canal es el proceso en el que se determina cuáles son las condiciones del canal y se determina como este afectó a la señal transmitida. Es importante conocer la respuesta al impulso del canal ya que con ella se determinan los coeficientes para inicializar el ecualizador y que el funcionamiento del mismo tenga un menor tiempo de retardo comparado con un ecualizador que inicializa sus coeficientes en cero. El estimador óptimo para este ecualizador es el que utiliza el método de correlación ya que emplea la información disponible en el receptor y la señal que se recibe.

Este método se consideró como el óptimo debido a que la otra opción es utilizar un algoritmo ciego, sin embargo estos se utilizan únicamente cuando las variables de entrada son desconocidas y las condiciones del canal varían abruptamente.

Considerando que el canal de transmisión cambia constantemente, aunque se hable de recepción estática, se considera que la mejor opción para un ecualizador que opere en una red SFN, es utilizar un filtro FIR adaptativo con coeficientes variables. Los coeficientes de este filtro se actualizarán cada vez

que la secuencia de entrenamiento llegue al receptor, así los coeficientes del ecualizador serán actualizados de acuerdo con las variaciones del canal y el ecualizador funcionará de manera óptima.

Para que el ecualizador sea adaptativo es necesario seleccionar un algoritmo encargado de actualizar los coeficientes del filtro. El algoritmo seleccionado fue el LMS ya que utiliza las secuencias de entrenamiento (disponibles en la señal ATSC) para actualizar los coeficientes del filtro.

Finalmente se decidió que el ecualizador que mejor funciona en una red SFN, está compuesto por:

- La estimación de canal, para realizar la inicialización de los coeficientes del ecualizador al encenderse el receptor. La estimación de canal se obtiene mediante el método de correlación aprovechando las secuencias de entrenamiento.
- Enseguida se utiliza un esquema del DFE que se compone de dos filtros, un feedforward y un feedback, ambos son filtros FIR de coeficientes variables para que el ecualizador trabaje de manera óptima aunque las condiciones del canal cambien. Los coeficientes serán actualizados cada que llegue una secuencia de entrenamiento al receptor.
- El esquema de ecualización DFE es seleccionado ya que una vez que los coeficientes del DFE han convergido, estos eliminan los pre-ecos y los post-ecos provocados por la respuesta al impulso del canal, que son más relevantes en una red SFN.
- El algoritmo seleccionado para actualizar los coeficientes es el LMS, este algoritmo también aprovecha las secuencias de entrenamiento para conocer las variaciones del canal mediante la comparación de la secuencia de la señal estimada con la secuencia disponible en el receptor. La comparación anterior da como resultado el error del filtro y el algoritmo minimiza ese valor para encontrar los coeficientes óptimos de manera constante.

Con todos los elementos seleccionados se obtiene finalmente un ecualizador que promete un buen funcionamiento en las redes SFN, utilizando el estándar de transmisión de televisión digital ATSC utilizado en México.

## Trabajo a futuro

Este trabajo fue desarrollado únicamente con bases teóricas, tomadas de la literatura ya que es difícil obtener información sobre los ecualizadores que se utilizan en los receptores comerciales. Por ello, se recomienda implementar una plataforma de pruebas en la que se utilicen señales reales y así comparar su comportamiento con el de un receptor comercial de manera experimental.

