

***CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS
DEL INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL***

**Laboratorio de Ingeniería Eléctrica y
Ciencias de la Computación Guadalajara**

*“Algoritmos de igualación ciega para
filtros de decisión retroalimentada y
filtros fraccionalmente espaciados”*

Tesis que para obtener el grado de

Maestro en Ciencias en la Especialidad de Ingeniería Eléctrica

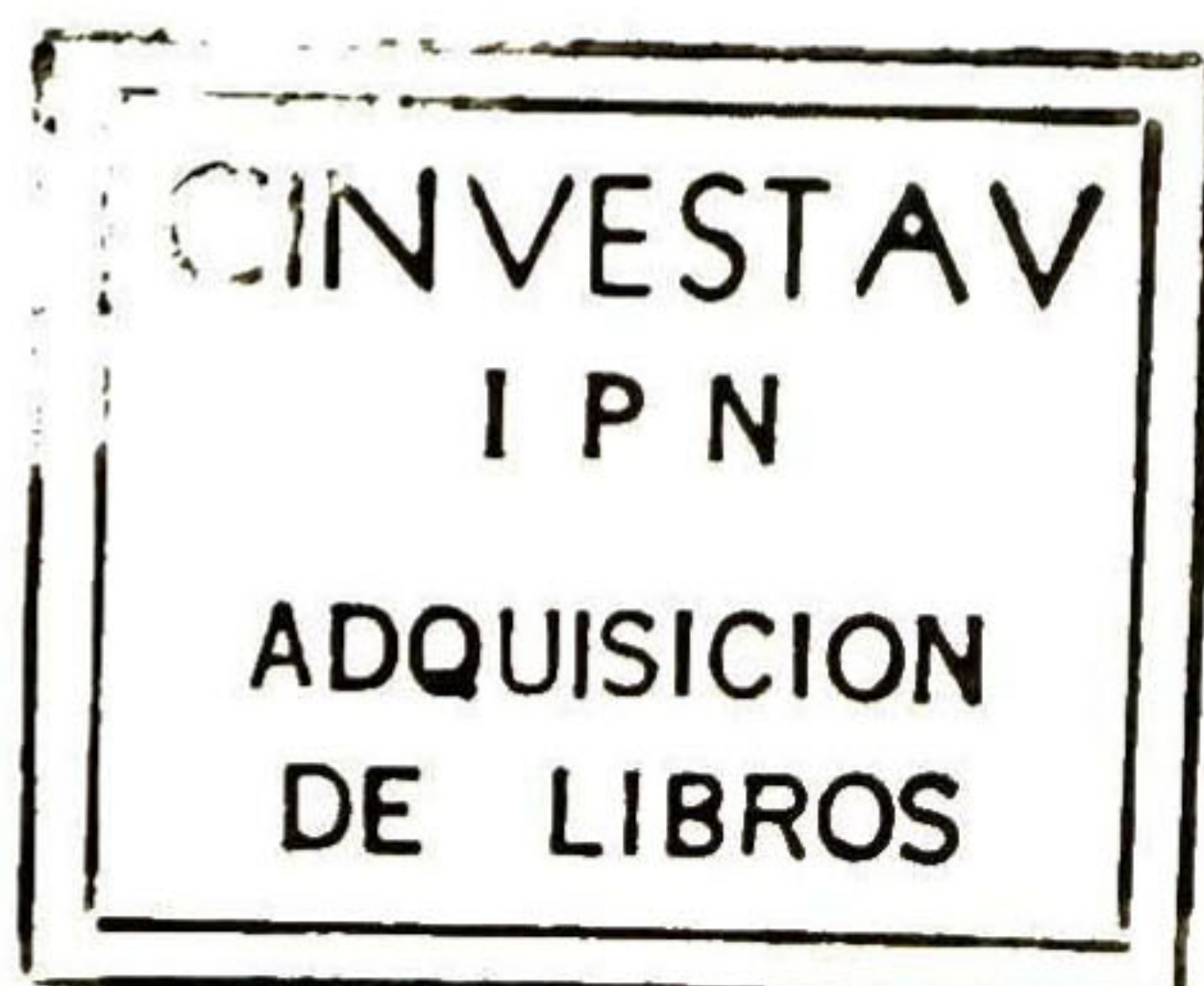
Presenta

I.S.C. RENE ARMANDO CUMPLIDO PARRA

Director de Tesis: ***Dr. Mauricio Lara Barrón***

Codirector de Tesis: ***Dr. Arturo Veloz Guerrero***

Becario de CONACyT



Guadalajara, Jal. Septiembre de 1997.

PREFACIO

En aplicaciones modernas de telecomunicaciones, la transmisión digital a altas velocidades juega un papel muy importante, del mismo modo que los esquemas de modulación de alto orden. Estos tipos de sistemas son muy sensibles a los efectos causados por canales dispersivos o propagación por multitrayectoria, que degradan la eficiencia e impone limitaciones en la velocidad de transmisión de los datos. El propósito de un igualador de canal colocado en el receptor es reducir los efectos nocivos del canal, con el fin de maximizar la probabilidad de decisiones correctas. Debido a que la respuesta al impulso del canal es generalmente desconocida y variante en el tiempo, es necesario el uso de esquemas adaptables que se ajusten dinámicamente a las características del canal.

En un esquema de igualación convencional, previo a la transmisión de los datos, se transmite una secuencia de entrenamiento conocida por el receptor con el fin de ajustar los coeficientes del igualador. Sin embargo, existen algunas aplicaciones en las que se desea que el igualador sea capaz de ajustarse sin necesidad de una secuencia de entrenamiento, a los algoritmos que se adaptan bajo estas condiciones se les conoce como algoritmos de *igualación ciega*.

El trabajo de esta tesis se enfoca en receptores que compensan los efectos del canal ajustando los coeficientes del igualador para minimizar alguna función de costo, dando un énfasis particular a los igualadores de decisión retroalimentada e igualadores fraccionalmente espaciados.

CONTENIDO

Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Generalidades	1
1.2 Panorama global de los algoritmos de igualación ciega	4
1.3 Objetivo de la tesis	5
Capítulo 2. Fundamentos Conceptuales	6
2.1 Descripción de un sistema de comunicación digital	6
2.2 Modelos de canales de comunicación	8
2.2.1 Principales modelos de canal	8
2.2.2 Características de algunos canales de comunicación	11
2.3 Señales y sistemas en banda base	13
2.4 Interferencia entre símbolos	16
2.5 Criterios de Nyquist	18
2.5.1 Primer criterio de Nyquist	20
2.6 Corrimiento de fase de la portadora	23
Capítulo 3. Igualación de Canal	26
3.1 Receptor óptimo	26
3.2 Igualación de canal	29
3.2.1 Estructuras básicas de igualadores	30
3.3 Factores a considerar en la elección de un igualador	33
3.4 Modelo simplificado en banda base	35

3.5 Igualación adaptable	36
3.6 Igualación dirigida por decisión	38
3.7 Igualación ciega	39
3.8 Recuperación de fase de la portadora	41
Capítulo 4. Igualadores de Decisión Retroalimentada e Igualadores Fraccionalmente Espaciados	44
4.1 Igualadores de decisión retroalimentada	44
4.1.1 Características de los igualadores DFE	44
4.1.2 Criterios para la optimización de los coeficientes	47
4.1.3 Eficiencia del igualador DFE	49
4.1.4 Igualador DFE adaptable	50
4.1.5 Posición del coeficiente central	50
4.2 Igualadores fraccionalmente espaciados	52
4.2.1 Características de los igualadores FSE	52
4.2.2 Características espectrales de igualador FSE	53
4.2.3 Determinación de los coeficientes óptimos	56
4.2.4 Igualador FSE adaptable	56
4.2.5 Modelo multicanal	57
Capítulo 5. Algoritmos de Igualación Ciega	59
5.1 Clasificación de los algoritmos de igualación ciega	59
5.1.1 Algoritmos de tipo Busgang	59
5.1.2 Algoritmos basados en estadísticas de alto orden	60
5.1.3 Algoritmos basados en el criterio de máxima verosimilitud	62
5.2 Descripción de los Algoritmos de tipo Busgang	62
5.2.1 Algoritmo de Sato	64
5.2.2 Algoritmo de módulo constante	65
5.2.3 Algoritmo de módulo constante modificado	68
5.2.4 Algoritmo de Stop-and-Go	71

5.2.5 algoritmos para igualadores DFE sin filtro FD	74
5.3 Algoritmos que utilizan el principio de predicción	76
5.3.1 Algoritmo de igualación ciega basado en predicción lineal	76
5.3.2 Algoritmo de módulo constante y predicción lineal	78
5.4 Algoritmos para igualadores FSE	79
Capítulo 6. Simulación y resultados	80
6.1 Plataforma de simulación	80
6.2 Consideraciones para realizar las simulaciones	81
6.3 Medidas utilizadas para la evaluación de los algoritmos	89
6.4 Simulaciones	90
6.4.1 Simulación 1	90
6.4.2 Simulación 2	94
6.4.3 Simulación 3	97
6.4.4 Simulación 4	99
6.4.5 Simulación 5	102
Capítulo 7. Conclusiones y trabajo futuro	105
7.1 Conclusiones	105
7.2 Trabajo futuro	106
Lista de Abreviaturas	108
Apéndice A. Código en MATLAB	109
Referencias	112

INTRODUCCION

1.1 Generalidades

Durante los últimos 30 años, se ha realizado un esfuerzo considerable en el estudio de técnicas que permitan aprovechar al máximo el ancho de banda del canal de los sistemas de transmisión. El objetivo es diseñar un sistema que transmita información a la mayor velocidad posible con probabilidad baja de error.

La velocidad de transmisión de datos en formato digital está limitada por dos factores principales: la interferencia entre símbolos ocasionada por dispersión en el filtro transmisor, el canal de transmisión y el filtro del receptor; y el ruido aditivo generado por el canal. En los sistemas que utilizan canales de ancho de banda limitado, si no se aplica ninguna medida correctiva, la interferencia entre símbolos puede limitar la velocidad de transmisión a un nivel muy por debajo de la capacidad física del canal.

Las medidas más comunes para combatir la interferencia entre símbolos son el uso de filtros formadores de pulsos en el transmisor e igualadores de canal en el receptor. El filtro formador de pulsos se coloca a la salida del transmisor con el fin de limitar el ancho de banda requerido por los pulsos transmitidos de acuerdo al criterio de

Nyquist, y el igualador de canal colocado a la entrada del receptor compensa los efectos dispersivos del canal.

Si las características del canal se conocen a priori y son invariantes en el tiempo, entonces el filtro igualador se diseña una sola vez. En la mayoría de las aplicaciones prácticas esto no sucede, por lo que el igualador debe estar equipado con lógica de control que le permita aprender su configuración inicial por medio de un algoritmo de adaptación y de ser necesario seguir las variaciones del canal. Estos igualadores se conocen como igualadores adaptables, y existen varios algoritmos propuestos para realizar esta adaptación.

Normalmente, los igualadores adaptables requieren un período inicial de entrenamiento en el que se transmite una secuencia de datos conocida. En el receptor se genera una réplica de dicha secuencia en sincronía con el transmisor para permitir al igualador obtener una señal de error que le permita ajustarse a las características del canal. Cuando el entrenamiento ha concluido, el igualador conmuta a un modo dirigido por decisión y comienza la transmisión de datos. En el modo dirigido por decisión, la señal de error se obtiene de la diferencia entre la salida del igualador y el estimado del símbolo transmitido correspondiente a esa salida.

En algunas aplicaciones no es posible o no es práctico tener una etapa de entrenamiento; aunque se conoce alguna propiedad estadística de la fuente. A los igualadores que se adaptan bajo estas condiciones se les conoce como *igualadores ciegos*. El primer esquema de igualación ciega fue propuesto por Lucky [Jon95] en 1965, que es básicamente un algoritmo dirigido por decisión sin una etapa previa de entrenamiento. La regla de diseño para convertir un igualador que necesita etapa de entrenamiento a un igualador ciego dirigido por decisión es remplazar todas las ocurrencias de la señal transmitida en el algoritmo de adaptación, por las salidas del circuito de decisión. Si el diagrama de ojo de la combinación canal-igualador se encuentra originalmente abierto, este cambio no altera el comportamiento del algoritmo.

A partir de 1975 surgió un gran número de algoritmos de igualación ciega, cuyo objetivo principal es igualar las características del canal a un grado que permita conmutar al modo dirigido por decisión, de aquí que la velocidad inicial de convergencia sea más importante que la eficiencia en estado estable.

En la práctica se emplean dos estructuras básicas de igualadores. La primera es un filtro FIR colocado en cascada entre el canal y el circuito de decisión. Se conoce como *igualador lineal* porque su salida es una combinación lineal de la señal recibida y sus versiones retardadas. La segunda se conoce como *igualador de decisión retroalimentada*, que es un dispositivo no lineal debido a que su salida es la suma la señal filtrada de entrada y una versión filtrada de la salida del circuito de decisión no lineal. A pesar de las ventajas que ofrecen, sólo se han propuesto unos cuantos algoritmos de igualación ciega para filtros de decisión retroalimentada. Esto se debe principalmente a la dificultad para analizar la convergencia de los algoritmos ocasionada por la no linealidad del circuito de decisión y la propagación de errores dentro del filtro.

Normalmente, con el fin de disminuir y simplificar los cálculos requeridos, la señal de entrada se muestrea una vez por símbolo. Aunque recientemente en muchos diseños prácticos se utilizan igualadores fraccionalmente espaciados, donde la señal de entrada se muestrea a una velocidad mayor que la de símbolo y se puede aplicar a las estructuras de igualadores antes mencionadas. Añadiendo esta característica, es posible sintetizar las características del receptor óptimo sin necesidad de un filtro preigualador.

Los algoritmos de igualación ciega pueden clasificarse en tres tipos: de tipo Bussgang, de tipo poliespectro y de tipo de estimación. Los primeros se basan en el uso de gradiente estocástico para minimizar una función de costo no convexa de la salida del igualador. La forma no convexa de la función de costo esta relacionada con la utilización de un estimador no lineal para producir la señal deseada. Estos algoritmos presentan problemas de convergencia cuando no se inicializan correctamente, aunque son muy populares debido a la facilidad para implementarlos. Los segundos se basan en el uso directo de estadísticas de alto orden de la salida del

canal. Son más robustos que los de tipo Busgang y su uso garantiza una solución global a costo de alta complejidad y difícil implementación. Los terceros realizan una estimación conjunta de los datos y el canal basados en el criterio de máxima verosimilitud. Minimizan la probabilidad de símbolos erróneos pero su complejidad crece exponencialmente en función de la longitud de la secuencia transmitida, haciéndolos poco atractivos en implementaciones prácticas.

A fin de escoger el tipo y características del igualador para cada aplicación deben considerarse muchos factores. El igualador de canal es indispensable para maximizar la velocidad de transmisión a través de un canal dispersivo y debido a que consume gran parte de las operaciones en el demodulador, su diseño es de gran importancia.

1.2 Panorama global de los algoritmos de igualación ciega

Gran parte del desarrollo global de las comunicaciones se debe a la introducción de la igualación adaptable de canal a fines de los 60's. La igualación adaptable fue propuesta originalmente por Lucky en 1965 [Hay91, Hay94, Jon95], y rápidamente el formato con entrenamiento se introdujo en telefonía utilizando filtros lineales y el algoritmo de adaptación LMS. En los 70's surgieron los primeros igualadores fraccionalmente espaciados que utilizaban básicamente la misma estructura y algoritmos [Tre96].

En 1975 Sato [Sat75] propuso el primer esquema de igualación ciega para sistemas unidimensionales basado en el uso de una función de error sin memoria y LMS como algoritmo de adaptación para un filtro lineal. En los 80's surgieron varios algoritmos del mismo tipo pero para sistemas de dos dimensiones. Cada uno se basa en una función de error sin memoria particular. Los más importantes son el algoritmo de módulo constante propuesto por Godard [God80] e independientemente por Treichler [Tre83], el algoritmo "Stop-and-GO" propuesto por Picchi y Prati [Pic87] y el algoritmo de Benveniste y Goursat [Ben84]. Fue durante esta década que los

algoritmos de igualación ciega se llevaron a implementaciones prácticas utilizando preferentemente igualadores espaciados por símbolo [Tre95].

Macchi y Hachicha [Mac86] propusieron en 1986 el primer algoritmo de igualación ciega para filtros de decisión retroalimentada, se basa en el hecho que un filtro no lineal puede dividirse en un filtro lineal y un filtro predictor de error que retroalimenta su salida. Otros algoritmos fueron propuestos por Kennedy [Ken93], Chin y Nam [Chi95a], Seo y otros [Seo96], utilizando básicamente las mismas funciones de error sin memoria utilizadas en filtros lineales.

En los 90's surgieron los primeros algoritmos de tipo poliespectro, algunos de los más importantes son TEA, ETEA y POPREA propuestos por Nikiás y Hatzinakos [Hay94]. También en esta década han surgido varios algoritmos del tipo de estimación que básicamente utilizan el algoritmo de Viterbi [Hay94].

Para una revisión más amplia de la literatura en igualación ciega en general se recomienda revisar la referencia [Hay94].

1.3 Objetivo de la tesis

El objetivo de esta tesis es realizar una revisión del estado del arte y una evaluación mediante simulaciones de los algoritmos de igualación ciega de canal; particularmente de los algoritmos de tipo Busgang para igualadores de decisión retroalimentada e igualadores fraccionalmente espaciados. Se considera su aplicación en sistemas de comunicación digital a través de canales dispersivos, especialmente canales telefónicos y de radio digital.

Este trabajo forma parte de una investigación general en este campo iniciada por [Oro97].

FUNDAMENTOS CONCEPTUALES

2.1 Descripción de un sistema de comunicación digital

La figura 2.1 muestra un diagrama funcional con los elementos básicos de un sistema de comunicación digital. El mensaje producido por la fuente se convierte a una secuencia de dígitos binarios. Si la fuente es analógica, se incluye un convertidor analógico-digital (A/D) que muestrea y cuantiza la señal de entrada. Se desea que la secuencia binaria que representa a la fuente sea tan compacta como sea posible, es decir, que no contenga redundancia. A este proceso se le conoce como codificación de fuente o compresión de datos y se realiza en el bloque codificador de fuente.

La salida del codificador de fuente se introduce a un codificador de canal, cuyo objetivo es añadir redundancia de manera controlada en la secuencia binaria de información, con el fin de contrarrestar en el receptor los efectos del ruido y la interferencia introducidos por el canal de transmisión.

El modulador digital funciona de interfaz hacia el canal de comunicaciones y su función principal es convertir la secuencia de información binaria a señales de forma de onda; cada forma de onda o símbolo puede representar uno o más dígitos binarios. En algunas aplicaciones se realiza la formación de los pulsos en banda base para

combatir la interferencia entre símbolos (Sección 2.5). En sistemas pasabanda, la secuencia de datos se utiliza para modular una señal portadora.

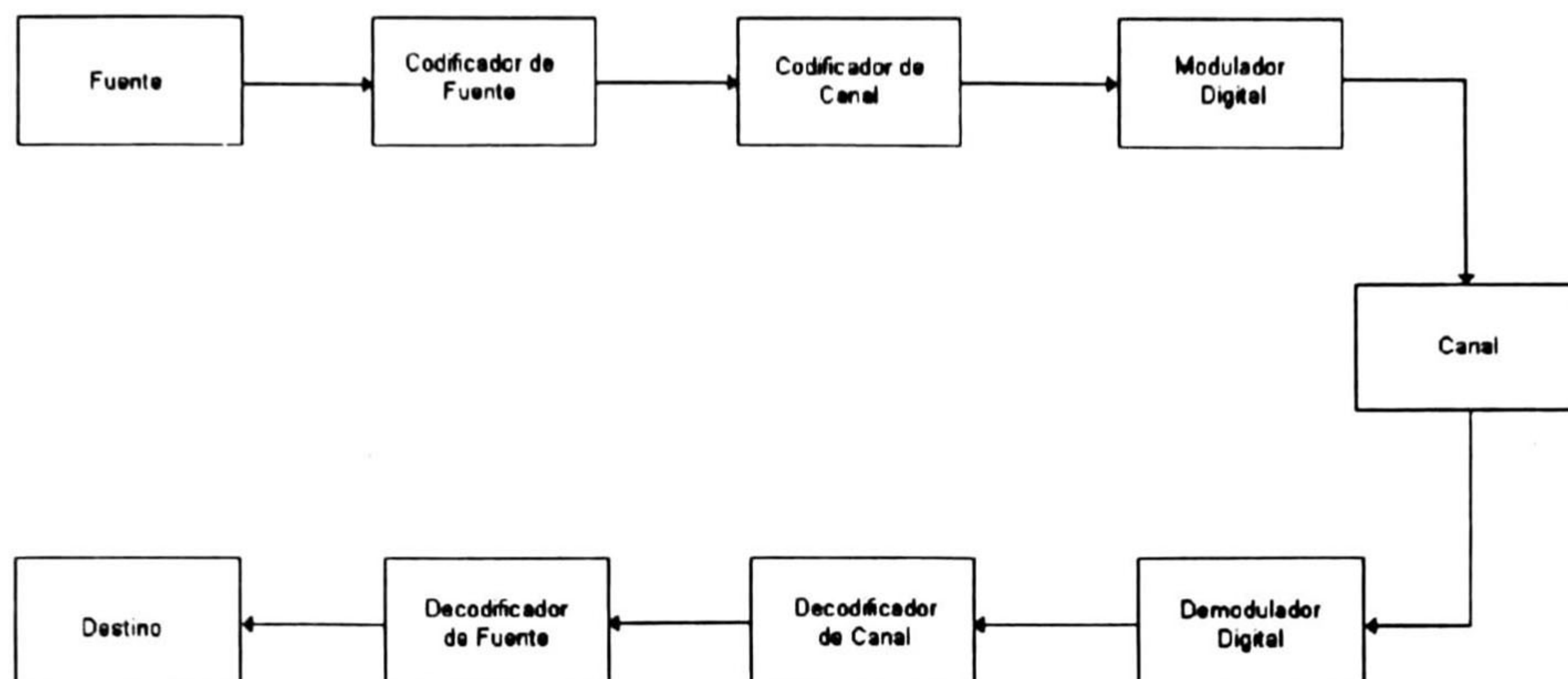


Figura 2.1 Elementos básicos de un sistema de comunicación digital.

El canal de comunicación es el medio físico usado para enviar la señal del transmisor al receptor. Algunos de los canales más importantes son los canales telefónicos y canales de radio digital cuyos modelos se describen en la sección 2.2. En general, la señal transmitida en el canal se altera por diversos factores, tales como el ruido aditivo o la interferencia ocasionada por un canal de ancho de banda limitado (Sección 2.4).

El demodulador digital procesa la forma de onda recibida y la convierte nuevamente a una secuencia de dígitos binarios. Este proceso implica la recuperación de la portadora y temporización, así como la igualación de canal (Capítulo 3). El propósito del igualador de canal es compensar las distorsiones ocasionadas por el canal, de tal forma que la secuencia de pulsos recibidos sea lo más parecida posible a la secuencia transmitida.

El decodificador de canal lee la secuencia de dígitos binarios a la salida del demodulador y basándose en el conocimiento del código usado por el codificador de canal, elimina la redundancia y realiza la función de detección y corrección de errores.

Finalmente, el decodificador de fuente reconstruye el mensaje en su formato original y lo envía al receptor de información. Si la fuente de información es analógica, el decodificador de la fuente provee la función de conversión digital-analógica (D/A).

2.2 Modelos de canales de comunicación

En el diseño de sistemas de comunicación, se emplean modelos matemáticos que describen las características principales del medio de transmisión. Estos modelos se utilizan al diseñar el codificador de canal y modulador en el transmisor, además del decodificador de canal y el demodulador en el receptor. A continuación se describen los modelos de canal más importantes y posteriormente se describen brevemente las características del canal telefónico y del canal de radio digital.

2.2.1 Principales modelos de canal [Pro95]

Canal con ruido aditivo

Este es el modelo más simple para un sistema de comunicación de datos y se muestra en figura 2.2. Aquí, la señal transmitida $x(t)$ es alterada por ruido aditivo aleatorio $r(t)$. Si el ruido es generado principalmente por componentes electrónicos y por el movimiento aleatorio de los electrones en los medios conductores, éste puede caracterizarse como ruido térmico. Este tipo de ruido se representa estadísticamente de manera simplificada como un proceso de ruido gaussiano. Debido a que este modelo caracteriza una gran variedad de canales de comunicación, y a la facilidad de su tratamiento matemático, es uno de los modelos de canal predominantes en el análisis de sistemas de comunicación. Se puede añadir fácilmente la característica de atenuación, quedando la señal recibida como

$$u(t) = \alpha x(t) + r(t) \quad (2.1)$$

donde α es el factor de atenuación.

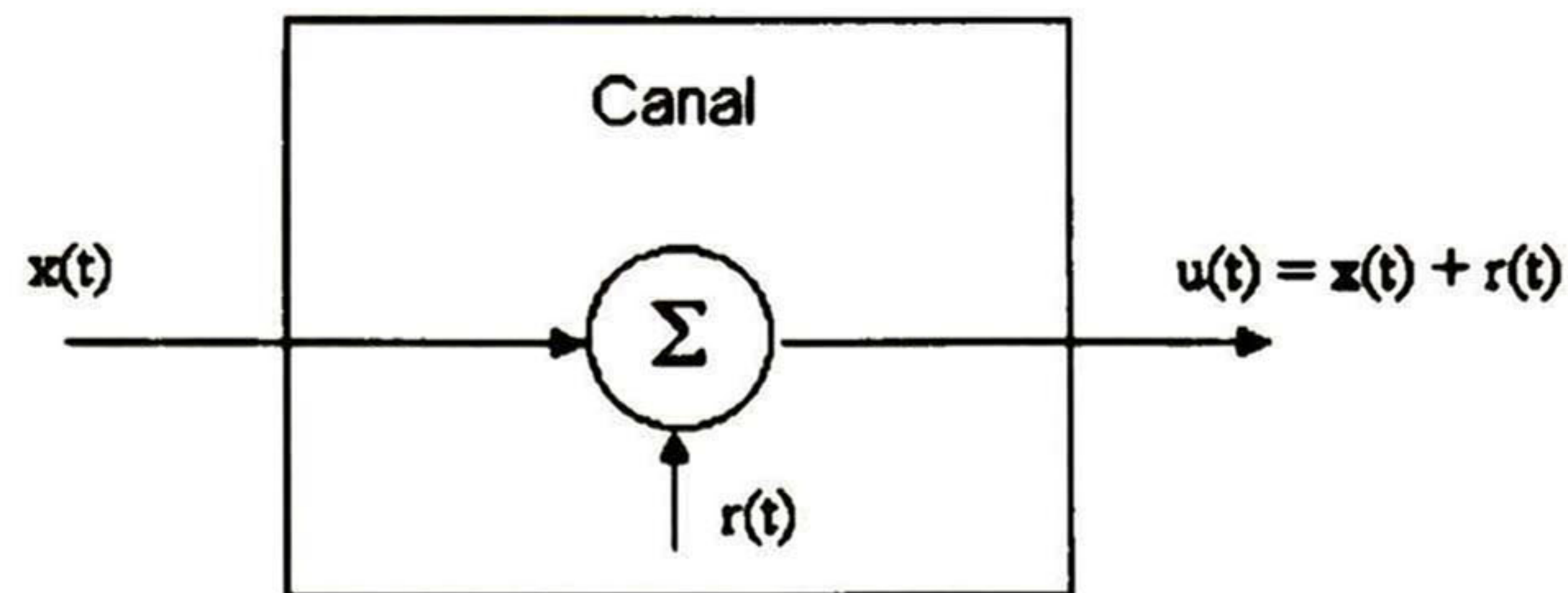


Figura 2.2 Canal con ruido aditivo.

Canal lineal

En algunos canales físicos, tales como canales telefónicos, se utilizan filtros para asegurar que la señal transmitida no exceda las limitaciones de ancho de banda especificados. Estos canales se caracterizan matemáticamente como filtros lineales con ruido aditivo (Figura 2.3). La señal de salida está dada por

$$u(t) = x(t) * h(t) + r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau + r(t) \quad (2.2)$$

donde $h(t)$ es la respuesta al impulso del filtro lineal y $r(t)$ es ruido aditivo aleatorio.

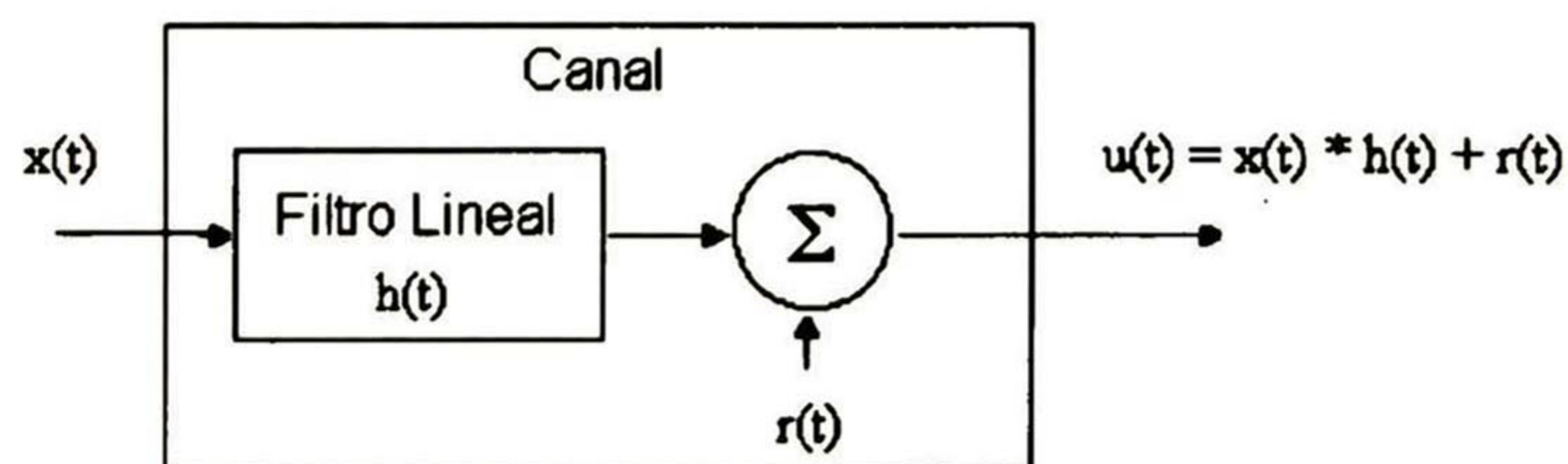


Figura 2.3 Canal lineal con ruido aditivo.

Canal lineal variante en el tiempo

Algunos canales, tales como canales de radio y canales submarinos, presentan el fenómeno de propagación por multitrayectoria variante en el tiempo. Estos canales se representan como filtros lineales variantes en el tiempo (figura 2.4). La respuesta al impulso de estos filtros se denota $h(\tau ;t)$, que es la respuesta del canal al tiempo t cuando se aplicó un impulso al tiempo $t - \tau$. Para una señal de entrada $x(t)$, la señal de salida del canal es

$$u(t) = x(t) * h(\tau ;t) + r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau ;t)x(t - \tau)d\tau + r(t) \quad (2.3)$$

Un buen modelo de propagación por multitrayectoria para canales de radio móvil, es un caso especial de (2.3) con la respuesta al impulso variante en el tiempo dada por

$$h(\tau ;t) = \sum_{k=1}^L a_k(t)\delta(\tau - \tau_k) \quad (2.4)$$

donde $a_k(t)$ representa el factor de atenuación variante en el tiempo para las L trayectorias de propagación y τ_k los retardos correspondientes. Sustituyendo (2.4) en (2.3), la señal recibida es

$$u(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t)x(t - \tau_k) + r(t) \quad (2.5)$$

La señal recibida consiste de L componentes, cada uno atenuado por $a_k(t)$ y retrasado por τ_k .

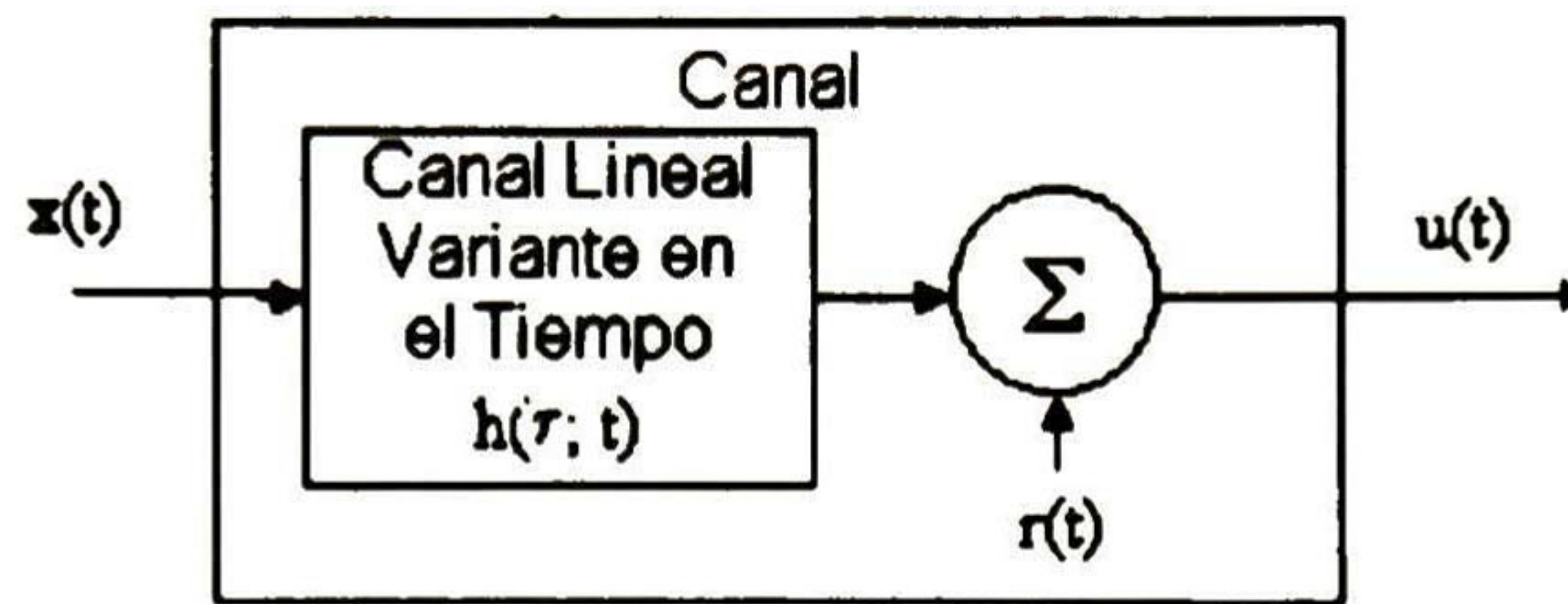


Figura 2.4 Canal lineal variante en el tiempo con ruido aditivo.

2.2.2 Características de algunos canales de comunicación

Canal telefónico [Pro95, Git92]

Es el canal de transmisión más utilizado y puede consistir de varios medios de transmisión, como el par trenzado, cable coaxial, enlaces de microondas, enlaces satelitales, fibra óptica, etc. Originalmente sólo se utilizaba para transmisión de voz, pero en los últimos años se han introducido modems que permiten la transmisión de datos digitales. El ancho de banda está comprendido típicamente entre 300 y 3100 Hz, y algunas de las características que presenta son distorsión lineal, distorsión no lineal, corrimiento en frecuencia, jitter y ruido.

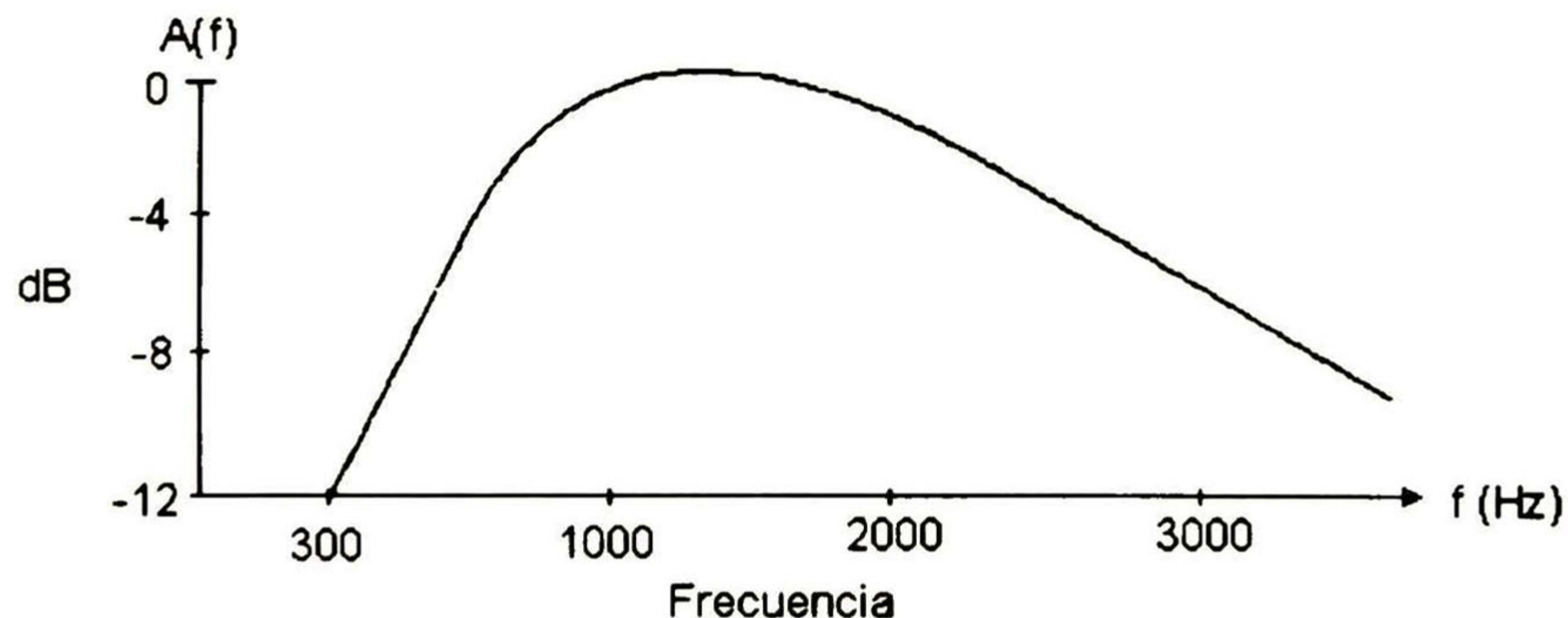


Figura 2.5 Distorsión en amplitud de un canal telefónico típico en función de la frecuencia.

Normalmente el canal telefónico se representa como un filtro lineal $H(f)$. La respuesta en amplitud del canal telefónico $|H(f)|$ y las características de fase $\theta(f)$ en general no son constantes dentro del ancho de banda de la señal, resultando en interferencia entre símbolos (ver sección 2.4). Las figuras 2.5 y 2.6 muestran las características de amplitud y retardo de un canal telefónico típico.

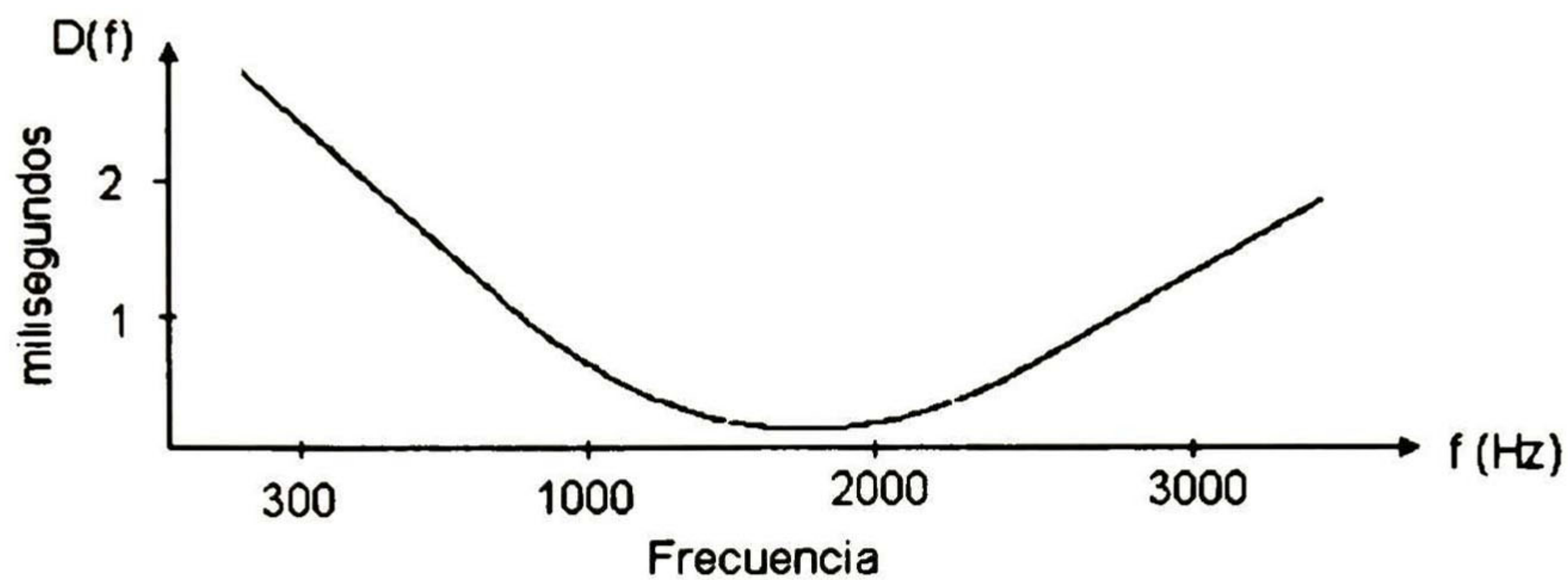


Figura 2.6 Distorsión por retardo de un canal telefónico típico en función de la frecuencia.

Canal de radio digital [Cha86, Git92, Rum86]

Los sistemas de radio digital utilizan canales de microondas, cuyo ancho de banda es de varios Mhz. Estos canales por lo general experimentan desvanecimientos ocasionados por propagación de multitrayectoria. Si los desvanecimientos en diferentes componentes de frecuencia de la señal ocurren independientemente, se dice que el desvanecimiento es selectivo. Los desvanecimientos ocasionan una severa degradación en la eficiencia del sistema si no se toma ninguna medida correctiva. Algunas de las técnicas empleadas comprenden el control automático de ganancia y la igualación de canal.

La sensibilidad de un sistema de radio digital a desvanecimientos selectivos en frecuencia, se caracteriza por medio de una curva como la mostrada en la figura 2.7 para un caso genérico. La curva muestra la profundidad del desvanecimiento en función de la frecuencia, que puede ser sostenida sin incrementar la probabilidad de error más allá de cierto límite de funcionamiento. Sin igualación la curva tiene forma de

“M”, es decir, es menos susceptible en la frecuencia central y en los extremos. Con igualación la curva se suaviza y el sistema es menos sensible a los desvanecimientos.

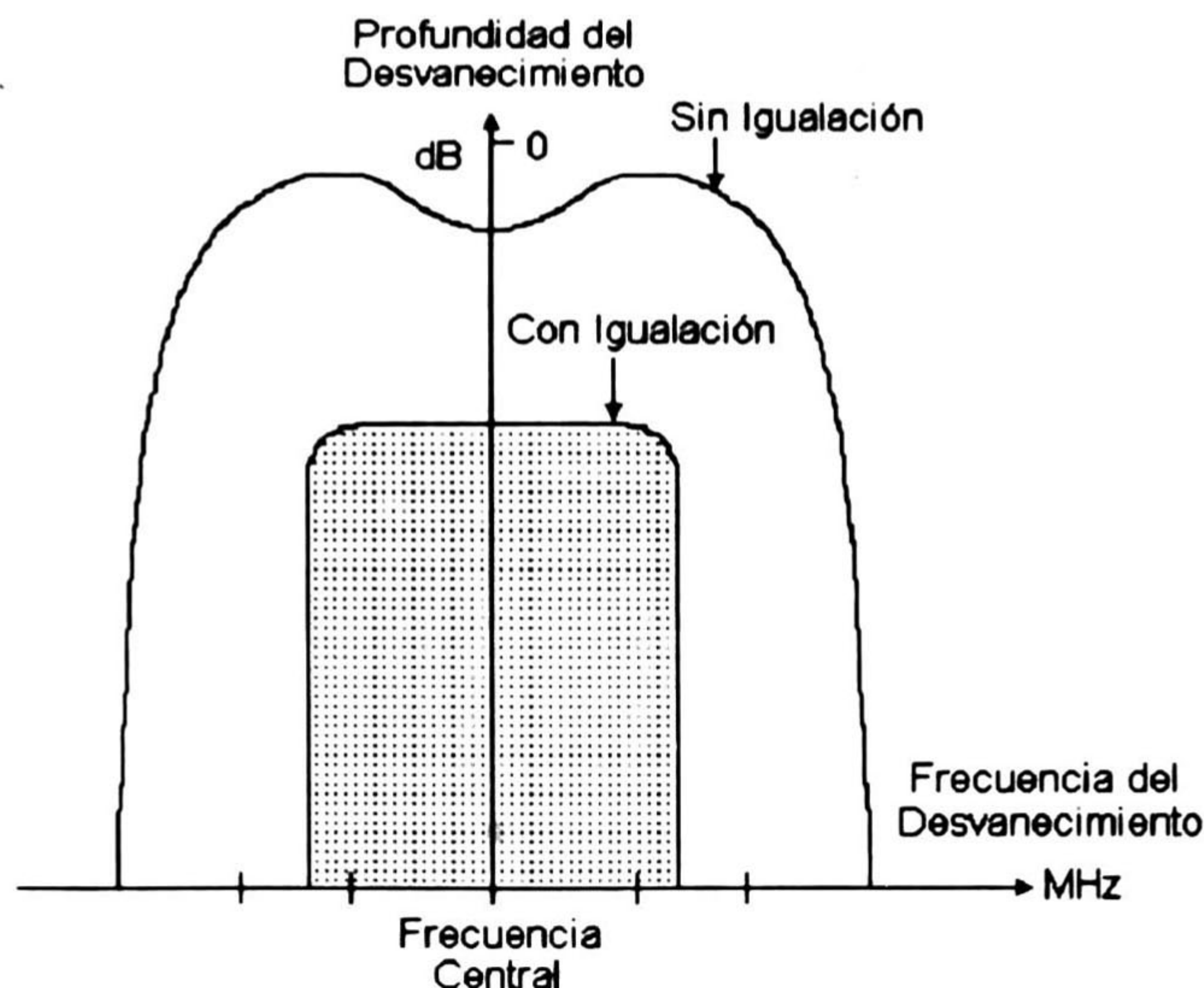


Figura 2.7 Sensibilidad a desvanecimientos selectivos de un sistema de radio digital típico.

2.3 Señales y sistemas en banda base [Cou95, Web95]

En general, una señal modulada $s(t)$ ocupa un ancho de banda B relativamente angosto comparado con la frecuencia de la portadora f_c , es decir, $f_c \gg B$. Así, $s(t)$ puede representarse por:

$$s(t) = a(t) \cos[2\pi f_c t + \Theta(t)] = \text{Re}\{a(t)e^{j[2\pi f_c t + \Theta(t)]}\} \quad (2.6)$$

donde Re representa la parte real de una expresión compleja. La amplitud de la envolvente de la señal modulada se representa por $a(t)$ y su fase por $\Theta(t)$. La señal portadora $\cos(2\pi f_c t)$ se modula en amplitud por la señal $a(t)$ y se modula en fase por $\Theta(t)$. A este tipo de señales moduladas se les conoce como señales pasabanda.

En los análisis matemáticos no es práctico modelar directamente este tipo de ecuaciones, ya que sería necesario incluir el proceso de modulación y demodulación, lo que se refleja en una mayor complejidad. En las simulaciones de computadora, con el fin de satisfacer el teorema de muestreo, es necesario muestrear la señal al menos dos veces más rápido que su componente de mayor frecuencia. Entonces, el número de operaciones requeridas para simular aplicaciones reales con señales pasabanda cuya portadora tenga una frecuencia del orden de MHz, es tan grande que se vuelve impráctico. De cualquier manera, durante los distintos procesos de interés, la frecuencia central de la portadora no cambia, y puede omitirse en lo análisis. Esto se logra con el uso de la representación en banda base equivalente de la señal $s(t)$, que se explica a continuación.

La ecuación (2.6) puede representarse como

$$\begin{aligned} s(t) &= a(t) \cos \Theta(t) \cos(2\pi f_c t) - a(t) \operatorname{sen} \Theta(t) \operatorname{sen}(2\pi f_c t) \\ &= u_I(t) \cos(2\pi f_c t) - u_Q(t) \operatorname{sen}(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

donde

$$\begin{aligned} u_I(t) &= a(t) \cos \Theta(t) \\ u_Q(t) &= a(t) \operatorname{sen} \Theta(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

son las componentes en fase (I) y en cuadratura (Q) de $s(t)$. La representación polar equivalente es:

$$u(t) = a(t) e^{j\Theta(t)} \quad (2.9)$$

donde $u(t) = u_I(t) + ju_Q(t)$ es conocida como la envolvente compleja o el equivalente pasabajos de la señal pasabanda $s(t)$.

De (2.6) y (2.7) se obtiene

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.10)$$

esta ecuación implica que $u(t)$ y f_c describen la señal modulada $s(t)$, donde toda la información está contenida en las variaciones de $u(t)$.

De manera similar, la respuesta al impulso de un sistema pasabanda $h(t)$ puede representarse en función de una respuesta al impulso en banda base equivalente $c(t)$

$$h(t) = \text{Re}[c(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.11)$$

y la salida pasabanda $r(t)$ que se obtiene al excitar el sistema $h(t)$ con la señal $s(t)$ puede representarse en función de la señal en banda base equivalente $v(t)$

$$r(t) = \text{Re}[v(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.12)$$

Cualquier operación con señales de radio frecuencia que se realiza en hardware, pueda representarse en software con operaciones en banda base. La figura 2.8 muestra un sistema pasabanda y un sistema en banda base equivalente. En los análisis y simulaciones subsecuentes, se utilizará la representación equivalente en banda base.

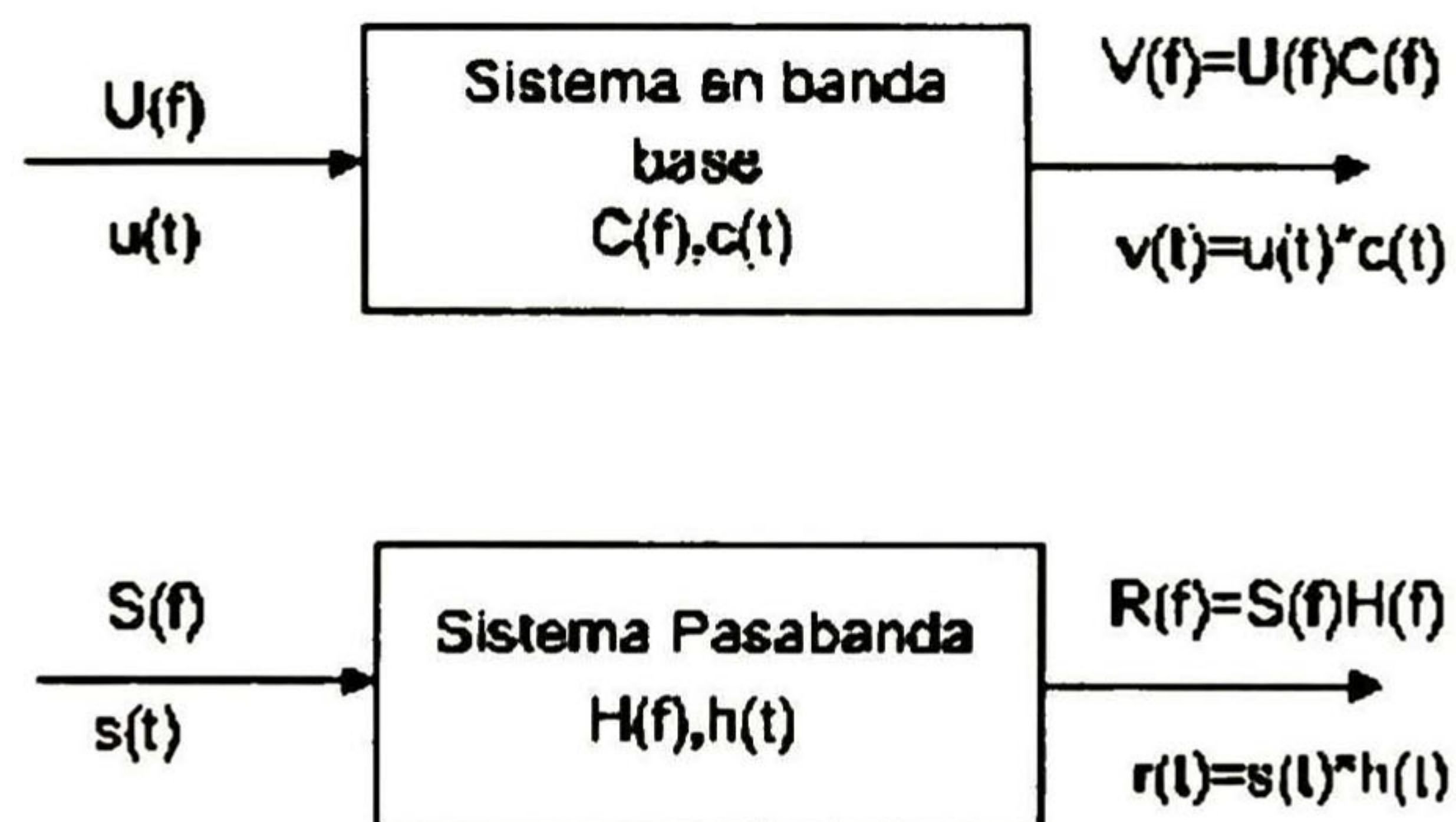


Figura 2.8 Sistemas en banda base y pasabanda equivalentes.

2.4 Interferencia entre símbolos [Qur85, Hay90, Cou95]

Cuando se transmiten datos digitales sobre un canal de ancho de banda limitado, la dispersión en tiempo que sufren los pulsos transmitidos origina una forma de interferencia que se conoce como interferencia entre símbolos (ISI, Intersymbol interference). Dicha interferencia puede introducir errores entre la secuencia de datos reconstruida a la salida del receptor y la secuencia original aplicada a la entrada del transmisor. Si no se toma ninguna medida correctiva, la interferencia entre símbolos puede limitar la capacidad de transmisión del canal a un nivel muy por debajo de su capacidad física. La interferencia entre símbolos está presente en todos los sistemas de modulación por pulsos, incluyendo FSK, PSK, QAM, PAM, etc.

La figura 2.9 ilustra la distorsión que ejerce el canal sobre la señal transmitida en un sistema PAM con 4 niveles de amplitud. En este modelo, el canal incluye los efectos de los filtros en el transmisor, modulador, medio de transmisión y en el demodulador.

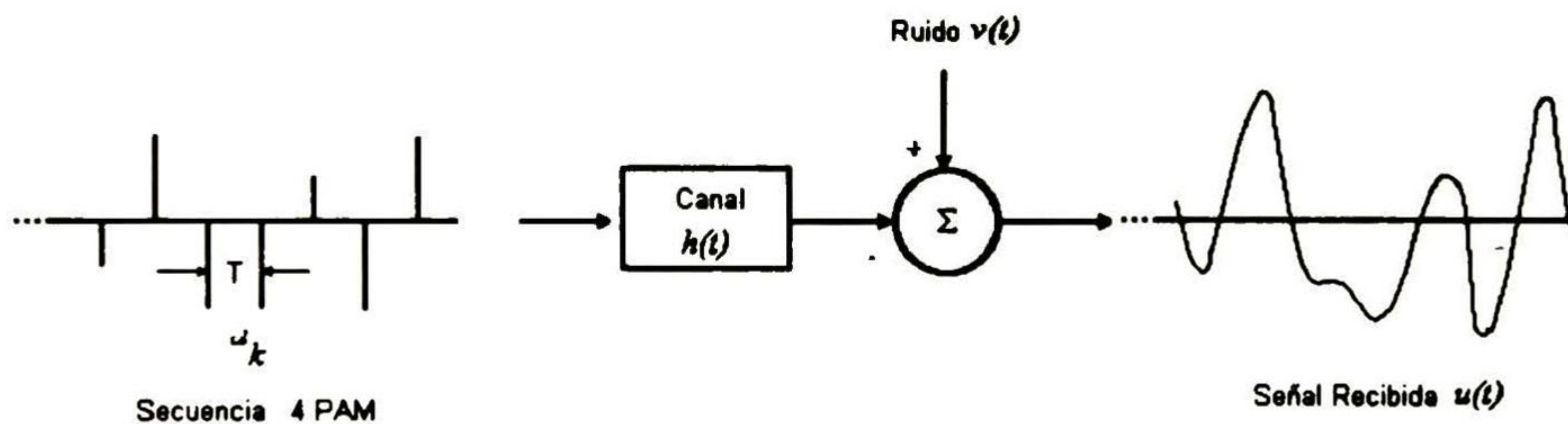


Figura 2.9 Modelo de un sistema 4 PAM con ISI.

Un símbolo a_k se transmite a través del canal al instante kT , donde T es el intervalo de símbolo. La señal recibida $u(t)$ es la superposición de las respuesta al impulso del canal $h(t)$ a cada uno de los símbolos transmitidos más ruido aditivo gaussiano $v(t)$.

$$u(t) = \sum_j a_j h(t - jT) + v(t) \tag{2.13}$$

Si se muestrea la señal recibida al tiempo $kT+t_0$, donde t_0 denota el retardo ocasionado por el canal, se obtiene

$$u(t_0 + kT) = a_k h(t_0) + \sum_{j \neq k} a_j h(t_0 + kT + jT) + v(t_0 + kT) \quad (2.14)$$

El primer término de la derecha denota la señal deseada, el segundo es la interferencia entre símbolos y el último término es el ruido aditivo. Cada término de la interferencia es proporcional a una muestra de la respuesta al impulso $h(t_0 + jT)$ espaciada j intervalos del instante t_0 ; Debido a que la secuencia a_k es aleatoria, la interferencia entre símbolos también es aleatoria, y es cero en los instantes de muestreo si y sólo si

$$h(t_0 + jT) = 0, \text{ para } j \neq 0.$$

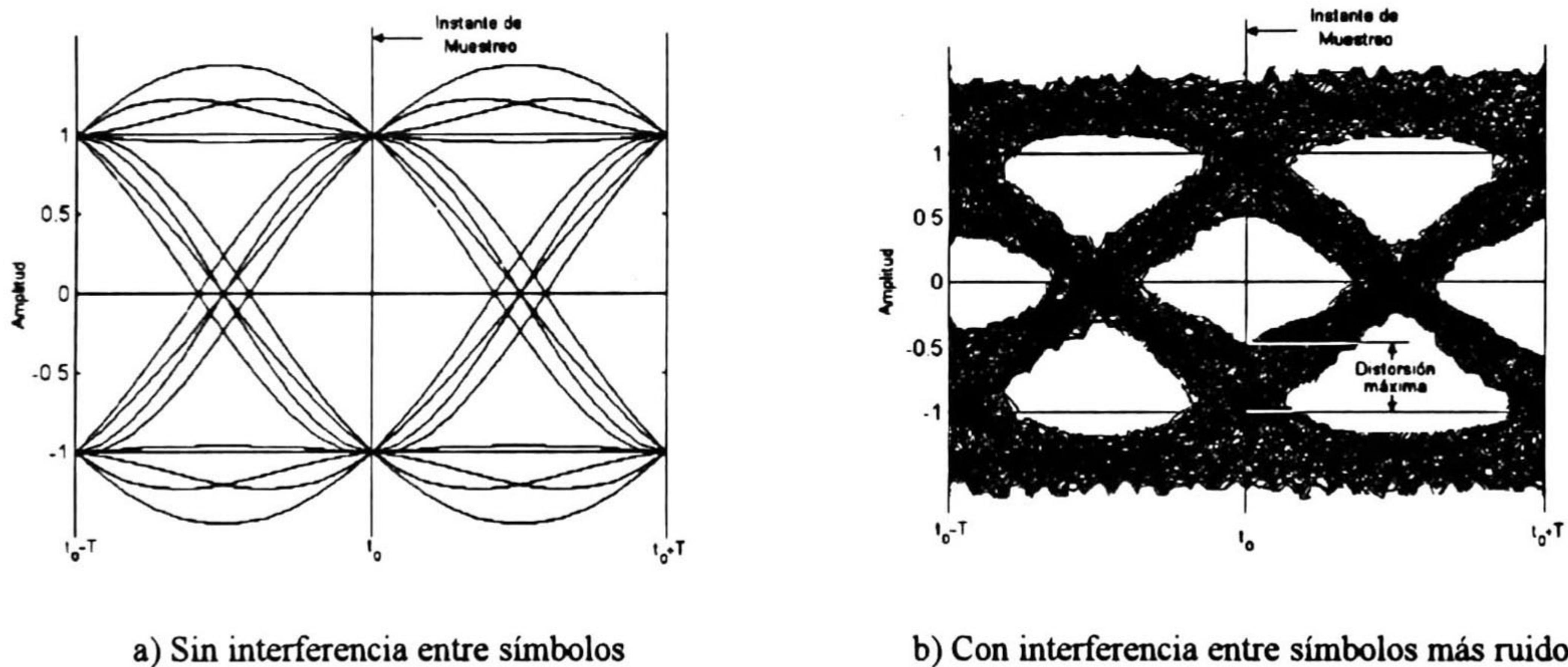


Figura 2.10 Diagrama de ojo de una señal 2-PAM.

En la practica, el efecto de la interferencia entre símbolos puede verse por medio de un osciloscopio sincronizado con el instante de muestreo de la señal para producir una gráfica conocida como diagrama de ojo. La figura 2.10 muestra el diagrama de ojo de una señal 2-PAM. Si el canal no produce interferencia entre símbolos, entonces sólo existen dos posibles niveles de la señal en el instante de muestreo t_0 y se dice que el diagrama de ojo esta abierto (Figura 2.10a). Si existe interferencia entre símbolos,

entonces se produce una desviación del nivel deseado de la señal en el instante de muestreo. Al valor máximo de esta distorsión se le conoce como *distorsión máxima*, y si su valor no permite al receptor decidir el símbolo correcto, entonces se dice que diagrama de ojo esta cerrado (Figura 2.10b).

2.5 Criterios de Nyquist [Cou95]

El ancho de banda absoluto de un pulso cuadrado es infinito, y al ser transmitido por un canal dispersivo se genera interferencia entre símbolos. Considere el sistema equivalente en banda base con un esquema de modulación lineal de la figura 2.11. La señal de entrada $x(t)$ son pulsos multinivel cuadrados en general complejos generados a partir de

$$x(t) = \sum_n a_n h(t - nT_s) = \left[\sum_n a_n \delta(t - nT_s) \right] * h(t) \tag{2.15}$$

donde $h(t) = \Pi(t/T_s)$, a_n son los símbolos a transmitir y la velocidad de símbolo es $D=1/T_s$. $\Pi(t)$ se define como la función rectángulo centrada en t con ancho igual a T_s y altura unitaria.

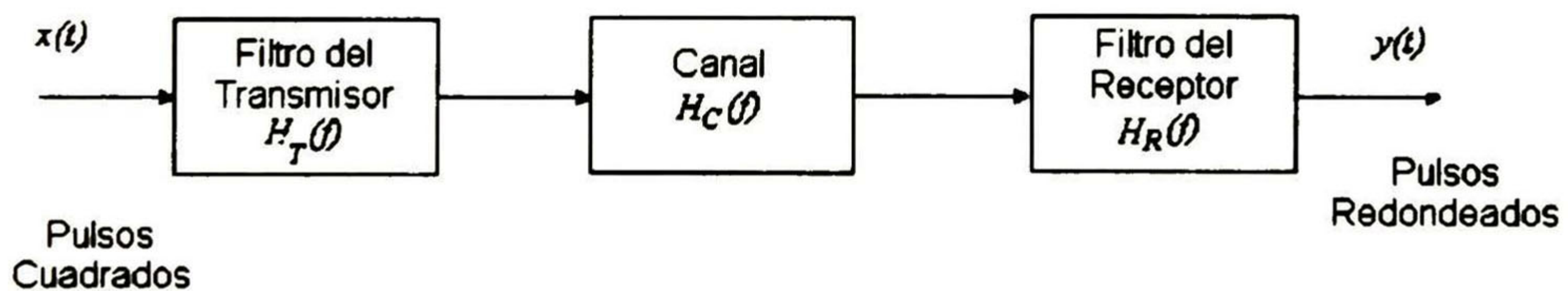


Figura 2.11 Sistema de transmisión de pulsos en banda base.

La salida del sistema de la figura 2.11 es

$$y(t) = \left[\sum_n a_n \delta(t - nT_s) \right] * h_s(t) \tag{2.16}$$

donde

$$h_e(t) = h(t) * h_T(t) * h_C(t) * h_R(t) \quad (2.17)$$

es la respuesta total del sistema. También es la forma del pulso de salida del receptor cuando se genera un pulso cuadrado a la entrada del transmisor.

La función de transferencia del sistema es:

$$H_e(f) = H(f)H_T(f)H_C(f)H_R(f) \quad (2.18)$$

donde

$$H(f) = F\left[\Pi\left(\frac{t}{T_s}\right)\right] = T_s \left(\frac{\text{sen}(\pi T_s f)}{\pi T_s f}\right) \quad (2.19)$$

El filtro receptor esta dado por

$$H_R(f) = \frac{H_e(f)}{H(f)H_T(f)H_C(f)} \quad (2.20)$$

Cuando $H_e(f)$ se escoge para minimizar la interferencia entre símbolos, entonces $H_R(f)$ se conoce como filtro igualador. Las características del filtro igualador dependen de la función de transferencia del canal $H_C(f)$ y de la respuesta deseada $H_e(f)$.

La salida $y(t)$ puede reescribirse como:

$$y(t) = \sum_n a_n h_e(t - nT_s) \quad (2.21)$$

La forma del pulso de salida depende de filtro transmisor, el filtro del canal y el filtro receptor. Si el canal se especifica a priori, el problema es determinar el filtro transmisor y el filtro receptor que minimizen la interferencia entre símbolos a la salida

del filtro del receptor. En 1928 Nyquist propuso tres criterios para restringir el ancho de banda sin introducir interferencia entre símbolos, de los tres criterios el primero es el más relevante para el trabajo de esta tesis.

2.5.1 Primer criterio de Nyquist

El primer criterio de Nyquist utiliza una función de transferencia $H_e(f)$ de tal forma que la respuesta al impulso satisfaga:

$$h_e(kT_s + \tau) = \begin{cases} C, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

donde k es un entero, τ es un corrimiento entre el reloj del transmisor y del receptor, T_s es el período de símbolo y C es una constante distinta de cero. Entonces, la salida correspondiente a un pulso de entrada de nivel α al tiempo $t=0$ es $\alpha h_e(t)$ con un valor de αC al tiempo $t=\tau$, el cual no causa interferencia en otros tiempos de muestreo porque $h_e(kT_s + \tau) = 0$ para $k \neq 0$.

Una función que produce cero interferencia entre símbolos es:

$$h_e(t) = \frac{\text{sen}(\pi f_s t)}{\pi f_s t} \quad (2.23)$$

para $\tau=0$ y $f_s=1/T_s$. Esta respuesta al impulso satisface 2.22 además de ser limitada en banda. Entonces, para eliminar completamente la interferencia entre símbolos, el filtro transmisor y el filtro receptor podrían en principio diseñarse para satisfacer:

$$H_e(f) = F^{-1}\{h_e(t)\} = \frac{1}{f_s} \Pi\left(\frac{f}{f_s}\right) \quad (2.24)$$

donde el ancho de banda absoluto de esta función de transferencia es $B = f_s/2$.

La función (2.23) presenta dos dificultades:

- La amplitud de $H_e(f)$ tiene que ser constante para f entre $-B$ y B , y cero en cualquier otro valor. Esto no se puede realizar físicamente debido a que la respuesta al impulso es no causal y de duración infinita. Además es difícil de aproximar debido a los cambios tan abruptos en $f = \pm B$.
- La sincronización del reloj del circuito de muestreo del decodificador tiene que ser casi perfecta, debido a que el pulso $(\text{sen } x) / x$ decae lentamente y es cero en las ranuras de tiempo adyacentes únicamente cuando t está exactamente en el tiempo de muestreo correcto.

Debido a estas dificultades se utilizan otras formas de pulso que tienen un ancho de banda ligeramente mayor. La idea es tener un pulso que valga cero en los puntos de muestreo adyacentes y decaiga a una velocidad mayor. La solución más común es utilizar el filtro de coseno alzado.

El filtro de coseno alzado tiene la función de transferencia:

$$H_e(f) = \begin{cases} 1, & |f| < f_1 \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi(|f| - f_1)}{2f_\Delta} \right] \right\} & f_1 < |f| < B \\ 0, & |f| > B \end{cases} \quad (2.25)$$

donde B es el ancho de banda absoluto y los parámetros f_1 y f_Δ son

$$f_\Delta \stackrel{\Delta}{=} B - f_0 \quad (2.26)$$

$$f_1 \stackrel{\Delta}{=} f_0 - f_{\Delta} \quad (2.27)$$

f_0 es el ancho de banda de 6-dB del filtro de coseno alzado. El factor de decaimiento se define como:

$$r = \frac{f_{\Delta}}{f_0} \quad (2.28)$$

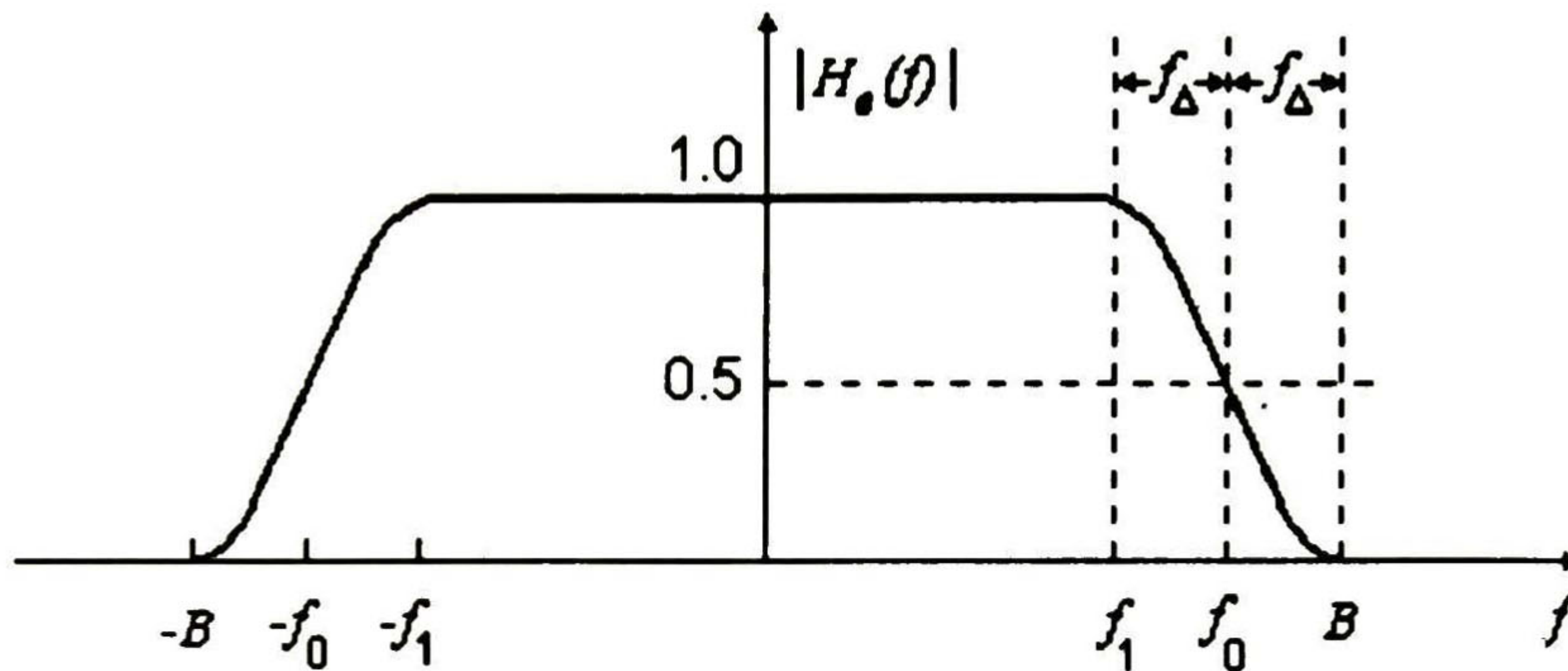


Figura 2.12 Características de un filtro de coseno alzado.

La respuesta al impulso correspondiente a 2.25 es (Figura 2.12)

$$h_e(t) = F[H_e(f)] = 2f_0 \left(\frac{\text{sen}(2\pi f_0 t)}{2\pi f_0 t} \right) \left[\frac{\cos(2\pi f_{\Delta} t)}{1 - (4f_{\Delta} t)^2} \right] \quad (2.29)$$

Para un valor $r=0$ el ancho de banda es el mínimo y la respuesta al impulso toma la forma de la ecuación (2.23).

De la figura 2.13 se observa que cuando aumenta el ancho de banda absoluto, disminuyen los requerimientos del filtro aunque $h_e(t)$ todavía es causal, y también disminuyen los requerimientos de sincronización porque $h_e(t)$ decrece más rápidamente.

es necesario que el receptor obtenga información de temporización a partir de la señal recibida con el fin de obtener el tiempo de muestreo adecuado. El retardo de propagación también ocasiona corrimiento en la fase de la portadora, la cual debe estimarse si el detector es coherente [Pro95].

En esta sección se describen los efectos de tener un error de fase de la portadora a la entrada del demodulador. Esta tesis no abarcará el tema de temporización, pero se recomienda revisar [Pro95, Nog86, Cou95, Git92].

A continuación se describe el efecto de tener un error en la fase de la portadora para señales QAM y M-PSK [Pro95].

Las señales QAM y M-PSK puede representarse como

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) - B(t) \sin(2\pi f_c t + \phi) \quad (2.30)$$

La señal es demodulada por medio de dos osciladores en cuadratura

$$c_I(t) = \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \quad (2.31)$$

$$c_Q(t) = -\text{sen}(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \quad (2.32)$$

Al multiplicar la señal recibida por los cada uno de los osciladores en cuadratura y posteriormente pasar la señal a través de un filtro pasabajas, se obtienen los componentes en fase y en cuadratura $y_I(t)$ y $y_Q(t)$ de la señal recibida.

$$y_I(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) - \frac{1}{2} B(t) \text{sen}(\phi - \hat{\phi}) \quad (2.33)$$

$$y_Q(t) = \frac{1}{2} B(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) + \frac{1}{2} A(t) \text{sen}(\phi - \hat{\phi}) \quad (2.34)$$

es necesario que el receptor obtenga información de temporización a partir de la señal recibida con el fin de obtener el tiempo de muestreo adecuado. El retardo de propagación también ocasiona corrimiento en la fase de la portadora, la cual debe estimarse si el detector es coherente [Pro95].

En esta sección se describen los efectos de tener un error de fase de la portadora a la entrada del demodulador. Esta tesis no abarcará el tema de temporización, pero se recomienda revisar [Pro95, Nog86, Cou95, Git92].

A continuación se describe el efecto de tener un error en la fase de la portadora para señales QAM y M-PSK [Pro95].

Las señales QAM y M-PSK puede representarse como

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) - B(t) \sin(2\pi f_c t + \phi) \quad (2.30)$$

La señal es demodulada por medio de dos osciladores en cuadratura

$$c_I(t) = \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \quad (2.31)$$

$$c_Q(t) = -\text{sen}(2\pi f_c t + \hat{\phi}) \quad (2.32)$$

Al multiplicar la señal recibida por los cada uno de los osciladores en cuadratura y posteriormente pasar la señal a través de un filtro pasabajas, se obtienen los componentes en fase y en cuadratura $y_I(t)$ y $y_Q(t)$ de la señal recibida.

$$y_I(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) - \frac{1}{2} B(t) \text{sen}(\phi - \hat{\phi}) \quad (2.33)$$

$$y_Q(t) = \frac{1}{2} B(t) \cos(\phi - \hat{\phi}) + \frac{1}{2} A(t) \text{sen}(\phi - \hat{\phi}) \quad (2.34)$$

De aquí se observa que si los osciladores en el receptor están en fase con el transmisor, es decir $\phi = \hat{\phi}$, las señales recibidas son $A(t)/2$ y $B(t)/2$. Por otra parte, se observa que un error en la fase de la portadora ocasiona interferencia entre las componentes en fase y en cuadratura de la señal, dicha interferencia se refleja en la constelación recibida como una rotación con un ángulo de $(\phi - \hat{\phi})$

Existen dos técnicas para la estimación de la fase de la portadora. La primera se realiza normalmente en el dominio de la frecuencia y consiste en multiplexar una señal piloto, que permite al receptor extraer y entonces sincronizar su oscilador local a la frecuencia y fase de la señal recibida. Esto se realiza con técnicas que utilizan lazo de amarre de fase (PLL).

La segunda técnica obtiene el estimado de la fase de la portadora directamente de la señal modulada y es la técnica más empleada en la práctica. Existen varios esquemas basados en esta técnica, los más importantes son: lazo cuadrático, lazo de Costas y lazo de retroalimentación [Pro95].

Estas técnicas se realizan en forma analógica antes de muestrear la señal recibida, sin embargo, la recuperación de fase puede realizarse de manera digital conjuntamente con la igualación de canal como se describe en la sección 3.6.

IGUALACION DE CANAL

3.1 Receptor óptimo [Git92]

En esta sección se describe el diseño del receptor lineal óptimo para canales que introducen interferencia entre símbolos y ruido aditivo. Se asume que las características del canal no son conocidas a priori.

El objetivo del receptor óptimo o receptor de máxima verosimilitud es producir decisiones correctas en los datos, haciendo uso de la señal recibida completa, es decir, produce la secuencia más probable que haya sido transmitida. A este criterio se le conoce como *estimación de la secuencia de máxima verosimilitud* (MLSE, Maximum likelihood sequence estimation). Este receptor es no lineal y su complejidad crece exponencialmente en función de la longitud de la secuencia. Debido a que este es el mejor criterio que se puede proponer, cualquier otra estructura se puede considerar subóptima. Esto no significa que el receptor MLSE sea el más adecuado, generalmente es más práctico utilizar otras estructuras debido a limitaciones en la complejidad del receptor. Dichas estructuras son receptores lineales simples que presentan buenas características de desempeño y sus criterios se basan en el conocimiento exacto de las características del canal, lo que sugiere el uso de mecanismos adaptables. El criterio más utilizado es la minimización del error cuadrático medio (*MSE*, mean-square error) y se describe a continuación.

Considere el sistema de comunicación en banda base de la figura 3.1. La forma de onda transmitida es

$$x(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \tag{3.1}$$

donde a_n es la secuencia a transmitir y $g(t)$ es la respuesta al impulso del filtro del transmisor. La forma de onda recibida después de pasar por el canal $h(t)$ es

$$u(t) = \sum_m a_m c(t - mT) + r(t) \tag{3.2}$$

donde $c(t)$ es la forma del pulso a la entrada del receptor

$$c(t) = g(t) * h(t) \tag{3.3}$$

y $r(t)$ es ruido blanco aditivo con densidad de potencia $N_0/2$ watts/Hz.

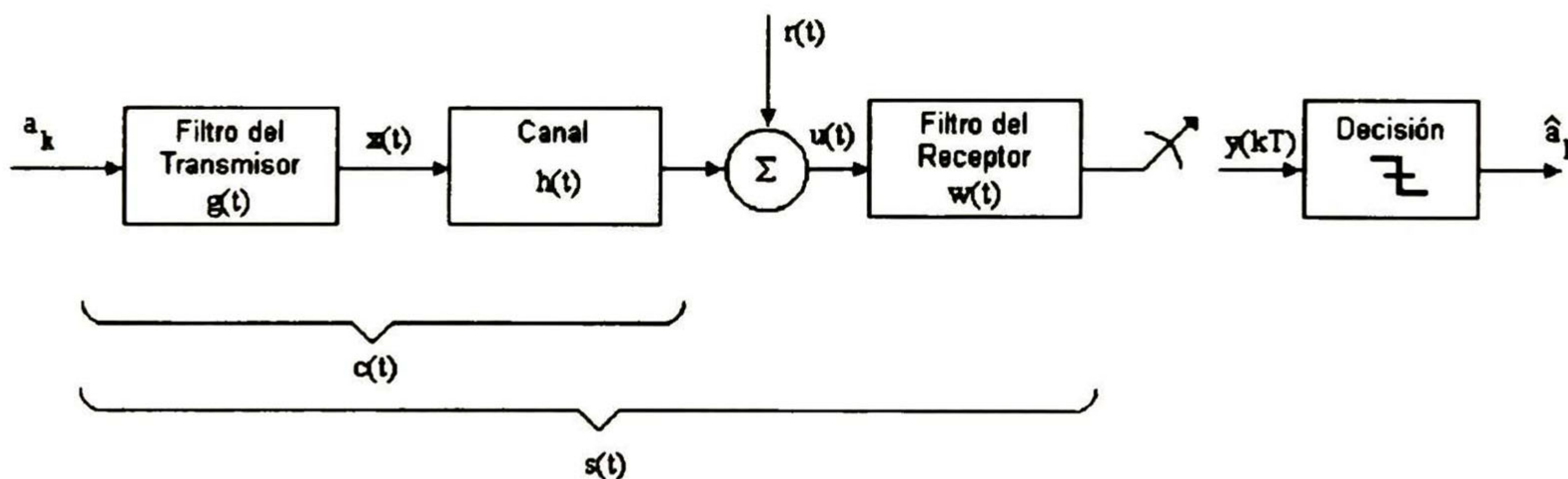


Figura 3.1 Sistema de transmisión de datos en banda base con receptor lineal.

La salida del filtro del receptor esta dada por

$$y(t) = u(t) * w(t) \tag{3.4}$$

Se desea encontrar el filtro del receptor $w(t)$, que minimice el MSE entre las muestras recibidas $y(kT)$ y los símbolos de entrada a_k .

$$MSE = E\{(y(kT) - a_k)^2\} \quad (3.5)$$

esta minimización da como resultado

$$w(t) = \frac{c(-t)}{\sigma^2} - \sum_n \frac{s_n}{\sigma^2} c(nT - t) = \sum_n w_n c(nT - t) \quad (3.6)$$

donde los coeficientes w_n están dados por

$$w_0 = \frac{(1 - s_0)}{\sigma^2} \quad (3.7a)$$

$$w_n = \frac{-s_n}{\sigma^2}, \quad n \neq 0 \quad (3.7b)$$

s_n es la respuesta total del sistema al tiempo nT

$$s_n = \int c(nT - t)w(t)dt \quad (3.8)$$

y σ^2 se define como

$$\sigma^2 \triangleq \frac{N_0}{E\{a_n^2\}} \quad (3.9)$$

La transformada de Fourier de (3.6) es

$$W(f) = \sum_n w_n e^{-j2\pi f n T} C^*(f) \quad (3.10)$$

que es la conexión en cascada de un filtro par $c(-t)$ y una línea de retardo, es decir, el filtro óptimo $w(t)$ de la ecuación (3.6) es una suma ponderada de las salidas de un filtro par retardadas diferentes intervalos de tiempo nT . La estructura que produce una suma ponderada de versiones de una señal retrasadas en tiempo es el filtro transversal. La figura 3.2 muestra la conexión en cascada de un filtro par y un filtro transversal.

Debido a que el retardo entre los coeficientes del filtro es el mismo que la velocidad de símbolo, el circuito de muestreo puede moverse a la entrada del igualador (que se muestra como un filtro analógico). Entonces se tendría un convertidor analógico digital (A/D) seguido de un igualador implementado digitalmente. En la sección 3.5 se muestra la forma en que los coeficientes del filtro pueden adaptarse automáticamente para minimizar el error cuadrático medio, es decir, no es necesario conocer los coeficientes del filtro a priori.

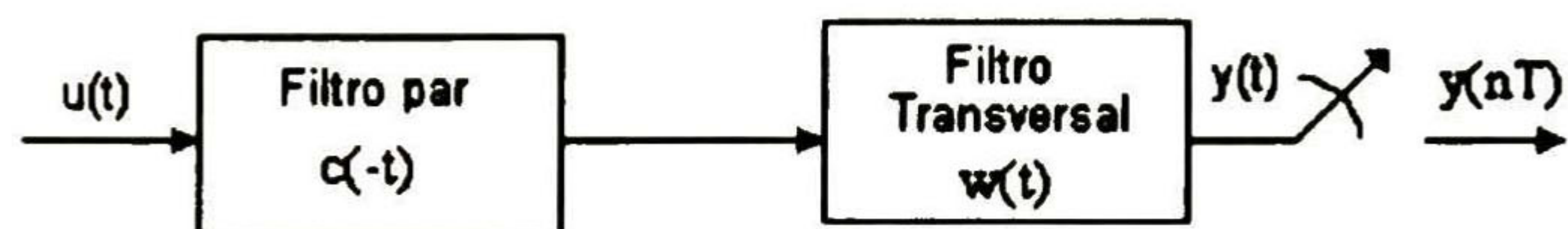


Figura 3.2 Receptor lineal óptimo.

3.2 Igualación de canal

El propósito de un igualador de canal colocado en el receptor es reducir la interferencia entre símbolos ocasionada por el canal de comunicación con el fin de aumentar la probabilidad de decisiones correctas. Cuando las características del canal son conocidas a priori e invariantes en el tiempo, el diseño del igualador se realiza una sola vez [Hay91, Pro95, Qur85].

El diseño adecuado del igualador es importante por tres razones [Tre96]:

- Su eficiencia es crucial para obtener la máxima velocidad de transmisión a través de canales dispersivos (limitados en banda).
- Es la parte más complicada del demodulador.
- Consume la mayor parte de procesamiento en el demodulador.

La igualación de canal puede realizarse en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. En algunas aplicaciones las características deseadas del canal se especifican en el dominio de la frecuencia (amplitud y retardo) y los igualadores en frecuencia intentan mantener tales características dentro del rango aceptable. Sin embargo, el efecto inmediato de tener un canal dispersivo es la interferencia entre símbolos que es un efecto en el dominio del tiempo, por lo que es más natural pensar en la igualación en este dominio [Cha86].

3.1.1 Estructuras básicas de igualadores

Los tipos básicos de igualadores en el dominio del tiempo que se utilizan en la práctica son el igualador lineal espaciado por símbolo, el igualador fraccionalmente espaciado y el igualador de decisión retroalimentada [Pro95, Qur85].

Igualador lineal espaciado por símbolo (TSE, T-spaced equalizer)

Normalmente se implementa con un filtro FIR transversal (Figura 3.3) colocado entre la salida del canal y el circuito de decisión (Figura 3.4). El valor actual y los N valores anteriores de la señal recibida forman el vector de entrada u que se multiplica por el vector de coeficientes w del igualador para producir la salida del igualador. Es lineal porque su salida es una combinación lineal de la señal recibida y sus versiones retrasadas. En implementaciones digitales, los valores de la señal de entrada se

almacenan en registros de corrimiento y la salida del igualador $y(k)$ se calculan una vez por símbolo de acuerdo a [Hay91, Qur85]

$$y(k) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n^* u(k-n) \quad (3.11)$$

donde el número de coeficientes del igualador es N . $*$ denota el complejo conjugado.

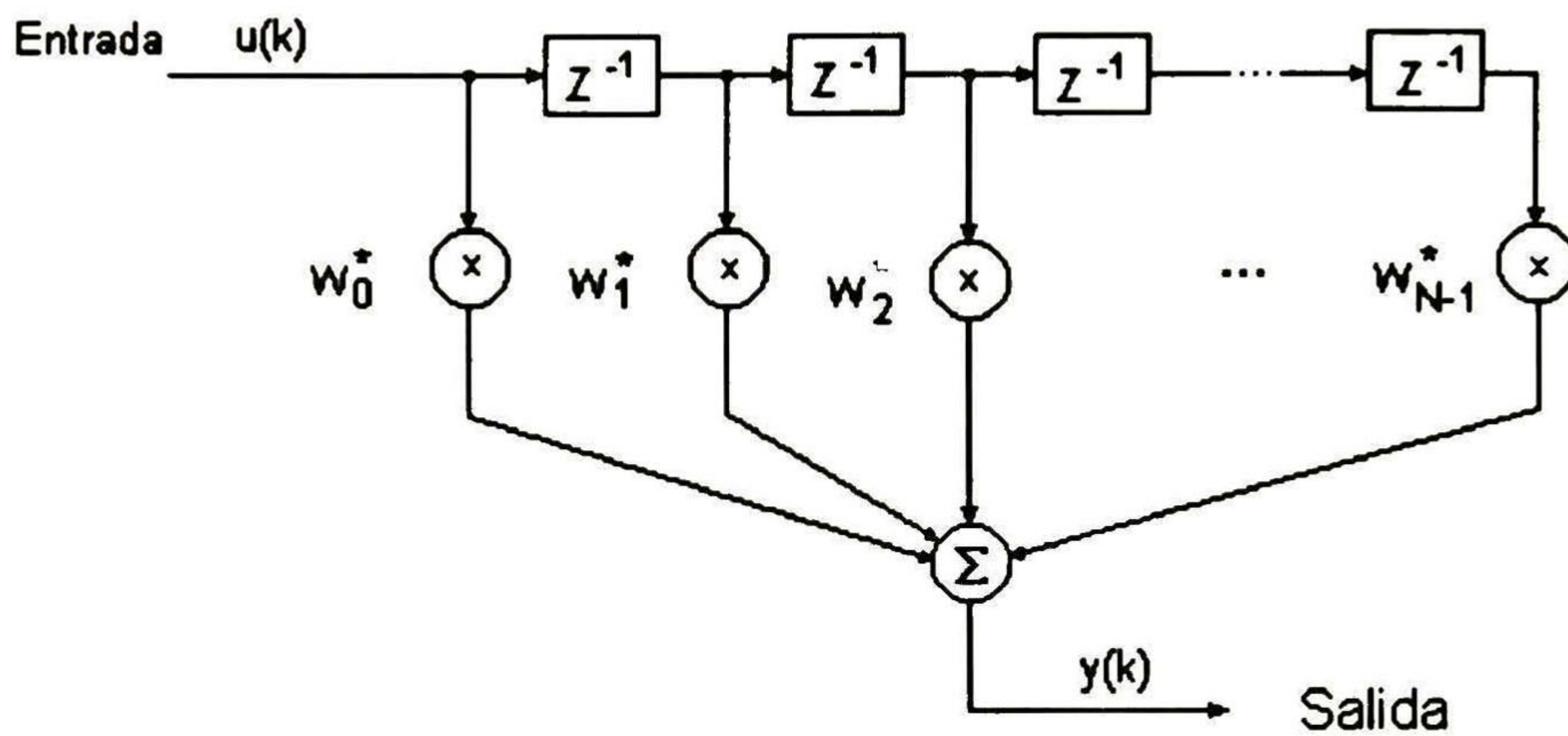


Figura 3.3 Estructura de un filtro transversal.

Este tipo de igualador presenta algunas deficiencias. Cuando la respuesta al impulso del canal presenta ceros sobre el círculo unitario, es prácticamente imposible encontrar una aproximación lineal estable al inverso del canal. Si el canal presenta ceros cerca del círculo unitario, el igualador lineal amplifica su salida para compensar los desvanecimientos y ocasiona un incremento en la potencia del ruido [Ken93]. Además, la estructura que se describió en la sección 3.1 donde un filtro TSE es precedido por un filtro par a las características del canal, en general es muy sensible a la elección del instante de muestreo [Pro95].

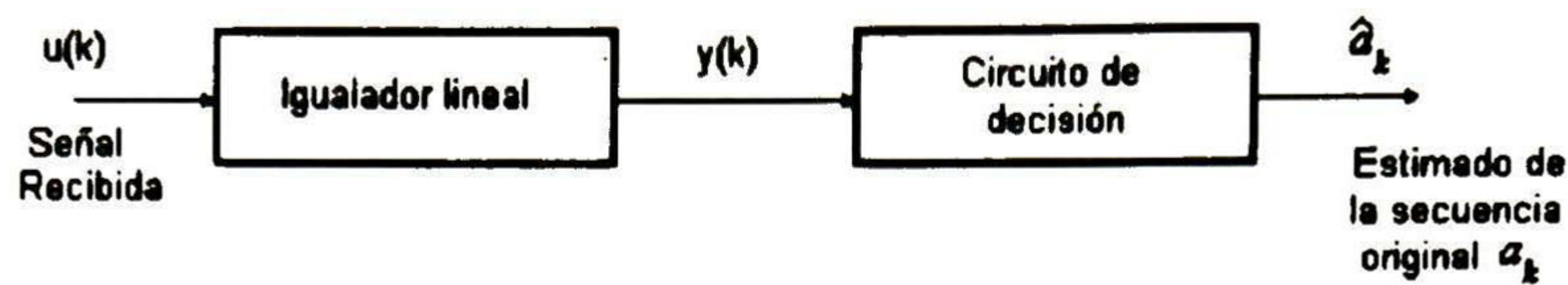


Figura 3.4 Igualador lineal.

Igualador fraccionalmente espaciado (FSE, Fractionally spaced equalizer)

En un igualador fraccionalmente espaciado la entrada se muestrea a un intervalo de tiempo τ , donde τ es una fracción del intervalo de símbolo T y la salida se muestrea a la velocidad de símbolo. El intervalo τ se escoge de forma que el ancho de banda de la señal de entrada al igualador sea $|f| < 1/2\tau$, es decir, que satisfaga el teorema del muestreo. Esta es la única restricción en una implementación analógica. En una implementación digital, τ debe ser igual a KT/M , donde K y M son enteros (usualmente se utiliza $K=1$ y $M=2$).

Este igualador compensa con mayor eficiencia la distorsión por retardo y amplitud que un igualador espaciado por símbolo, debido a que puede sintetizar de manera adaptable las características del receptor lineal óptimo y no sufre los efectos de traslape en la frecuencia. Una ventaja adicional es que la transmisión de datos puede comenzar con una fase de muestreo arbitraria, debido a que el igualador sintetiza el retardo correcto durante la adaptación. Requiere de más cálculos que el igualador espaciado por símbolo, pero simplifica el resto del diseño del demodulador [Git81, Git92, Hay91, Pro95, Qur85, Tre96].

Igualador de decisión retroalimentada (DFE, Decision Feedback Equalizer)

Este igualador está formado por dos filtros transversales conectados de acuerdo al arreglo de la figura 3.5. La señal de salida es la suma de la salida del filtro directo (FD) y la salida del filtro de retroalimentación (FR). El filtro FD es un filtro lineal como el mencionado en la sección anterior. Las decisiones tomadas a la salida del igualador se retroalimentan por medio del filtro FR. La idea básica es que si los valores de los

símbolos previamente detectados son conocidos (las decisiones pasadas se asumen correctas), entonces la interferencia entre símbolos aportada por estos símbolos puede cancelarse. Los coeficientes de los filtros FD y FR pueden ajustarse simultáneamente para minimizar alguna función de costo, como el error cuadrático medio entre la secuencia $y(k)$ y la secuencia transmitida a_k . Este igualador es no lineal debido a que la entrada al circuito de decisión consiste de la suma de la señal de entrada filtrada y una versión filtrada de la salida del circuito de decisión no lineal.

Como se indicó en la sección 3.1, el igualador lineal óptimo compensa perfectamente la distorsión por retardo, pero existe un compromiso entre compensar la distorsión en amplitud e incrementar en la potencia del ruido. La principal ventaja del igualador DFE es su capacidad para compensar distorsiones en amplitud muy severas, sin incrementar la potencia del ruido. Entonces, la combinación de un igualador FSE con un igualador DFE puede compensar distorsiones en fase y amplitud mejor que el receptor lineal óptimo [Bel79, Git81, Git92, Ken93, Pro95, Qur85].

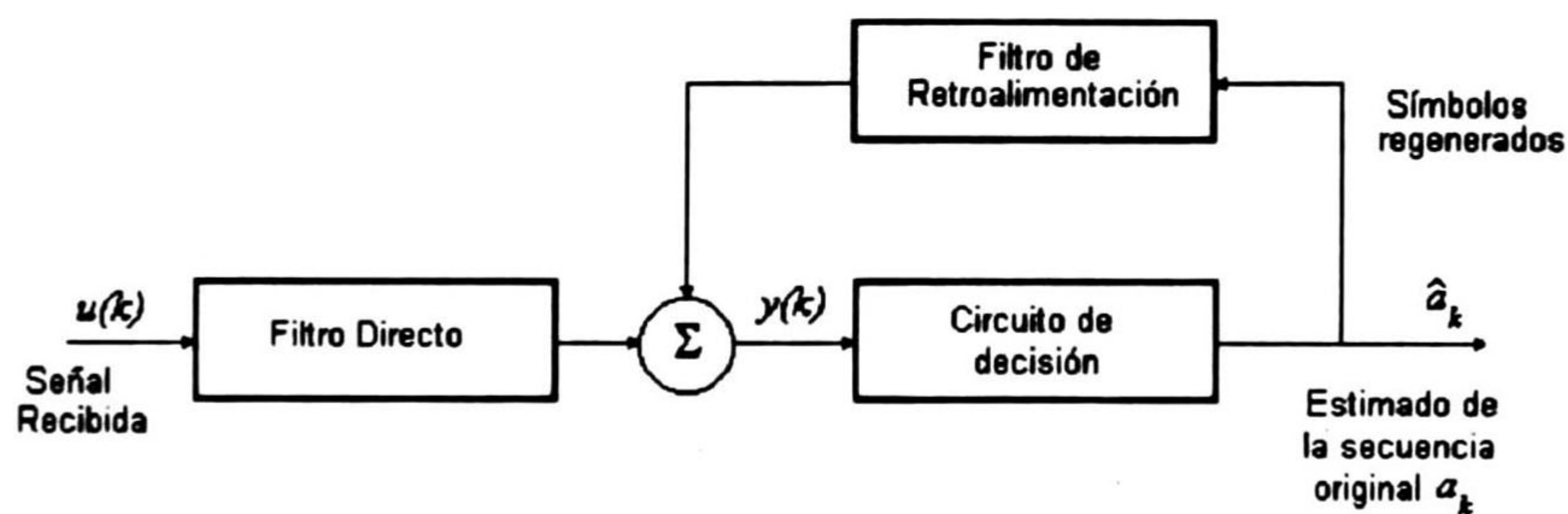


Figura 3.5 Igualador de decisión retroalimentada.

3.3 Factores a considerar en la elección de un igualador

Para el diseño de un demodulador es necesario considerar varios factores al escoger el tipo de igualador adecuado para resolver un problema en particular. Una lista no inclusiva de estos factores se muestra en la tabla 3.1 [Tre96].

<i>Lineal</i>	<i>DFE</i>
Canal autoregresivo (AR)	Canal de promedio móvil (MA)
Bueno para diseño de sistemas de alta velocidad	La retroalimentación es un problema para sistemas de alta velocidad
Tolerante a errores en la decisión	Intolerante a errores en la decisión
Tolerante a cambios en el canal, de fase mínima a fase máxima	Intolerante a ciertos tipos de variación en el canal
Sensible a ruido aditivo en el receptor	Insensible a ruido aditivo en el receptor

Tabla 3.1 Factores a considerar en la elección del tipo de igualador.

También se debe considerar el costo computacional, desempeño y que el igualador sea robusto.

- *Costo computacional*. Se mide de acuerdo a:

- 1) Complejidad computacional. Se refiere al número de sumas y multiplicaciones, y a la cantidad de memoria requerida para implementar el algoritmo.
- 2) Precisión numérica. Se refiere al número de bits que se utilizan para representar los valores muestreados de las señales y los coeficientes del filtro.

- *Desempeño*. Involucra dos factores principales:

- 1) Velocidad de convergencia. Número de iteraciones necesarias para que el algoritmo llegue a un estado estable.
- 2) Desajuste. Indica el porcentaje de error cuadrático medio obtenido por el igualador con respecto al valor óptimo.

Robustez. El igualador debe trabajar adecuadamente a pesar de variaciones en las características de la señal de entrada.

3.4 Modelo simplificado en banda base

En esta tesis se utiliza un modelo de comunicación simplificado en banda base, la estructura general así como la notación que empleara en lo sucesivo se muestra en la figura 3.6. a_k denota el símbolo generado en la fuente al tiempo k . Los datos generados por la fuente se consideran como variables independientes e idénticamente distribuidas con media cero y varianza unitaria. Las muestras de la forma de onda recibida se denotan $u(k)$ y la salida del igualador $y(k)$. La respuesta al impulso del canal incluye los efectos del filtro del transmisor y filtro del receptor a menos que se indique lo contrario, y se denota con el vector h . Cuando los efectos del filtro del transmisor no se incluyan en el canal, la salida de dicho filtro es $x(k)$. Los coeficientes del igualador lineal y filtro FD de un igualador DFE se denotan como el vector $w(k)$ y los coeficientes del filtro FR en el vector $w_b(k)$. La longitud del vector w es N , la longitud del vector w_b en N_b y la longitud del vector h es L . El ruido blanco gaussiano aditivo introducido por el canal es $r(k)$, cuando se utilice un canal que incluya los efectos del filtro del receptor, entonces se utilizara $v(k)$ para denotar el ruido blanco gaussiano $r(k)$ coloreado por dicho filtro. El índice k en $w(k)$ y $w_b(k)$ indica que son variantes en el tiempo. La ausencia del índice k en h indica que se considera invariante en el tiempo para propósitos de análisis y simulación, basado en la suposición de que el canal varía lentamente en comparación con la velocidad de símbolo y la velocidad de adaptación del igualador. La salida del igualador se introduce a un circuito de decisión que hace una estimación del símbolo transmitido y genera la salida estimada \hat{a}_k .