## Referencias

- [A/110-2011] Advanced Television Systems Committee. (2011). ATSC Standard for Transmitter Synchronization. Doc. A/110, April, 08.
- [A/53-1995] Advanced Television Systems Committee. (1995). ATSC digital television standard. Document A/53, Sept, 16.
- [A/74-2004] Advanced Television Systems Committee. (2004). ATSC recommended practice: Receiver performance guidelines. Doc. A/74, June, 18.
- [BA-2003] Bateman, A. (2003). Comunicaciones Digitales, Diseño para el mundo real. España: marcombo.
- [BDJ-2013] Bueno, D. J. (15 de Mayo de 2013). in SlideShare . Recuperado el 15 de Junio de 2017, de <https://es.slideshare.net/cerquides/tema-3-ecualizacion-decanal>
- [BMC-1998] Bernard Mulgrew, C. F. (1998). Adaptive Filters and Equalisers. Estados Unidos de America : KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS.
- [CD-2016] Concepto definicion.de. (04 de 02 de 2016). Recuperado el 17 de 08 de 2017, de <http://concepto definicion.de/estimacion/>
- [CDE-2003] Comunicaciones, D. e. (2003). Procesado Digital de Señales en Comunicaciones (Curso 2003/04). Recuperado el 15 de 06 de 2017, de <http://www.tsc.uc3m.es/~mlazaro/Docencia/Doctorado/FiltAdapt/Introduccion.pdf>
- [CPV-2005] Constantino Pérez Vega, TRANSMISION DE TELEVISION DIGITAL, Universidad de Cantabria, 2005.
- [CSE-2002] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., & Bahai, A. (2002). Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. IEEE Transactions on broadcasting, 48(3), 223-229.
- [CVM-2014] Carlos Vélez, M. K. (2014). Diseño, Simulación e Implementación de Esquemas de Estimación de Canal y Ecuación de un Sistema de Comunicación inalámbricos de una Sola Portadora. Ecuador: ESPOL.
- [DOF-2004] de la Federación, D. O. (2004). Acuerdo por el que se adopta el estándar tecnológico de televisión digital terrestre y se establece la política para la transición a la televisión digital terrestre en México 2 de julio 2004. México. Dirección: [http://www.gobernacion.gob.mx/dof/2004/julio/dof\\_02-07-2004.pdf](http://www.gobernacion.gob.mx/dof/2004/julio/dof_02-07-2004.pdf).
- [EF-2000] Eory, F. (2000). Comparison of adaptive equalization methods for the ATSC and DVB-T digital television broadcast systems. In *Devices, Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 2000 Third IEEE International Caracas Conference on* (pp. T107-1). IEEE.
- [ER-2004] Estepa, R. (12 de 2004). Transmisión y Digitalización. Recuperado el 17 de 04 de 2017, de <http://trajano.us.es/~rafa/ARSS/apuntes/tema5.pdf>
- [FA-2017] Filtrado Adaptativo . (s.f.). Recuperado el 14 de 08 de 2017, de <http://bips.bi.ehu.es/prj/ruido/>
- [FIJ-1999] Fevrier, I. J., Gelfand, S. B., & Fitz, M. P. (1999). Reduced complexity decision feedback equalization for multipath channels with large delay spreads. IEEE Transactions on

Communications, 47(6), 927-937.