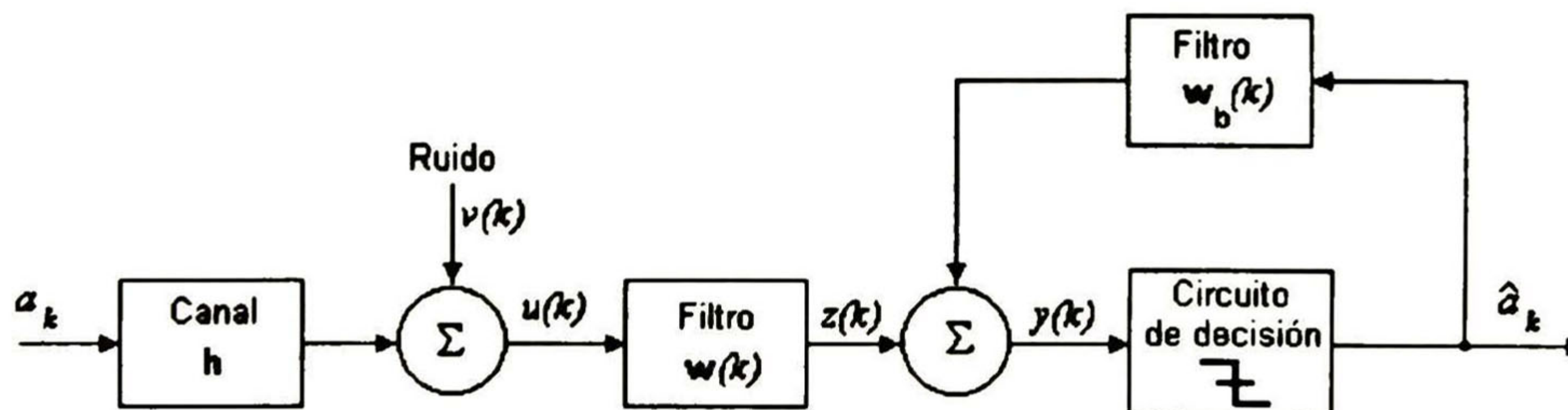


Figura 3.6 Diagrama a bloques simplificado de un sistema con igualador de canal.

3.5 Igualación adaptable

Para extender su uso a canales cuyas características sean desconocidas o varían durante la transmisión, el igualador debe estar equipado con un control lógico que inicialmente aprenda su configuración correcta y si es necesario se ajuste en tiempo real a cambios en el canal. Este tipo de igualadores se conocen como igualadores adaptables y se emplean en la mayoría de las aplicaciones modernas de transmisión de datos [Pro95]. Existen dos formas de realizar la igualación adaptable de sistemas de transmisión de datos: la igualación precanal y la igualación postcanal. Debido a que el primero requiere de un canal de retorno, sólo se describe la igualación adaptable postcanal que se realiza en el receptor [Hay90].

La igualación se realiza previa a la transmisión de datos con la ayuda de una secuencia de entrenamiento, que se transmite por el canal para ajustar los coeficientes del filtro a un valor óptimo. Este período se conoce como período de entrenamiento y consiste de los siguientes pasos (Figura 3.7) [Hay90, Hay91].

1. Se transmite una secuencia de entrenamiento conocida a_k a través del canal, y en el receptor se muestrea a la velocidad de símbolo para obtener la secuencia $y(k)$ a la salida del igualador. La secuencia de entrenamiento se obtiene por medio de un generador de secuencias pseudoaleatorias.
2. En el receptor se genera la misma secuencia conocida a_k en sincronía con el transmisor, y se calcula una secuencia de error que es la diferencia entre a_k y $y(k)$

$$e(k) = a_k - y(k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, M \quad (3.12)$$

donde M es la longitud de la secuencia de entrenamiento.

3. La secuencia de error $e(k)$ se usa para estimar la forma en la cual los coeficientes w del filtro deben ajustarse para acercarse al valor óptimo w_0 .

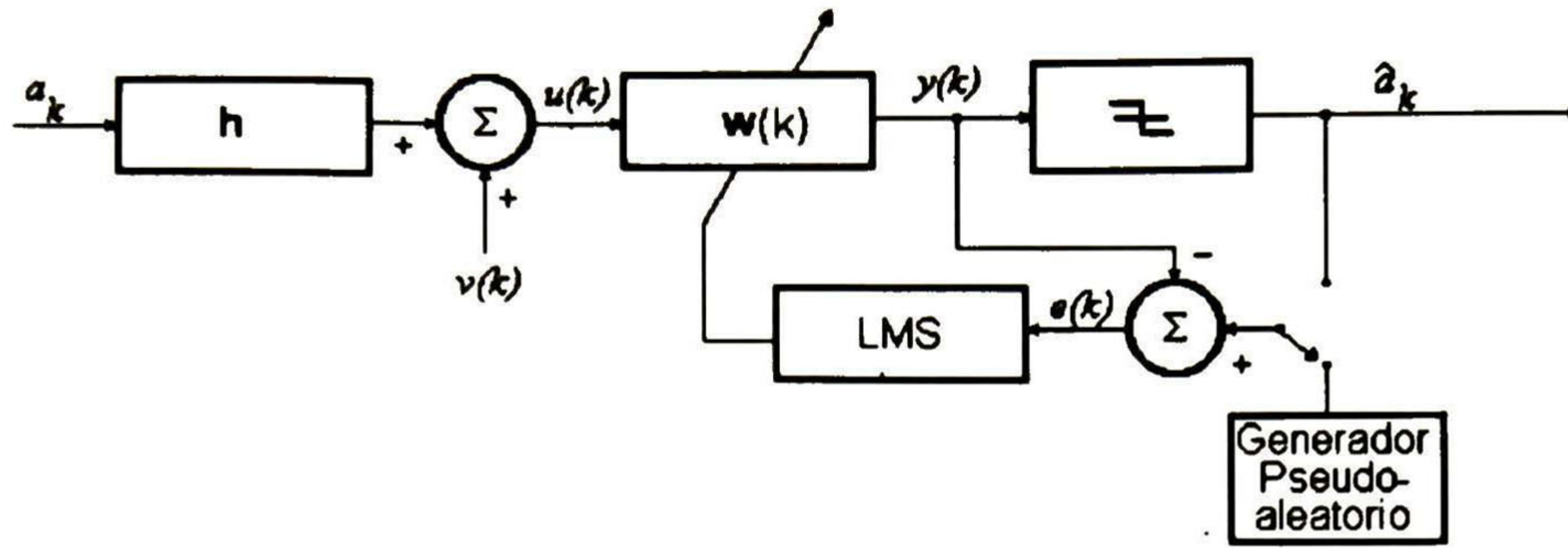


Figura 3.7 Igualador lineal adaptable con secuencia de entrenamiento.

Una solución efectiva para lograr esta adaptación es utilizar el algoritmo LMS (least-mean-square) que ajusta los coeficientes del filtro de forma recursiva a partir de una condición inicial [Pro95, Qur85]. El algoritmo aprende de los datos de entrada al igualador muestra por muestra, y automáticamente ajusta los coeficientes para minimizar una función de costo J definida como la energía de la secuencia de error $e(k)$

$$J = \{ |e(k)|^2 \} \quad (3.13)$$

esta función tiene la forma de un paraboloide de N dimensiones que posee un mínimo global. El ajuste que se realiza en cada iteración es en dirección opuesta al gradiente de J con respecto a los coeficientes w , la idea es ajustar los coeficientes para que se acerquen lo más posible al valor óptimo w_0 . Como se muestra en la figura 3.8 para el caso de igualador con un sólo coeficiente, el negativo del gradiente siempre apunta hacia el valor óptimo w_0 .

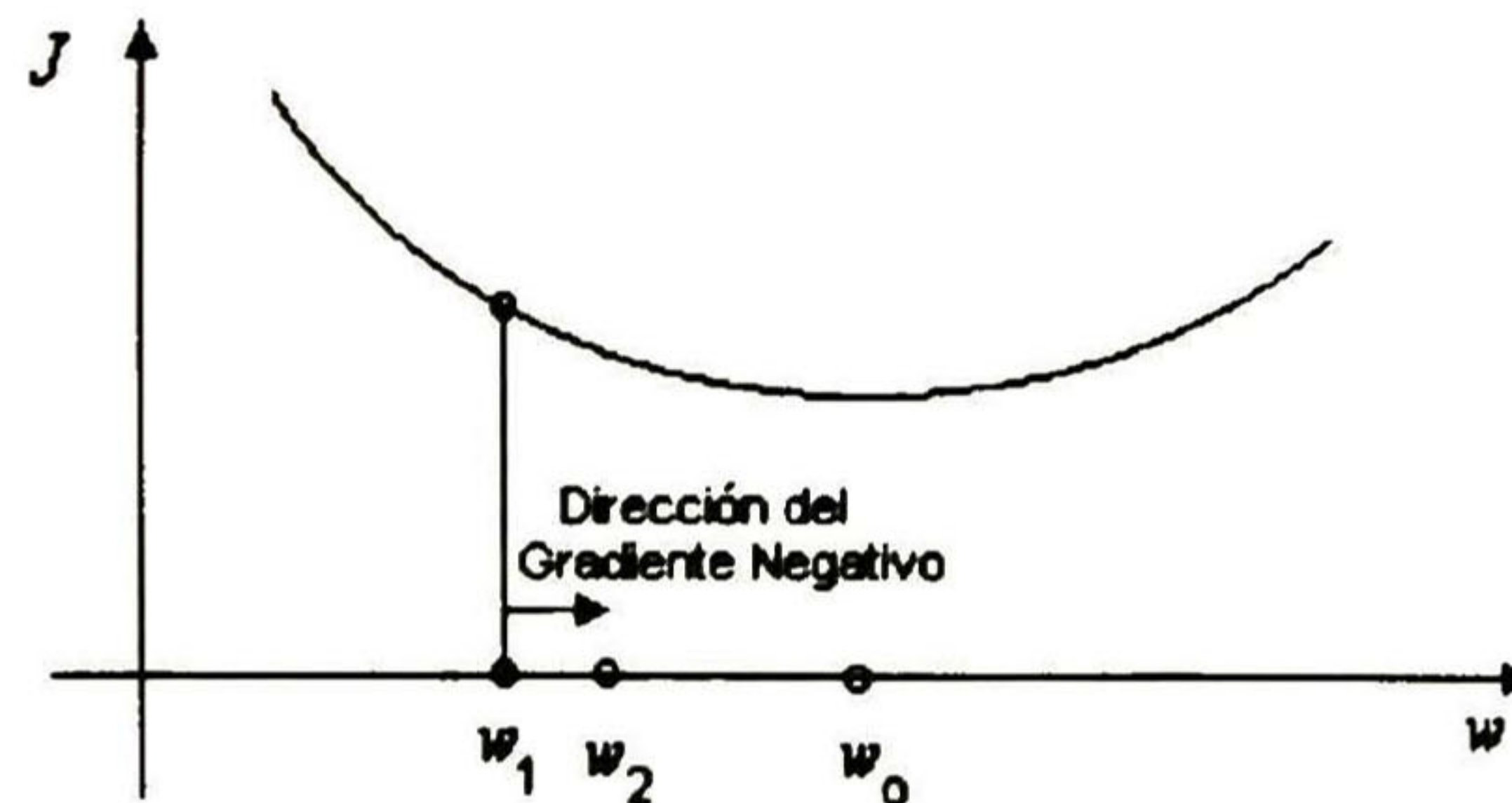


Figura 3.8 Función de costo J para el caso de un igualador con un sólo coeficiente.

La regla de adaptación que se utiliza es

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}(k)} \quad (3.14)$$

Como las características del canal son desconocidas en el receptor, en lugar de utilizar el gradiente real

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}(k)} \quad (3.15)$$

se utiliza el estimado

$$\frac{\partial e^2(k)}{\partial \mathbf{w}(k)} \quad (3.16)$$

quedando la regla de adaptación como

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu e(k) \mathbf{u}^*(k) \quad (3.17)$$

donde $\mathbf{w}(k)$ es el vector de coeficientes de longitud N al tiempo k , $e(k)$ es el error a la salida del igualador, $\mathbf{u}(k)$ es el vector de entrada y μ es la constante de adaptación.

Cuando ha concluido el período de entrenamiento, la transmisión de datos comienza y el igualador opera en el modo dirigido por decisión. En este modo, la señal deseada a_k se reemplaza por la salida \hat{a}_k del circuito de decisión y el algoritmo LMS sigue funcionando para adaptarse a posibles cambios en el canal de transmisión.

3.6 Igualación dirigida por decisión [Hay91, Hay94, Qur85]

Este método se utiliza después de la convergencia de un algoritmo de igualación con etapa de entrenamiento. El estimado \hat{a}_k se utiliza para generar una señal de error $e(k) = y(k) - \hat{a}_k$ y la actualización de los coeficientes se realiza como se indicó

anteriormente. Si $\hat{a}_k = a_k$, entonces este algoritmo es idéntico al LMS. Además bajo esta suposición, este esquema puede compensar variaciones lentas en las características del canal sin necesidad de una secuencia de entrenamiento.

Cuando existe la condición inicial de ojo abierto, este algoritmo converge al valor óptimo del igualador; lo que significa que la igualación obtenida por un algoritmo con etapa de entrenamiento debe estar en la condición de ojo abierto para que el cambio al algoritmo dirigido por decisión garantice la convergencia. No es estrictamente necesario que $\hat{a}_k = a_k$ para todos los casos; si la igualdad se cumple con alta probabilidad, el algoritmo se comporta de manera similar. Debido a que se basa en el algoritmo LMS, el algoritmo dirigido por decisión conserva las características de convergencia, simplicidad y habilidad de adaptación. Por lo que se utiliza frecuentemente después de que ha concluido la etapa de entrenamiento en un esquema tradicional de igualación, donde $y(k) \approx a_k$, es decir, $\hat{a}_k = a_k$ con alta probabilidad.

3.7 Igualación ciega

Típicamente, los igualadores adaptables usados en comunicaciones requieren de un período inicial de entrenamiento, en el cual se transmite una secuencia de datos conocida. Cuando el periodo de entrenamiento se completa, el igualador pasa al modo dirigido por decisión y la transmisión normal de datos comienza [Hay91]. Existen algunas aplicaciones en las que se desea que el receptor sea capaz de ajustar el igualador sin tener que transmitir una secuencia conocida de entrenamiento [God80].

En sistemas de radio digital, la propagación por multitrayectoria ocasiona desvanecimientos que se reflejan en una disminución en la potencia de la señal recibida. Si el desvanecimiento ocurre durante la etapa de entrenamiento, el algoritmo

de igualación se ve privado repentinamente de una señal de error confiable, degradando seriamente el proceso de adaptación [Hay94].

En redes de datos multipunto con una *unidad de control* conectada a varios *equipos terminales de datos* (DTEs), se tiene una situación maestro-esclavo en la que cada DTE transmite sólo cuando el control se lo solicita. En ocasiones, un DTE es incapaz de distinguir entre datos y solicitudes de la unidad de control, debido a variaciones en el canal o porque no se encontraba encendido durante la sincronización inicial de la red, por lo que es necesario transmitir una secuencia de entrenamiento para ese equipo en particular. Es deseable que el DTE posea un esquema de igualación ciega para evitar que la unidad de control transmita secuencias de entrenamiento constantemente, ya que disminuyen la eficiencia en la utilización de la red [God80, Hay91].

Las técnicas de igualación basadas en el ajuste inicial de los coeficientes del igualador sin el beneficio de una secuencia de entrenamiento se conocen como *igualación ciega*. El problema de igualación ciega conociendo solamente la señal recibida $u(k)$, consiste en reconstruir la secuencia original de datos a_k aplicada a la entrada del canal; equivalentemente, el problema puede definirse como el de diseñar un igualador ciego que sea el inverso de un canal desconocido, con la entrada del canal no disponible. La igualación ciega puede verse como una sofisticación de un modelo de igualación adaptable tradicional en la que no se dispone de una secuencia de entrenamiento. Esta característica de la igualación ciega representa una gran ventaja, debido a que no incurre en el costo asociado con la transmisión de señales de entrenamiento.

La etapa de entrenamiento tiene como objetivo remover la mayor cantidad de ISI para que el igualador pueda conmutar al modo dirigido por decisión. Si no se tiene etapa de entrenamiento, un algoritmo de igualación ciega se utiliza principalmente para proveer una buena inicialización al algoritmo dirigido por decisión. Por lo que el algoritmo dirigido por decisión es útil en ambos esquemas de igualación. Estrictamente, el algoritmo dirigido por decisión puede considerarse como un algoritmo

de igualación ciega. Sin embargo, debido a su pobre desempeño en presencia de gran cantidad de ISI, se han desarrollado algoritmos más eficientes para la etapa de inicialización de igualador (Capítulo 5).

Aunque existen muchas propuestas de solución al problema de igualación ciega, esta tesis se enfoca a los algoritmos que utilizan igualadores de decisión retroalimentada e igualadores fraccionalmente espaciados. Para ello se asume que las características del canal no se conocen a priori en el receptor, además de que pueden ser variantes en el tiempo.

3.8 Recuperación de fase de la portadora

Los igualadores ciegos convergen sin necesidad de una secuencia de entrenamiento. Como consecuencia no requieren de recuperación de fase preliminar al proceso de igualación, por el contrario, la recuperación de fase puede ejecutarse conjuntamente a la salida del igualador en un modo dirigido por decisión, sin importar que durante la convergencia la mayor parte de las decisiones son incorrectas [Pic87]. La importancia de realizar el proceso de recuperación de fase conjuntamente con el proceso de igualación fue descrita originalmente por Godard [Gog80] en el contexto de redes multipunto, y posteriormente por Picchi y Prati [Pic87] en aplicaciones de radio digital sobre canales que presentan desvanecimientos por multitrayectoria.

Varios algoritmos de igualación ciega propuestos en la literatura realizan la recuperación de fase conjuntamente con el proceso de igualación [Ben84, Chi95b, Gog80, Hat91b, Hat94, Jab89a, Pic87, Seo96]. La mayoría de estos esquemas están compuestos de un igualador y un lazo de recuperación de fase separados. El esquema de recuperación fase más utilizado es el lazo de amarre de fase digital de primer orden dirigido por decisión. Si adicionalmente al error en la fase se presenta corrimiento en la frecuencia, se utiliza el esquema de segundo orden [God80 , Jab89b]. En esta tesis se

utiliza únicamente el esquema de primer orden debido a que en las simulaciones no se consideran los efectos de corrimiento en la frecuencia.

En la figura 3.9 se muestra un lazo de amarre de fase digital de primer orden dirigido por decisión colocado a la salida de un igualador ciego. El lazo de amarre de fase utiliza el error entre la salida del igualador y la salida del circuito de decisión correspondiente para estimar el sentido de la rotación que debe darse a $y(k)$ para acercarse a \hat{a}_k [Chi95b, Jab89b].

El algoritmo de recuperación de fase es:

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) - \mu_\Phi \text{Im}[z(k)e^*(k)] \quad (3.18)$$

donde:

$$e(k) = z(k) - \hat{a}_k \quad (3.19)$$

y

$$z(k) = y(k) \exp^{-j\Phi(k)} \quad (3.20)$$

El algoritmo estima el error de fase

$$\Phi(k) \cong \phi(k) + \phi_0 \quad (3.21)$$

donde $\phi(k)$ es el error de fase de la portadora y ϕ_0 es una rotación de fase constante introducida por el canal [Hat91].

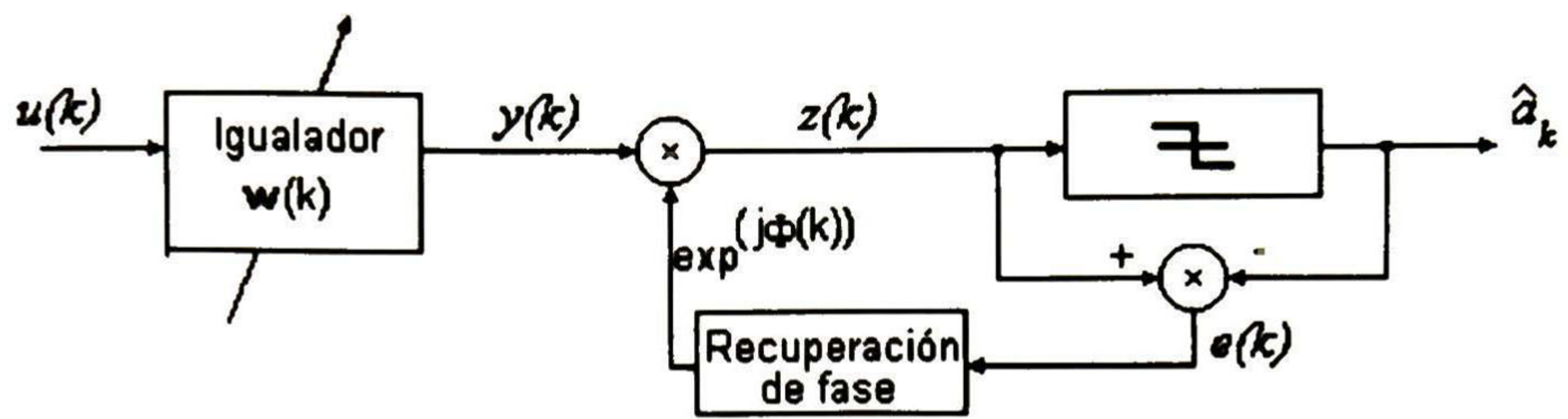


Figura 3.9 Iguador ciego y lazo de amarre de fase.

IGUALADORES DE DECISION RETROALIMENTADA E IGUALADORES FRACCIONALMENTE ESPACIADOS

4.1 Igualadores de decisión retroalimentada

4.1.1 Características de los igualadores de decisión retroalimentada

Este igualador es especialmente útil para sistemas en los que se experimenta una distorsión en amplitud muy severa, en los que el igualador lineal no da buenos resultados. Los coeficientes del igualador lineal se seleccionan para forzar que la respuesta conjunta canal-igualador sea igual a un impulso unitario cuando la velocidad de muestreo es igual a la velocidad de símbolo. En un igualador de decisión retroalimentada, debido que el filtro de retroalimentación (FR) tiene la habilidad de eliminar una parte de la ISI, se tiene más libertad para escoger los coeficientes del filtro directo (FD). La respuesta al impulso conjunta del canal y el filtro FD puede tener valores diferentes de cero aparte del pulso principal, lo que significa que el filtro FD no es necesariamente el inverso del canal.

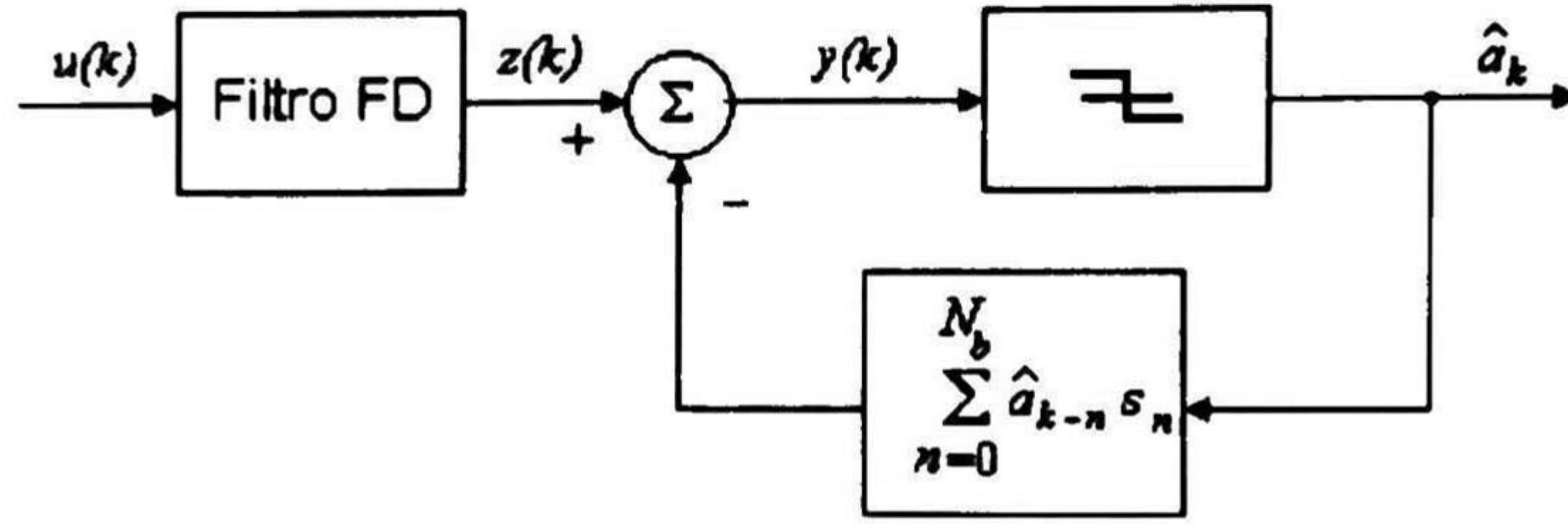


Figura 4.1 Igualador de decisión retroalimentada convencional.

Para motivar el uso del igualador DFE considere el filtro FDE de la figura 4.1. La salida del filtro FD es

$$z(k) = a_k s_0 + \sum_{n<0} a_{k-n} s_n + \sum_{n>0} a_{k-n} s_n + v(k) \quad (4.1)$$

donde s_n es la respuesta al impulso conjunta del canal y el filtro FD. El primer término es el símbolo deseado, el segundo representa las muestras posteriores de s_n (ISI anticausal) y el tercero representa las muestras previas de s_n (ISI causal), así como los datos previamente detectados (Figura 4.2). Si asumimos que las decisiones pasadas son correctas, entonces se puede mejorar la recepción del símbolo actual al sustraer el efecto de las decisiones previas. Entonces, la entrada al circuito de decisión es

$$\begin{aligned} y(k) &= z(k) - \sum_{n>0} \hat{a}_{k-n} s_n \\ &= a_k s_0 + \sum_{n<0} a_{k-n} s_n + \sum_{n>0} (a_{k-n} - \hat{a}_{k-n}) s_n + v(k) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$= a_k s_0 + \sum_{n<0} a_{k-n} s_n + v(k) \quad (\text{asumiendo } \hat{a}_k = a_k) \quad (4.3)$$

El término $\sum_{n>0} \hat{a}_{k-n} s_n$ puede obtenerse por medio de un filtro lineal con entradas \hat{a}_k

y coeficientes s_n , para $n > 0$. De (4.3) se observa que la probabilidad de error en la decisión actual, depende ahora sólo de la ISI anticausal y la potencia del ruido.

El filtro FD compensa parte de la ISI anticausal. La ISI causal, incluyendo la asociada a la operación del filtro FD, es cancelada por el filtro FR y debido a que esta cancelación está libre de ruido, es posible lograr una igualación efectiva aún si existen desvanecimientos dentro del ancho de banda de la señal.

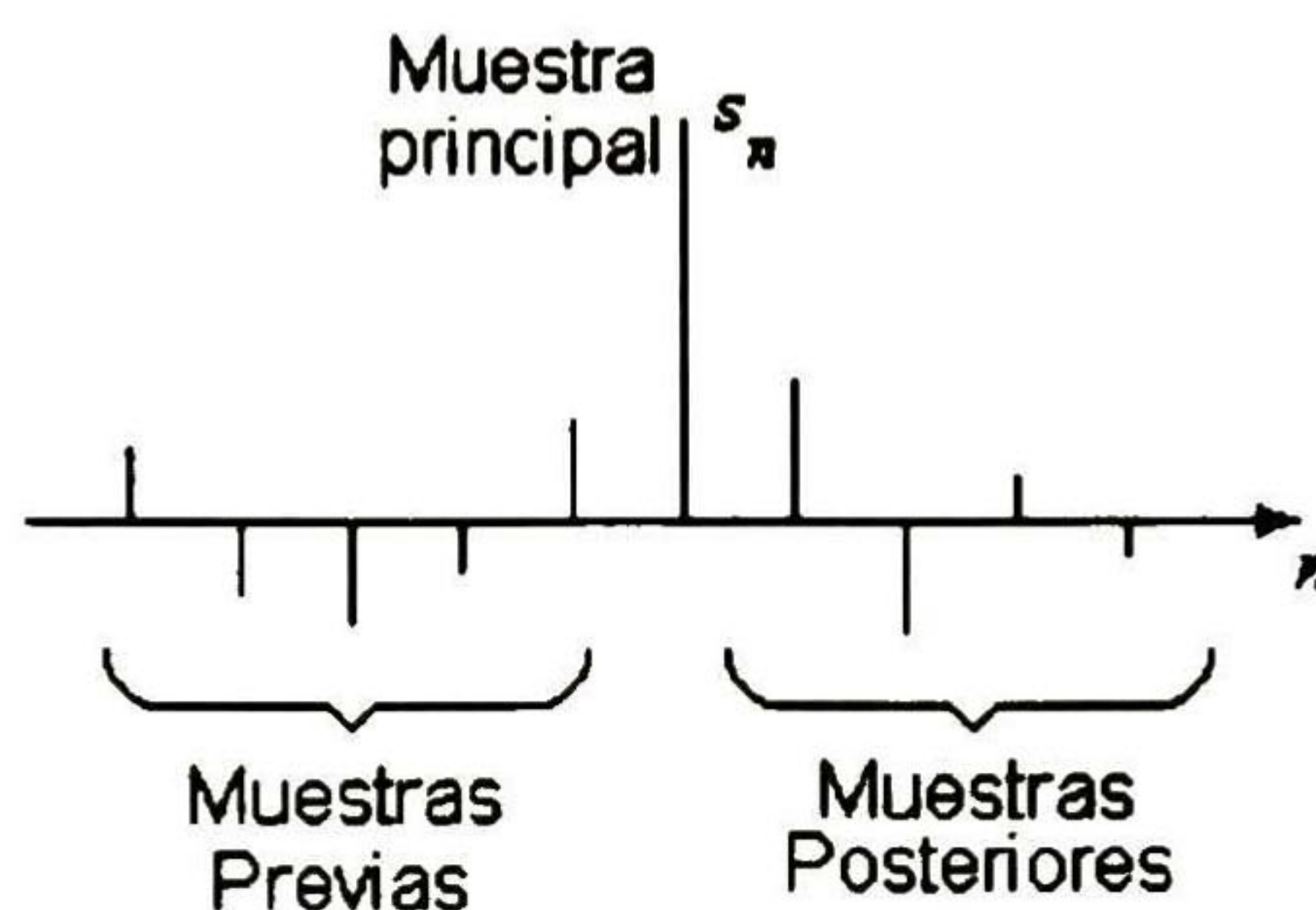


Figura 4.2 Ejemplo de respuesta al impulso conjunta del canal y filtro directo.

El igualador DFE funciona adecuadamente para compensar desvanecimientos de fase mínima. Pero en desvanecimientos de fase no mínima en donde predomina la ISI anticausal, su funcionamiento es similar al del igualador lineal. Entonces, la mejora en eficiencia que se obtiene al usar un igualador DFE depende de la probabilidad relativa de ocurrencia de desvanecimientos de fase mínima y de fase no mínima.

El igualador de DFE también puede verse como una aplicación de la predicción adaptable. Considerando la situación ideal en que la ISI se ha eliminado casi por completo a la salida del filtro FD, se puede decir que esta salida es igual a los símbolos transmitidos más ruido. Entonces, se utiliza un filtro predictor para reducir la varianza del ruido a la entrada del circuito de decisión, por lo que esta aplicación requiere que el ruido no sea blanco (Figura 4.3).

4.1.2 Criterios para la optimización de los coeficientes

La eficiencia del igualador DFE esta ligada fuertemente al criterio que se utiliza para adecuar sus características a las del canal. En el primer criterio conocido como "zero forcing", cada coeficiente del igualador cancela una muestra de la respuesta al impulso del canal y el coeficiente central proporciona la muestra deseada. Sin embargo, la convergencia del algoritmo no se garantiza si el diagrama de ojo a la entrada del igualador se encuentra originalmente cerrado y no se toma en cuenta el ruido aditivo y la aportación de ISI no abarcados por el igualador.

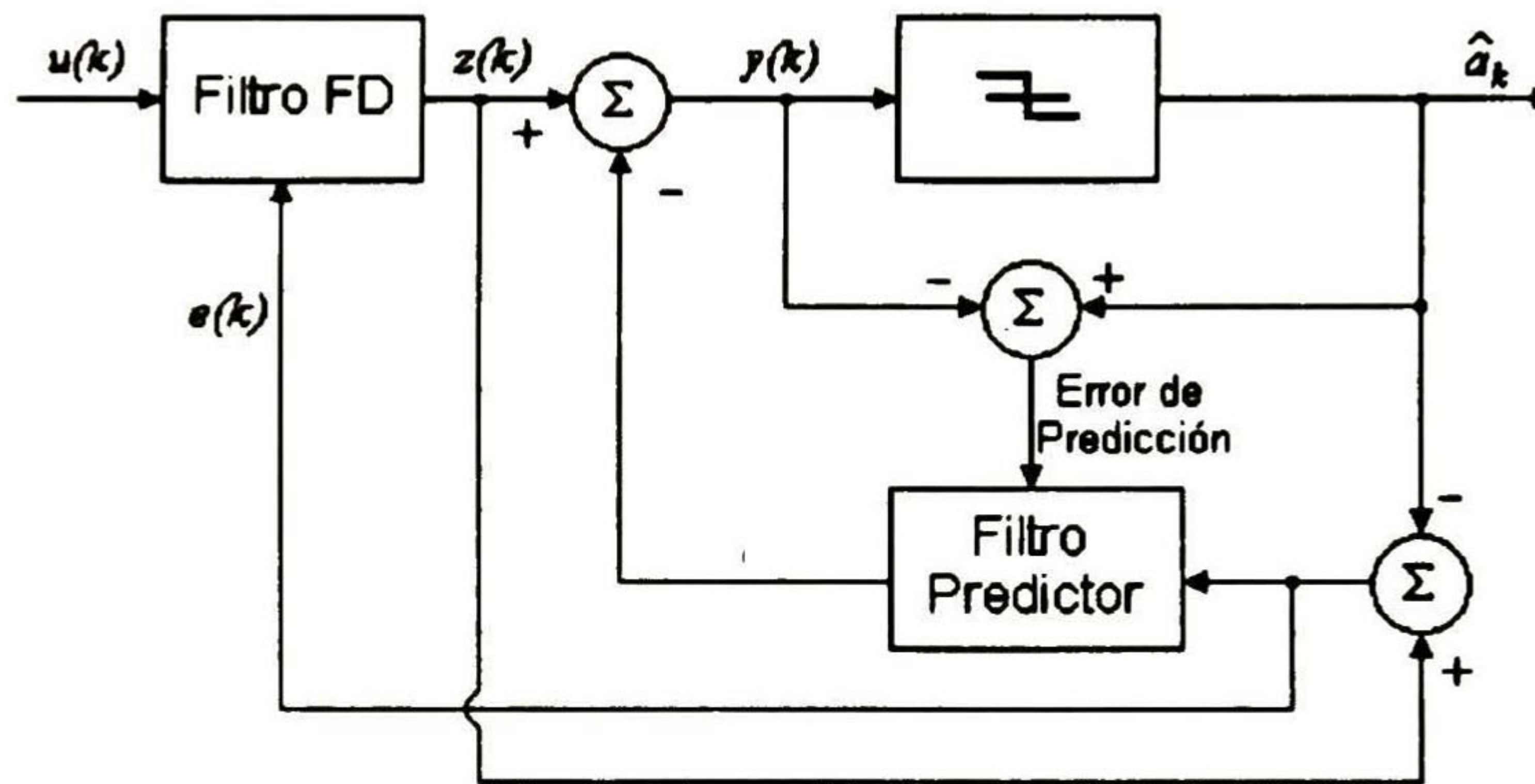


Figura 4.3 Igualador de decisión retroalimentada con filtro predictor.

En el segundo criterio se intenta minimizar el error cuadrático medio a la salida del igualador. Debido a que el error cuadrático medio es una función cuadrática de los coeficientes del igualador, se garantiza la convergencia independientemente del nivel de ruido o interferencia. Dicha convergencia se logra por medio de un algoritmo de gradiente estocástico, cuyos detalles se presentaron en el capítulo 3. En general, este criterio logra una mejor eficiencia que el criterio de "zero forcing"

A pesar de la mejor eficiencia de algoritmo de gradiente estocástico, la técnica de "zero forcing" se utiliza con más frecuencia en aplicaciones de radio digital. Esto se debe principalmente a que el algoritmo de control es simple y permite manejar altas velocidades de transmisión. Para sistemas a velocidades más bajas, tales como el canal

telefónico, el criterio de error cuadrático medio domina ampliamente independientemente de la estructura del igualador que se utilice [Cha86].

Optimización de los coeficientes por el criterio del error cuadrático medio [Pro95]

Basados en la suposición de que los símbolos previamente detectados son correctos, la minimización del error cuadrático medio

$$J(N, N_b) = E \left\{ \left| a_k - \hat{a}_k \right|^2 \right\} \quad (4.4)$$

donde N y N_b son el número de coeficientes del filtro FD y el filtro FR respectivamente, lleva al siguiente conjunto de ecuaciones lineales para obtener los coeficientes del filtro FD

$$\sum_{j=-N}^0 \psi_{ij} w_j = h_{-l}^*, \quad l = -N, \dots, -1, 0 \quad (4.5)$$

donde h_m es el m -ésimo coeficiente de la respuesta al impulso del canal y

$$\psi_{ij} = \sum_{m=0}^{-l-j} h_m^* h_{m-l-j} + N_0 \delta_{ij}, \quad l, j = -N, \dots, -1, 0 \quad (4.6)$$

Los coeficientes del filtro FR están en función de los coeficientes del filtro FD obtenidos por (4.5).

$$w_{b,k} = - \sum_{j=N}^0 w_j h_{k-j}, \quad k = 1, 2, \dots, N_b \quad (4.7)$$

donde $w_{b,k}$ indica el k -ésimo elemento de w_b . Si $N_b > L$, los valores de los coeficientes de (4.7) eliminan completamente la ISI ocasionada por los símbolos previamente detectados.

4.1.3 Eficiencia del igualador DFE

La evaluación exacta de la eficiencia de un igualador DFE se complica por la existencia de algunos errores en la decisión del símbolo transmitido que se propagan a través del filtro FR. Cuando existe un error en la decisión, se retroalimenta a través del filtro FR y aumenta la probabilidad de experimentar otro error en los símbolos siguientes; a esto se le conoce como propagación de error. Para un igualador DFE con un filtro FR de orden N_b , para el peor caso de ISI la probabilidad de error se multiplica a lo más por un factor de 2^{N_b} en comparación con un filtro libre de errores en la decisión [Git92]. En canales típicos, los errores ocurren en pequeñas ráfagas y no degradan la eficiencia del igualador significativamente.

Asumiendo que no existen errores en la decisión, el error cuadrático medio mínimo es

$$J_{\min}(N) = 1 - \sum_{j=-N}^0 w_j h_{-j} \quad (4.8)$$

En el límite cuando $N \rightarrow \infty$, se obtiene el error mínimo posible denotado como J_{\min} , que puede expresarse en términos de las características espectrales del canal y ruido aditivo como

$$J_{\min} = \exp \left\{ \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln \left[\frac{N_0}{H(e^{j\omega T}) + N_0} \right] d\omega \right\} \quad (4.9)$$

La relación señal a ruido a la salida es

$$\gamma_{\infty} = \frac{1 - J_{\min}}{J_{\min}} = -1 + \exp \left\{ \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln \left[\frac{N_0 + H(e^{j\omega T})}{N_0} \right] d\omega \right\} \quad (4.10)$$

En la ausencia de interferencia entre símbolos, es decir $H(e^{j\omega T})=1$ y $J_{\min}=N_0/(1+N_0)$, la relación señal a ruido de salida es $\gamma_{\infty} = 1/N_0$ [Pro95].

Para el caso del igualador DFE con filtro predictor, la salida es una secuencia de ruido blanco y el MSE esta dado por (4.9). Por lo que la eficiencia de un igualador DFE con filtro predictor es idéntica a la del igualador DFE convencional cuando ambos son de longitud infinita. Sin embargo, para el mismo número finito de coeficientes del filtro FD y filtro FR, el igualador DFE convencional obtiene un MSE al menos igual o menor que el igualador DFE con filtro predictor. Esto se debe a que la optimización de los coeficientes de los filtros FD y FR del igualador DFE convencional se realiza conjuntamente y de esta forma se logra el mínimo MSE. Por otra parte, la optimización del filtro FD y del filtro predictor se realiza por separado, y sus soluciones no garantizan la minimización conjunta del error cuadrático medio [Bel79, Pro95, Qur85].

4.1.4 Igualador DFE adaptable

Para un igualador de decisión retroalimentada, la actualización de los coeficientes del filtro FD se realiza de acuerdo a 3.17 y los del filtro FR de orden N_b de acuerdo a

$$\mathbf{w}_b(k+1) = \mathbf{w}_b(k) - \mu_b e(k) \mathbf{v}^*(k) \quad (4.11)$$

donde $\mathbf{w}_b(k)$ es el vector de coeficientes de longitud N_b al tiempo k , $\mathbf{v}(k)$ contiene las últimas N_b salidas del circuito de decisión, μ_b es el coeficiente de adaptación del filtro FR y $e(k)$ es la señal de error dada por (3.12). La figura 4.4 muestra el diagrama a bloques de un igualador DFE con secuencia de entrenamiento.

4.1.5 Posición del coeficiente central

En cualquier instante de muestreo, el símbolo que se encuentra en el circuito de decisión, también se encuentra en el filtro FD. El coeficiente central o de referencia es aquel en el que se encuentra dicho símbolo. La capacidad de igualador esta ligada al número de coeficientes y a la posición de coeficiente central. Dicha posición determina

cuantos símbolos precursores y postcursores se utilizan en el filtro FD y es crucial en el funcionamiento del igualador. La posición ideal del coeficiente central es dependiente del canal y difícil de determinar; sin embargo, se obtienen buenos resultados al ubicarlo a unos cuantos coeficientes del final del filtro FD. Esto se explica intuitivamente como sigue: Fijar el coeficiente central en la parte media del filtro garantiza que el filtro FD capture la mayor parte de la energía precursora y postcursora, asumiendo por supuesto que la mayoría de la energía está concentrada alrededor del coeficiente central. Si el coeficiente central se ubica en cualquier extremo del filtro FD, entonces parte de la energía precursora o postcursora no se encuentra dentro su rango. Por lo que en ausencia de un conocimiento exacto de la respuesta al impulso del canal, se sugiere colocarlo en el centro o separado unos cuantos coeficientes del coeficiente final del filtro FD. En general, el algoritmo LMS es muy sensible a la posición que se elija para el coeficiente central [Nar97].

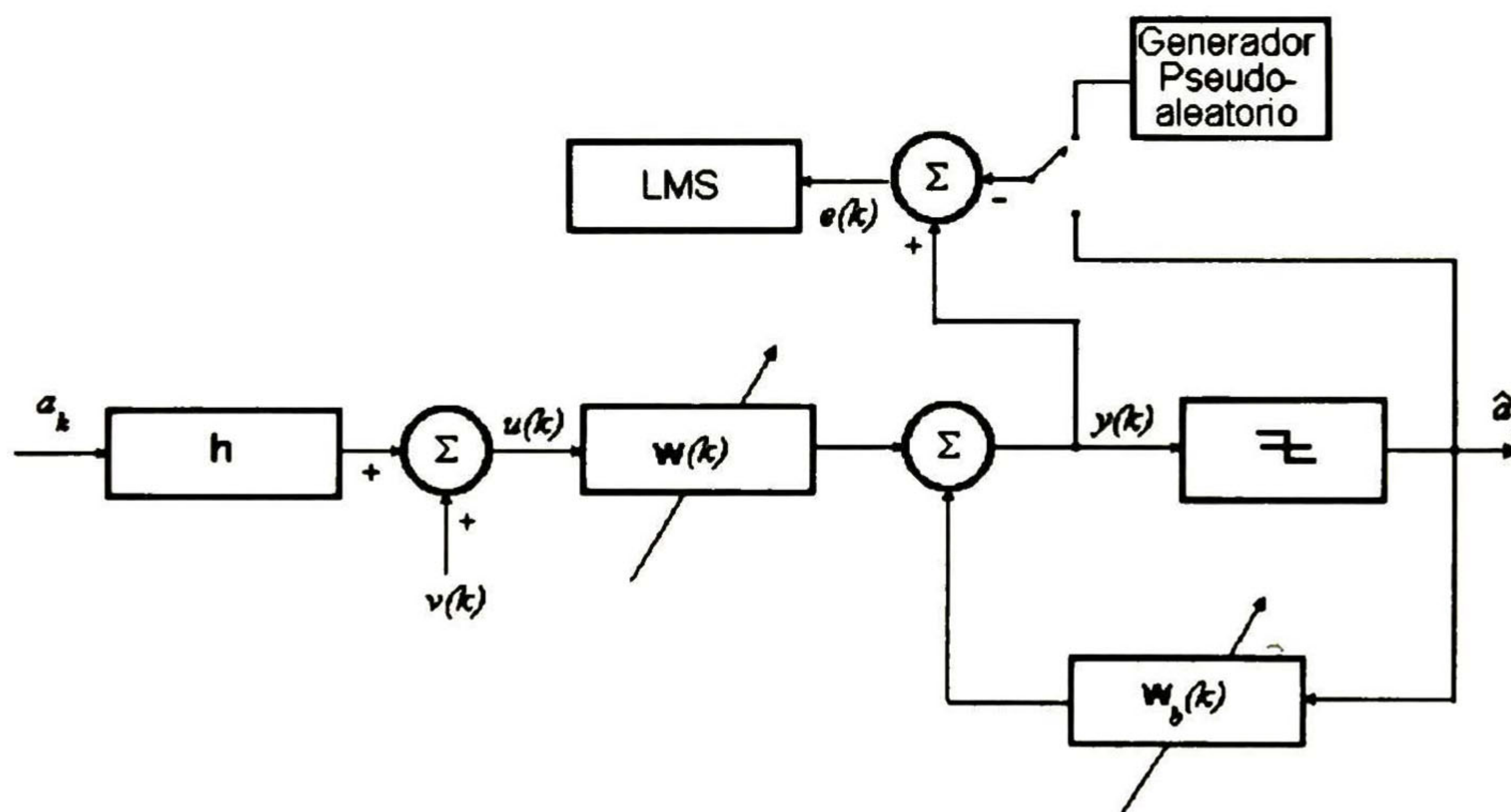


Figura 4.4 Igualador DFE con secuencia de entrenamiento.

4.2 Igualadores fraccionalmente espaciados

4.2.1 Características de los Igualadores fraccionalmente espaciados

En un igualador fraccionalmente espaciado (FSE), los datos de entrada se muestrean a una velocidad mayor que la velocidad de símbolo. El intervalo de muestreo τ se selecciona de tal forma que el ancho de banda ocupado por la señal a la entrada del igualador sea $|f| < 1/2\tau$, es decir, que satisfaga el teorema de muestreo. El igualador genera una salida en cada intervalo de símbolo de acuerdo a:

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n u\left(t_0 + kT - \frac{nKT}{M}\right) \quad (4.12)$$

donde t_0 es el tiempo inicial de muestreo y K y M son enteros positivos, generalmente $K=1$ y $M=2$ [Qur85].

El filtro óptimo del receptor es un filtro par al canal en cascada con un igualador TSE. En aplicaciones prácticas, se desconoce la respuesta al impulso del canal por lo que se debe estimar el filtro par óptimo de manera adaptable. Una solución subóptima en la cual el filtro es par al pulso de la señal transmitida, resulta en una seria degradación de la eficiencia, además de ser muy sensible a los errores en el instante de muestreo [Rap96]. Debido a que la velocidad de muestreo es mayor que la velocidad de símbolo, el igualador FSE puede sintetizar las características del receptor lineal óptimo, y puede compensar efectivamente distorsión por retardo más severa y compensar distorsión en amplitud con menos incremento de ruido que el igualador TSE [Git92].

En general, un igualador FSE

- obtiene un mejor o al menos igual desempeño que un igualador TSE con el mismo número de coeficientes,
- no necesita un filtro preigualador y

- se desempeña mucho mejor para canales con distorsión por retardo muy severa cerca de las frecuencias en los límites del ancho de banda de la señal.

4.2.2 Características espectrales del igualador fraccionalmente espaciado

En la figura 4.5 se muestra el espectro típico $H(f)$ del pulso a la entrada del igualador y la transformada periódica $W(f)$ de los coeficientes w de un igualador espaciado por símbolo. El periodo de $W(f)$ es $1/T$. La señal a la entrada del igualador esta dada por

$$u(t) = \sum_m a_m h(t + mT) \quad (4.13)$$

y la salida por

$$y(nT + t_0) = \sum_m a_m s(nT - mT - t_0) \quad (4.14)$$

donde s_m es el pulso de salida cuya transformada periódica es

$$S_T(f) = \sum_l W_l e^{-j2\pi f l T} \sum_k H(f + k/T) \exp(-j(f + k/T)t_0) = W_T(f) \cdot H_T(f) \quad (4.15)$$

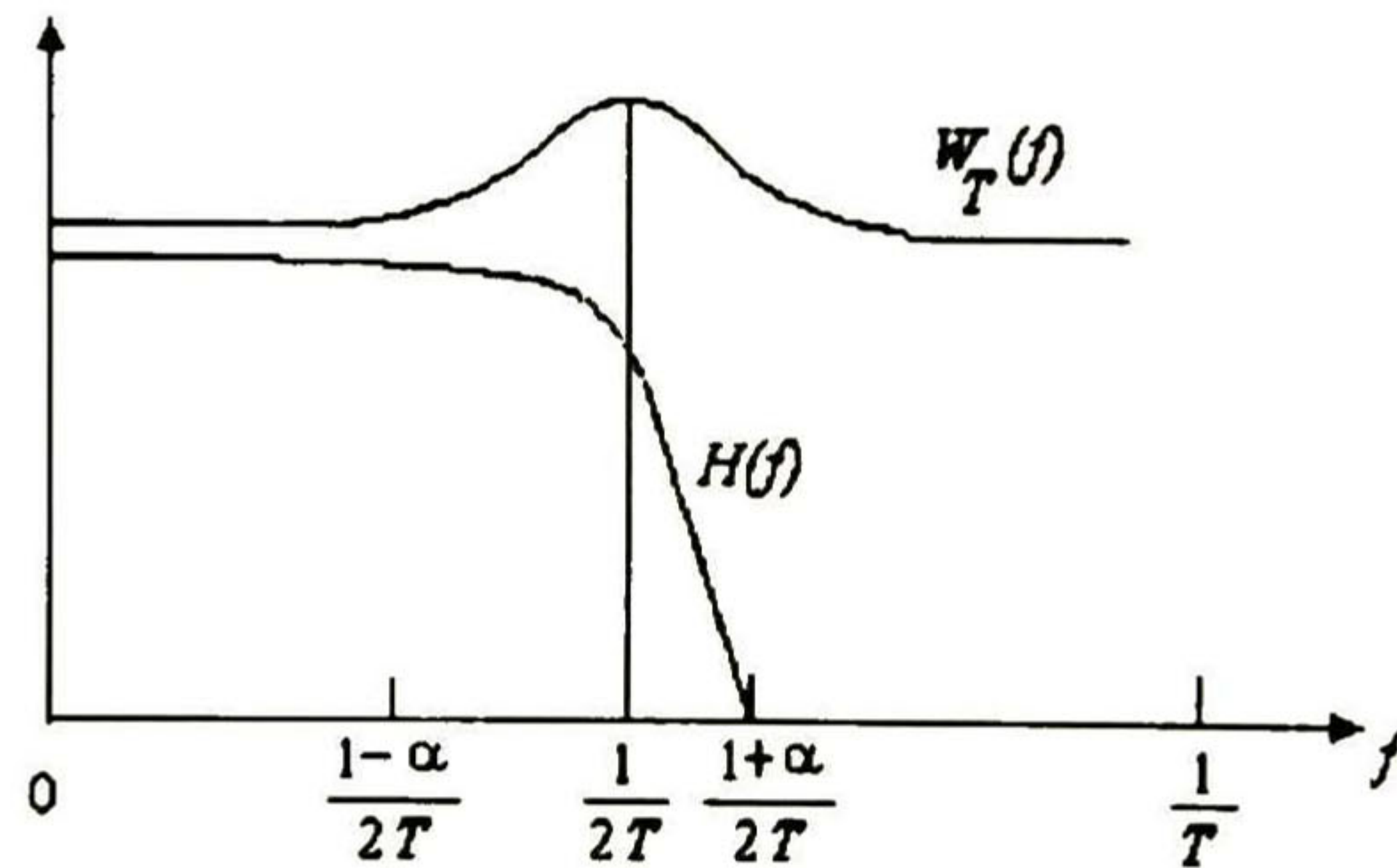


Figura 4.5 Espectro típico de un igualador espaciado por símbolo.

En 4.15, $H_T(f)$ es el espectro con alias del pulso de entrada (incluyendo los efectos del defasamiento en el instante de muestreo). Debido a que $W_T(f) = W_T(f + k/T)$, el igualador TSE solo puede actuar para modificar el espectro $H_T(f)$, no directamente $H(f) = e^{-j2\pi ft}$. Es decir, como su período es $1/T$, el igualador no puede ejercer control sobre la respuesta del canal en ambos lados de la región de decaimiento alrededor de $f=1/2T$. Si se crea un nulo en la porción de decaimiento del espectro $H_T(f)$ debido a características de distorsión de fase muy severas y/o una pobre elección de t_0 , entonces todo lo que igualador puede hacer para compensar este nulo es crear una ganancia excesiva en la región afectada, llevando a una seria degradación debido al incremento de la potencia del ruido en esas frecuencias.

Por otro lado, un igualador FSE con una separación de $T' < T/(1+\alpha)$ segundos entre los coeficientes ($\alpha \geq 0$), muestrea la entrada cada T' segundos. La frecuencia de muestreo de la entrada $1/T'$, es al menos el doble de la componente de frecuencia más alta de la señal en banda base. Como se muestra en la figura 4.6, el igualador tiene la función de transferencia periódica

$$W_{T'}(f) = \sum_i w_i e^{-j2\pi f T' i} \quad (4.16)$$

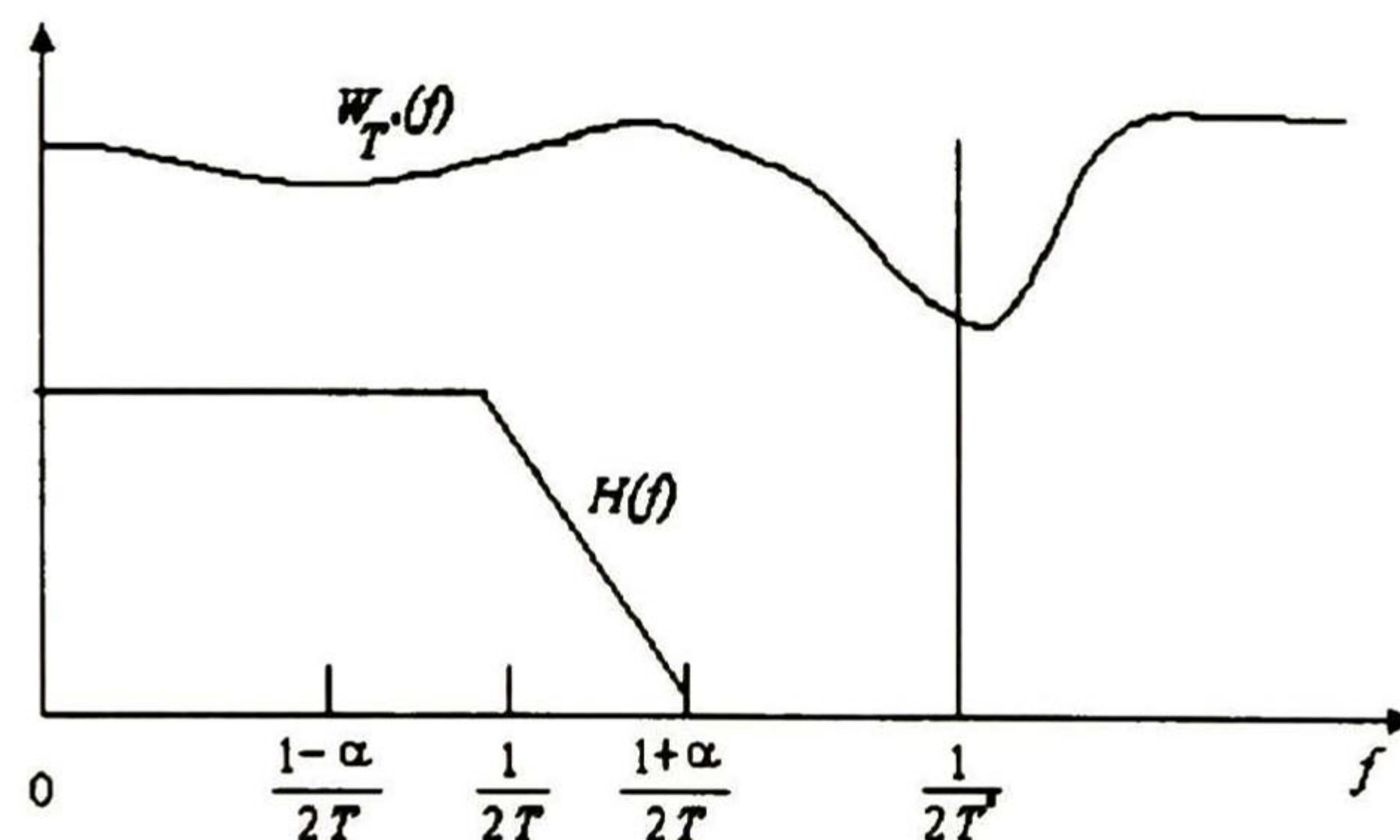


Figura 4.6 Espectro típico de un igualador fraccionalmente espaciado.

Si $1/2 T' \geq (1 + \alpha)/2 T$, entonces la primera repetición del intervalo de la función de transferencia $W_{T'}(f)$ incluye la porción de decaimiento del espectro. Se asume para propósito de una implementación digital, que T' es una fracción racional de T . Para un igualador FSE, la entrada se muestrea cada T' segundos y se genera una salida cada T segundos. El espectro de la salida del igualador antes de realizar el submuestreo es periódico (con periodo $1/T'$) y esta dado por

$$S_{T'}(f) = W_{T'}(f) \sum_k H(f + k/T) \exp[j(f + k/T)t_0] \quad (4.17)$$

para sistemas donde $1/T' \geq (1 + \alpha)$, solo persiste término para $k=0$, quedando

$$S_{T'}(f) = W_{T'}(f) H(f) e^{j2\pi f t_0} \quad |f| \leq \frac{1}{2T'} \quad (4.18)$$

De (4.18) se ve que $W_{T'}(f)$ actúa sobre $H(f) = e^{j2\pi f t_0}$ antes del alias ocasionado por el submuestreo de salida. Por lo que $W_{T'}(f)$ puede compensar cualquier defasamiento en el instante de muestreo al sintetizar una característica de transferencia de la forma $e^{-j2\pi f t_0}$. Tal compensación es adecuada porque se realiza sin incrementar la potencia del ruido y evita la sensibilidad al error en el instante de muestreo asociado con el igualador TSE convencional. Con el fin de compensar la distorsión en fase $e^{-j\theta(f)}$ introducida por canal, el igualador FSE sintetiza la función de transferencia conjugada $e^{j\theta(f)}$. Para un igualador TSE, una mala elección del instante de muestreo produce un nulo en el espectro de $H(f)$. En cambio, un igualador FSE puede generar una buena elección de sincronía de fase, sin importar el tiempo preciso de muestreo. Después de submuestrear la señal de salida del igualador cada T segundos, el espectro de salida es periódico con periodo $1/T$ y es

$$S_T(f) = \sum_l S_{T'}(f + l/T) = \sum_l W_{T'}(f + l/T) H(f + l/T) \exp(-j(f + l/T)t_0) \quad (4.19)$$

(4.19) difiere de (4.15) en que es la suma con alias de componentes igualados y no la igualación de la suma de componentes con alias. Con una adecuada elección de T' , el igualador FSE tiene la capacidad de compensación de un filtro analógico. Como tal, el igualador FSE puede sintetizar el receptor lineal óptimo.

4.2.3 Determinación de los coeficientes óptimos [Li96a, Pro95]

Para el caso de un canal con respuesta al impulso fraccionalmente espaciada h , el igualador FSE óptimo w_0 de longitud $N=2K+1$ que minimiza el MSE se obtiene de acuerdo a [Pro95, Qur85]

$$w_0 = A^{-1} \alpha \quad (4.25)$$

donde

A una matriz de $(N) \times (N)$ elementos

$$a_{ij} = \sum_{n=-K}^K h_{k-i}^* h_{k-j} + N_0 \delta_{ij} \quad (4.26)$$

y α es un vector de N elementos

$$\alpha_i = h_{-i}^* \quad (4.27)$$

4.2.4 Igualador fraccionalmente espaciado adaptable [Fij94]

Debido a que la salida de un igualador FSE se submuestra a la velocidad de símbolo, sólo se dispone de la señal de error en esos instantes. De aquí que la actualización de los coeficientes del igualador FSE se realiza una vez por símbolo de acuerdo a

$$w(k+1) = w(k) - \mu e(k) u_i^*(k) \quad (4.28)$$

que es similar a (3.17) pero en este caso, la señal de entrada al vector u_r se muestrea a una velocidad mayor que la de símbolo de acuerdo a la separación de los coeficientes del filtro igualador w .

4.2.5 Modelo multicanal [Tre96, Li96b]

La figura 4.7a muestra una versión simple de un modelo de comunicaciones para el caso de una señal QAM sin ruido aditivo y un igualador FSE. Los efectos del filtro del transmisor, el canal y el filtro del receptor se modelan con un sólo filtro de tiempo continuo H . La señal de entrada a_k consiste de una serie de pulsos espaciados T segundos y modulados en amplitud y fase por los símbolos a transmitir. La salida continua del filtro H se muestrea a una velocidad de L/T Hz y se introduce a un igualador FSE que produce una salida cada T segundos.

Este modelo parcialmente continuo puede representarse como un modelo completamente discreto (Figura 4.7b). Los valores de los símbolos QAM, se representan como una secuencia de símbolos \bar{a}_l separados por $L-1$ ceros que se introduce a un filtro discreto h que modela los efectos del filtro continuo H . Se asume que h es un filtro FIR de orden $L(L_h-1)$ donde L_h es la longitud del canal. La salida del filtro es $u(l)$ que es la entrada fraccionalmente espaciada del igualador. La salida del igualador $y(l)$ se lee cada L muestras para producir la salida espaciada por símbolo $y(k)$. Se asume que la función de transferencia w es del orden $L(L_e-1)$, donde L_e es la longitud del igualador en símbolos.

Considerando los ceros de la secuencia de entrada \bar{a}_l y la lectura cada L símbolos de salida del igualador, muchos términos de la convolución $\bar{a} * h * w$ pueden desecharse y entonces el modelo puede representarse como el modelo multicanal mostrado en la figura 4.7c. El canal discreto fraccionalmente espaciado h puede dividirse en L subcanales, que son filtros FIR de orden L_e . Similarmente, el igualador w se divide en L igualadores de orden L_e .

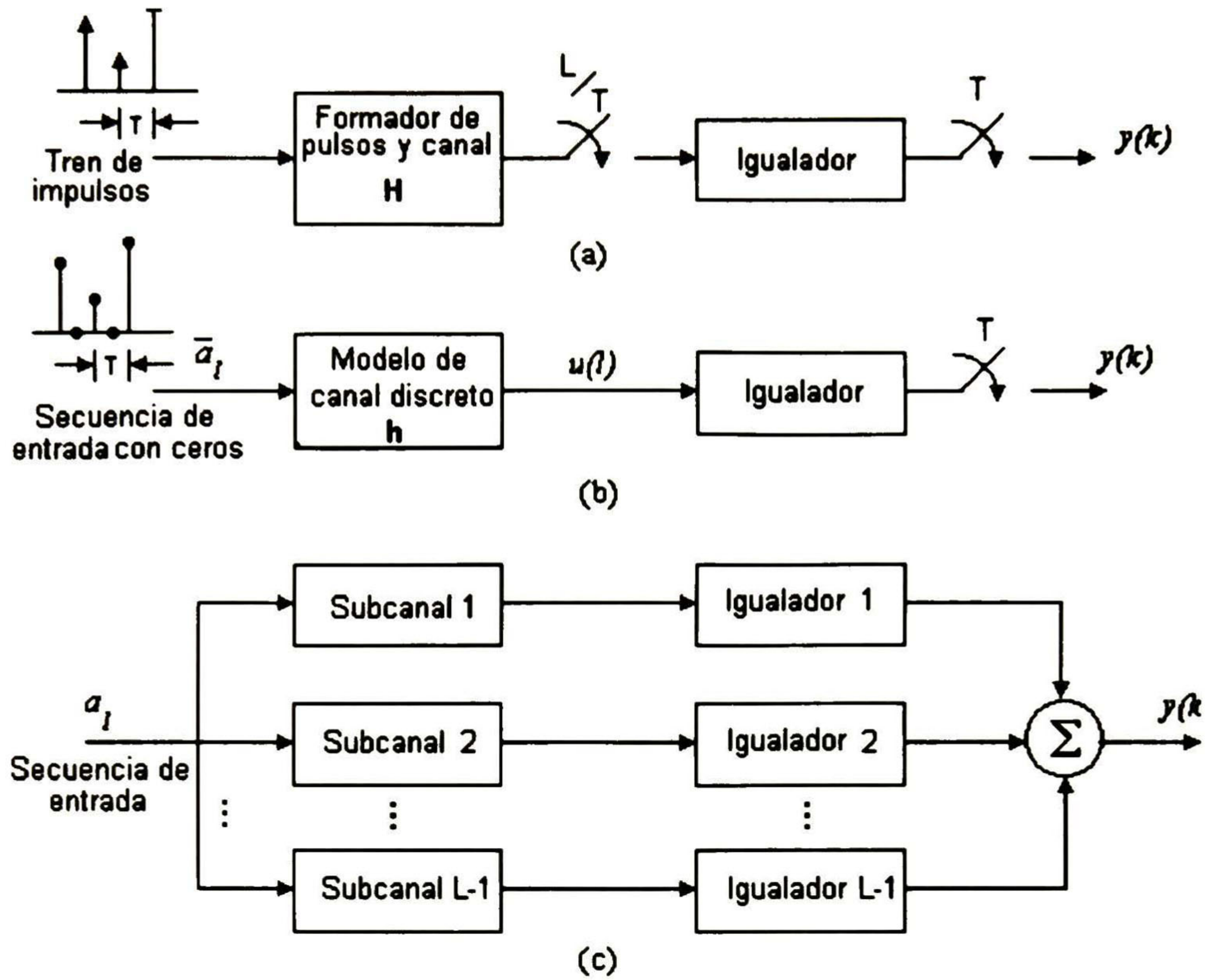


Figura 4.7 Modelo multicanal de un igualador FSE.

ALGORITMOS DE IGUALACION CIEGA

5.1 Clasificación de los algoritmos de igualación ciega

Los algoritmos de igualación ciega pueden clasificarse de acuerdo a la técnica que utilizan. Los tres grupos principales se introducen a continuación.

5.1.1 Algoritmos de tipo Bussgang

Estos algoritmos logran la igualación por medio de un proceso de deconvolución iterativo. Cuando convergen en la media, se dice que la secuencia deconvolucionada tiene estadísticas de tipo Bussgang (Sección 5.2). Las principales características de este tipo de algoritmos son:

- La minimización de una función de costo no convexa.
- Pueden converger a un mínimo no global.
- Tienen complejidad computacional baja.

- La velocidad de convergencia es lenta cuando el diagrama de ojo esta inicialmente cerrado y aumenta cuando el diagrama de ojo comienza a abrirse.

Los principales algoritmos de este tipo son:

Algoritmo de Sato. Se basa en la estimación del dígito binario más significativo de una señal multinivel (PAM), la contribución de los demás dígitos se considera ruido aditivo introducido por el canal.

Algoritmo de Godard o de módulo constante (CMA). Es el algoritmo más utilizado en la práctica y el que ha generado más documentos en la literatura. Se basa en la restauración del módulo de una señal de módulo constante (p.ej. PSK y FSK). La señal de error se obtiene de la diferencia entre una constante y el módulo de la señal de salida.

Algoritmo de Benveniste-Goursat. Es muy similar al algoritmo dirigido por los datos, con una modificación en la señal de error. Posee un mecanismo que conmuta automáticamente entre el período ciego inicial y el período de transmisión de datos.

Algoritmo Stop-and-go. Básicamente es un algoritmo dirigido por decisión que determina probabilísticamente cuales valores de error son factibles de utilizar para la adaptación del igualador.

5.1.2 Algoritmos basados en estadísticas de alto orden

Estos algoritmos obtienen las características del canal a partir de los cumulantes de la señal recibida. Se asume que la señal de entrada tiene características no gaussianas. Con este tipo de algoritmos es posible utilizar igualadores lineales o de decisión retroalimentada. Las principales características de estos algoritmos son [Hay91]:

- Identifican las componentes de fase mínima y máxima de la función de transferencia del canal.

- Presentan alta complejidad computacional.
- La velocidad inicial de convergencia es alta y va disminuyendo gradualmente.
- Convergen al mínimo global.

Estos algoritmos se dividen en tres grupos [Hay94]:

Algoritmos basados en poliespectros. Se basan en las propiedades del espectro de alto orden de la salida del canal, p.ej. TEA (Tricepstrum equalization algorithm) [Hat91a], ETEA (Extended tricepstrum equalization algorithm), POTEA (Power cepstrum and tricoherence equalization algorithm) y CTEA (Cross-Tricepstrum equalization algorithm).

Algoritmos paramétricos. Asumen que el orden del modelo del canal es conocido. En la práctica, el modelo del canal se estima por medio de criterios de selección ciegos, p.ej. NPG (Nonminimum-Phase system identification with the gradient-type algorithm), ARMA-FOC (ARMA modeling of fourth-order cumulants) y LLS-EA (Linear least-square estimation algorithm).

Algoritmos que utilizan optimización de mínimos cuadrados no lineal. Se basan en una minimización no lineal de una función de costo basada en cumulantes. p.ej. NLS-EA (Nonlinear least-squares estimation algorithm) y NLS-CF (Nonlinear least-squares cumulant fitting method).

Existe además el algoritmo POPREA (Polyspectra and prediction equalization approach) que combina poliespectros con principios clásicos de predicción [Hat94].

5.1.3 Algoritmos basados en el criterio de máxima verosimilitud

A diferencia de los anteriores, este tipo de algoritmos consideran el problema de estimación conjunta de los datos y el canal. En esencia, utilizan una regla de decodificación de máxima verosimilitud para resolver el problema de igualación ciega. La principal limitación de estos algoritmos es el crecimiento exponencial de la complejidad en función del número de datos transmitidos. Los algoritmos principales de este tipo son:

Estimación de canal basado en promedio de secuencias de datos.

Estimación ciega por máxima verosimilitud.

5.2 Algoritmos de tipo Bussgang [Hay94]

En los esquemas de igualación ciega, la señal de error $e(k) = y(k) - a_k$ no está disponible en el receptor; entonces la señal de error del algoritmo LMS se reemplaza con otra señal de error que no dependa de a_k . Normalmente, esta señal de error es una función de la salida $y(k)$ del igualador, representada por $\Psi(y)$.

La regla de adaptación de los coeficientes para los algoritmos tipo Bussgang es análoga a (3.17) y (4.11), únicamente se reemplaza $e(k)$ por $\Psi(y)$ quedando:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \Psi(y(k)) \mathbf{u}^*(k) \quad (5.1a)$$

$$\mathbf{w}_b(k+1) = \mathbf{w}_b(k) - \mu_b \Psi(y(k)) \mathbf{v}^*(k) \quad (5.1b)$$

Debido a que la salida de la función Ψ reemplaza el término de error en el algoritmo LMS, se le conoce como función de error (Figura 5.1).

Estos algoritmos pueden verse como algoritmos de gradiente estocástico en donde un estimado instantáneo del gradiente de una función de costo se usa en lugar del gradiente real. Existen varias funciones de costo y existe una relación entre la función de costo denotada como $J(w)$, y la función de error asociada. Normalmente se tiene $\Psi(y) = \frac{\partial J}{\partial y}$ En la adaptación del igualador se utiliza el término $\Psi(y)$, por lo que la función de costo $J(w)$ no se calcula explícitamente.

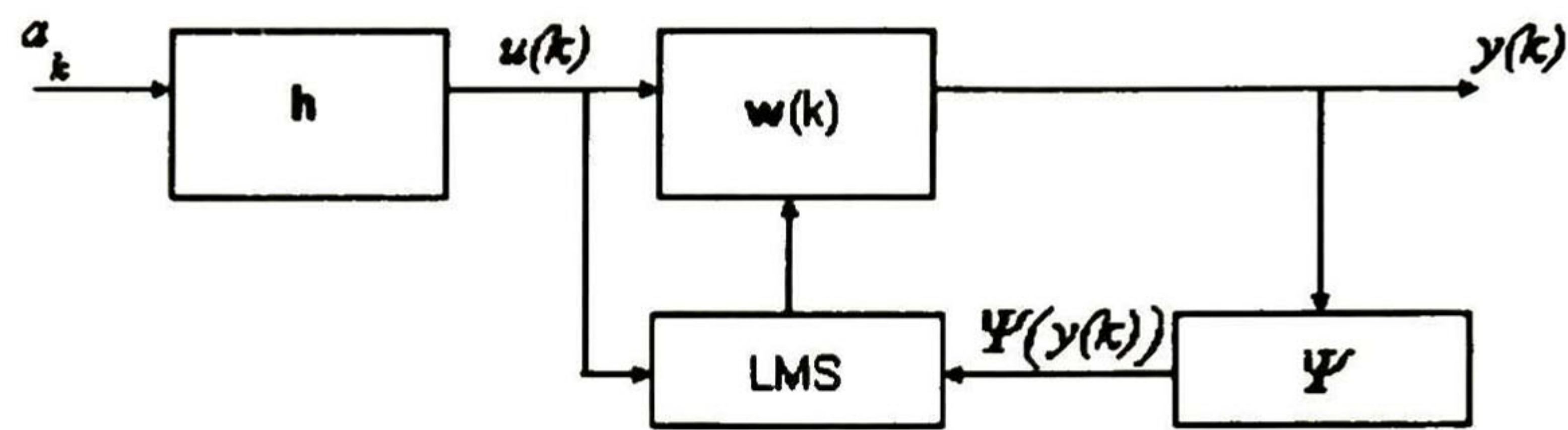


Figura 5.1 Diagrama a bloques de sistema con igualador ciego de tipo Busgang.

Estos algoritmos son atractivos debido a su baja complejidad (similar al del LMS). Además, en muchas aplicaciones donde se transmite a altas velocidades se requiere que las funciones de error sean simples y fáciles de calcular.

La principal desventaja de los algoritmos de tipo Busgang es que su función de costo es no convexa, lo que ocasiona que algunas veces la convergencia del algoritmo se da hacia un mínimo local, es decir, no se obtienen los coeficientes óptimos. Tenemos que $y(k)$, que se obtiene de una combinación lineal, es una función de los coeficientes del filtro; así entonces, la forma no convexa de la función de costo se debe a que el estimado \hat{a}_k , que toma el papel de valor deseado, se produce al pasar esta $y(k)$ a través de una no-linealidad sin memoria [Hay91].

En esta tesis sólo se consideran funciones de error sin memoria. Algunos de los algoritmos más populares de este tipo son: el algoritmo de Godard (CMA), el algoritmo

de Sato y el algoritmo de "Stop-and-Go". Recientemente se ha propuesto el uso de funciones de error con memoria [Che91].

5.2.1 Algoritmo de Sato

El concepto detrás del algoritmo de Sato es la eliminación de la relación estadística entre las muestras a la salida del igualador, y depende fuertemente de la independencia de los elementos generados por la fuente. El algoritmo original se propuso únicamente para señales multinivel unidimensionales (PAM) [Sat75].

El algoritmo trata la señal recibida como una señal binaria, ya que estima el bit más significativo y los demás bits se consideran como ruido aditivo en lo que respecta al proceso de igualación. El algoritmo de Sato es más robusto que el algoritmo dirigido por decisión pero su velocidad de convergencia es más baja.

La función de costo J_{sato} y la función de error Ψ_{sato} son:

$$J_{sato} = E\left\{\left(y(k) - \gamma \text{sign}(y(k))\right)^2\right\} \quad (5.2)$$

$$\Psi_{sato}(k) = y(k) - \gamma \text{sign}(y(k)) \quad (5.3)$$

donde

$$\gamma = \frac{E\{a_k^2\}}{E\{|a_k|\}} \quad (5.4)$$

La función de error asociada al algoritmo de Sato para el caso de una señal 4-PAM con varianza unitaria se muestra en la figura 5.2. Los valores del alfabeto 4-PAM son $\{-3\Delta, -\Delta, \Delta, 3\Delta\}$ donde $\Delta = \sqrt{\frac{1}{5}}$ y $\gamma = 1.12$, allí se observa que el error absoluto mínimo se obtiene cuando $y(k) = 1.12$, es decir, el algoritmo intenta que la salida $y(k)$ tome ese valor.

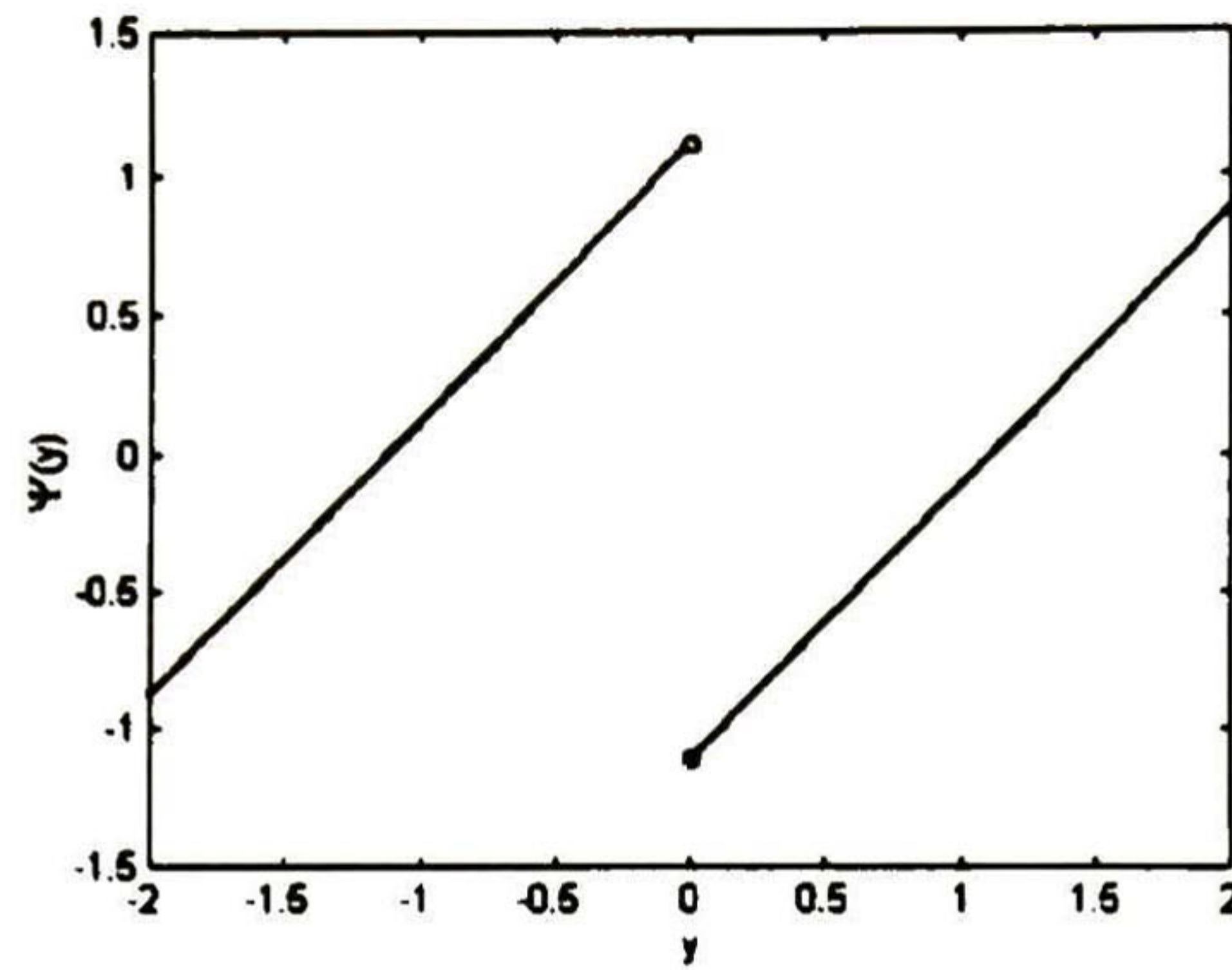


Figura 5.2 Función de error del algoritmo de Sato para 4-PAM ($\gamma = 1.12$).

5.2.2 Algoritmo de módulo constante

El algoritmo de módulo constante (CMA) fue propuesto por Godard [God80] en 1980, y de manera independiente por Treichler y Agee [Tre83] en 1983. Es el esquema para igualación ciega de canal más popular debido principalmente a su versatilidad y baja complejidad.

La interferencia altera la envolvente de una señal de módulo constante, como FM o QPSK. Para tales señales, el algoritmo CMA ajusta los coeficientes del igualador para restaurar la envolvente constante, y de esta forma eliminar la interferencia ocasionada por el canal. La señal de error se obtiene a partir de la diferencia entre una constante y la magnitud de la señal a la salida del filtro igualador (Figura 5.3). Para el caso de un igualador DFE, la función de error del algoritmo CMA puede utilizarse para adaptar simultáneamente los coeficientes del filtro FD y del filtro FR.

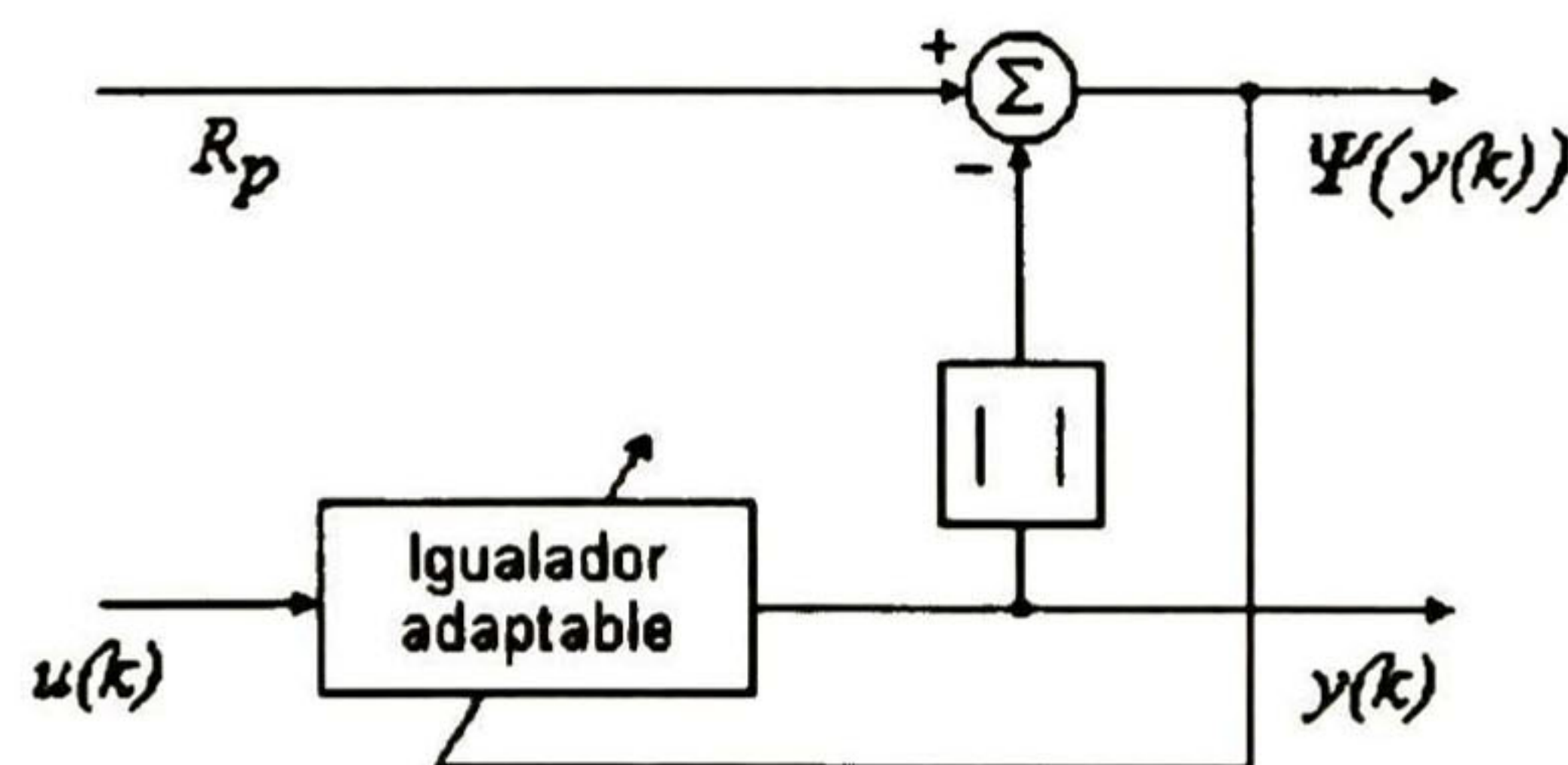


Figura 5.3 Algoritmo de módulo constante.

La función de costo J_{CMA} y la función de error Ψ_{CMA} del algoritmo CMA son

$$J_{CMA} = E \left\{ \left(|y(k)|^p - R_p \right)^2 \right\} \quad (5.5)$$

$$\Psi_{CMA}(k) = y(k) |y(k)|^{p-2} \left(|y(k)|^p - R_p \right) \quad (5.6)$$

R_p es una constante dependiente únicamente de la constelación de los datos de entrada. Asumiendo que las partes real e imaginaria de a_k son secuencias idénticamente distribuidas e independientes una de otra, R_p se define como:

$$R_p = \frac{E \left\{ |a_k|^{2p} \right\}}{E \left\{ |a_k|^p \right\}} \quad (5.7)$$

El algoritmo de módulo constante utiliza un valor de $p = 2$, por lo que la función de costo (5.5) se reduce a:

$$J_{CMA} = E \left\{ \left(|y(k)|^2 - R_2 \right)^2 \right\} \quad (5.8)$$

Cuando $p = 1$, la función de costo (5.5) se reduce a:

$$J_{CMA} = E \left\{ \left(|y(k)| - R_1 \right)^2 \right\} \quad (5.9)$$

que puede verse como una modificación del algoritmo de Sato.

La figura 5.4 muestra la función de error asociada al algoritmo CMA para el caso de una señal 4-PAM con varianza unitaria.

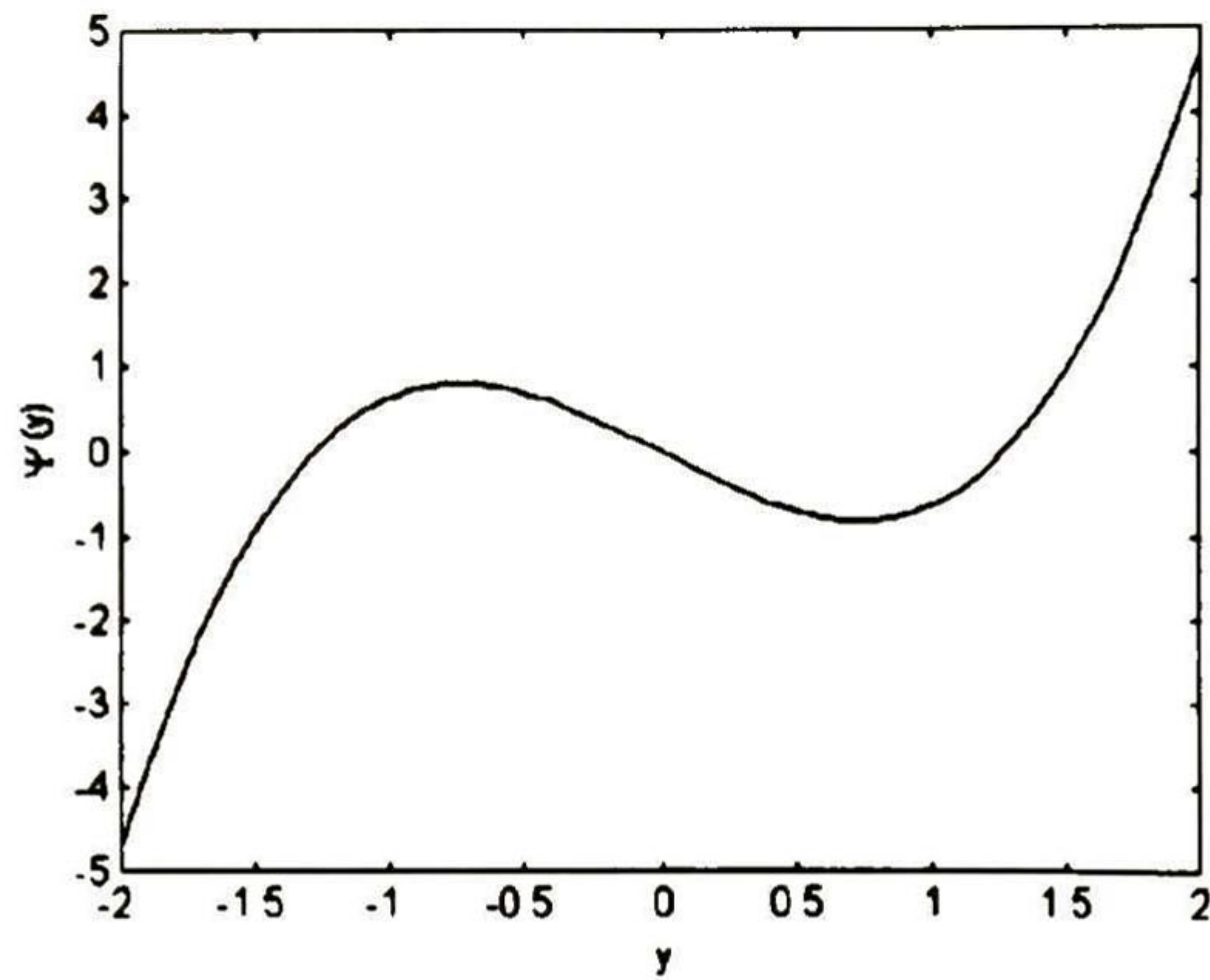


Figura 5.4 Función de error del algoritmo CMA para 4-PAM ($p = 2$, $R_p = 1.64$)

Godard demostró que la función de costo puede aplicarse a señales cuyo módulo no sea constante, tal es el caso de QAM.

Debido a que la función de costo J_{CMA} depende únicamente de la magnitud de la señal, el algoritmo CMA es ciego a la fase; es decir, la salida del igualador puede tener un corrimiento arbitrario en la fase. Aunque este no es un problema muy serio para algunas aplicaciones debido a que el corrimiento es constante, para canales variantes en el tiempo como lo son los de radio digital, la eficiencia del algoritmo puede degradarse seriamente. Para solucionar este problema, el algoritmo CMA se implementa conjuntamente con un algoritmo de recuperación de fase dirigido por decisión como el que se describió en la sección 3.8 (Figura 5.5).

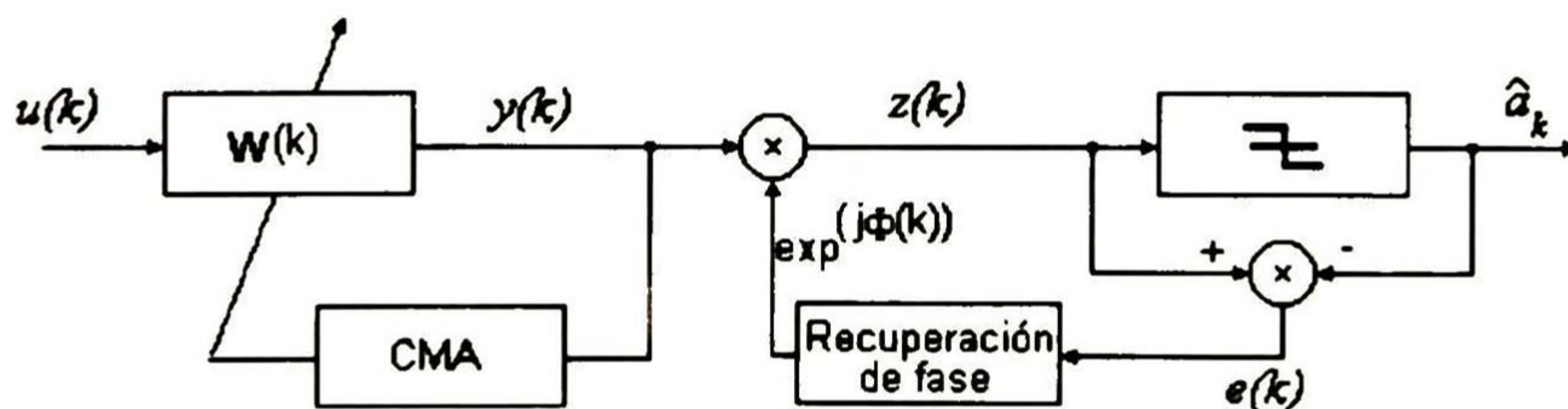


Figura 5.5 Algoritmo CMA en un igualador lineal y circuito de recuperación de fase.

5.2.3 Algoritmo de módulo constante modificado

El algoritmo de módulo constante modificado (MCMA) fue propuesto por Nam Oh y Ohk Chin [Chi95a, Chi95b] en 1995. Tiene la capacidad de recuperar la fase simultáneamente con el proceso de igualación para sistemas de dos dimensiones.

La función de costo del algoritmo MCMA se deriva de (5.5) separando las partes real e imaginaria del equivalente complejo del sistema:

$$J_{MCMA} = J_{CMA,R} + J_{CMA,I} \quad (5.10)$$

donde:

$$J_{CMA,R} = E \left\{ \left(|y_R(k)|^p - R_{p,R} \right)^2 \right\} \quad (5.11)$$

y

$$J_{CMA,I} = E \left\{ \left(|y_I(k)|^p - R_{p,I} \right)^2 \right\} \quad (5.12)$$

$R_{p,R}$ y $R_{p,I}$ están dadas por:

$$R_{p,R} = \frac{E \left\{ |x_R(k)|^{2p} \right\}}{E \left\{ |x_R(k)|^p \right\}} \quad (5.13)$$

$$R_{p,I} = \frac{E \left\{ |x_I(k)|^{2p} \right\}}{E \left\{ |x_I(k)|^p \right\}} \quad (5.14)$$

La actualización de los coeficientes se realiza utilizando la función de error:

$$\Psi_{MCMA}(k) = \Psi_{MCMA,R}(k) + j\Psi_{MCMA,I}(k) \quad (5.15)$$

donde:

$$\Psi_{MCMA,R}(k) = y_R(k) |y_R(k)|^{p-2} (|y_R(k)|^p - R_{p,R}) \quad (5.16)$$

y

$$\Psi_{MCMA,I}(k) = y_I(k) |y_I(k)|^{p-2} (|y_I(k)|^p - R_{p,I}) \quad (5.17)$$

Para canales reales el algoritmo MCMA se reduce al algoritmo CMA, por lo que puede usarse para canales reales e imaginarios.

La figura 5.6 muestra la trayectoria de la señal deseada del algoritmo CMA y MCMA cuando se ha logrado igualación perfecta ($E\{\Psi(y) = 0\}$). Debido a que la función de costo (5.5) esta basada únicamente en el módulo de la señal de salida, el algoritmo CMA converge independientemente del valor de la fase e intenta llevar la salida del igualador hacia el círculo de radio $\sqrt{R_2}$ (Figura 5.6a). Por otra parte, la función de costo (5.10) separa la salida del igualador en su parte real e imaginaria y calcula el error de ambas partes. Entonces, el algoritmo MCMA intenta llevar la parte real de la salida a uno de los puntos $\pm\sqrt{R_{2R}}$ y la parte imaginaria a uno de los puntos $\pm\sqrt{R_{2I}}$. Debido a que la función de costo emplea el valor del módulo y de la fase a la salida del igualador, la recuperación de la fase es simultánea al proceso de igualación (Figura 5.6b).

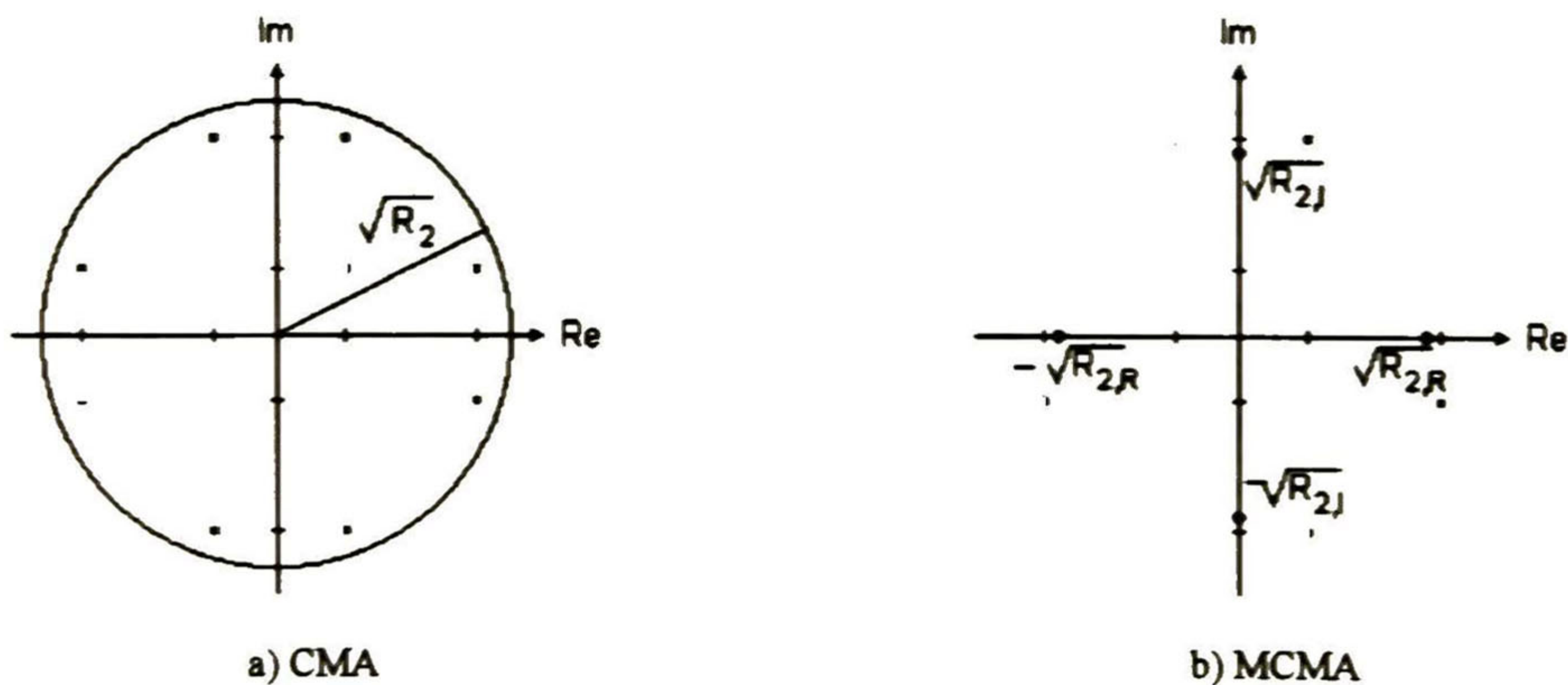


Figura 5.6 Trayectoria de la señal deseada para 16QAM.

Algoritmo de módulo constante modificado para DFE

Nam Oh y Ohk Chin también proponen una extensión del algoritmo MCMA para filtros DFE. La estructura resultante se ilustra en la figura 5.7. La esencia del algoritmo MCMA para DFE es el estimador no lineal $g(\bullet)$, que utiliza para decidir el valor del símbolo transmitido, y que de acuerdo a los autores es más confiable que los circuitos de decisión tradicionales, por lo cual disminuye la propagación de errores a través del filtro de retroalimentación.

Los filtros FD y FR se ajustan simultáneamente de acuerdo al algoritmo MCMA. Las señal de error está dada por (5.15), (5.16) y (5.17). La actualización de los coeficientes del filtro FD se realiza de acuerdo a (5.1a) y la actualización del filtro FR de acuerdo a (5.1b).

Lo no linealidad $g(\bullet)$ es

$$g(\bullet) = y_R(k)(1 + y_R^2(k) + R_{2,R}) + jy_I(k)(1 - y_I^2(k) + R_{2,I}) \quad (5.18)$$

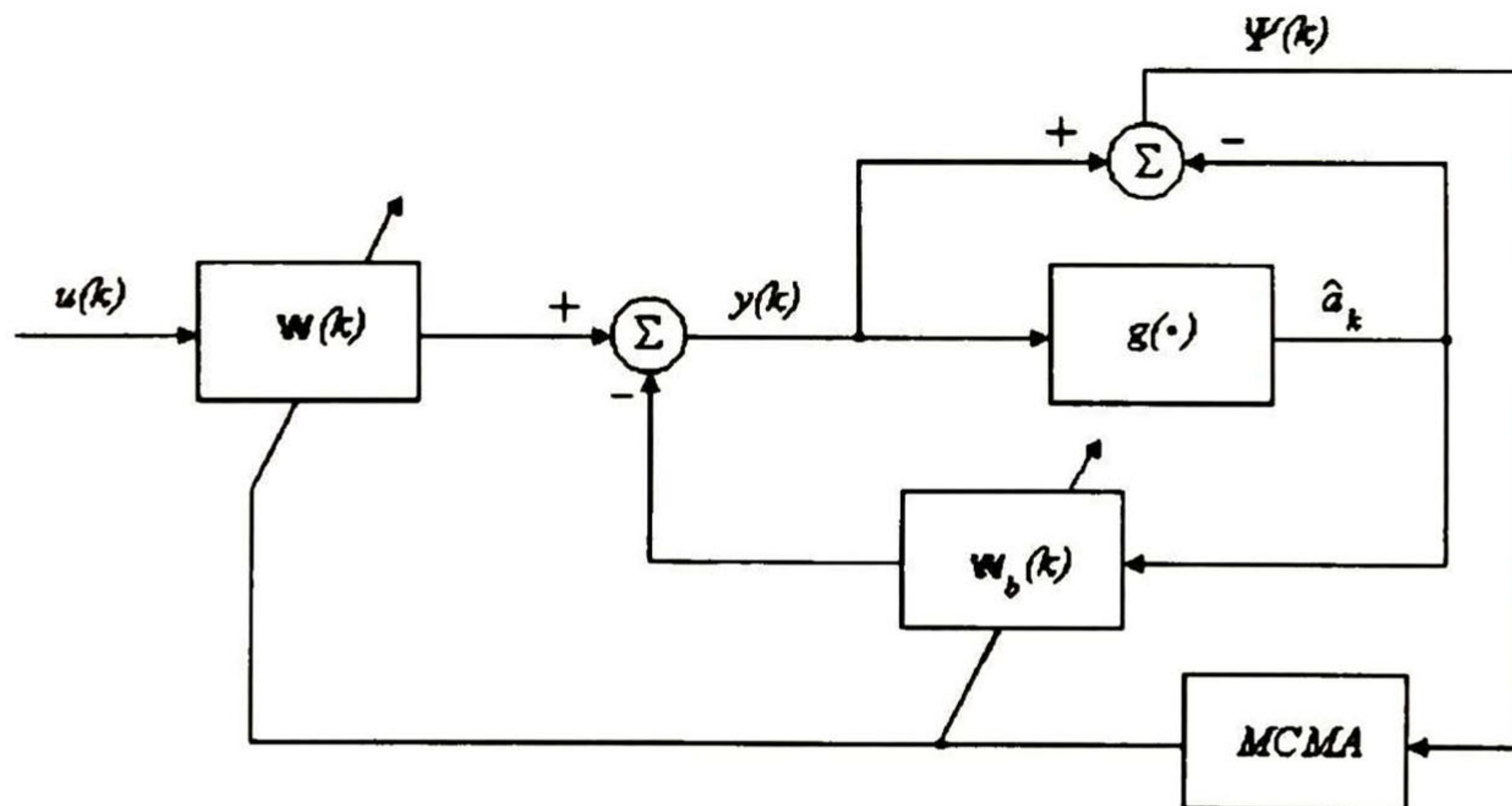


Figura 5.7 Estructura del algoritmo MCMA para igualadores DFE.