- [FLH-2005] Fan, L., He, C., Wang, D., & Jiang, L. (2005). Efficient robust adaptive decision feedback equalizer for large delay sparse channel. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 51(2), 449-456.
- [GMP] Gerardo Martinez Pinzón, Optimización de la Red de Televisión Digital Terrestre en Colombia con el Nuevo Estándar DVB-T2, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.
- [IFT-2014] Instituto Federal de Telecomunicaciones, "Política para la Transición a la Televisión Digital Terrestre", Diario Oficial de la Federación, 11 de septiembre de 2014.
- [IFT-2016] Instituto Federal de Telecomunicaciones, ACUERDO MEDIANTE EL CUAL EL PLENO DEL INSTITUTO FEDERAL DE TELECOMUNICACIONES EXPIDE LA DISPOSICIÓN TÉCNICA IFT013-2016, Diario Oficial de la Federación, 05 de diciembre de 2016.
- [IO-2017] Investigación de operadores. (15 de 08 de 2017). Obtenido de Método del Gradiente: [http://www.investigaciondeoperaciones.net/metodo\\_del\\_gradiente.html](http://www.investigaciondeoperaciones.net/metodo_del_gradiente.html)
- [JAR-2007] J.A.R.C. (08 de 2007). arantxa.ii.uam. Recuperado el 21 de 06 de 2017, de [http://arantxa.ii.uam.es/~tac/Documentacion/Tema\\_I\\_Parte\\_II\\_ver1.pdf](http://arantxa.ii.uam.es/~tac/Documentacion/Tema_I_Parte_II_ver1.pdf)
- [JTM-1999] J. Tellado-Moruolo, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation", Ph. D. Dissertation. Stanford University, September 1999
- [KHM-2008] Kim, H. M., Park, S. I., Seo, J. H., Eum, H., Lee, Y. T., Lee, S. I., & Lee, H. (2008). Modulation and pre-equalization method to minimize time delay in equalization digital on-channel repeater. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 54(2), 249-256.
- [KSM-1993] Kay, S. M. (1993). *fundamentals of Statistical signal Processing: Estimation Theory*. Estados Unidos de America : Prentice Hall PTR
- [LFC-2005] Lingyan Fan, Chen He, Dongjian Wang and Lingge Jiang, "Efficient robust adaptive decision feedback equalizer for large delay sparse channel," in *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 449-456, May 2005.
- [LM-2004] Lazaro, M. (2004). tsc. Recuperado el 14 de 08 de 2017, de Procesado digital de señales en comunicaciones: <http://www.tsc.uc3m.es/~mlazaro/Docencia/Doctorado/FiltAdapt/RLS.pdf>
- [LYT-2004] Lee, Y. T., Park, S. I., Kim, S. W., Ahn, C., & Seo, J. S. (2004). ATSC terrestrial digital television broadcasting using single frequency networks. *ETRI journal*, 26(2), 92-100.
- [LYT-2007] Lee, Y. T., Park, S. I., Eum, H. M., Seo, J. H., Kim, H. M., Kim, S. W., & Seo, J. S. (2007). A design of equalization digital on-channel repeater for single frequency network ATSC system. *IEEE transactions on broadcasting*, volumen 53(1), pp.23-37.
- [MA-2005] Mattsson, A. (2005). Single frequency networks in DTV. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 51(4), 413-422.
- [NEM-2006] Nemer, E. (2006). Effective Multi-Mode Equalization for ATSC Receivers. *IEEE* .
- [NGM-2012] Natalia Gimeno Muñoz, Adaptación de Emisora FM a DAB, Escuela Politécnica Superior de Gandia, 2012.

- [NIH-2005] No-Ik Heo, D. S. (2005). Adaptive Sparse Equalizer Robust to Fast Fading and Long Delay Spread for ATSC DTV. *IEEE*, 803-808.
- [NKM-2007] Nasr, K. M., Cosmas, J., Bard, M., & Gledhill, J. (2007). Performance of an echo canceller and channel estimator for on-channel repeaters in DVB-T/H networks. *IEEE*, 609-618.
- [NKM-2007] Nasr, K. M., Cosmas, J. P., Bard, M., & Gledhill, J. (2007). Performance of an echo canceller and channel estimator for on-channel repeaters in DVB-T/H networks. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 53(3), 609-618.
- [OES-2003] Olivas, E. S. (2003). Tratamiento digital de señales: problemas y ejercicios resueltos. Pearson Educación.
- [OSR-2003] Oriol Sallent Roig, J. L. (2003). Principios de comunicaciones móviles. Catalunya: Univ. Politèc. de Catalunya.
- [OYH-2008] Oh, Y. H., Kim, S. Y., & Kim, D. J. (2008, January). An equalization technique to combat strong pre-echoes in SFN with DOCR. In *Consumer Electronics, 2008. ICCE 2008. Digest of Technical Papers. International Conference on* (pp. 1-2). IEEE.
- [PJG-2008] Proakis, J. G. (2008). Digital Communications . Estados Unidos de América : McGraw Hill .
- [PSI-2009] Park, S. I., Eum, H., Park, S. R., Kim, G., Lee, Y. T., Kim, H. M., & Oh, W. (2009). Novel equalization on-channel repeater with feedback interference canceller in terrestrial digital multimedia broadcasting system. *ETRI journal*, 31(4), 357-364.
- [PU-2017] Ptolomeo.unam. (s.f.). Recuperado el 14 de 08 de 2017, de <http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmlui/bitstream/handle/132.248.52.100/872/A6.pdf?sequence=6>
- [PZS-2011] Peng, Z., Song, C., Qiuyuan, H., & Biqi, L. (2011, May). An improved frequency domain equalization algorithm in ATSC DTV. In *Communication Software and Networks (ICCSN), 2011 IEEE 3rd International Conference on* (pp. 77-81). IEEE.
- [RIH-2011] Rioja, I. H. (20 de 10 de 2011). aholab. Recuperado el 28 de 06 de 2017, de <http://aholab.ehu.es/users/inma/psc/PSC20102011.pdf>
- [SAH 2015] Sancho, A. H. (2015, noviembre 21). Retrieved 03 27, 2017, from <https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/62796/HINOJOSA%20-%20Implementaci%C3%B3n%20de%20software%20de%20control%20de%20sonido%20sobre%20CPU.pdf?sequence=2>
- [SNH-1998] Samir N. Hulyalkar, T. J. (1998). Patente nº US6178209 B1. Estados Unidos de América.
- [TDT-2015] TELECOMUNICACIONES, I. F. (2015). *Televisión Digital Terrestre*. Recuperado el 16 de 03 de 2017, de <http://www.tdt.mx>
- [TDT-2017] Televisión Digital, TDT, Ministerio de Energía, Turismo y Agenda Digital, Recuperado 04 de abril de 2017, <http://www.televisiandigital.gob.es/TDT/Paginas/tdt.aspx>
- [TSP-2006] Tang, S., Pan, C., Gong, K., & Yang, Z. (2006, May). Propagation characteristics of distributed transmission with two synchronized transmitters. In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd* (Vol. 6, pp. 2932-2936). IEEE.