5.2.4 Algoritmo de "Stop-and-GO"

El algoritmo "Stop-and-Go" fue propuesto por Picchi y Prati [Pic87] en 1987. Es una modificación del algoritmo dirigido por decisión, logra la convergencia en el sentido del error cuadrático medio. Utiliza una bandera binaria que indica si el valor a la salida del circuito de decisión es suficientemente confiable para utilizarlo en la adaptación de los coeficientes del igualador. Dicha bandera se genera a partir de señales de error de tipo Sato.

Este algoritmo mantiene las ventajas de simplicidad del algoritmo dirigido por decisión y logra la igualación de canal en conjunto con recuperación de la fase y control automático de ganancia. Puede utilizarse en igualadores lineales y en igualadores DFE.

La actualización de la parte real e imaginaria de los coeficientes del filtro FD se realiza de acuerdo a

$$\mathbf{w}_R(k+1) = \mathbf{w}_R(k) - \mu(f_R(k)\Psi_{SAG,R}(k)\mathbf{u}_R(k) + f_I(k)\Psi_{SAG,I}(k)\mathbf{u}_I(k)) \quad (5.19)$$

$$\mathbf{w}_I(k+1) = \mathbf{w}_I(k) + \mu(f_R(k)\Psi_{SAG,R}(k)\mathbf{u}_I(k) - f_I(k)\Psi_{SAG,I}(k)\mathbf{u}_R(k)) \quad (5.20)$$

Si el algoritmo utiliza un igualador DFE, la actualización de la parte real e imaginaria de los coeficientes del filtro FR está dada por [7]

$$\mathbf{w}_{b,R}(k+1) = \mathbf{w}_{b,R}(k) - \mu(f_R(k)\Psi_{SAG,R}(k)\mathbf{v}_R(k) + f_I(k)\Psi_{SAG,I}(k)\mathbf{v}_I(k)) \quad (5.21)$$

$$\mathbf{w}_{b,I}(k+1) = \mathbf{w}_{b,I}(k) + \mu(f_R(k)\Psi_{SAG,R}(k)\mathbf{v}_I(k) - f_I(k)\Psi_{SAG,I}(k)\mathbf{v}_R(k)) \quad (5.22)$$

Las banderas $f_R(k)$ y $f_I(k)$ indican si la señal de error es confiable para utilizarse y se obtienen a partir de

$$f_R(k) = \begin{cases} 1, & \text{sgn}(\Psi_{SAG,R}(k)) = \text{sgn}(\tilde{\Psi}_R(k)) \\ 0, & \text{sgn}(\Psi_{SAG,R}(k)) \neq \text{sgn}(\tilde{\Psi}_R(k)) \end{cases} \quad (5.23)$$

$$f_I(k) = \begin{cases} 1, & \text{sgn}(\Psi_{SAG,I}(k)) = \text{sgn}(\tilde{\Psi}_I(k)) \\ 0, & \text{sgn}(\Psi_{SAG,I}(k)) \neq \text{sgn}(\tilde{\Psi}_I(k)) \end{cases} \quad (5.24)$$

Las señales de error $\Psi_{SAG,R}(k)$ y $\Psi_{SAG,I}(k)$ indican la diferencia entre el valor a la entrada y a la salida del circuito de decisión. La figura 5.8 muestra la señal de error del algoritmo "Stop-and-Go" para el caso de una señal 4-PAM.

$$\Psi_{SAG,R}(k) = \text{Re}(y(k) - \hat{a}_k) \quad (5.25)$$

$$\Psi_{SAG,I}(k) = \text{Im}(y(k) - \hat{a}_k) \quad (5.26)$$

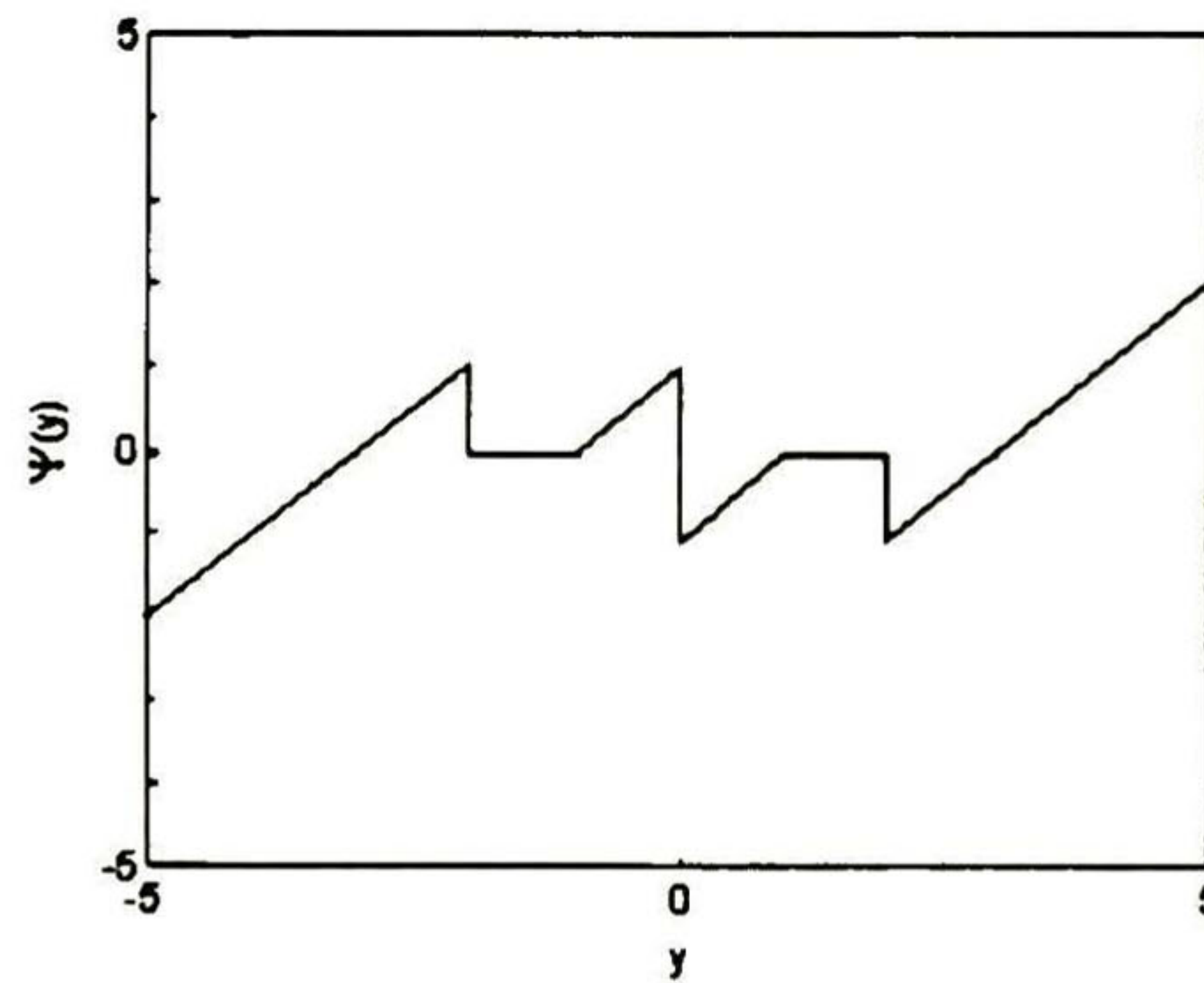


Figura 5.8 Función de error del algoritmo "Stop-and-Go" para 4-PAM.

Por último, las señales $\tilde{\Psi}_R(k)$ y $\tilde{\Psi}_I(k)$ son errores de tipo Sato, donde la señal β_k es un variable real positiva cuyo valor óptimo cambia en cada iteración.

$$\tilde{\Psi}_R(k) = y_R(k) - \beta_k \text{sign}(y_R(k)) \quad (5.27)$$

$$\tilde{\Psi}_I(k) = y_I(k) - \beta_k \text{sign}(y_I(k)) \quad (5.28)$$

Por simplicidad, el valor de β_k se considera constante y se obtiene con la siguiente relación

$$\beta = \frac{E\{\text{Re}(a_k^2)\}}{E\{|\text{Re}(a_k)|\}} \quad (5.29)$$

El algoritmo de recuperación de fase también utiliza las banderas (5.23) y (5.24), y esta dado por:

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) - \mu(-f_R(k)\Psi_{SAG,R}(k)y_I(k) + f_I(k)\Psi_{SAG,I}(k)y_R(k)) \quad (5.30)$$

En sistemas prácticos, se implementa un control automático de ganancia analógico antes de recuperar la fase y realizar la igualación en banda base. Los autores proponen una extensión del algoritmo para realizar el control automático de ganancia de forma digital por medio de la siguiente recursión.

$$G(k+1) = G(k) - \mu_A(f_R(k)\Psi_{SAG,R}(k)y_R(k) + f_I(k)\Psi_{SAG,I}(k)y_I(k)) \quad (5.31)$$

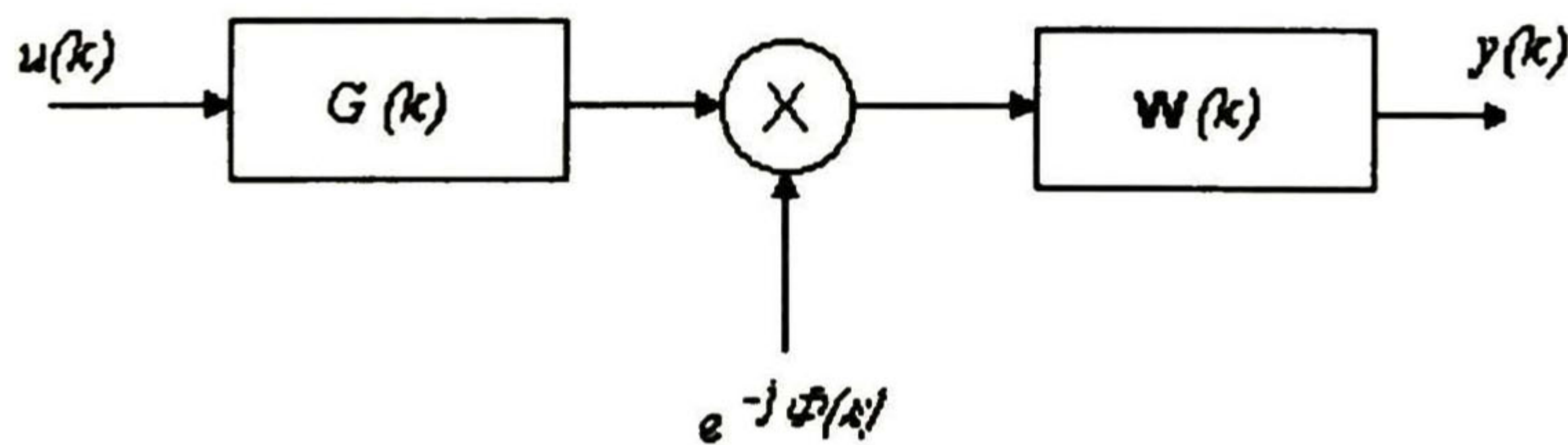


Figura 5.9 Conexión en cascada del control automático de ganancia, recuperación de fase y el igualador del algoritmo "Stop-and-Go"

5.2.5 Algoritmos para igualadores DFE sin filtro FD

La figura 5.10 muestra la estructura de un igualador de decisión retroalimentada que se compone únicamente del filtro FR. Existen dos clases de algoritmos para lograr la igualación ciega de canal utilizando esta estructura. 1) Algoritmo dirigido por decisión y 2) Algoritmos de módulo constante [Ken93].

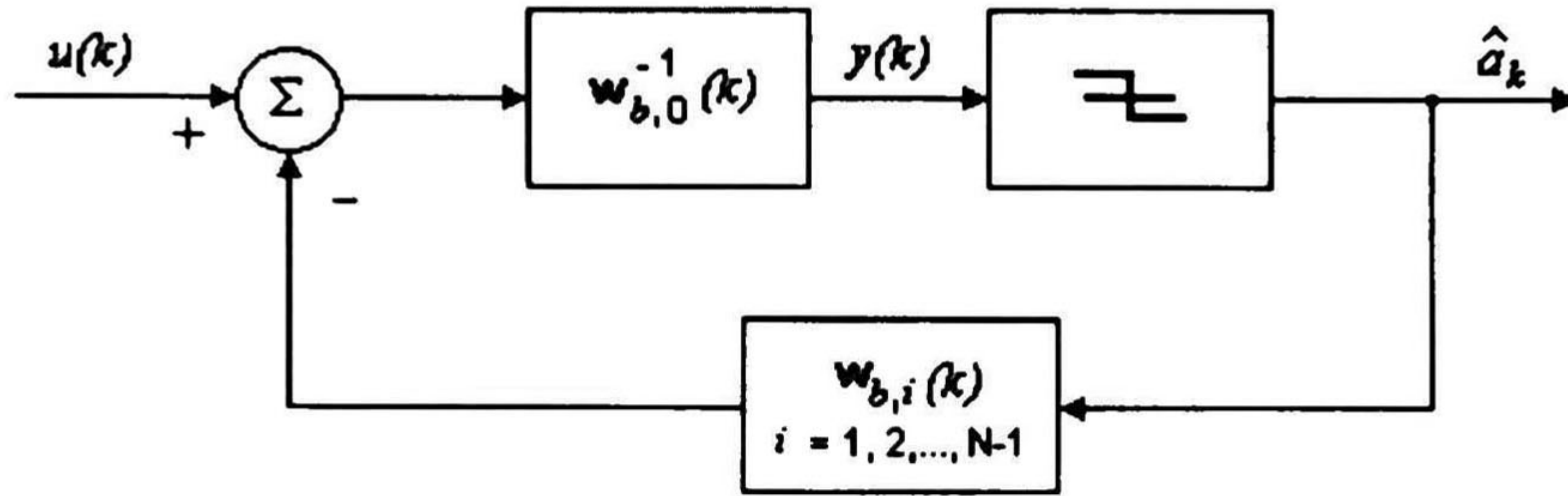


Figura 5.10 Igualador de DFE sin filtro FD.

1. Algoritmo dirigido por decisión

La función de costo es

$$J_{DD}(k) = \frac{1}{2} w_{b,0}^2(k) (y(k) - \hat{a}_k)^2 \quad (5.32)$$

y la actualización de los coeficientes del igualador se realiza de acuerdo a:

$$\mathbf{w}_b(k+1) = \mathbf{w}_b(k) - \mu \Psi_{DD}(k) \mathbf{v}^*(k) \quad (5.33)$$

donde:

$$\Psi_{DD}(k) = w_{b,0}(k) (y(k) - g(y(k))) = u(k) - \sum_{i=1}^N w_{b,i}(i) \hat{a}_{k-i} \quad (5.34)$$

con

$$\mathbf{v}(k) = (\hat{a}_k, \hat{a}_{k-1}, \dots, \hat{a}_{k-Nb}) \quad (5.35)$$

$w_{b,i}$ indica el i -ésimo elemento del vector w_b y $g(\bullet)$ regresa el estimado del símbolo.

La figura 5.11 muestra forma en que se obtiene la señal de error del algoritmo dirigido por decisión.

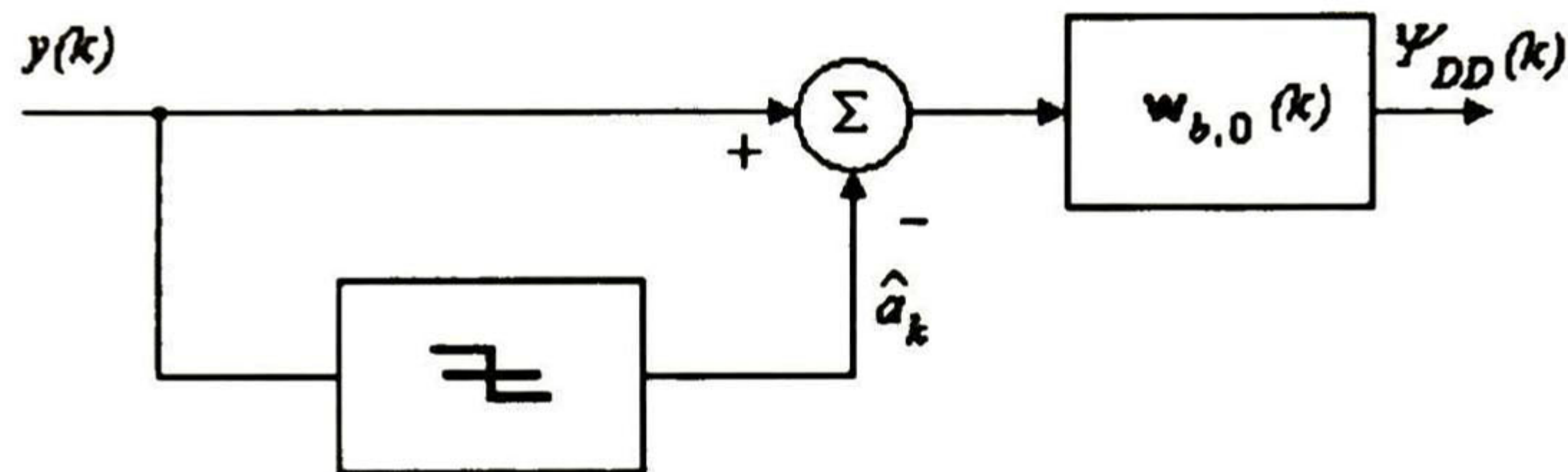


Figura 5.11 Señal de error del algoritmo dirigido por decisión.

2. Algoritmos de módulo constante

La función de costo es

$$J_{CMA}(k) = \frac{1}{2p} \left(|y(k)|^p - R_p \right)^2 \quad (5.36)$$

donde

$$R_p = \frac{E\{|y(k)|^{2p}\}}{E\{|y(k)|^p\}} \quad (5.37)$$

En analogía con un filtro lineal, la función de costo incluye un término p y una constante R_p . La actualización de los coeficientes se realiza de acuerdo a (5.33), donde el error se obtiene de acuerdo a:

$$\Psi_{CMA}(k) = w_{b,0}^{-1}(k) \text{sign}(y(k)) |y(k)|^{p-1} (|y(k)|^p - R_p) \quad (5.38)$$

y el vector de entrada difiere de (5.35) en el primer término, quedando como

$$\mathbf{v}(k) = \left(y(k), \hat{a}_{k-1}, \dots, \hat{a}_{k-Nb} \right) \quad (5.39)$$

Cuando $p=1$, se tiene un algoritmo para igualadores DFE que es análogo al algoritmo de igualación ciega de Sato, y la señal de error queda como

$$\Psi_{Sato}(k) = w_{b,0}^{-1}(k) \left(y(k) - R_1 \text{sign}(y(k)) \right) \quad (5.40)$$

La forma en que se obtiene ésta señal de error se muestra en la figura 5.12.

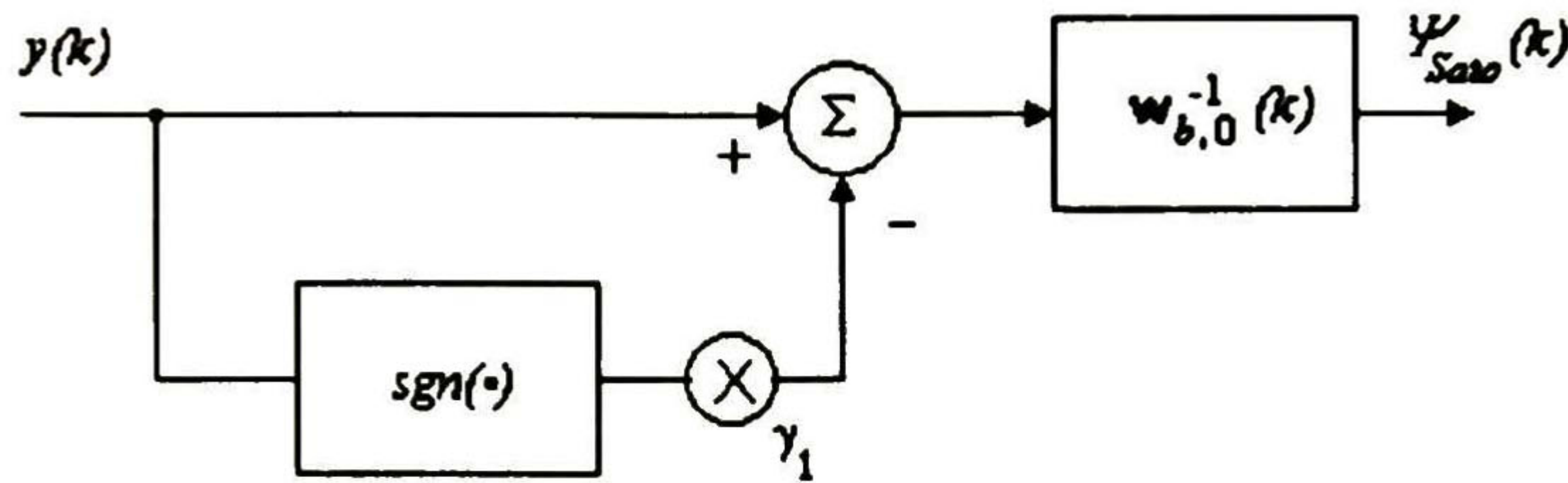


Figura 5.12 Señal de error del algoritmo de módulo constante con $p = 1$.

5.3 Algoritmos que utilizan el principio de predicción

5.3.1 Algoritmo de igualación ciega basado en predicción lineal

Este algoritmo fue propuesto por Macchi y Hachicha [Mac86] en 1986. Fue el primer algoritmo de igualación ciega de canal para usarse en igualadores de decisión retroalimentada y está basado en principios clásicos de predicción lineal. Como se observa en la figura 5.13, el igualador está compuesto únicamente del filtro hacia atrás e incorpora un algoritmo de recuperación de fase y control automático de ganancia [Hat95].

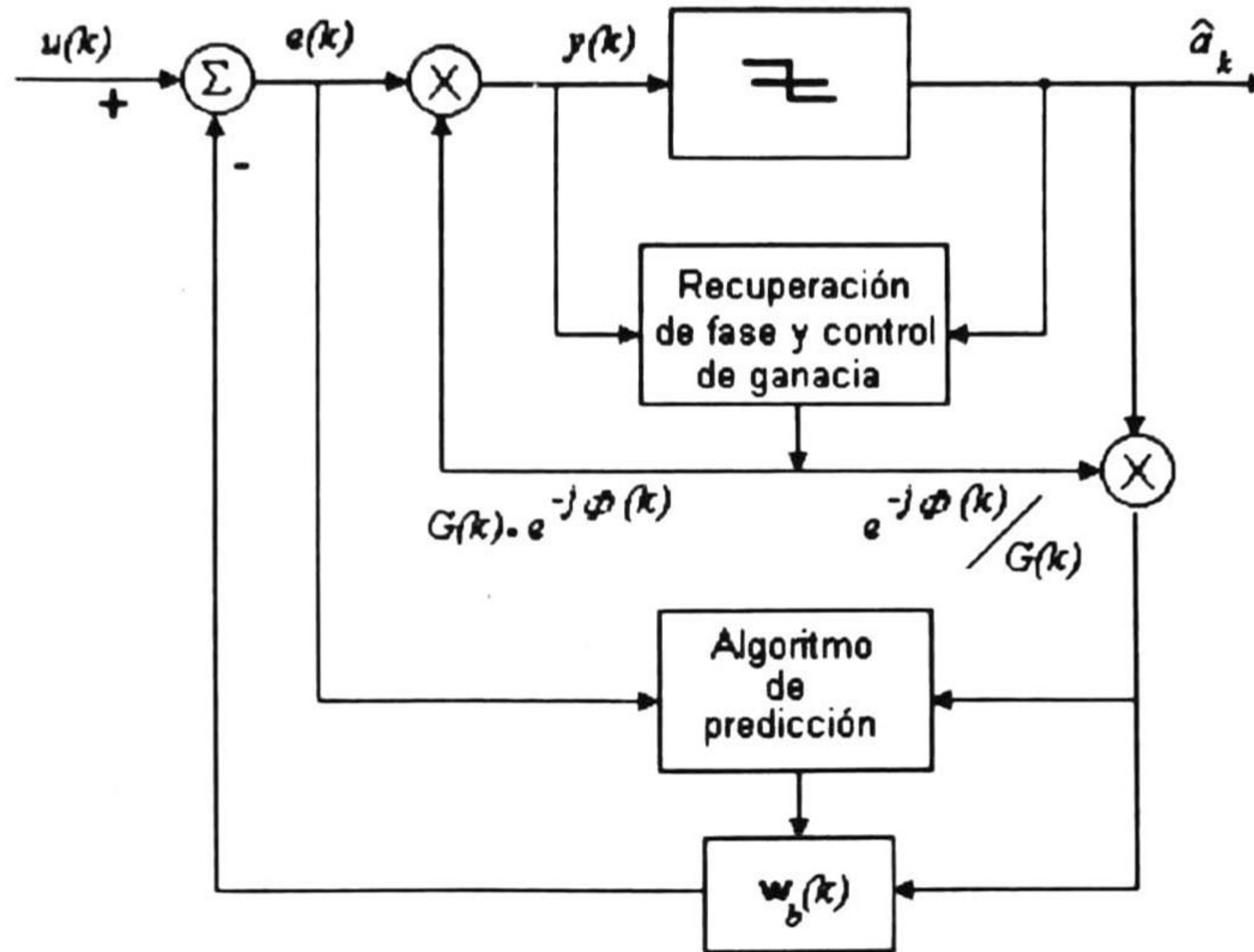


Figura 5.13 Estructura del algoritmo de predicción lineal.

La actualización de los coeficientes se realiza de acuerdo a:

$$\mathbf{w}_b(k+1) = \mathbf{w}_b(k) + \mu y(k) \hat{\mathbf{v}}^*(k) \quad (5.41)$$

donde $\hat{\mathbf{v}}^*(k)$ es el vector de entrada que contiene las últimas N_b salidas del circuito de decisión y $\mathbf{w}_b(0)=0$.

Cuando el algoritmo llega a un estado estable, es decir $y(k) \approx \hat{a}_k$, el algoritmo es equivalente a un predictor lineal recursivo.

La recuperación de la fase se realiza de acuerdo a

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) + \mu \text{Im} \left\{ y^*(k) \left(\hat{a}_k - y(k) \right) \right\} \quad (5.42)$$

que es similar a (3.18), pero en este algoritmo la recuperación de la fase se realiza a la entrada del circuito de decisión debido a que la adaptación del algoritmo descrito por

(5.42) está acoplada a la adaptación del predictor de decisión retroalimentada, y se requiere que ambos alcancen su valor óptimo simultáneamente.

El control automático de ganancia también se realiza a la entrada del circuito de decisión de manera simultánea a la recuperación de fase por medio de la siguiente relación:

$$G(k+1) = \sqrt{\frac{P}{Q(k+1)}} \quad (5.43)$$

donde

$$Q(k+1) = (1-\nu)Q(k) + \nu \left| \frac{y(k)}{G(k)} \right|^2 \quad (5.44)$$

y $P = E\{|a_k|^2\}$ y ν es una constante pequeña positiva, $0 < \nu < 1$.

5.3.2 Algoritmo de módulo constante y predicción lineal (CMPA-DFE)

Este algoritmo fue propuesto por Seo y otros [Seo96] en 1996. En este algoritmo, el igualador de decisión retroalimentada se divide en dos partes con diferente función: igualación lineal y blanqueo de ruido. Cada parte utiliza un algoritmo ciego diferente.

La estructura del algoritmo se muestra en la figura 5.14. Las dos partes del filtro se denotan w y v . La función del filtro w es eliminar la mayor parte de la interferencia entre símbolos y la de v es blanquear el ruido de entrada. Para la primera parte se puede utilizar cualquier algoritmo de igualación ciega para filtros lineales y para la segunda parte cualquier algoritmo ciego que blanquee el ruido a la salida. Los autores proponen utilizar el algoritmo de modulo constante para la primera parte debido a su simplicidad y a que siempre converge cuando se inicializa adecuadamente. Para la segunda parte se utiliza el algoritmo de predicción descrito en la sección anterior pero sin el circuito de recuperación de fase y control automático de ganancia. La recuperación de fase se

realiza a la salida del filtro FD y el control automático de ganancia se realiza a la entrada del igualador.

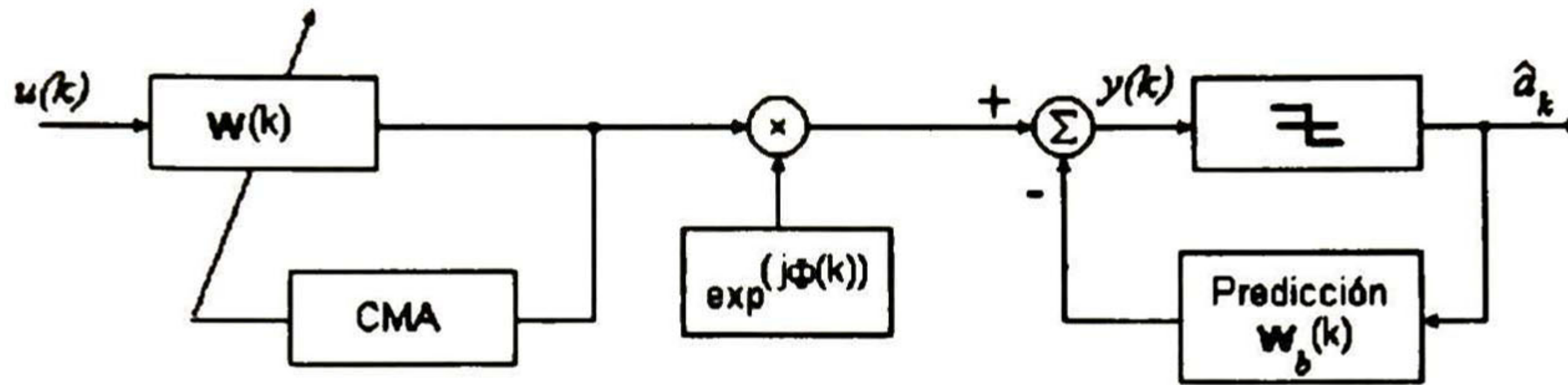


Figura 5.14 Estructura del algoritmo CMA.

5.4 Algoritmos para igualadores fraccionalmente espaciados

Básicamente, todos los algoritmos de tipo Busgang pueden utilizarse para adaptar los coeficientes de un igualador FSE de acuerdo a

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \Psi(y(k)) \mathbf{u}_r^*(k) \quad (5.45)$$

que se obtiene de sustituir la función de error $\Psi(y(k))$ por el error $e(k)$ en (4.28). Para el caso del algoritmo CMA, se logra una mejora significativa en la eficiencia comparado con un igualador TSE. Sin embargo, no todos los algoritmos de tipo Busgang funcionan adecuadamente con igualadores FSE, en especial el algoritmo de "Stop-and-Go" [Pic88].

En un igualador DFE, el filtro FD ser fraccionalmente espaciado, pero en el caso del filtro FR no es posible pensar que también sea fraccionalmente espaciado, debido a que su entrada proviene del circuito de decisión que genera su salida a la velocidad de símbolo.

Al igual que en los igualadores TSE, el algoritmo CMA es sin duda el más utilizado para adaptar los coeficientes de un igualador FSE [Fij94, Fij95, Tre96] y se ha implementado con éxito en aplicaciones prácticas [Jon95]. En esta tesis sólo se considera el algoritmo CMA para el caso de igualadores FSE.

RESULTADO DE LAS SIMULACIONES

En este capítulo se presentan los resultados más relevantes obtenidos de la simulación de los algoritmos descritos en el capítulo 5, con el fin de ilustrar su comportamiento de manera general y comparar sus características de eficiencia.

6.1 Plataforma de simulación

Las simulaciones se realizaron de acuerdo al diagrama que se muestra en la figura 6.1. Se utilizó la representación por envolvente compleja (Sección 2.3). La velocidad de muestreo fue de una muestra por símbolo, excepto en las simulaciones de los igualadores FSE donde la velocidad fue de 2 y 4 muestras por símbolo.

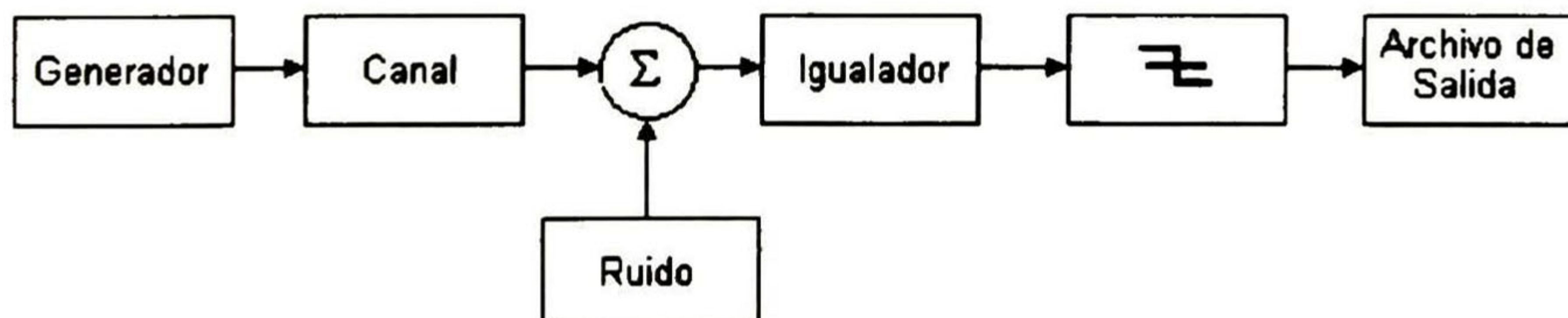


Figura 6.1 Diagrama a bloques del sistema utilizado para las simulaciones.

Los algoritmos se agruparon de acuerdo a la estructura y al algoritmo de adaptación que utilizan. No se incluyen todos los resultados obtenidos, únicamente los que a juicio del autor ilustran las principales características de los algoritmos.

Las simulaciones se corrieron en una PC Pentium con sistema operativo Windows NT, utilizando MATLAB versión 4.2 con sus utilerías de procesamiento de señales y de comunicaciones. Con el fin de facilitar la programación, se decidió generar un programa principal en el que se indiquen los parámetros a utilizar en la simulación. El programa principal hace uso de diversas funciones de MATLAB, así como de subrutinas creadas por el autor que incluyen generadores de secuencias de datos (PAM, QAM y PSK), generadores de ruido, algoritmos de igualación, etc.

6.2 Consideraciones para realizar las simulaciones

Características de la fuente de información

La señal fuente a_k se modela como una secuencia aleatoria discreta independiente e idénticamente distribuida con media cero y varianza normalizada a la unidad; a ésta se le aplican diferentes esquemas lineales de modulación digital (PAM, QAM, PSK).

Canales

Se utilizan canales lineales con ruido aditivo invariantes en el tiempo que fueron seleccionados de la literatura en igualación de canal. Con el fin de simplificar las simulaciones, el número máximo de coeficientes para modelar dichos canales se limitó a 11 cuando se muestrea a la velocidad de símbolo y a 21 y 42 cuando se muestrea a 2 y 4 veces esta velocidad. Los modelos de canal representan canales telefónicos y de propagación por multitrayectoria. Se asume que el inverso de cada uno de los canales se puede aproximar adecuadamente.

Los canales que se eligieron para las simulaciones son:

Canal 1 [Pic87]. Este modelo de canal es el que más se utilizó en las simulaciones. Representa una respuesta conjunta típica del filtro del transmisor, canal de transmisión no ideal (ISI o propagación por multitrayectoria) y filtro del receptor. Consta de 7 coeficientes complejos.

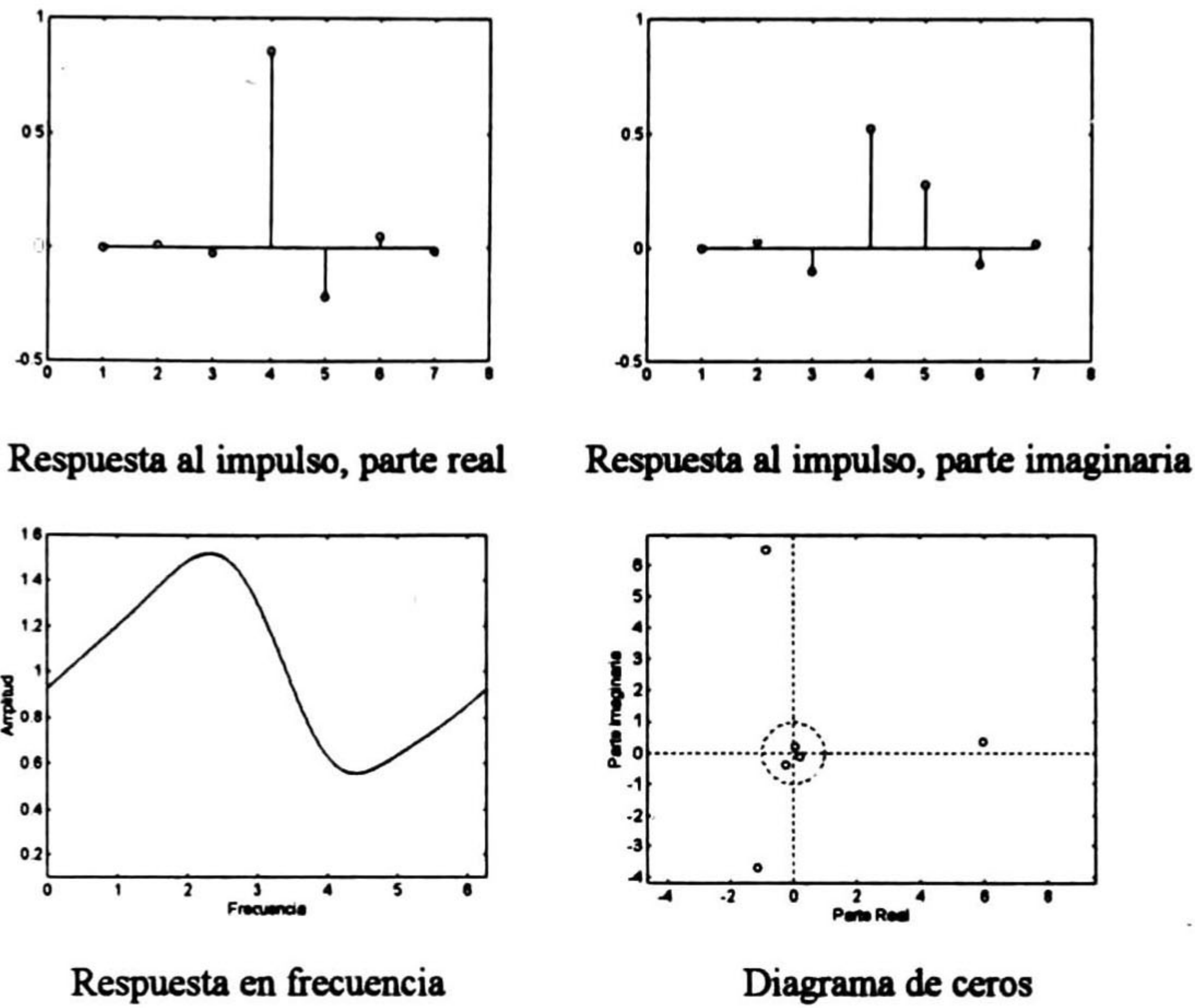


Figura 6.2 Características del canal 1.

Canal 2 [Pro95]. Representa la respuesta de un canal telefónico de buena calidad que introduce poca ISI. Consta de 11 coeficientes reales.

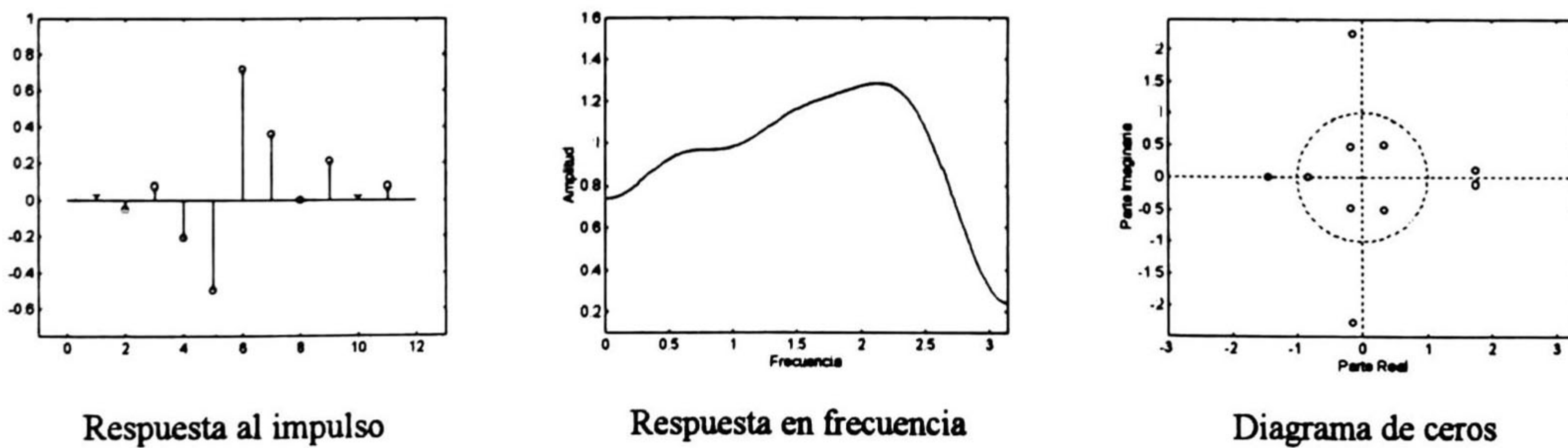


Figura 6.3 Características del canal 2.

Canal 3 [Pro95]. Representa la respuesta de un canal telefónico de mala calidad que ocasiona gran cantidad de ISI. Consta de 3 coeficientes reales.

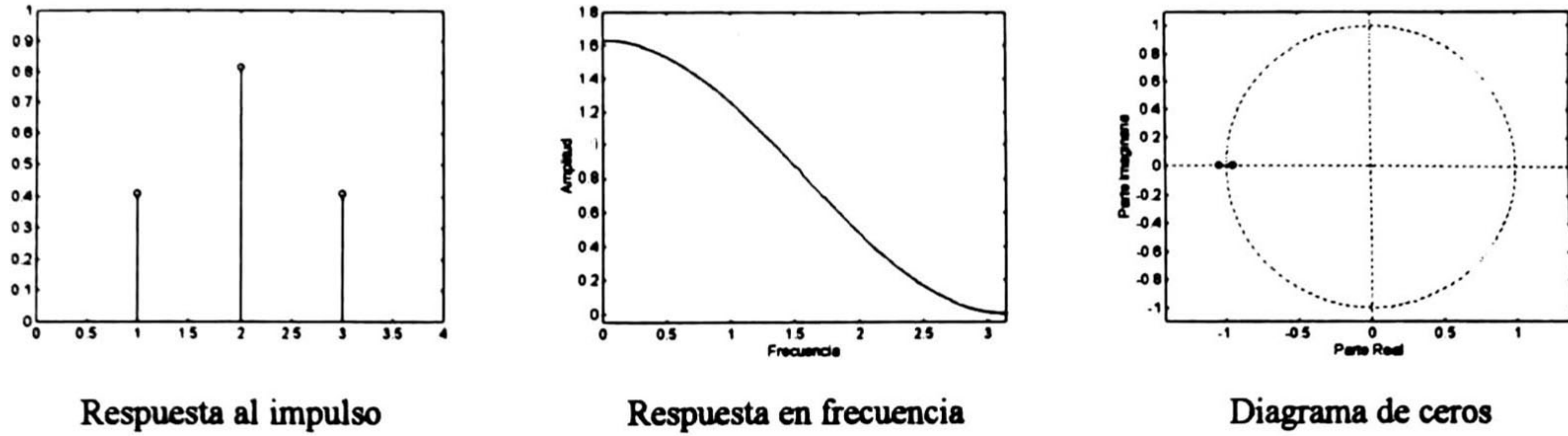


Figura 6.4 Características del canal 3.

Canal 4 [Pro95]. Representa la respuesta de un canal telefónico que resulta en una severa distorsión de la señal transmitida. Consta de 5 coeficientes reales.

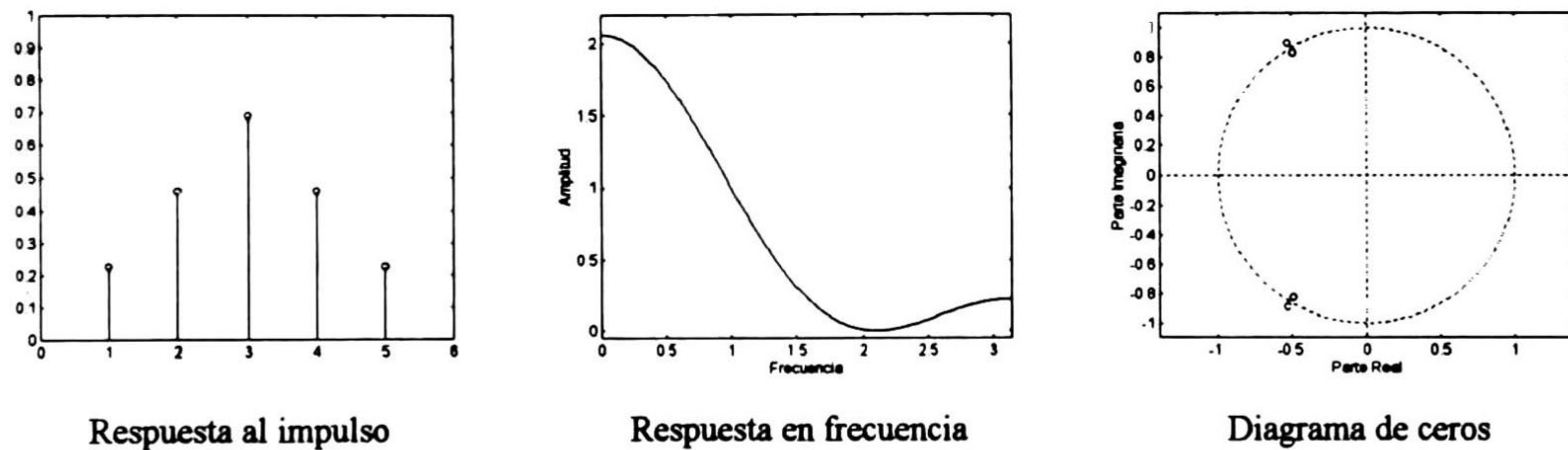


Figura 6.5 Características del canal 4.

Canal 5 [Li96b]. Representa un canal de propagación por multitrayectoria, esta formado por un pulso coseno alzado en un ambiente de tres trayectorias. Específicamente, la respuesta al impulso del canal esta dada por

$$h(t) = c(t, 0.11)W(t) + 0.8c(t, 0.11)W(t - 0.25T) - 0.4c(t - 2T, 0.11)W(t - 2T) \quad (6.1)$$

donde $c(t,0.11)$ es un coseno alzado con factor de decaimiento 0.11 y $W(t)$ es una ventana rectangular en el intervalo $[-3T, 3T]$. Este canal se utilizó para la simulación de los igualadores fraccionalmente espaciados, con frecuencias de muestreo de 2 y 4 veces la velocidad de símbolo.

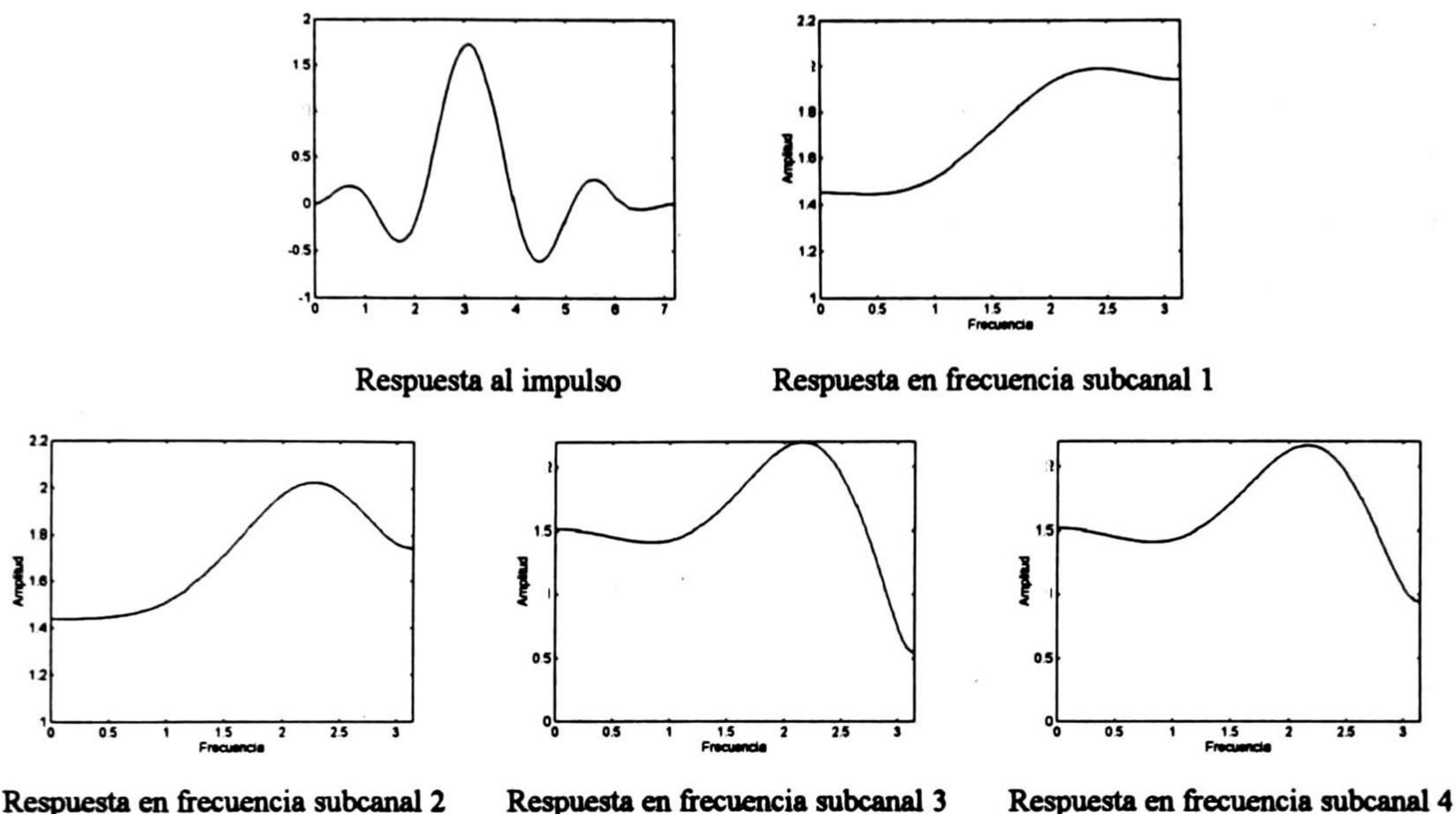


Figura 6.6 Características del canal 5.

Longitud de los filtros igualadores

La longitud óptima del igualador depende directamente del tipo de canal a igualar y de la velocidad de muestreo relativa al ancho de banda de la señal transmitida. Las dos formas más comunes para encontrar la longitud del igualador son 1) Construir un prototipo y probar para diferentes longitudes del igualador la eficiencia que se obtiene para distintos canales reales y 2) Usar algunas reglas que parezcan intuitivamente correctas [Tre96].

Li y Liu [Li96a], proponen un método para encontrar la longitud adecuada de un igualador lineal que utiliza un algoritmo de tipo Busgang para adaptar sus coeficientes. Encontraron que dado un canal y un valor de μ , existe una longitud óptima del igualador para minimizar la ISI. Esto implica que un igualador de cierta

longitud no necesariamente elimina más ISI que uno de longitud menor como comúnmente se cree.

Por ejemplo, la figura 6.7 muestra la distorsión total a la salida de un igualador lineal que utiliza el algoritmo CMA con $\mu=0.001$, la señal es 4-PAM y el canal utilizado es el 4. De aquí se observa que para los parámetros indicados, la longitud ideal del igualador esta comprendida entre 15 y 20 coeficientes. En una implementación real generalmente no es posible conocer la respuesta al impulso del canal, pero este ejemplo nos muestra que un igualador lineal requiere abarcar al menos el doble de la longitud de la respuesta al impulso del canal para igualar adecuadamente sus características.

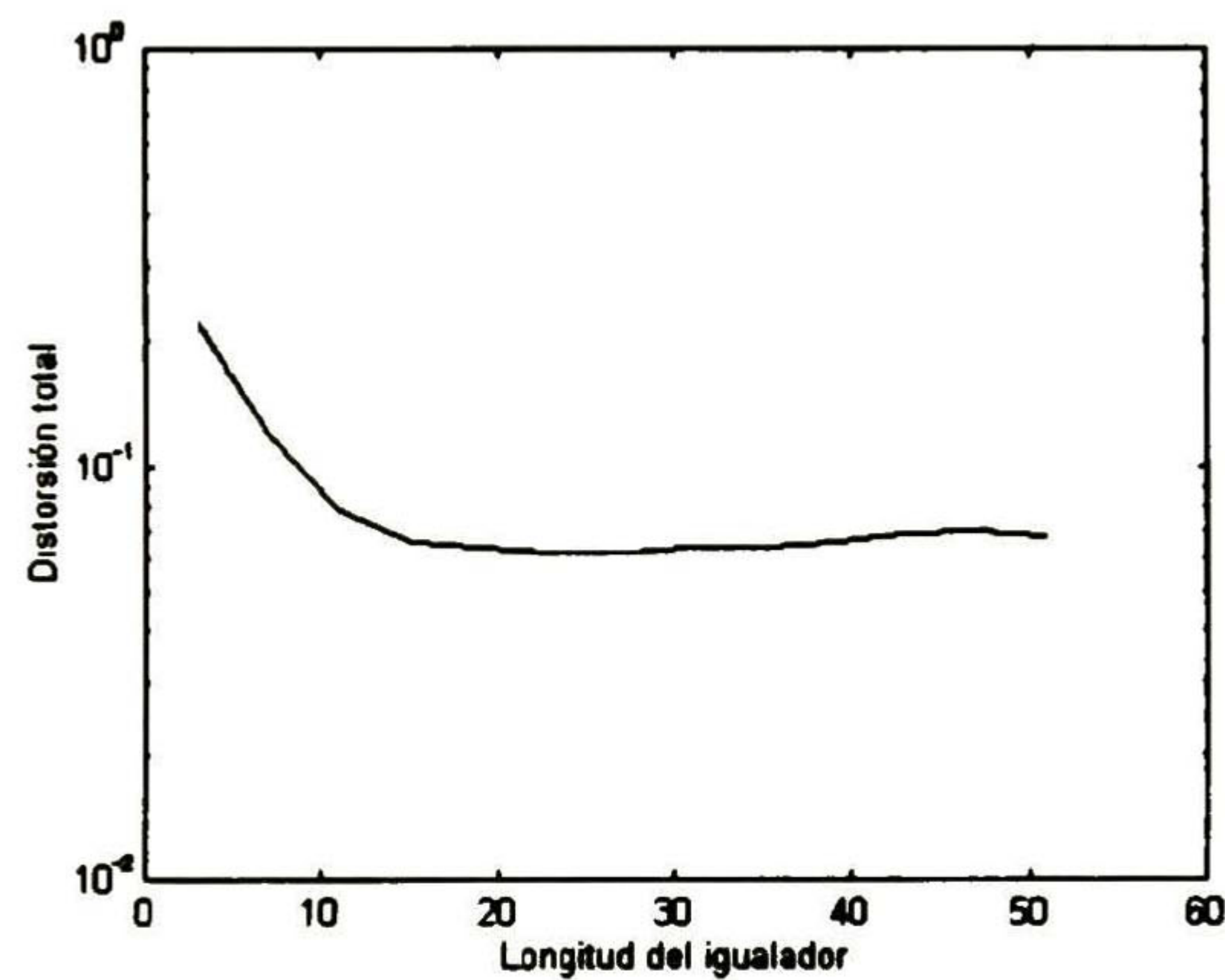


Figura 6.7 Distorsión a la salida del igualador.

Valor del coeficiente de adaptación

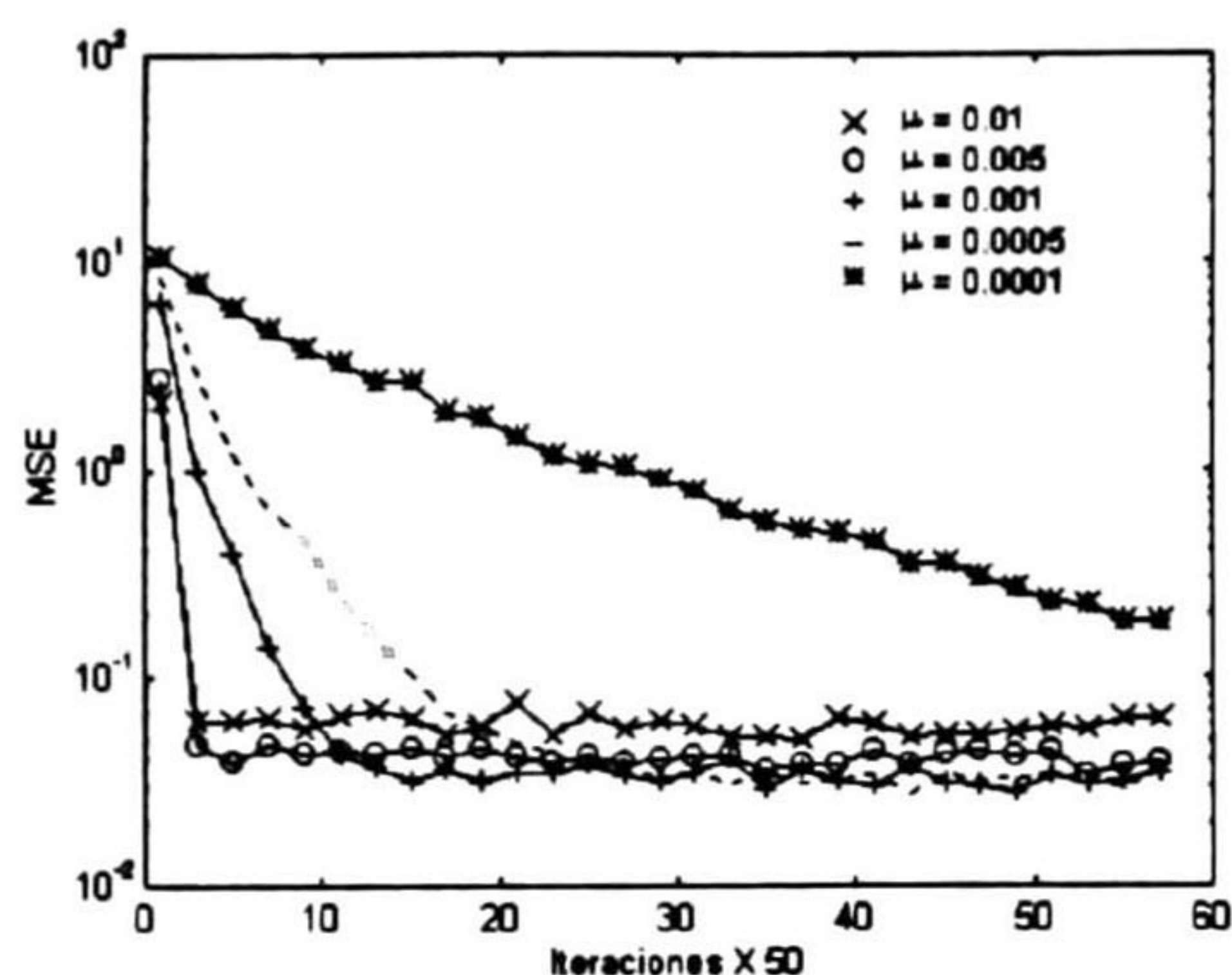
El valor del coeficiente de adaptación μ debe ser suficientemente pequeño para asegurar la estabilidad de los algoritmos, pero suficientemente grande para obtener la convergencia en un tiempo razonable, además debe estar comprendido en el siguiente rango [Hay91]:

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{Potencia total de entrada}} = \frac{2}{Nr(0)} \quad (6.2)$$

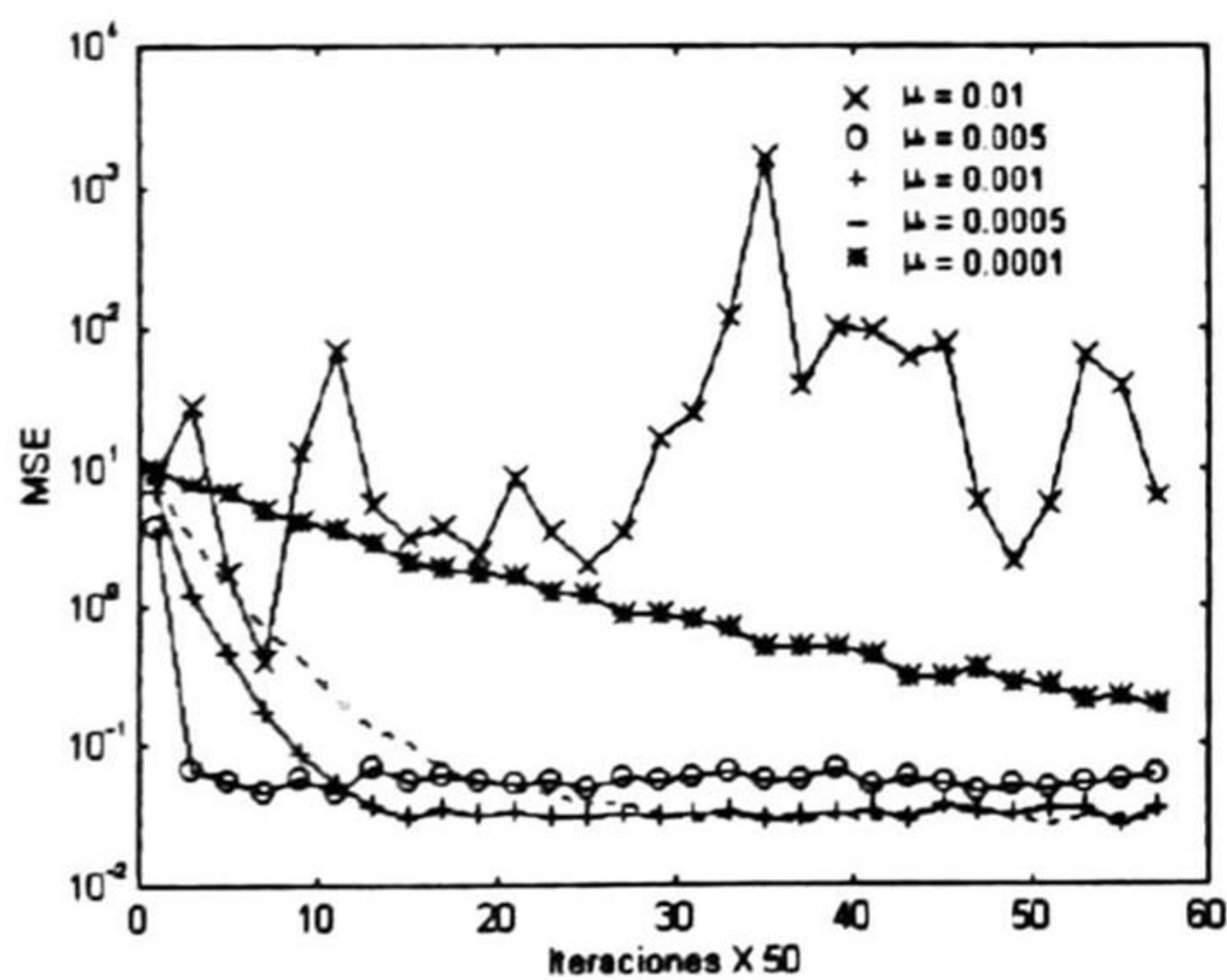
donde N es la longitud del igualador y $r(0)$ es el valor máximo de la autocorrelación de h .

Por simplicidad se fijo el valor de μ para realizar la serie de simulaciones. A menos que se indique explícitamente, este valor es el mismo para todas las simulaciones.

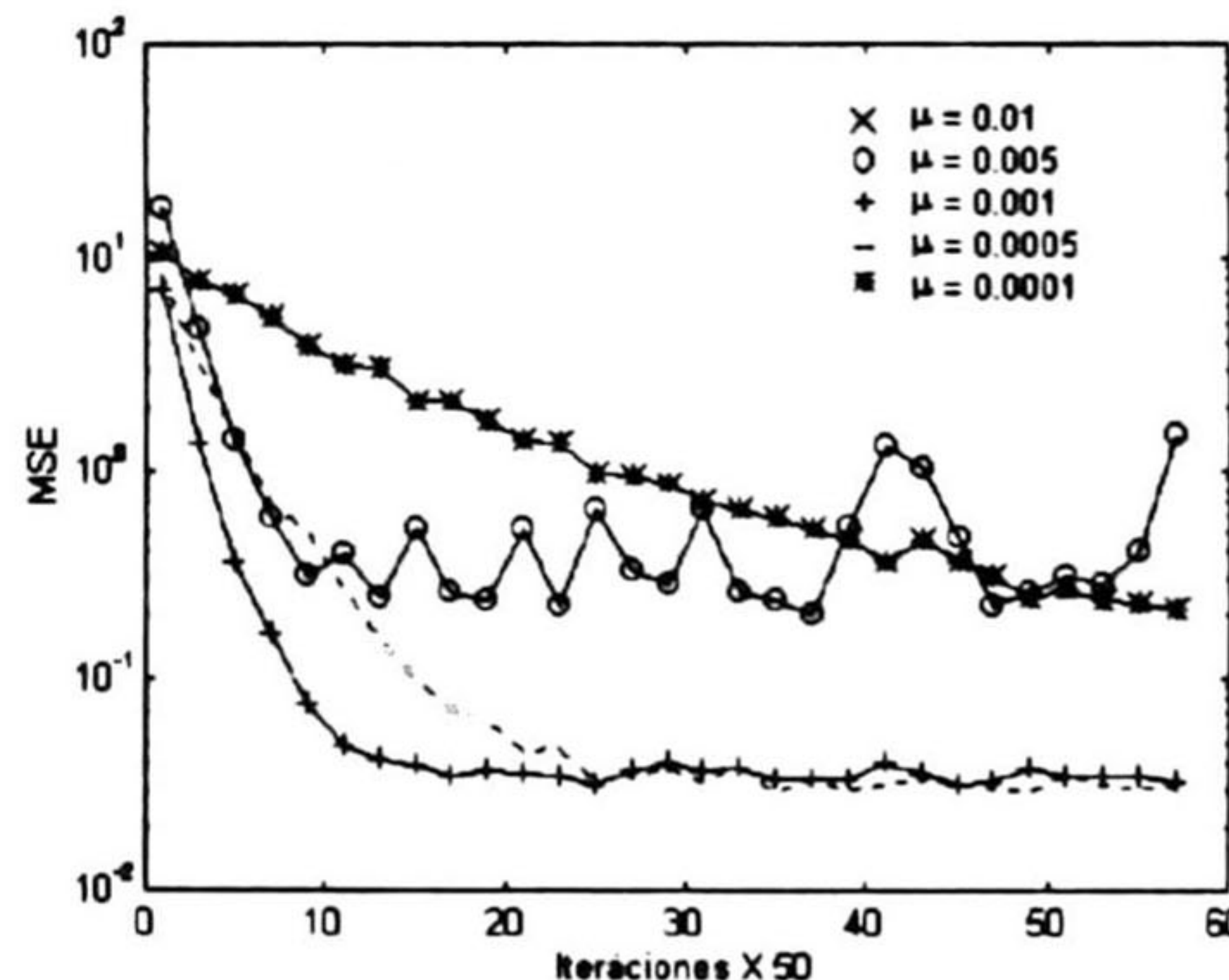
Las figuras 6.8 y 6.9 muestran el *MSE* que se obtiene al utilizar un igualador DFE con secuencia de entrenamiento para diferentes valores de μ y números de coeficientes. Se utilizaron los canales 1 y 2 respectivamente. El *MSE* para cada valor de μ se promedió de 5 corridas independientes de 3000 símbolos con una *SNR* de 30 dB. El número de coeficientes del filtro DFE se denota como $N + N_b$, donde N es el número de coeficientes del filtro FD y N_b es el número de coeficientes del filtro FR.



a) DFE 5+3 coeficientes

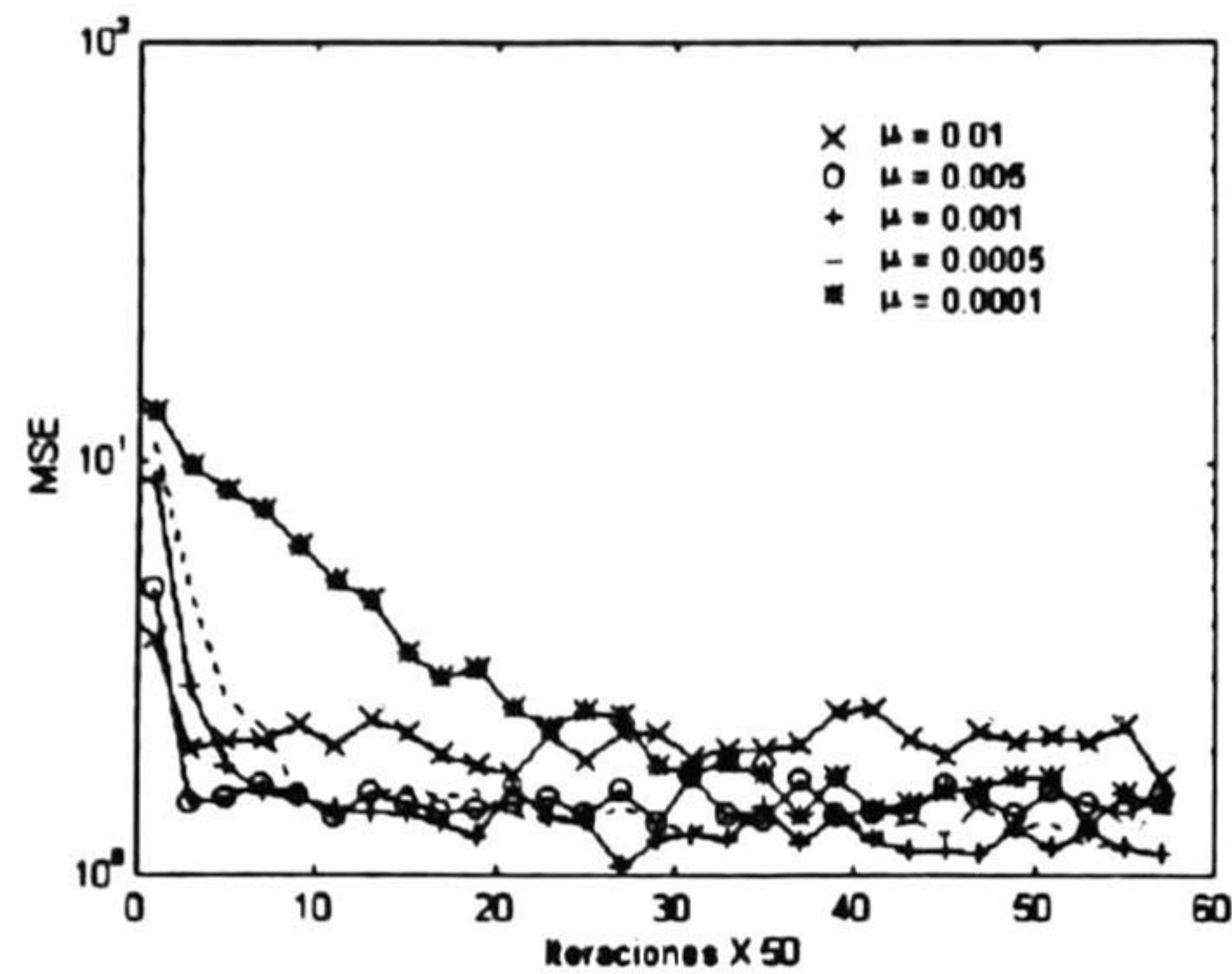


b) DFE 11+5 coeficientes

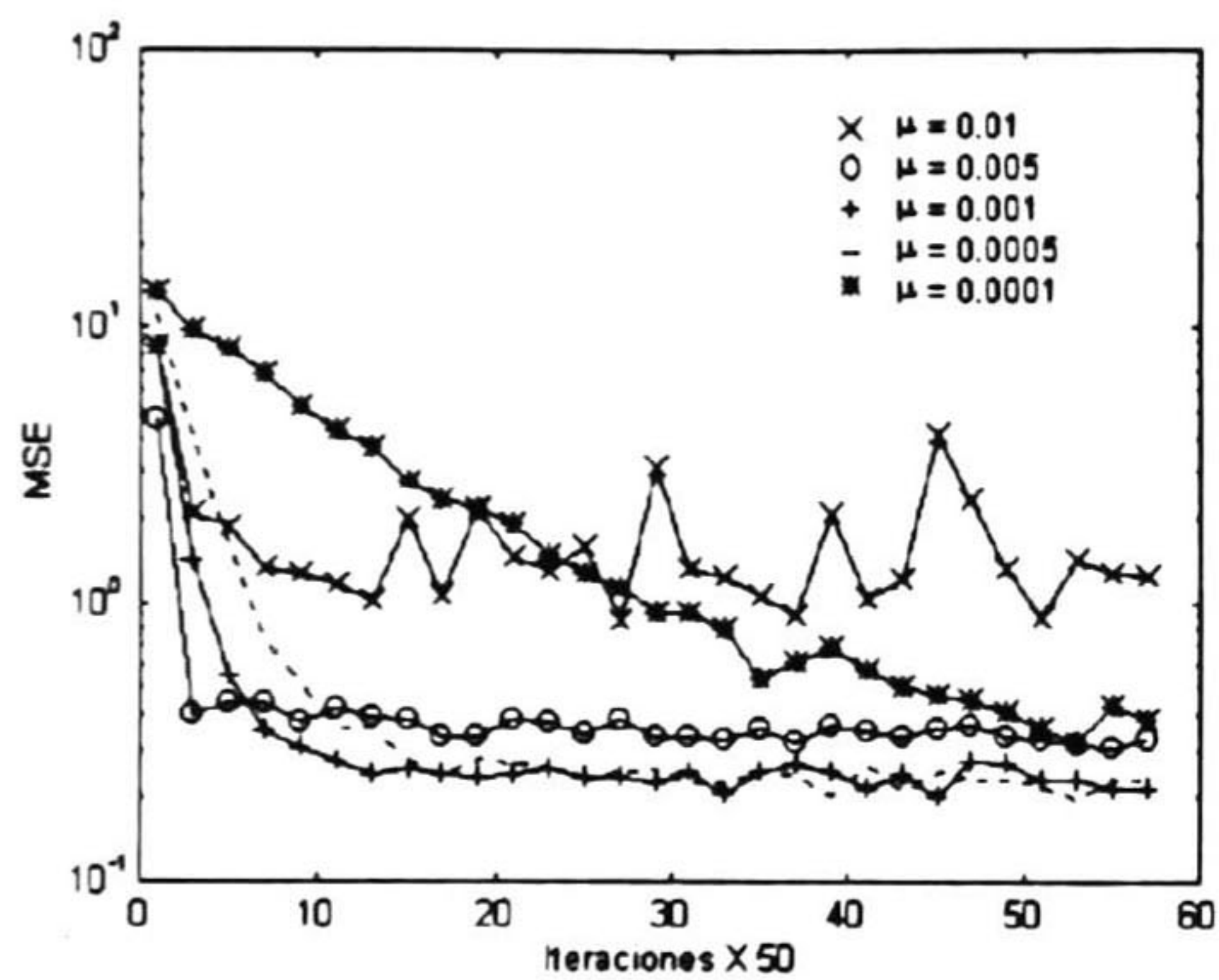


c) DFE 21+11 coeficientes

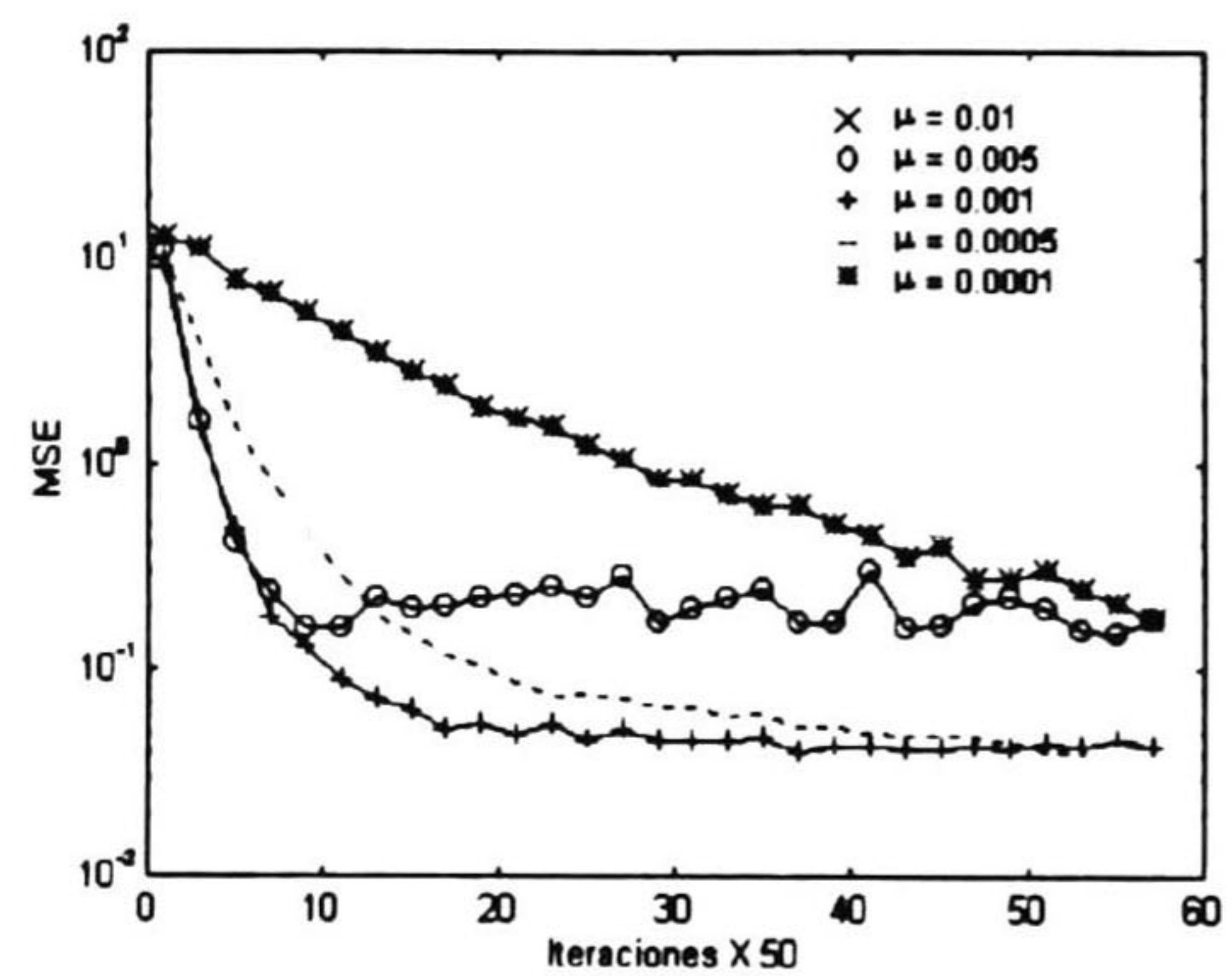
Figura 6.8 MSE obtenido para el canal 1.



a) DFE 5+3 coeficientes



b) DFE 11+5 coeficientes



c) DFE 21+11 coeficientes

Figura 6.9 MSE obtenido para el canal 2.

De las figuras 6.8 y 6.9 se observa que la velocidad de convergencia depende directamente del valor de μ , pero para un valor grande de μ (p.ej. 0.01) el comportamiento de algoritmo es inestable, especialmente cuando se aumenta se número de coeficientes.

De acuerdo a lo anterior, el valor de μ seleccionado para realizar las simulaciones fue 0.001.

Algoritmos incluidos en cada simulación

Los algoritmos se agruparon de la siguiente forma para realizar las simulaciones.

Simulación 1

Algoritmo de módulo constante para filtro lineal y DFE

Algoritmo de módulo constante modificado para filtro lineal y DFE

Simulación 2

Algoritmo de Stop-and-Go para filtro lineal y DFE

Algoritmo con secuencia de entrenamiento para filtro lineal y DFE

Simulación 3

Algoritmo dirigido por la decisión, algoritmo de Sato y algoritmo de módulo constante para filtro DFE sin filtro FD

Simulación 4.

Algoritmo de predicción lineal

Algoritmo de módulo constante y predicción lineal

Simulación 5.

Algoritmo de módulo constante para filtro FSE

6.3 Medidas utilizadas para la evaluación de los algoritmos

Para la evaluación de los algoritmos, se consideraron las siguientes medidas de eficiencia:

Error cuadrático medio (MSE). Definido como:

$$MSE(i) = E \left\{ |a_{i-d} - y(i)|^2 \right\} \quad (6.3)$$

donde: $y(i)$ es la salida del igualador en la iteración i

a_{i-d} valor deseado en la iteración i .

El valor de MSE se estimó mediante un promedio temporal sobre 100 muestras consecutivas.

Tasa de símbolos erróneos (SER). Indica el porcentaje de símbolos erróneos detectados en intervalos consecutivos de 500 símbolos durante la etapa de adaptación del igualador.

Probabilidad de error (P_s). Indica el porcentaje de símbolos erróneos cuando el igualador ha alcanzado el estado estable. El cálculo se realizó sobre 50,000 muestras.

Diagrama de dispersión. Consiste de todos los posibles valores de la salida $y(i)$ del igualador en la iteración i . Se obtuvo graficando 100 muestras localizadas simétricamente alrededor de i en cada realización.

Los valores de MSE , SER y P_s se calcularon promediando los resultados de 10 realizaciones independientes.

6.4 Simulaciones

6.4.1 Simulación 1

En esta sección se muestran algunos de los resultados obtenidos de la simulación de los algoritmos CMA y MCMA para igualadores lineales y DFE.

Las figuras 6.10, 6.11, 6.12 y 6.13 muestran el diagrama de dispersión para 16 QAM la salida del igualador para cada algoritmo después de 2000, 4000, 6000 y 15000 iteraciones. Se utilizó el canal 1, los igualadores lineales constan de 21 coeficientes y los igualadores DFE de 11+10 coeficientes. La relación señal a ruido a la entrada del igualador es de 30 dB y el coeficiente de referencia se ubicó en la parte central del filtro FD.

Ambos algoritmos convergen satisfactoriamente con las dos estructuras de igualadores y en general, los igualadores DFE obtienen mejores resultados que los igualadores lineales. Lo anterior se confirma al observar las gráficas de error cuadrático medio, tasa de símbolos erróneos y probabilidad de error que se muestran en la figuras 6.14 y 6.15. La velocidad de convergencia es mayor para el algoritmo CMA, aunque en estado estable el MSE obtenido por el algoritmo MCMA es menor.

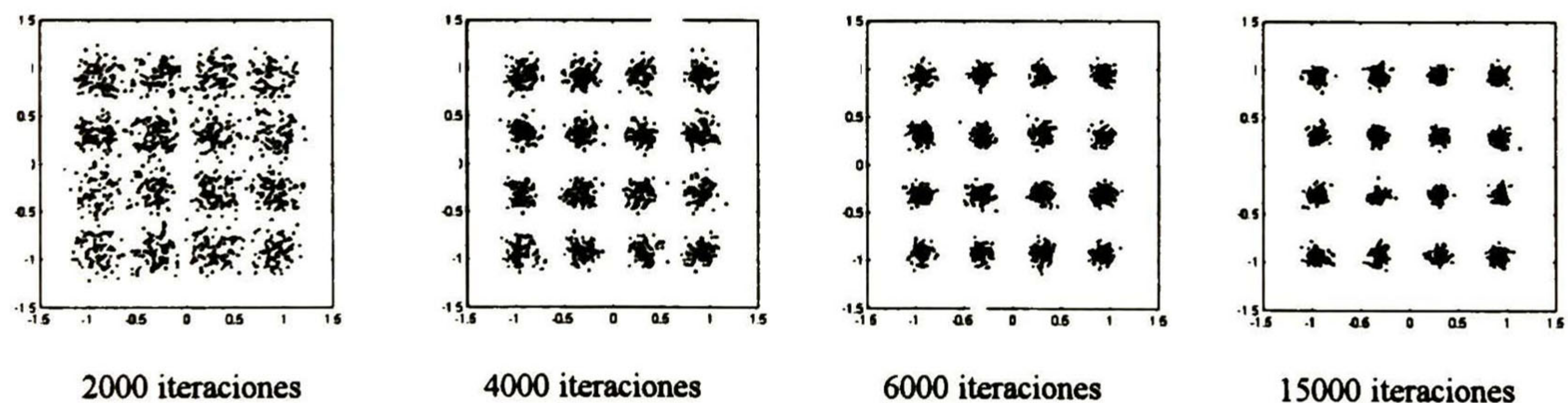


Figura 6.10 Algoritmo CMA.

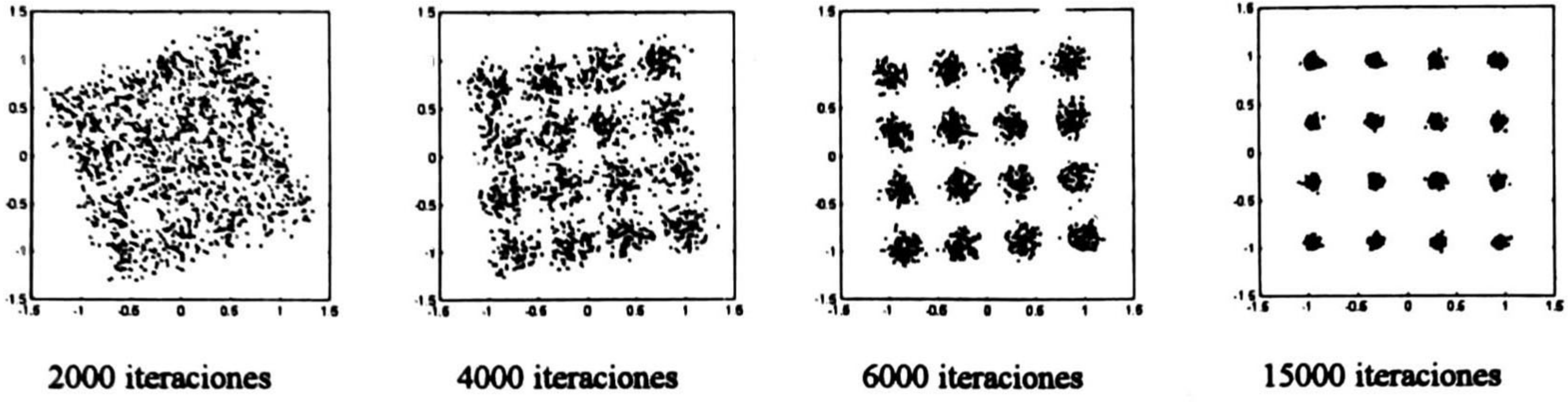


Figura 6.11 Algoritmo MCMA.

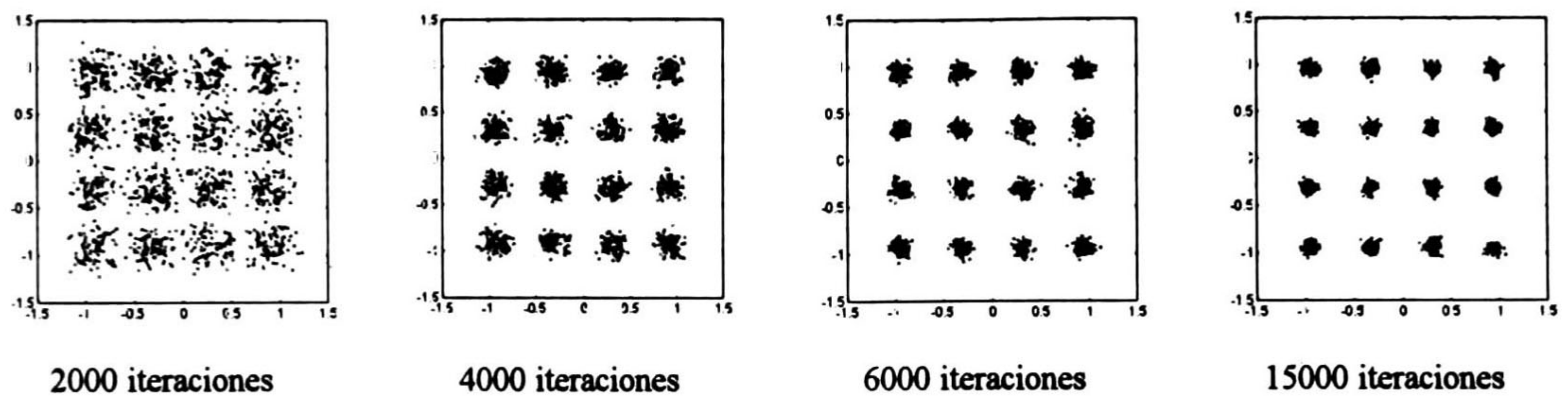


Figura 6.12 Algoritmo CMA para DFE.

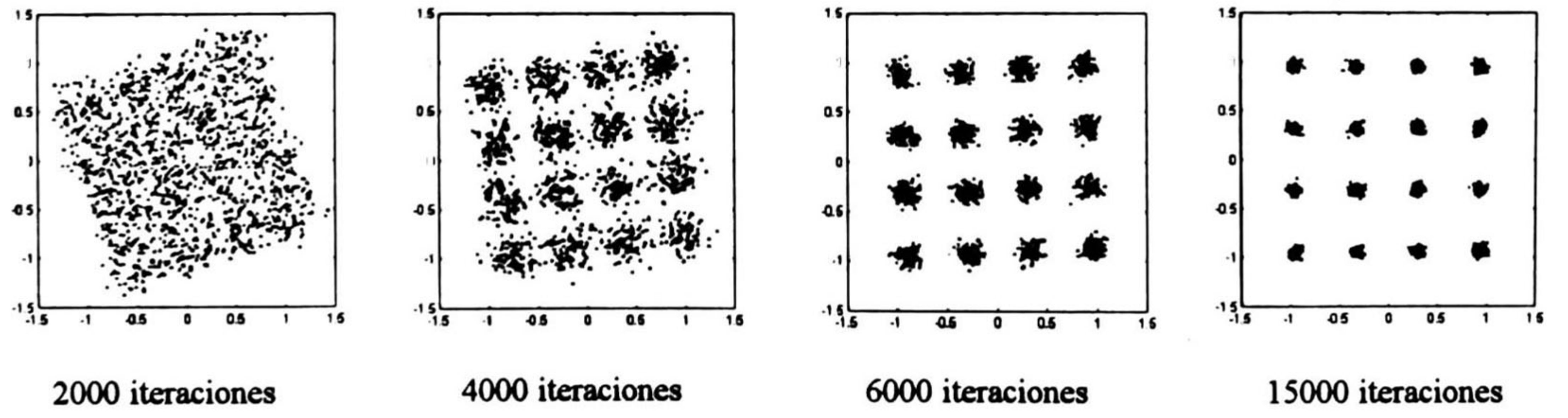


Figura 6.13 Algoritmo MCMA para DFE.

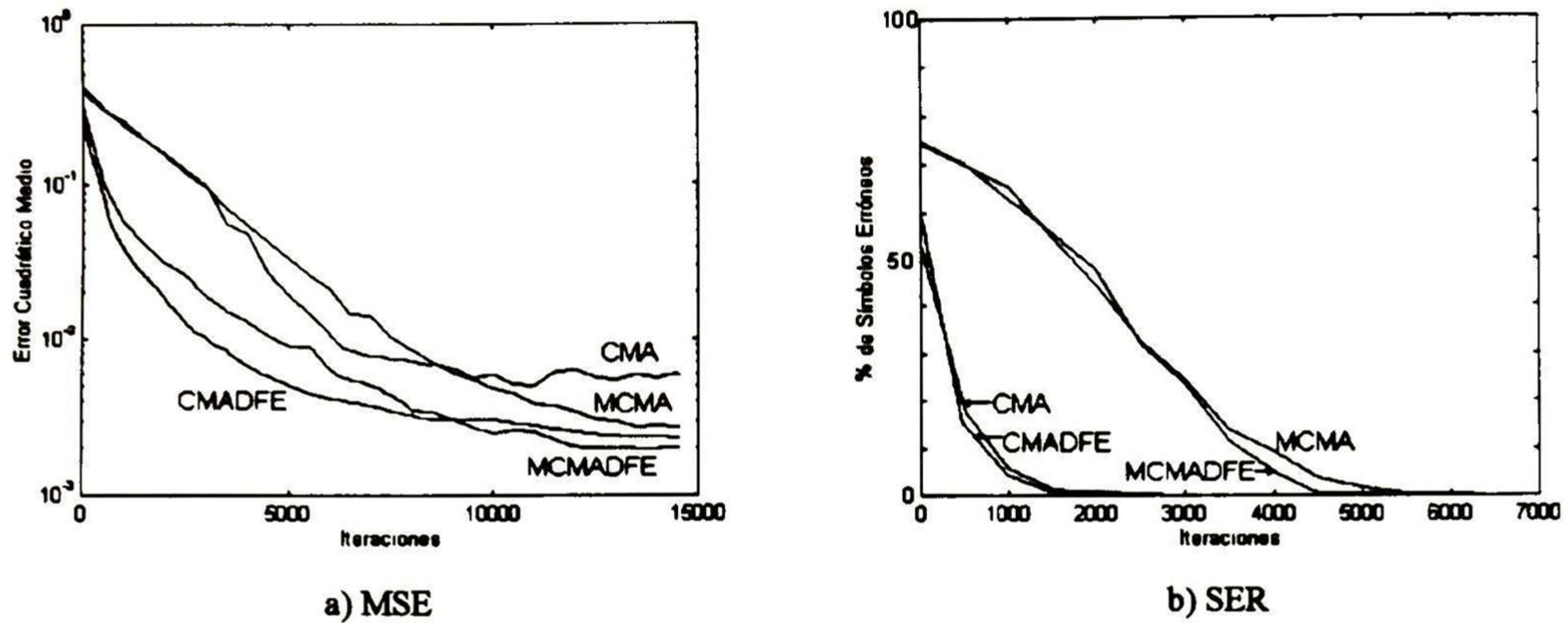


Figura 6.14 MSE y SER, canal 1.

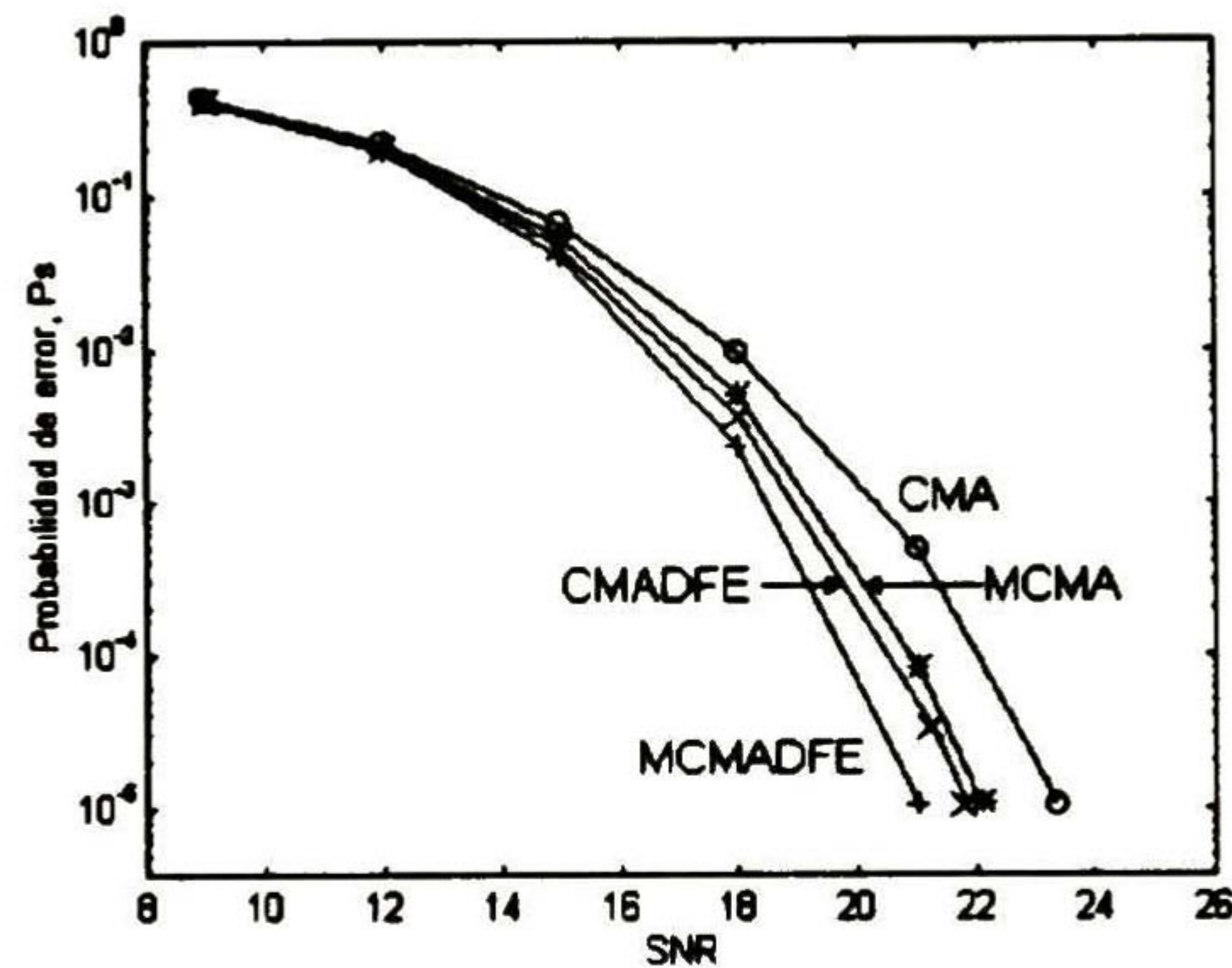


Figura 6.15 Probabilidad de error en estado estable, P_s .

La sensibilidad de los algoritmos de igualación a la posición del coeficiente de referencia se muestra en la figura 6.16. Se utilizó el algoritmo CMA para DFE con los mismos parámetros que los resultados anteriores, pero el coeficiente de referencia se colocó en diferentes posiciones a lo largo del filtro FD. Los mejores resultados se obtuvieron utilizando el coeficiente central del filtro FD como coeficiente de referencia, también se obtuvieron resultados satisfactorios al colocarlo 2 posiciones alrededor del coeficiente central. Sin embargo, cuando el coeficiente de referencia se colocó en los extremos del filtro, la convergencia no fue satisfactoria.

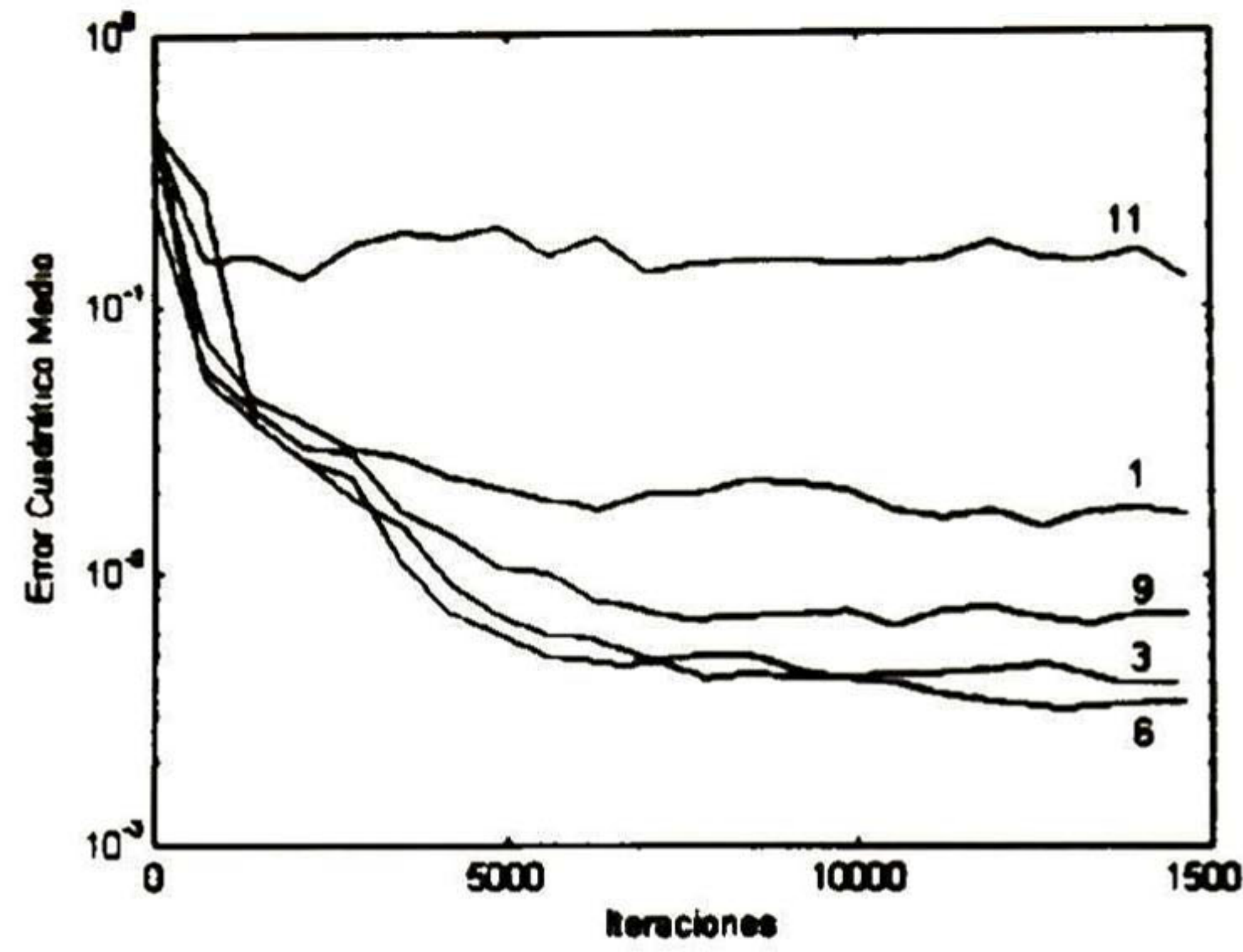


Figura 6.16 MSE para diferentes posiciones del coeficiente de referencia.