- [VBM-2010] von BM Trindade, D., Halmenschlager, V., Ortolan, L., De Castro, M. C., De Castro, F. C., & Ourique, F. (2010). A dynamic tap allocation for concurrent CMA-DD equalizers. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010(1), 278686.
- [VMC-2006] Vladimir Marianov, C. O. (2006). ANALISIS DE LOS ESTANDARES DE TRANSMISION DE TELEVISION DIGITAL TERRESTRE Y SU APLICABILIDAD AL MEDIO NACIONAL. Santiago, Chile : DICTUC
- [VSV-2008] Vaseghi, S. V. (2008). *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. Singapore: Wiley.
- [WIK-2017] Wikipedia. (2017, 03 7). Retrieved 03 27, 2017, from [https://en.wikipedia.org/wiki/Minimum\\_mean\\_square\\_error](https://en.wikipedia.org/wiki/Minimum_mean_square_error)
- [WTG-2007] Wilson, T. G. (2007). Robust Baud Rate Blind Equalization for ATSC DTV Receivers . IEEE .
- [XTH-2015] Xu, T., Hu, Z. H., Wang, Z. F., & Song, H. H. (2015). Equalizer Design Based on ATSC-M/H Protocol.
- [XWY-2008] X. Wang, Y. Wu, C. Nadeau and G. Gagnon, "Design and implementation of frequency domain equalizer for ATSC system," *2008 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, Las Vegas, USA, 2008, pp. 1-6.
- [YPA-2014] Yanjie Peng, A. G. (2014). Hibrid DFSF-BP Equalization for ATSC DTV Receivers. IEEE , 1712-1715.
- [YSD-2008] Young, S. D. (2008). An Equalization Technique to Combat Strong Pre-Echoes in SFN with DOCR. IEEE .
- [ZDY-2001] Zhi Ding, Y. L. (2001). *Blind Equalization and Identification*. Estados Unidos de América: Marcel Dekker, Inc.
- [ZPC-2011] Zhou Peng, C. S. (2011). An improved Frequency Domain Equalization Algorithm In ATSC DTV. IEEE , 77-81.
- [WRE-2007] Walpole, R. E., Myers, R. H., Myers, S. L., & Ye, K. (2007). *Probabilidad y estadística para ingeniería y ciencias* (No. TA430. P76 2012.). Pearson Educación.

## DECLARACIÓN

---

La información presentada en este trabajo se obtuvo de diversas fuentes que se consideran fidedignas y se consignan puntualmente en las referencias. El uso dado a la información es de naturaleza estrictamente de investigación académica y de divulgación, sin fines de lucro o de otra índole. Se ha hecho también el mayor esfuerzo por acreditar debidamente datos, opiniones y contenidos presentados, por lo que cualquier error u omisión en ello, es del todo involuntario.

*México, D.F., Diciembre de 2017*

*Esperanza Guerra Zamora*

---

**NOMBRE Y FIRMA DEL ALUMNO**