Para mostrar la capacidad de un igualador DFE para compensar distorsiones en amplitud muy severas, se utilizó el canal 3 con los mismos parámetros de la simulación anterior. El igualador lineal no logro una convergencia satisfactoria, caso contrario para el igualador DFE (Figura 6.17). Cabe mencionar que al utilizar el canal 4, ninguno de los dos algoritmos obtuvo resultados satisfactorios.

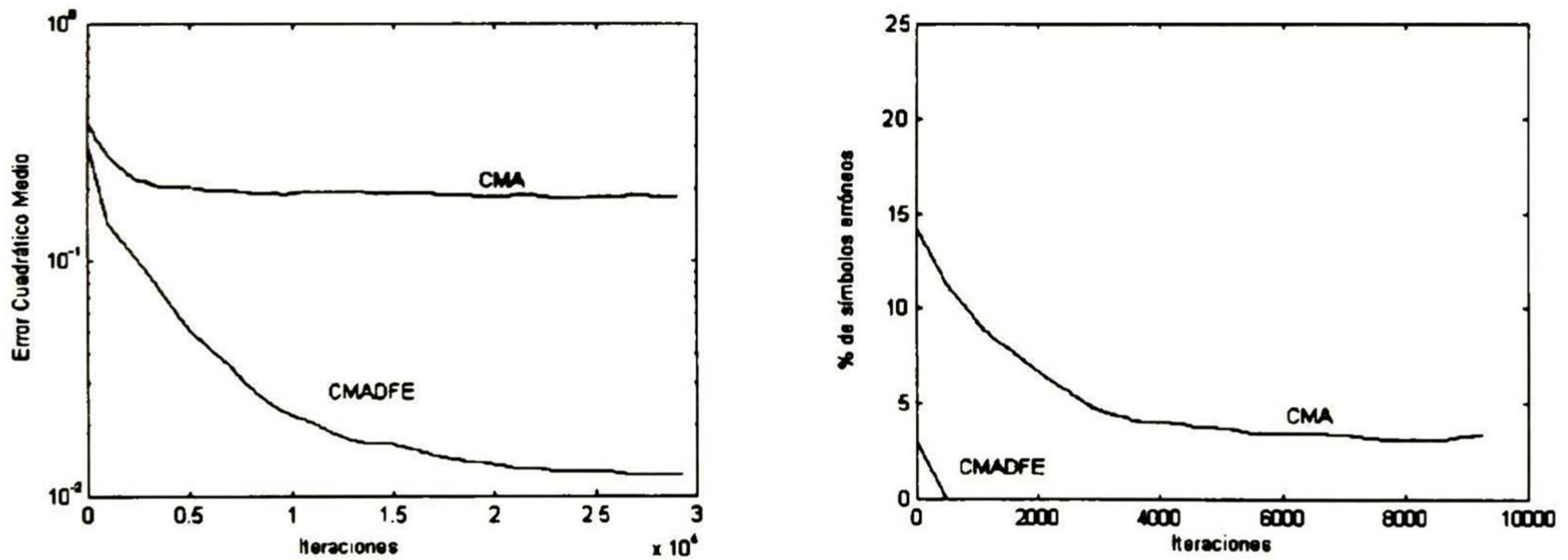


Figura 6.17 Error cuadrático medio y tasa de símbolos erróneos. Canal 3.

6.4.2 Simulación 2

Los diagramas de dispersión de la señal 64 QAM a la salida de un igualador lineal y un igualador DFE que utilizan el algoritmo de adaptación Stop-and-Go se muestran en las figuras 6.18 y 6.19. La longitud del igualador lineal es 11 y la del igualador DFE es 6+5 (6 para el filtro FD y 5 para el filtro FR), la relación señal a ruido a la entrada del igualador es 25 db y se utilizo el canal 1.

Para esta simulación el valor del coeficiente de adaptación es 0.01, debido a que con un valor de 0.001 la convergencia fue muy lenta e inclusive en algunas realizaciones no se alcanzó. Esto se debe a que un valor pequeño del coeficiente de adaptación no logra ajustar los coeficientes del igualador de manera adecuada, en las pocas iteraciones en que las banderas del algoritmo indiquen que la señal de error es confiable.

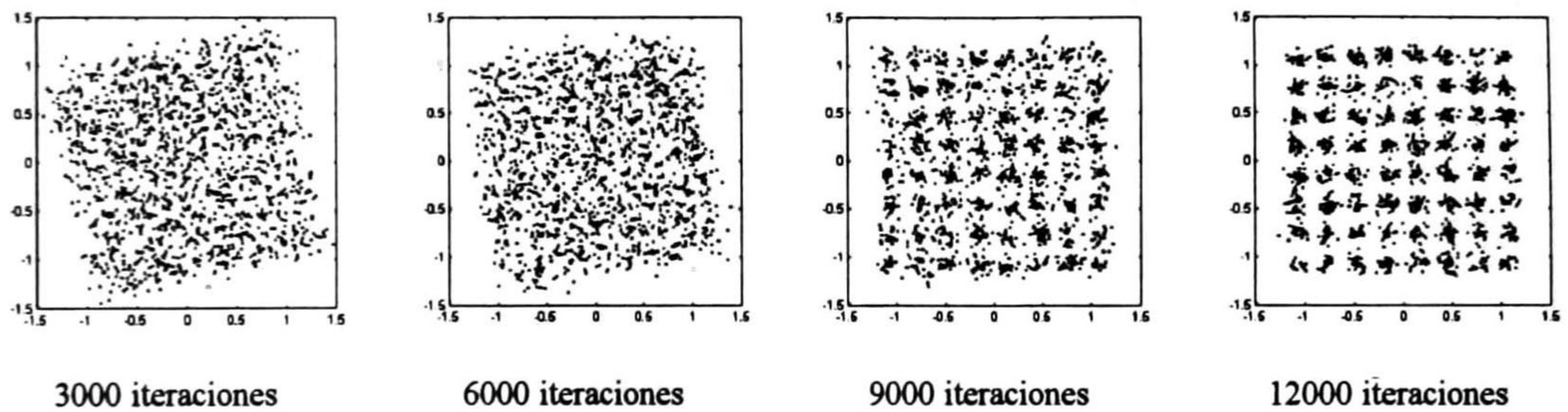


Figura 6.18 Algoritmo Stop-and-Go lineal.

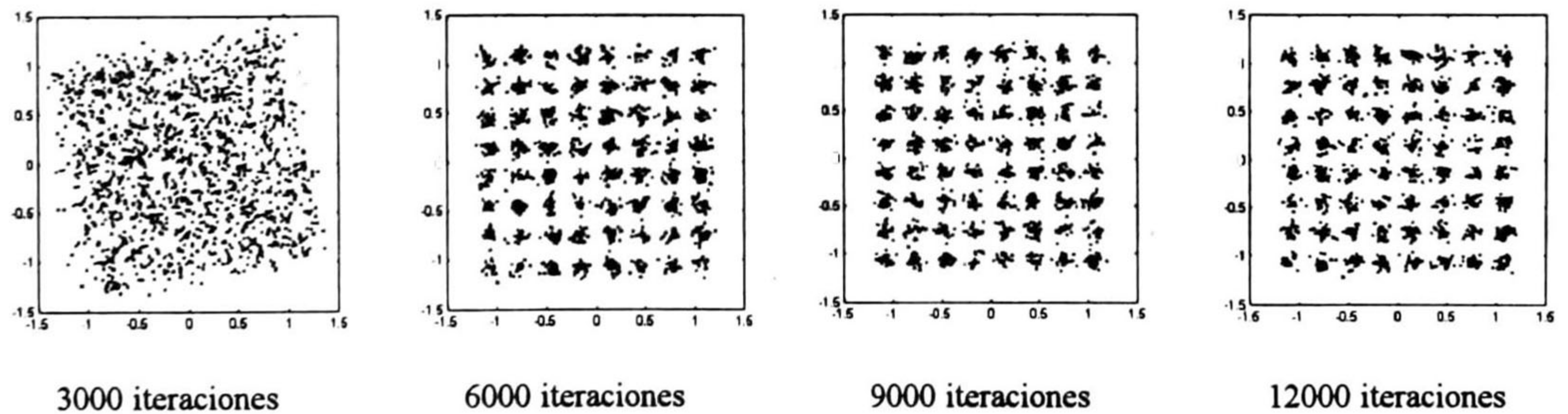


Figura 6.19 Algoritmo Stop-and-Go para DFE.

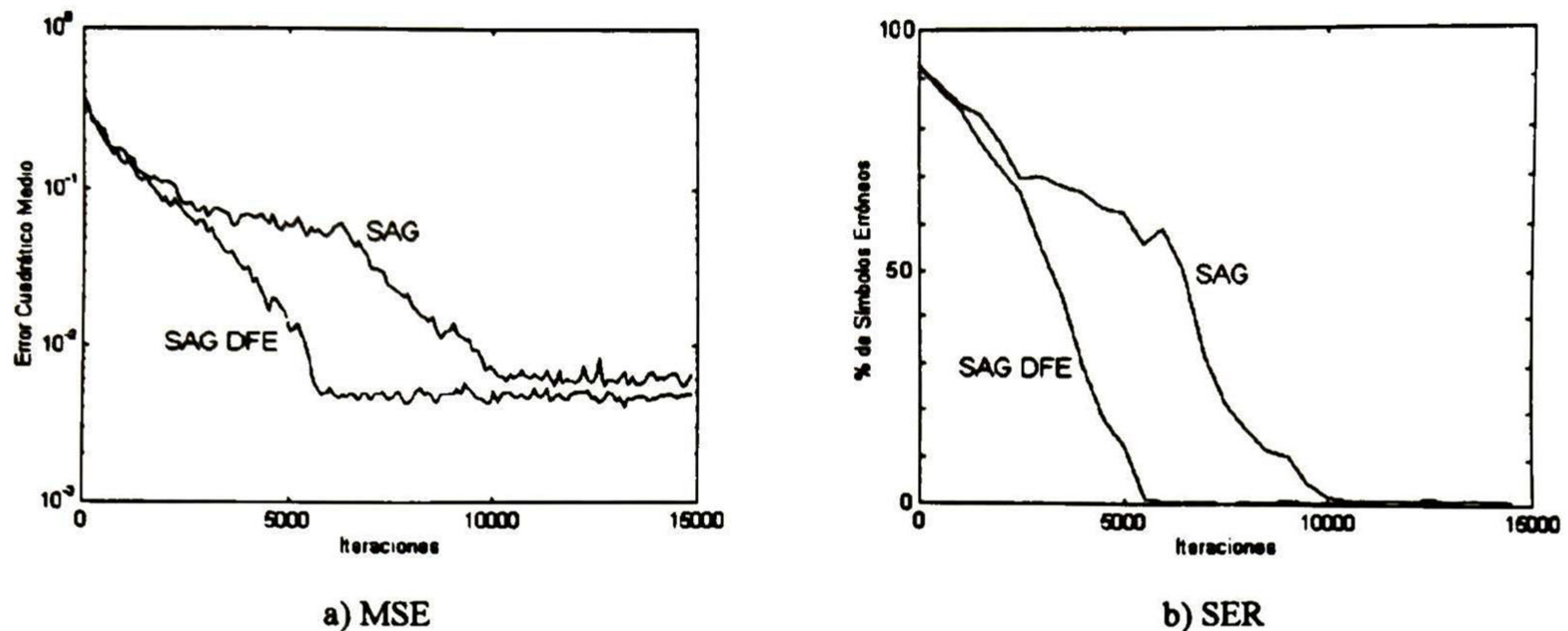


Figura 6.20 MSE y SER, canal 1.

De la figura 6.20 se observa que el algoritmo SAG para DFE logra una mejora significativa sobre el SAG lineal para el mismo número de coeficientes totales. El SAG para DFE requiere aproximadamente la mitad de las iteraciones que el SAG lineal para converger y en estado estable tiene un nivel de MSE menor.

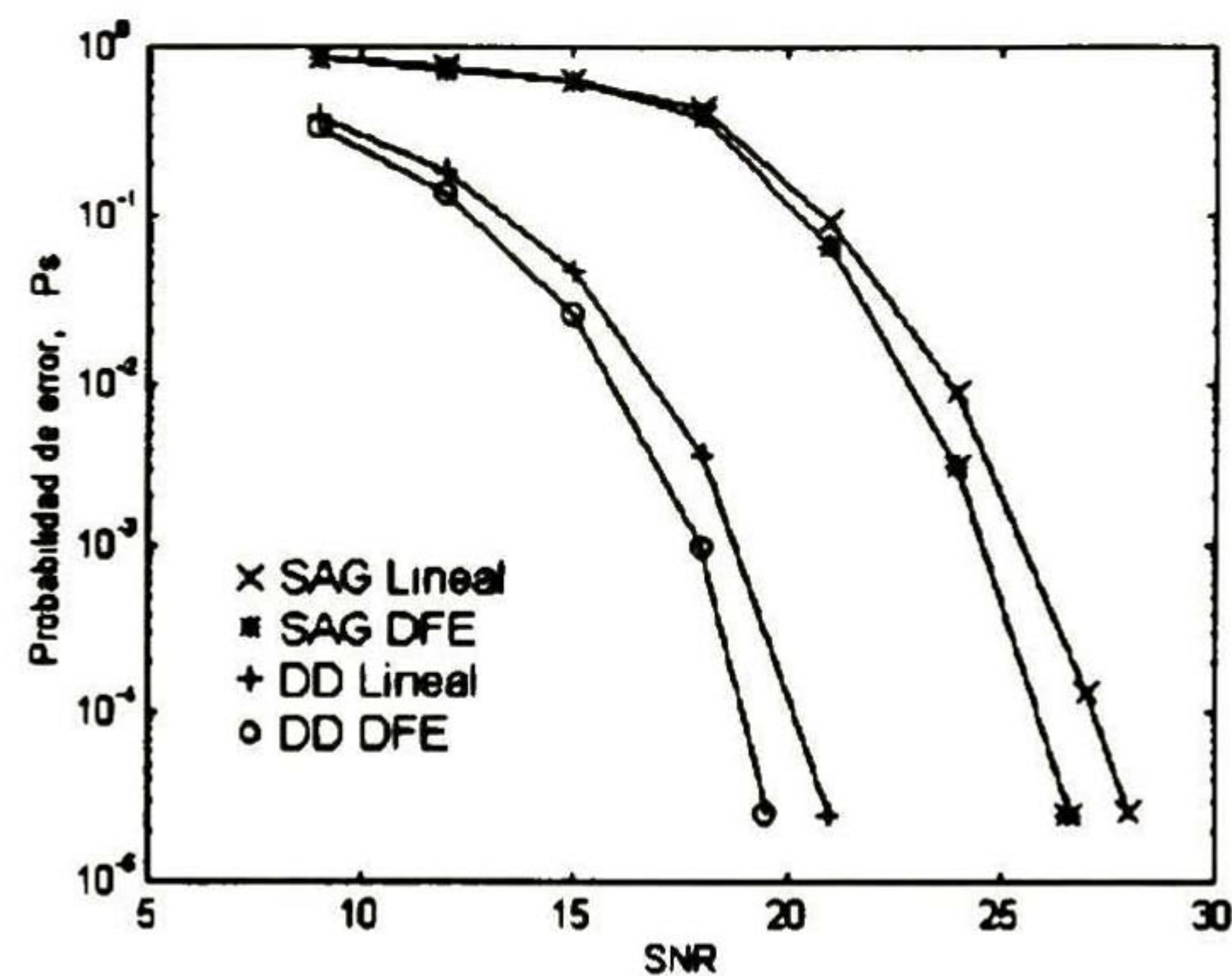


Figura 6.21 Probabilidad de error en estado estable, P_s .

La probabilidad de error en estado estable mostrada en la figura 6.21 es similar para ambos igualadores en niveles altos de ruido. Cuando el nivel de SNR alcanza los 20db, el SAG para DFE comienza a tener mejores resultados; por ejemplo, para una probabilidad de error de 10^{-5} requiere aproximadamente 2db menos en el SNR que el SAG lineal. Con el fin de valorar el funcionamiento del algoritmo Stop-and-Go, en la figura 6.21 también se incluyeron los resultados obtenidos por el algoritmo con secuencia de entrenamiento para los mismos parámetros de funcionamiento.

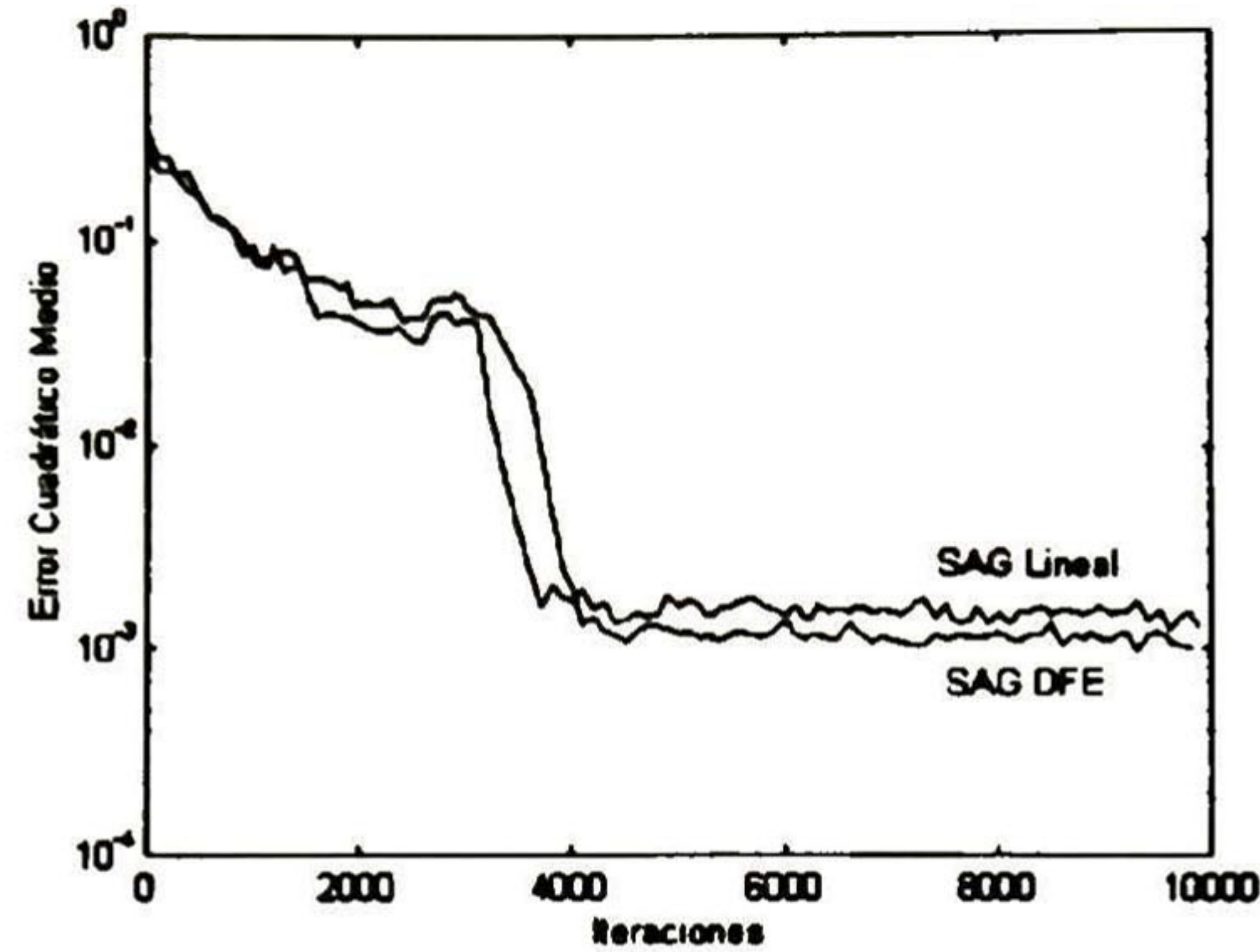


Figura 6.22 Error cuadrático medio con coeficiente de adaptación variable.

Se sabe que el algoritmo LMS converge lentamente con un valor pequeño del coeficiente de adaptación, sin embargo el costo de utilizar un valor mayor es un nivel alto en el MSE. Para lograr una rápida convergencia y un bajo nivel final en el MSE, el valor inicial del coeficiente de adaptación debe ser alto para lograr la convergencia y entonces disminuir su valor para obtener el menor nivel posible en el MSE.

La figura 6.22 muestra el efecto de variar el valor del coeficiente de adaptación. El valor inicial es 0.025 y se divide entre 1.5 cada 1500 iteraciones. La velocidad de convergencia es mayor a la obtenida con un coeficiente de adaptación fijo (figura 6.20) y además el MSE después de la convergencia es significativamente menor.

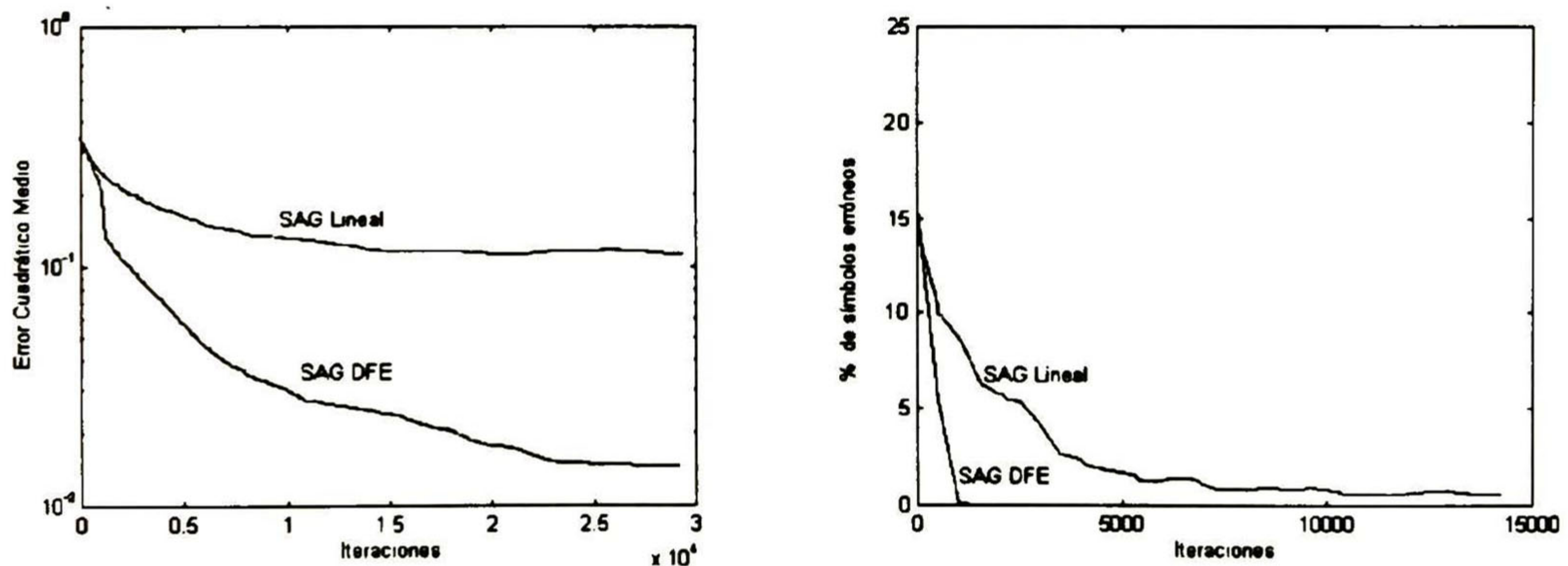


Figura 6.23 MSE y SER, Canal 3.

Para el canal 2 los resultados fueron muy similares a los obtenidos para el canal 1. La figura 6.23 muestra los resultados obtenidos para el canal 3. Al igual que el algoritmo CMA, se observa que el igualador DFE obtiene buenos resultados mientras que el igualador lineal no puede compensar completamente los efectos del canal.

6.4.3 Simulación 3

Las figuras 6.24, 6.25 y 6.26 muestran los diagramas de dispersión a la salida de un igualador DFE sin filtro FD. Los algoritmos de adaptación utilizados son el algoritmo dirigido por decisión, algoritmo de Sato y algoritmo CMA respectivamente. La longitud del igualador es 11, la relación señal a ruido a la entrada del igualador de 30 db y se utilizo el canal 1. Al igual que para el algoritmo Stop-and-Go, el valor del coeficiente de adaptación es 0.01 debido a que con el valor de 0.001 algunas realizaciones no lograron la convergencia.

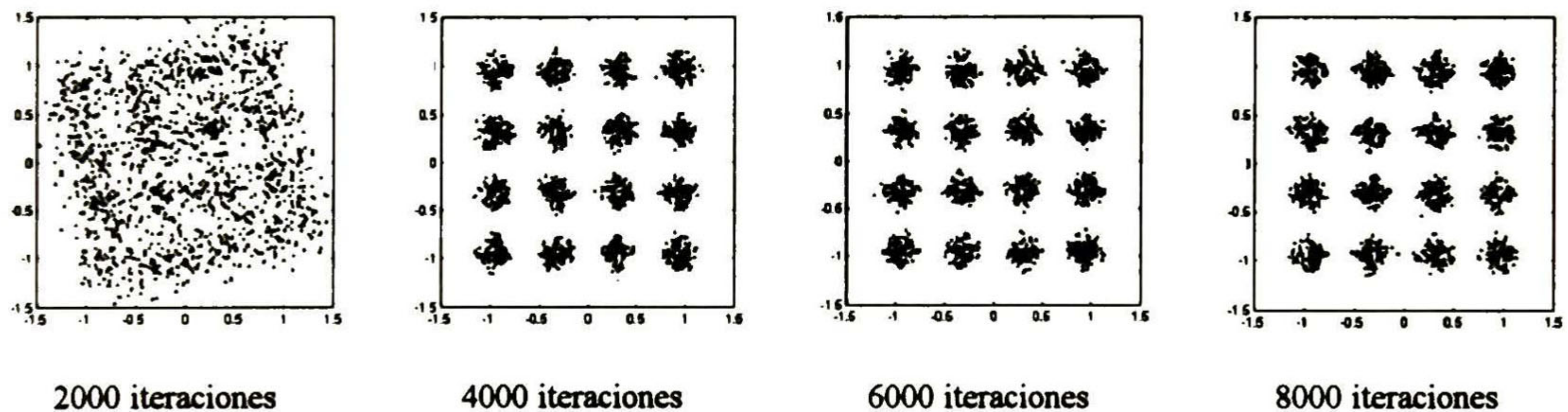


Figura 6.24 Algoritmo dirigido por decisión.

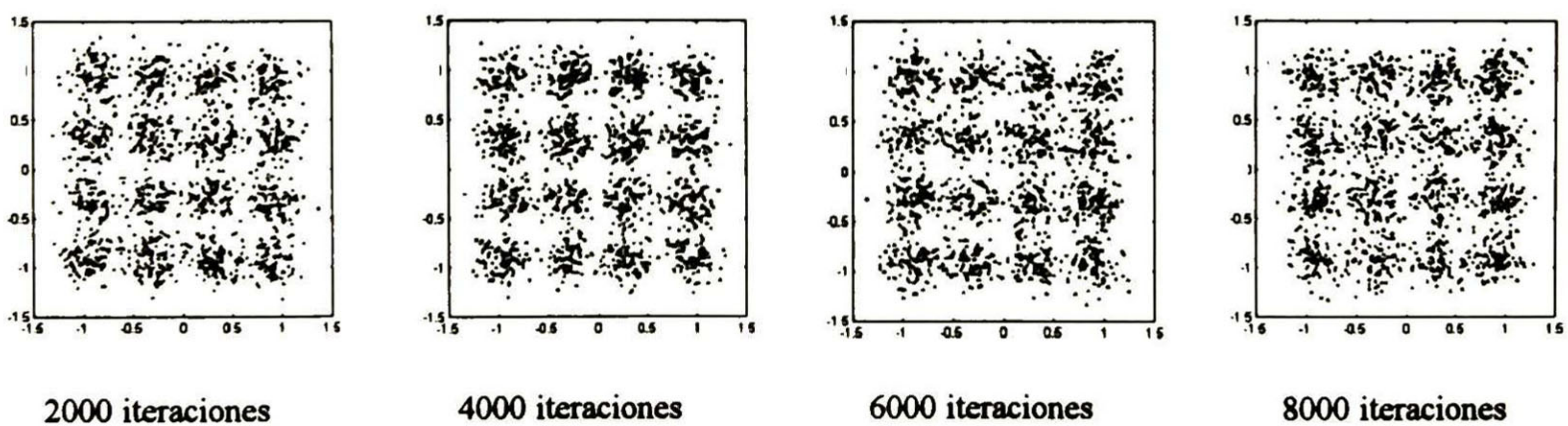


Figura 6.25 Algoritmo Sato DFE.

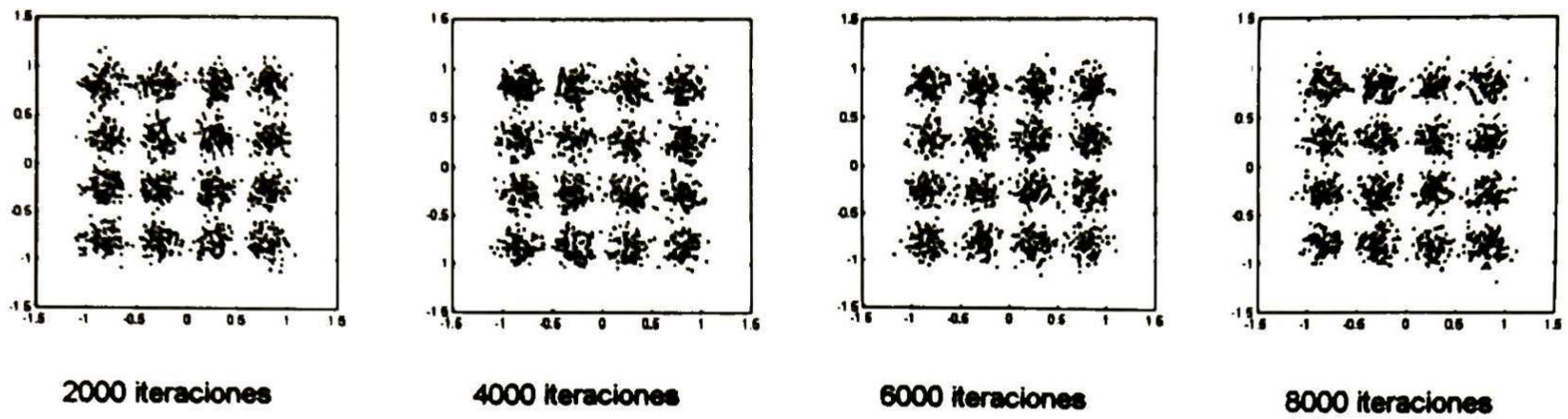


Figura 6.26 Algoritmo CMA DFE.

Las figuras 6.27 y 6.28 muestran que únicamente el algoritmo dirigido por decisión logra resultados satisfactorios. En general para diferentes parámetros de funcionamiento, el algoritmo de Sato y CMA no logran buenos resultados. Ninguno de estos algoritmos funcionó adecuadamente cuando se utilizaron los canales 2, 3 y 4.

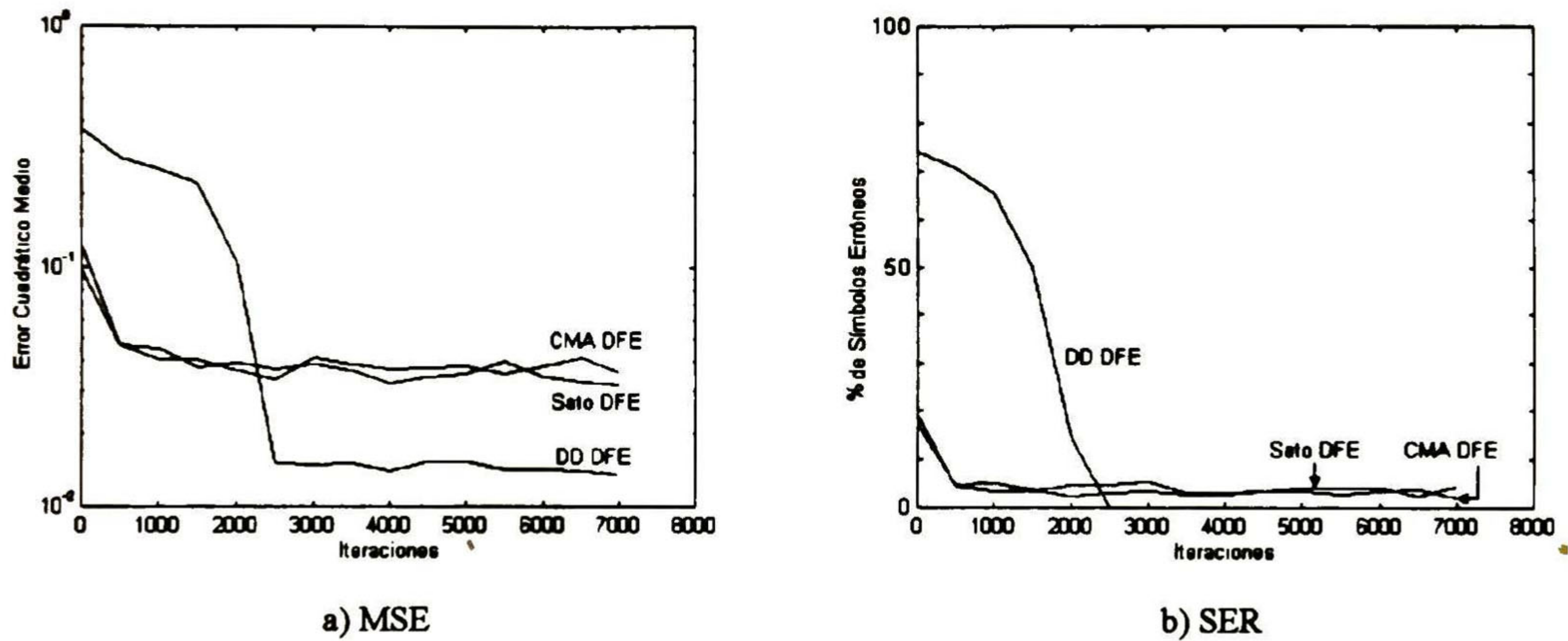


Figura 6.27 MSE y SER, canal 1.

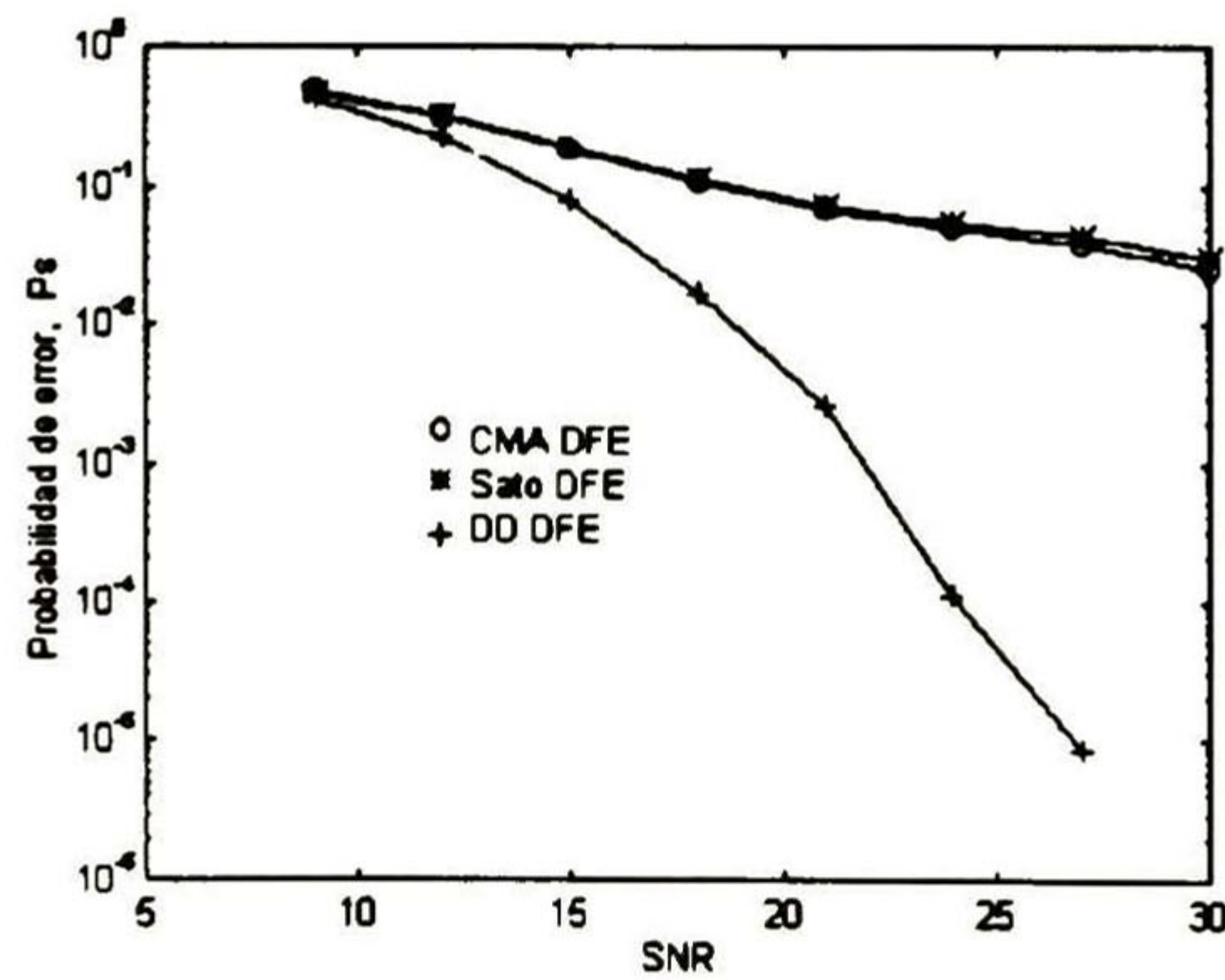


Figura 6.28 Probabilidad de error en estado estable, P_s .

6.4.4 Simulación 4

Las figuras 6.29 y 6.30 muestran diagramas de dispersión de la señal 16 QAM a la salida del igualador después de 2000, 4000, 6000 y 8000 iteraciones, utilizando los algoritmos de adaptación de predicción lineal y CMPA DFE.

La longitud del igualador es de 11 coeficientes para el algoritmo de predicción y de 6+5 para el algoritmo CMPA DFE. La relación señal a ruido a la entrada del igualador es 30 db, el coeficiente de adaptación es 0.001 y se utilizo el canal 1.

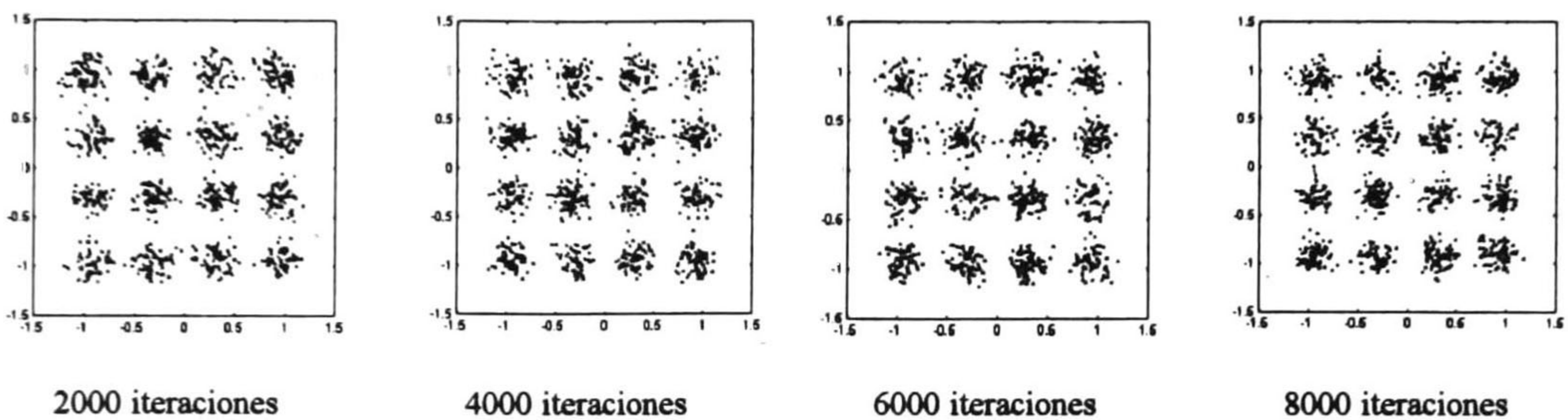


Figura 6.29 Algoritmo de predicción lineal.

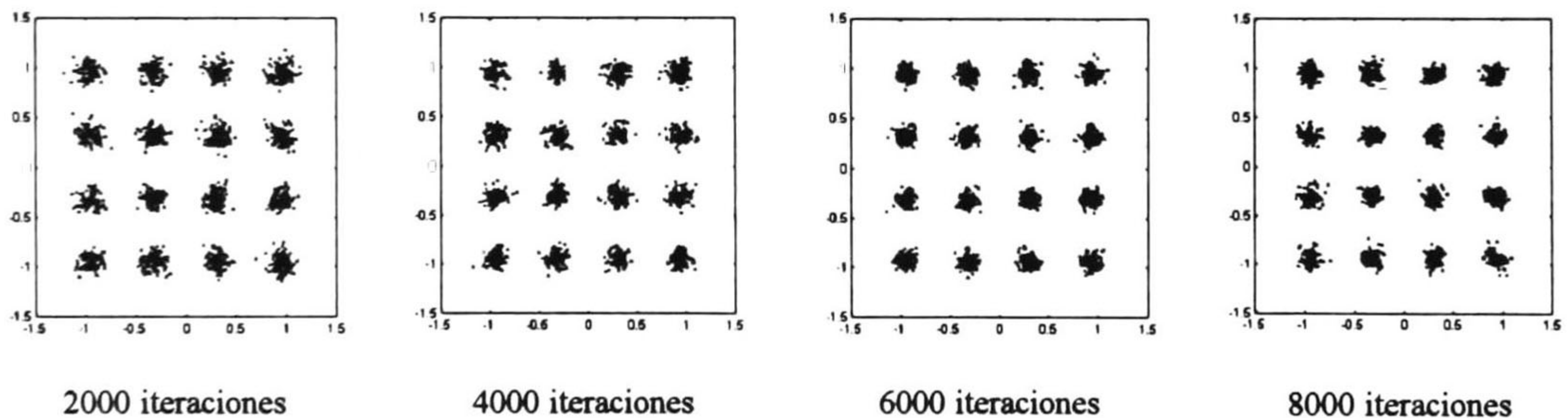
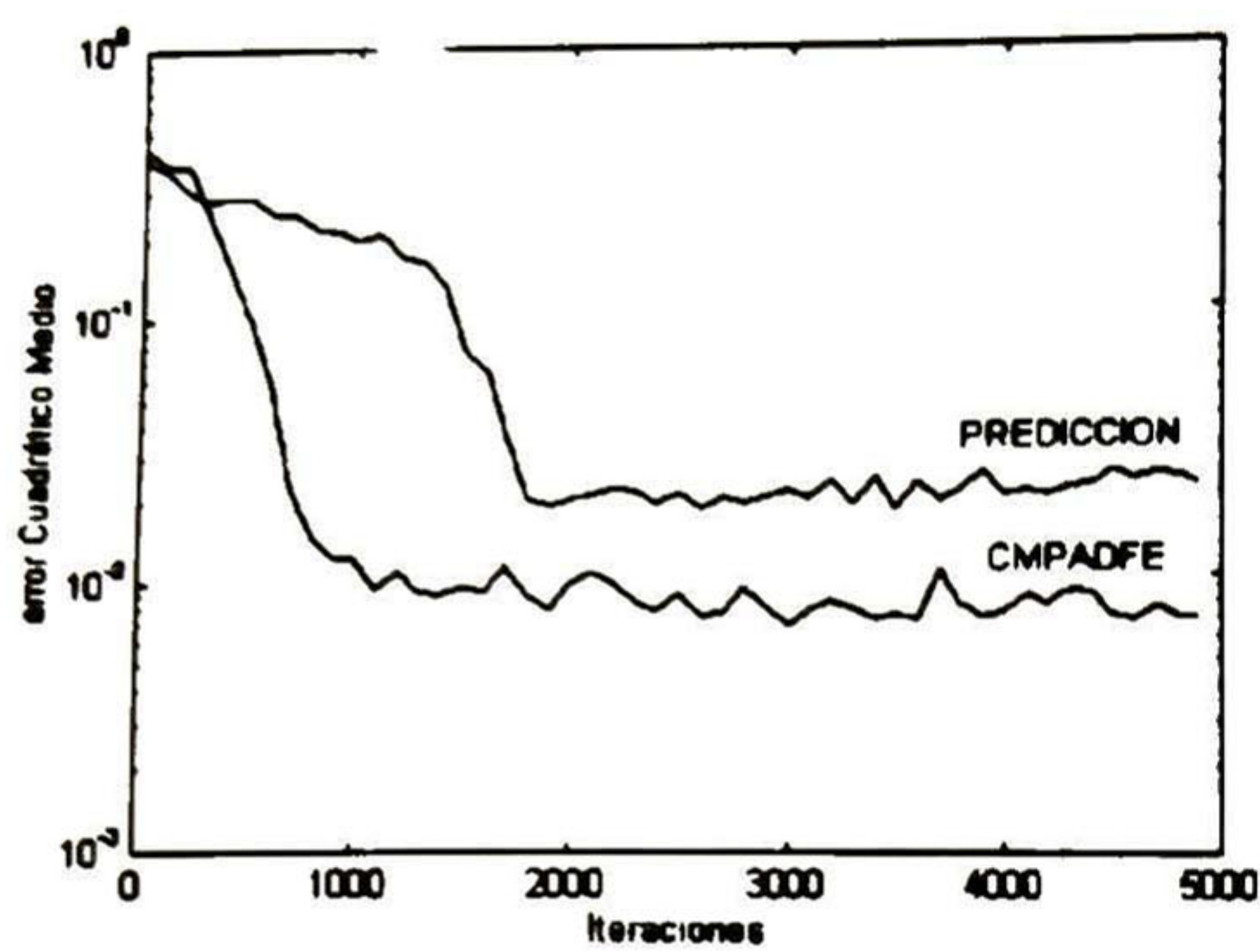
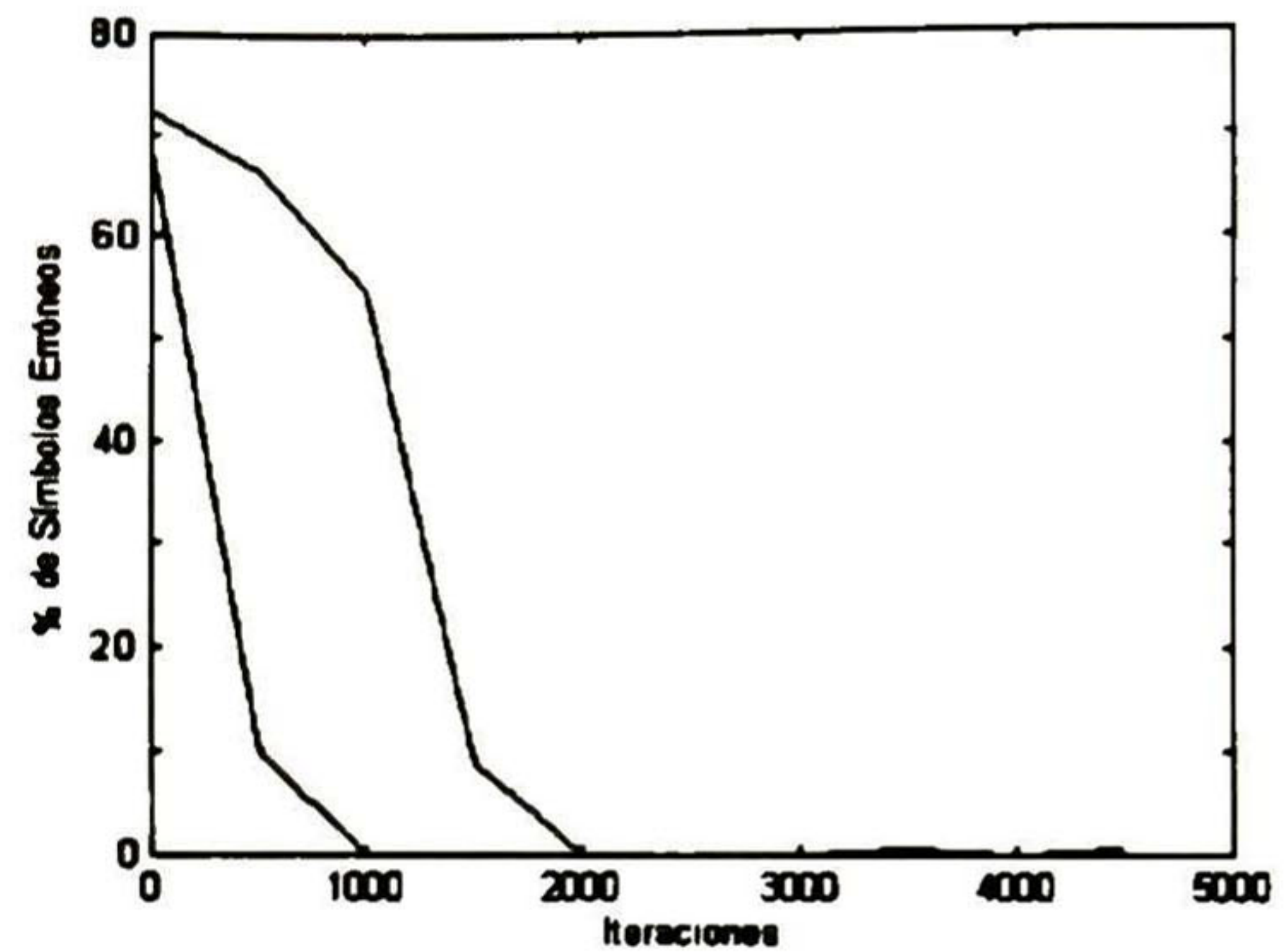


Figura 6.30 Algoritmo CMPA DFE.

Como se esperaba, el algoritmo CMPA DFE obtiene mejores resultados que el algoritmo de predicción lineal, debido a que gran parte de la ISI es cancelada por el filtro hacia adelante y entonces la potencia del ruido es disminuida por el filtro predictor (Figuras 6.31y 6.32).



a) MSE



b) SER

Figura 6.31 MSE y SER, canal 1.

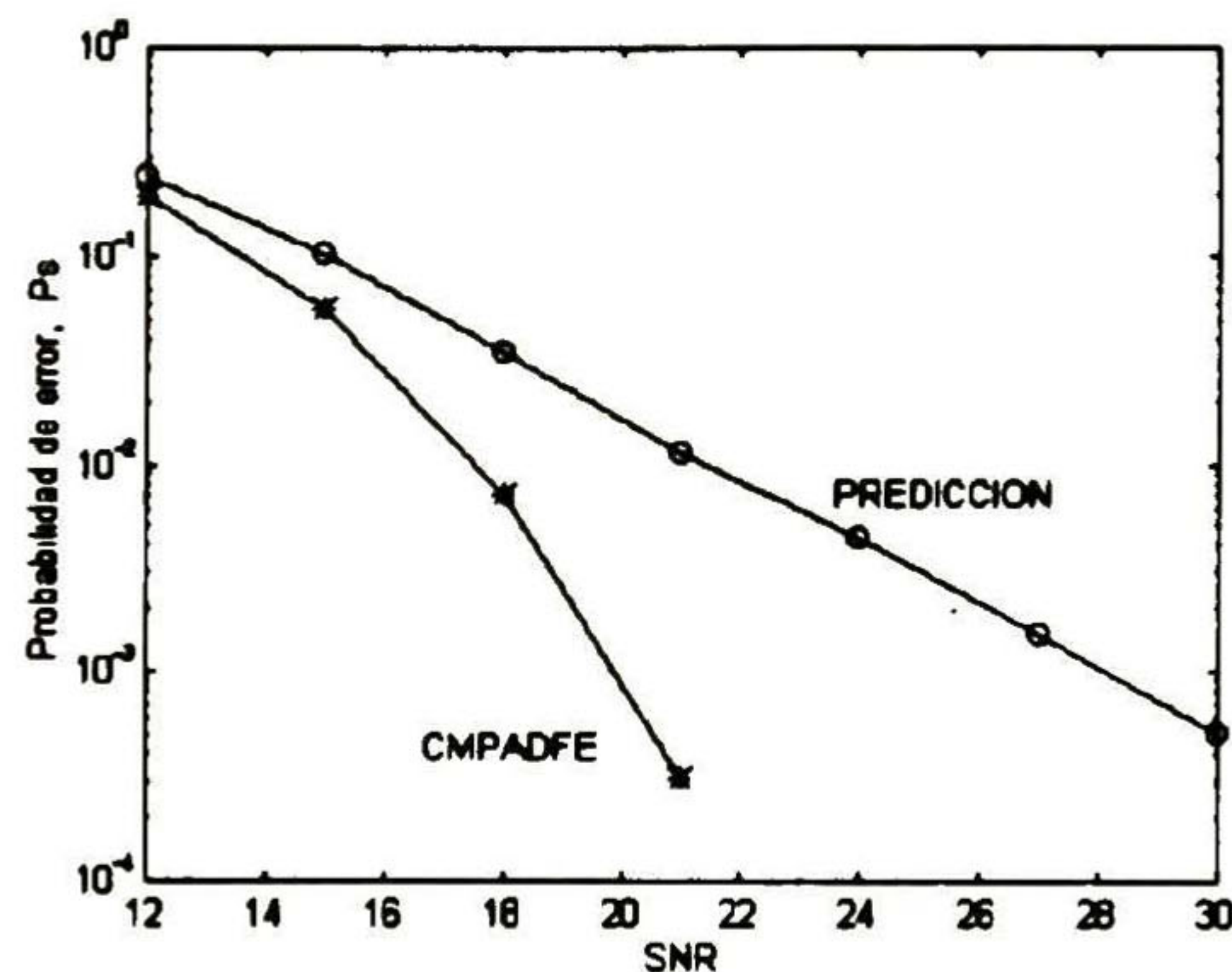


Figura 6.32 Probabilidad de error en estado estable, P_s .

Un ejemplo del efecto de la propagación de errores en un igualador DFE se muestra en las figuras 6.33 y 6.34 donde se utilizó el algoritmo de predicción lineal con los mismos parámetros de la simulación anterior. El propósito de esta simulación es ilustrar la mejora en eficiencia de los algoritmos cuando la entrada del filtro FR es el símbolo correcto y no el estimado que se obtiene a la salida del circuito de decisión, es decir, se elimina el efecto de retroalimentar algunos símbolos erróneos. Es clara la mejoría en la eficiencia del algoritmo cuando se retroalimentan los símbolos correctos.

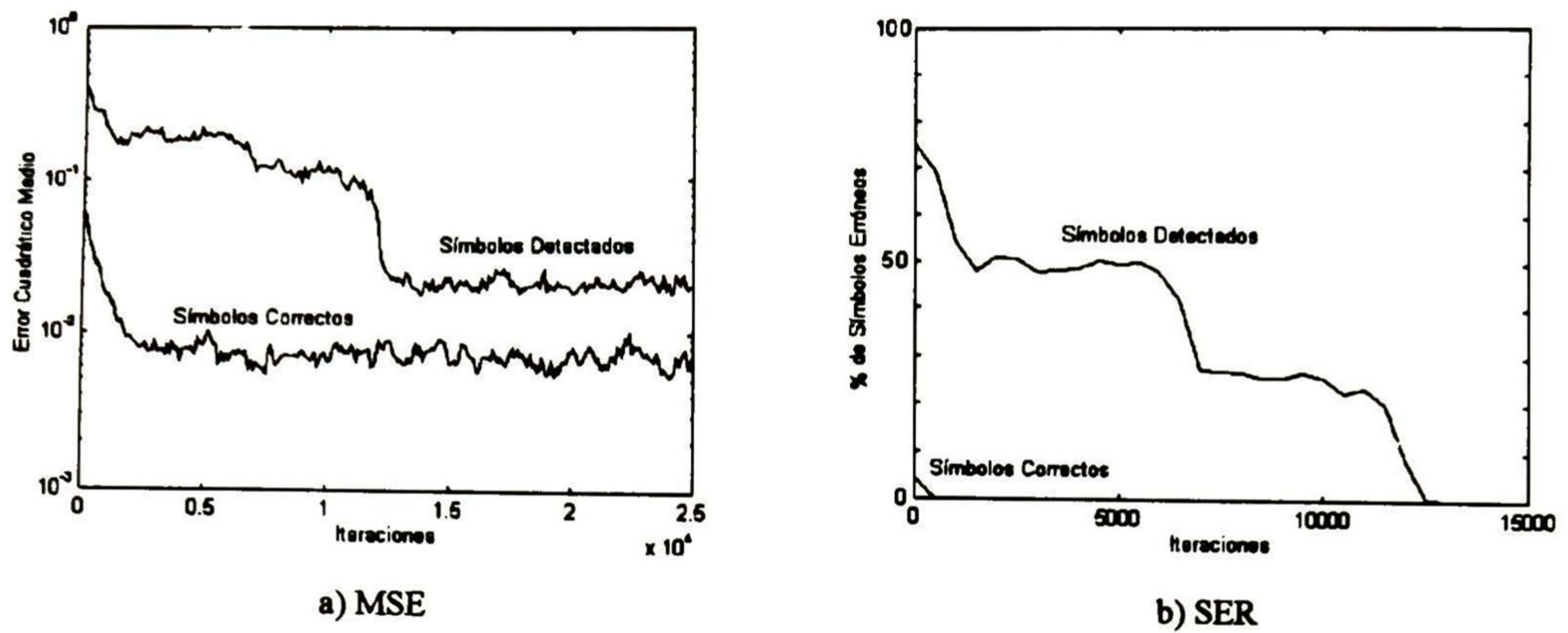


Figura 6.33 MSE y SER para el algoritmo de predicción lineal.

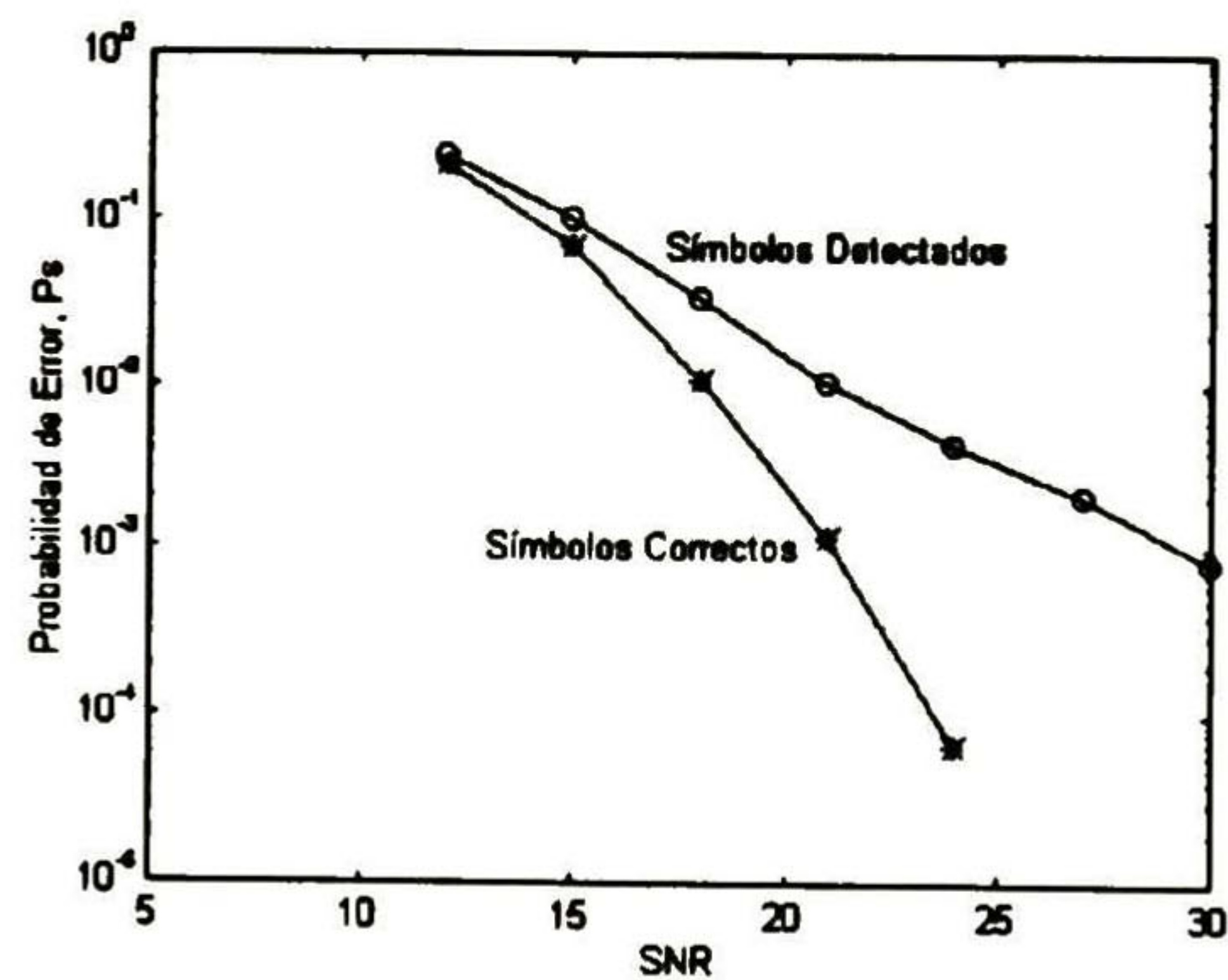


Figura 6.34 P_s para el algoritmo de predicción lineal.

En el caso del algoritmo CMA DFE la mejoría que se obtiene al retroalimentar los símbolos correctos no es tan clara como en el caso del algoritmo de predicción, esto se debe principalmente a que la convergencia del algoritmo CMA asegura que después de un número razonable de iteraciones, se cometan pocos errores en la decisión del símbolo y por lo tanto se retroalimentan los símbolos correctos (Figuras 6.35 y 6.36).

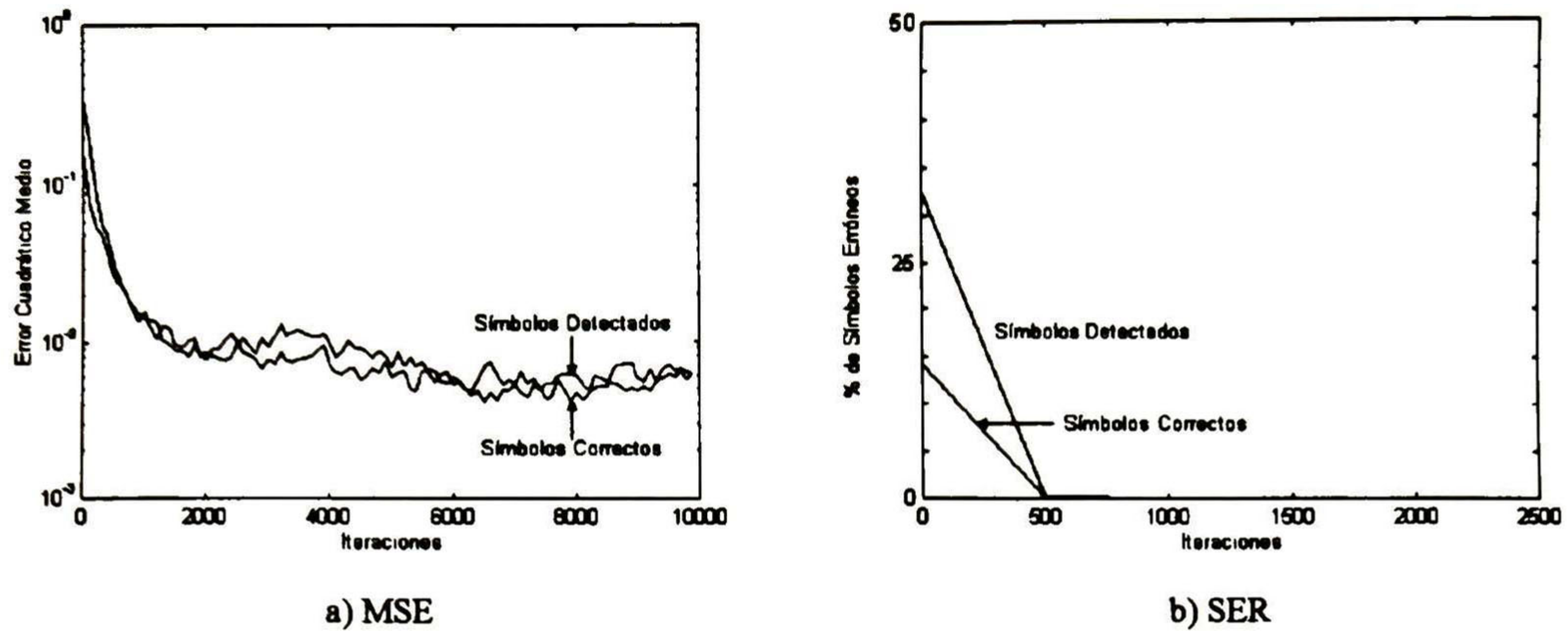


Figura 6.35 MSE y SER para el algoritmo CMA DFE.

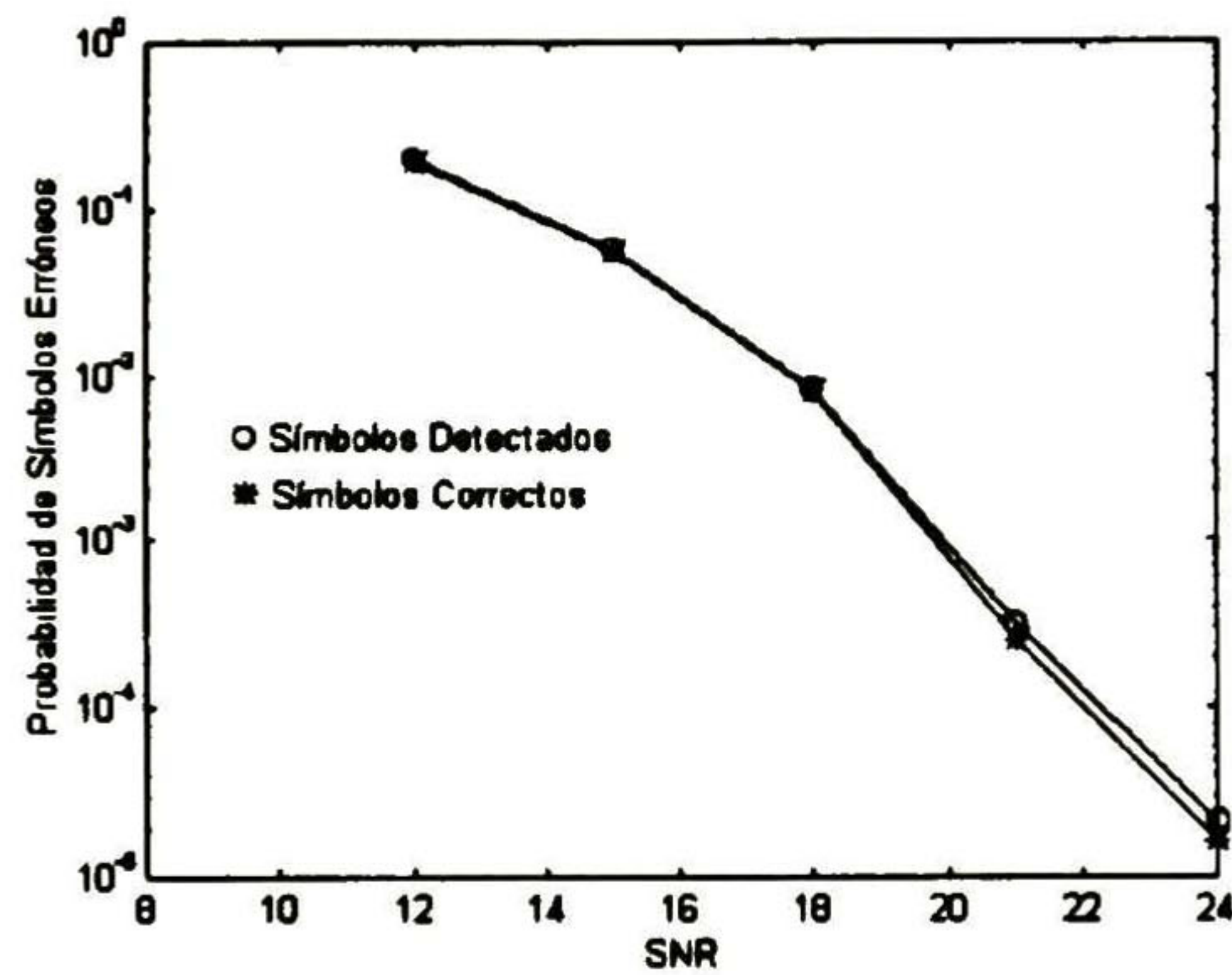


Figura 6.36 Ps para el algoritmo CMA DFE.

6.4.5 Simulación 5

En esta simulación se evaluó la eficiencia del igualador FSE utilizando el algoritmo CMA para adaptar sus coeficientes. Se utilizó el modelo multicanal descrito en la sección 4.2.5 muestreando la señal de entrada al doble de la velocidad de símbolo; el canal utilizado es el número 5 y la relación señal a ruido es de 30 dB.

En la figura 6.37 se compara la eficiencia del igualador lineal FSE con un igualador lineal TSE convencional en términos del error cuadrático medio y tasa de símbolos erróneos. Para obtener la curva del igualador TSE, en cada subcanal se utilizó un igualador independiente y se promediaron los resultados obtenidos.

El número de coeficientes de los dos filtros en el modelo multicanal del igualador FSE es 7, es decir, un total de 14 coeficientes que también es el número de coeficientes de los igualadores TSE.

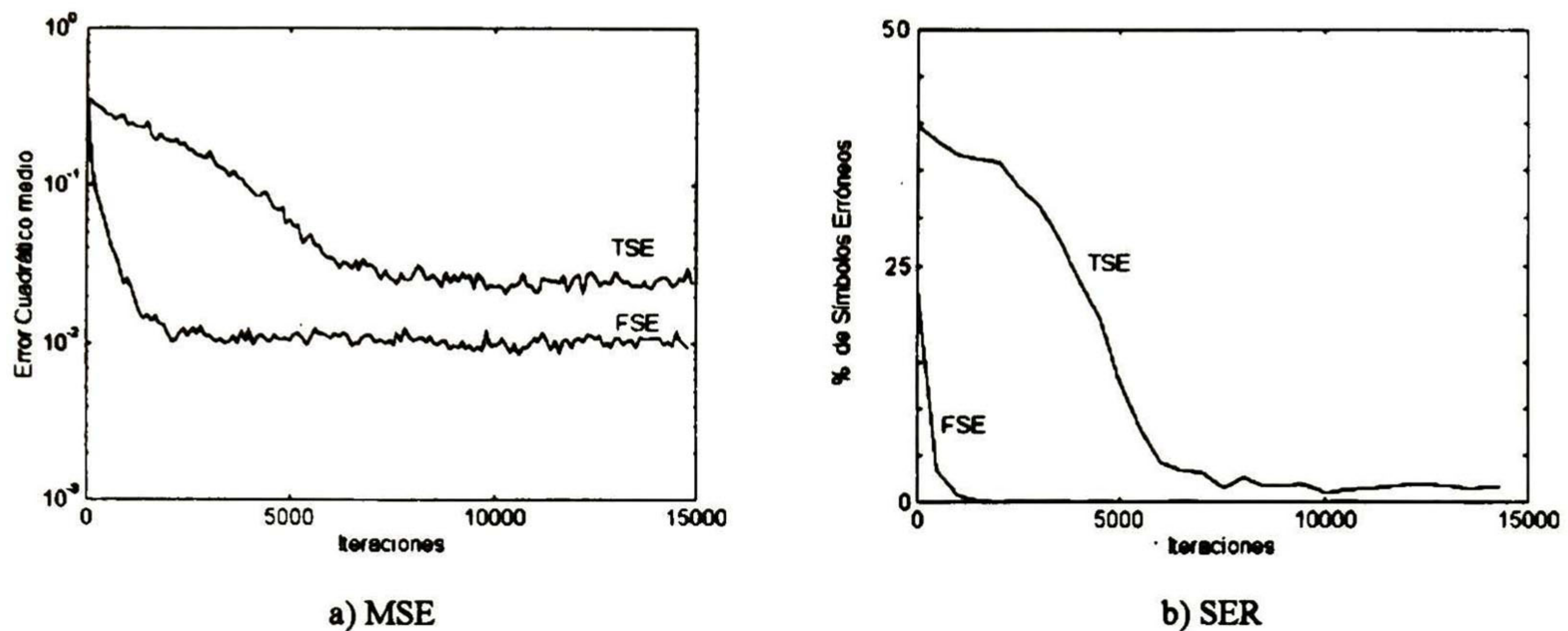


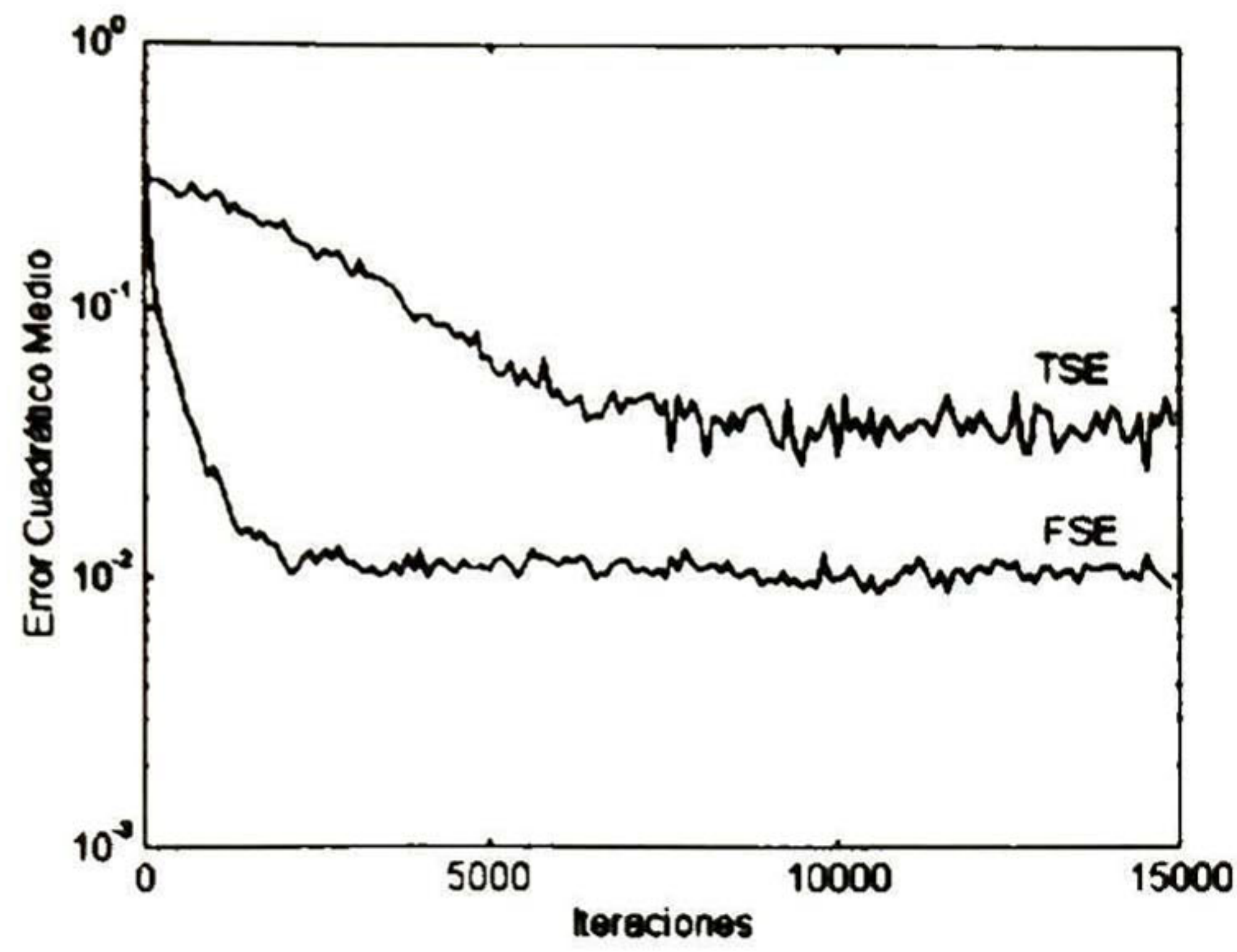
Figura 6.37 MSE y SER. FSE 14 coeficientes y TSE 14 coeficientes.

Con el fin de hacer justa la comparación, se escogió el mismo número de coeficientes totales para cada igualador. Sin embargo, el mayor número de coeficientes del igualador TSE implica una disminución en la velocidad de convergencia. La figura 6.38 muestra los resultados obtenidos cuando el igualador TSE tiene 7 coeficientes, mismo número que cada filtro del igualador FSE. Es evidente que ambos casos, el igualador FSE obtiene mejores resultados que el igualador TSE.

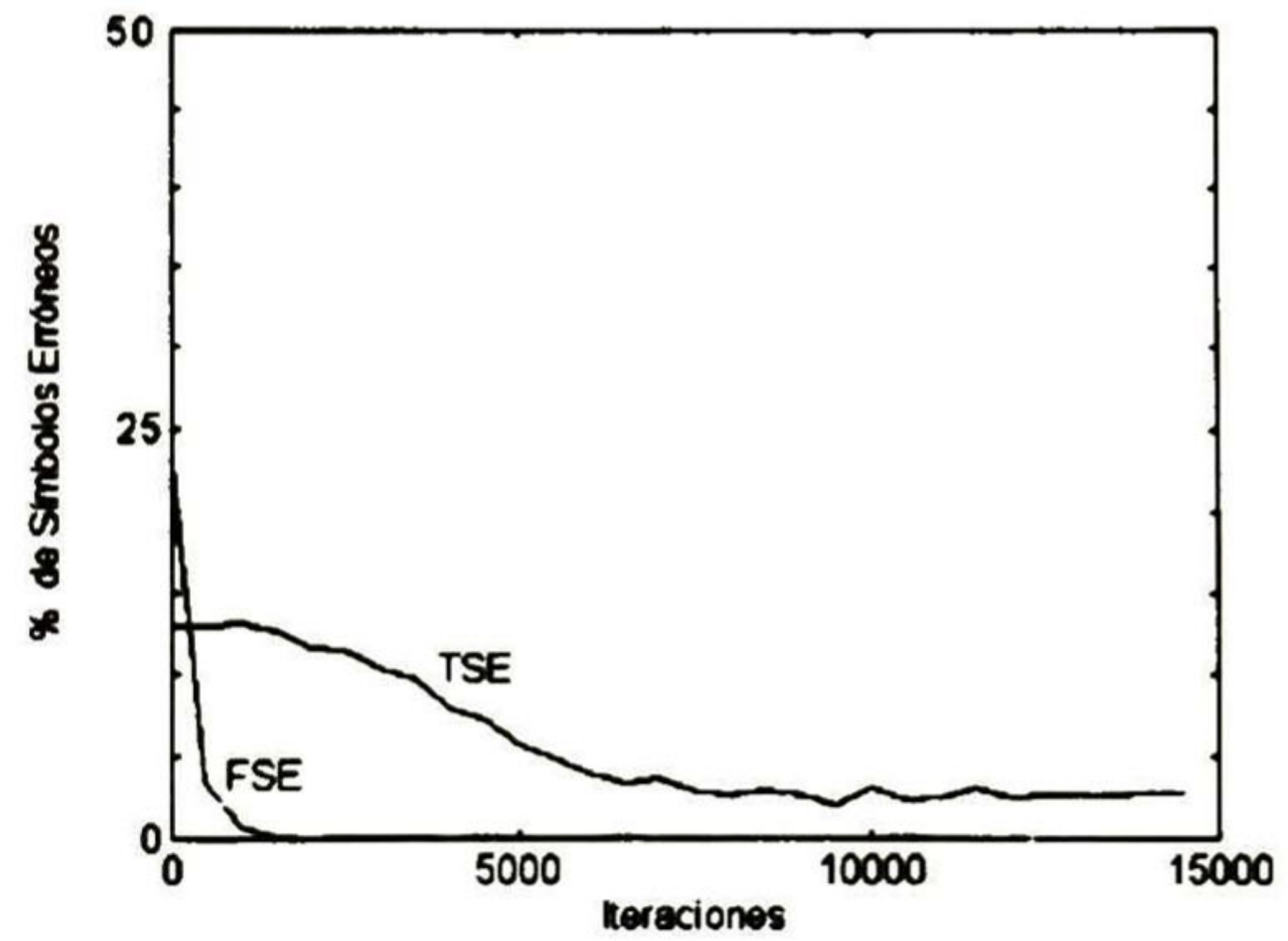
Cabe mencionar los resultados obtenidos al mostrar a cuatro veces la velocidad de símbolo, son similares a los obtenidos al muestrear al doble de la velocidad de símbolo y en algunos casos tanto el *MSE* y como el *SER* fue ligeramente superior.

La figura 6.39 muestra el *MSE* obtenido por un igualador FSE de 22 coeficientes con los mismos parámetros de la simulación anterior, para esquemas de modulación PAM y QAM de diferente orden. Debido a que la separación entre los símbolos de la

contelación es mayor en esquemas de bajo orden, el circuito de decisión tolera mayor cantidad de ISI y ruido, y en general se obtienen mejores resultados que en constelaciones de alto orden tanto en velocidad de convergencia como en el nivel final del *MSE*.

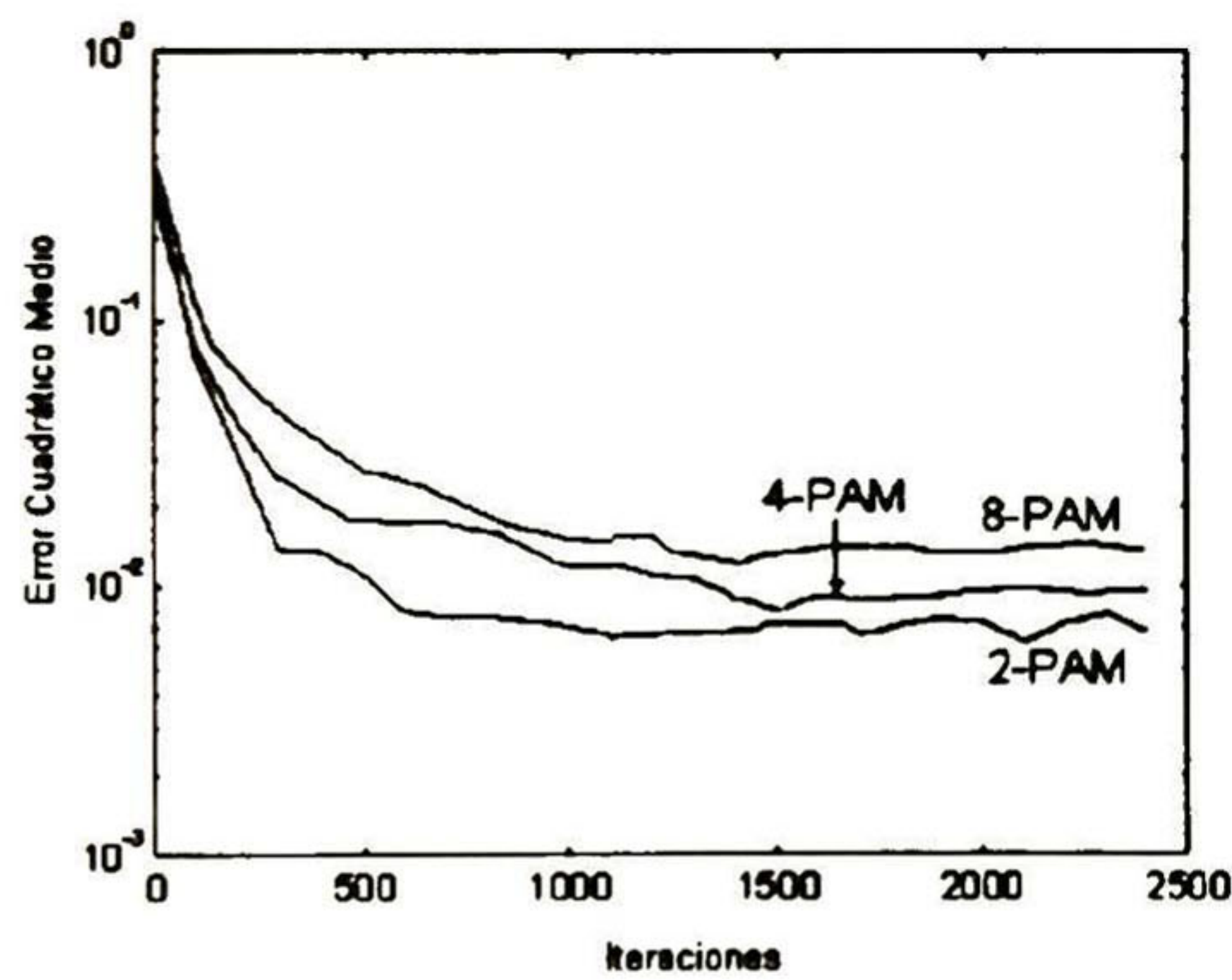


a) MSE

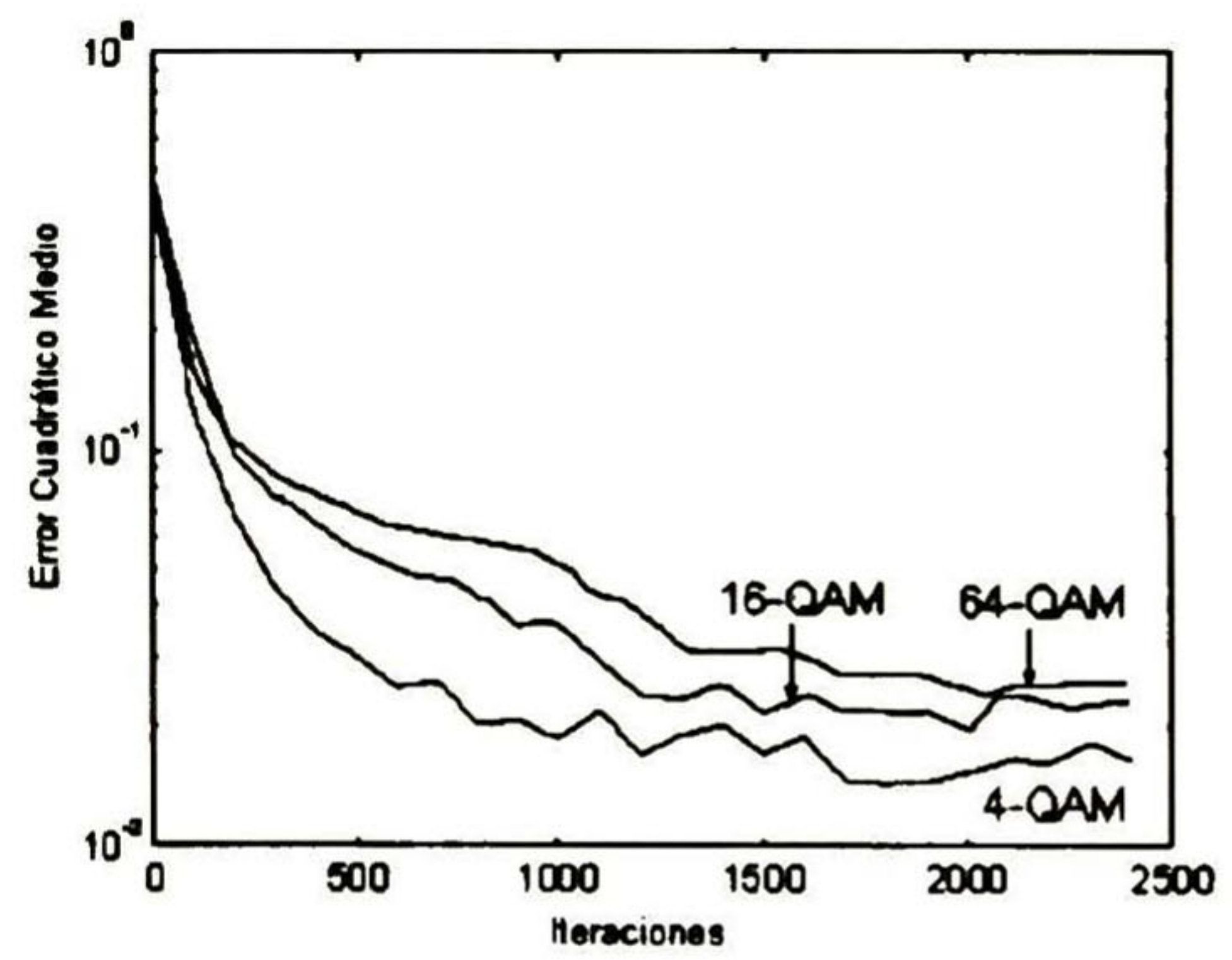


b) SER

Figura 6.38 MSE y SER. FSE 14 coeficientes y TSE 7 coeficientes.



a) PAM



b) QAM

Figura 6.39 MSE para esquemas PAM y QAM de diferente orden.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

7.1 Conclusiones

Para el desarrollo de este trabajo de tesis, se realizó una revisión del estado del arte en materia de igualación ciega de canal, especialmente de los algoritmos conocidos como de tipo Busgang que se utilizan en filtros de decisión retroalimentada y en filtros fraccionalmente espaciados. Se desarrollaron algunos temas introductorios con el fin de plantear y explicar con claridad el problema de igualación ciega en el contexto de las comunicaciones digitales, además de explicar las características de funcionamiento de cada tipo de filtro, incluyendo el filtro lineal convencional. De la gran variedad de algoritmos reportados en la literatura, sólo se incluyeron los que a juicio del autor pertenecen a una línea de investigación constante, es decir, no representan trabajos aislados.

Se realizó una serie de simulaciones que consistieron de una fuente, un canal lineal con ruido aditivo, un igualador y un circuito de decisión, modificando los parámetros de funcionamiento para cada algoritmo y estructura de igualador con el fin de observar su comportamiento. Sólo se incluyeron los resultados que ayudan a entender mejor las características de cada algoritmo.

Se observó que el algoritmo CMA implementado con un circuito de recuperación de fase, es en general más robusto que los demás algoritmos, independientemente de la estructura del igualador que se utilice.

La velocidad de convergencia de todos los algoritmos disminuye conforme aumenta el orden de la constelación de datos utilizada y/o se aumenta el número de coeficientes totales del igualador. Esta disminución de velocidad se puede compensar con un coeficiente de adaptación mayor, pero se corre el riesgo de inestabilidad del algoritmo.

Se observó que el igualador DFE es muy sensible a la posición del coeficiente de referencia y su velocidad de convergencia es mayor que la del igualador lineal para el mismo número de coeficientes totales, además de lograr la igualación de canales canales que contienen ceros cerca del círculo unitario.

El igualador FSE también logró resultados satisfactorios, mostrando ser un esquema de igualación estable y apropiado para implemetaciones prácticas, en especial para aplicaciones de radio digital.

A diferencia de los algoritmos basados en estadísticas de alto orden y de los algoritmos basados en la estimación conjunta de los datos y el canal, la complejidad computacional de los algoritmos de tipo Bussgang es baja, por lo que hasta ahora son la mejor opción cuando se trata de implementaciones prácticas. En especial, el algoritmo de módulo constante se ha utilizado con éxito en modems, en aplicaciones de televisión digital de alta definición y en sistemas de radio digital.

7.2 Trabajo futuro

Aunque ya existen aplicaciones prácticas de esta técnica, el problema de igualación ciega está lejos de ser resuelto completamente. Existe gran variedad de aplicaciones potenciales en donde se puede utilizar la igualación ciega, en particular el

crecimiento de aplicaciones en comunicaciones inalámbricas alienta el desarrollo de nuevos algoritmos, así como un mejor entendimiento de los ya existentes [Jon95, Tre96].

Gran parte de la investigación que se realiza actualmente tiene como objetivo analizar las características de convergencia de los diferentes algoritmos, especialmente del algoritmo de módulo constante utilizado en igualadores lineales [Jon91, Li95, Li96a, Li96c] y en igualadores fraccionalmente espaciados [Che94, End97, Fij94, Fij95, Li96b]. Además, se buscan estrategias adecuadas para inicializar los coeficientes de los igualadores, con el fin de incrementar la velocidad de convergencia y garantizar que se produzca hacia el mínimo global [Tug91]. También se están estudiando nuevos algoritmos, algunos son modificaciones del algoritmo CMA y en otros se proponen nuevas funciones de costo [Din91, Zen96].

En el análisis de los diversos algoritmos de igualación ciega se asume normalmente que la secuencia de datos de entrada es blanca, y se espera que sean lo suficientemente robustos para lograr un desempeño adecuado cuando la condición de independencia de los datos no se cumple. Frecuentemente se logran buenos resultados, pero es difícil predecir su funcionamiento [Hay94]. Existe a la fecha poco trabajo que considera el uso de otros modelos de fuente [Leb95].

LISTA DE ABREVIATURAS

En esta sección se presenta una lista de las abreviaturas más utilizadas en esta tesis.

CMA	Algoritmo de módulo constante
CMPA	Algoritmo de módulo constante y predicción lineal
DFE	Igualador de decisión retroalimentada
DTE	Equipo terminal de datos
FD	Filtro directo
FR	Filtro de retroalimentación
FSE	Igualador fraccionalmente espaciado
ISI	Interferencia entre símbolos
LMS	Mínimos cuadrados
MCMA	Algoritmo de módulo constante modificado
MLSE	Estimación de la secuencia de máxima verosimilitud
MSE	Error cuadrático medio
PAM	Modulación por amplitud de pulsos
PLL	Lazo de amarre de fase
Ps	Probabilidad de error
SAG	“Stop-and-Go”
QAM	Modulación en cuadratura
SER	Tasa de símbolos erróneos
TSE	Igualador espaciado por símbolo

CODIGO EN MATLAB

En este apéndice se presenta el código en MATLAB utilizado para realizar las simulaciones. Únicamente se muestra el código del programa principal y algunas de las funciones más importantes.

A.1 Programa principal

Este programa ejecuta el algoritmo CMA en un igualador DFE con filtro FD fraccionalmente espaciado utilizando el modelo multicanal descrito en la sección 4.2.5. Para ejecutar como un igualador TSE, omite las variables que terminan en 2.

```
clear all
alg = 'cma';           % Algoritmo a utilizar
mod = 'qam';          % Esquema de modulación
n = 4;                % Tamaño de la constelación
ns = 5000;            % Número de símbolos
snrdb= 30;            % SNR
h1 = canal(1);        % Subcanal 1
h2 = canal(2);        % Subcanal 2
mu = 0.001;           % Coef. de adaptación, filtro FD
mub = 0.001;          % Coef. de adaptación, filtro FR

N = 11;               % Longitud de cada igualador FD
C = 6;                % Posición del coef. de referencia
Nb = 5;               % Longitud del igualador FR

w1 = zeros(1,N);      % Inicializa filtro FD 1
w1(C) = 1;
w2 = zeros(1,N);      % Inicializa filtro FD 2
w2(C) = 1;
f = zeros(1,Nb);      % Inicializa filtro FR

a = gam(n,ns)';       % Genera secuencia QAM de entrada
SNR = 10.^(snrdb/10); % Genera ruido gaussiano
rb = gauss(ns,SNR);
u1 = filter(h1,1,a);  % Secuencia recibida del subcanal 1
u1 = u1+rb;
u2 = filter(h2,1,a);  % Secuencia recibida del subcanal 2
u2 = u2+rb;

eval('alg');          % Ejecuta el algoritmo de igualación
```


A.2 Algoritmo CMA

cma.m

Código para correr al algoritmo CMA.

```
Rp = mean(abs(a).^4)/mean(abs(a).^2); % Calcula Rp, p=2
lb = 0.01; % Constante de adaptación del
% algoritmo de recuperación de fase
ph = 0; % Estimado de la fase
tmp = 0 ;

for k = N+1:ni, % Ciclo principal
    vu1 = u1(k:-1:k-N+1); % Genera vectores de entrada
    vu2 = u2(k:-1:k-N+1);
    vb = [tmp vb(1:Nb-1)];
    y1(k) = vu1 * w1.'; % Salida del igualador 1
    y2(k) = vu2 * w2.'; % Salida del igualador 2
    yr(k) = vb*f.';
    z = y1(k)+y2(k)+yr(k); % Salida del igualador
    y(k) = z * (exp(-j*ph)); % Ajusta la fase de la salida
    tmp = decide(y(k),nd,mod); % Estimado del símbolo transmitido
    ph = ph + lb*imag(conj(tmp)*y(k)); % Actualiza el estimado de la fase
    e = z * (Rp-abs(z)^2); % Calcula la señal de error
    w1 = w1 + mu*conj(vu1)*e; % Actualiza los coeficientes
    w2 = w2 + mu*conj(vu2)*e; % de los igualadores 1 y 2
    fb = fb + mub*conj(vb)*e; % Actualiza los coef. del filtro FR
end
```

A.3 Principales funciones auxiliares

pam.m

Genera una secuencia n-PAM de longitud ns.

```
function a = pam(n,ns)

d = 2;
sg = d^2*(n^2-1)/12;
x = rand(ns,1);
a = (1/sqrt(sg))*(2*ceil(n*x)-(n+1));
```

qam.m

Genera una secuencia n-QAM de longitud ns.

```
function a = qam(n,ns)

rn=sqrt(n);
a=(1/sqrt(2))*(pam(rn,ns)+i*pam(rn,ns));
```


gauss.m

Genera una secuencia de n muestras complejas con una distribución gaussiana con media cero y varianza dependiente de SNR.

```
function [rb] = gauss(n,SNR)

    rb = [1 j]*randn(2,n);
    rb = rb*sqrt(1/SNR)*(1/sqrt(2));
```

decide.m

Regresa el símbolo de la constelación 'mod' de orden n más cercano a x .

```
function y = decide(x,n,mod)

if mod == 'qam'
    d = sqrt(n);
    idx = -(d-1):2:(d-1);
    idx = (idx/sqrt(mean(idx.^2)))*sqrt(.5);
    v = x(i);
    [tmp, pr] = min(abs(real(v(:,ones(1,d)))-idx)');
    [tmp, pi] = min(abs(imag(v(:,ones(1,d)))-idx)');
    y = idx(pr)+idx(pi)*j;
else
    d = n;
    idx=-(d-1):2:(d-1);
    idx=(idx/sqrt(mean(idx.^2))); %*sqrt(.5);
    v = x(i);
    [tmp, pr] = min(abs(v(:,ones(1,d))-idx)');
    y = idx(pr);
end
```

REFERENCIAS

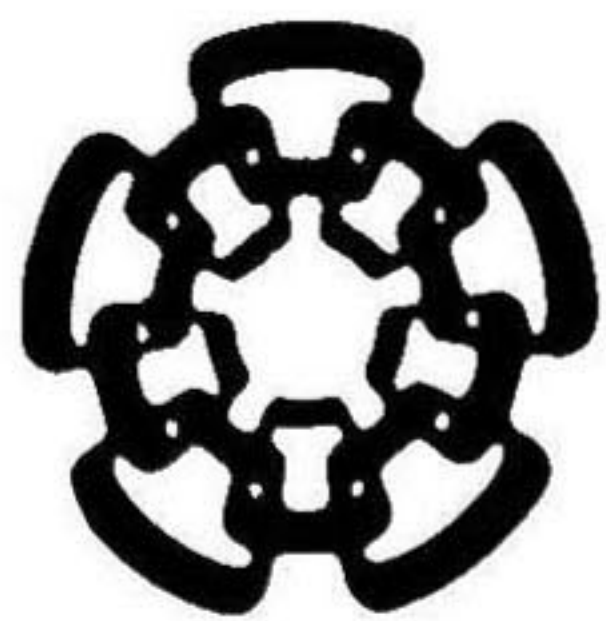
- [Bel79]** Belfiore, C.A. y Park, J.H.
"Decision feedback equalization"
Proceedings of the IEEE, Vol. 67, No.8, Ago. 1979
- [Ben84]** Benveniste, A y Goursat, M.
"Blind equalizers"
IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-32, No. 8, Ago. 1984
- [Cha86]** Chamberlain, J.K., Clayton, F.M., Sari, H. y Vandamme, P
"Receiver techniques for microwave digital radio"
IEEE Communications Magazine, Vol. 24, No.11, Nov. 1986
- [Che91]** Chen, Y., Nikias, C.L. y Proakis, J.G.
"CRIMNO: Criterion with memory non-linearity for blind equalization"
Int. Sig. Proc. Workshop on HOS Julio 1991
- [Che94]** Chen, Y. y Nikias, C.L.
"New results with fractionally-spaced blind equalization algorithms"
IEEE ICC 1994
- [Chi95a]** Chin, Y.O. y Oh K.N.
"New blind equalization techniques based on constant modulus algorithm"
IEEE GLOBECOM 1995
- [Chi95b]** Chin, Y.O. y Oh, K.N.
"Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm"
IEEE ICC 1995
- [Cou95]** Couch II, L.W.
Modern Communications Systems, Principles and Applications
prentice Hall
Estados Unidos 1995

- [Din91]** Ding, Z. y Kennedy, R.A.
 "A new adaptive algorithm for joint blind equalization and carrier recovery"
 IEEE Asilomar Conference 1991
- [End97]** Endres, T.J., Halford, S.D., Johnson, C.R. y Giannakis, G.B.
 "Blind adaptive channel equalization using fractionally-spaced receivers: A comparison study"
 Technical report, School of Electrical Engineering, Cornell University, 1997
- [Fij94]** Fijalkov, I., Lopez de Victoria, F. y Johnson, C.R.
 "Adaptive fractionally spaced blind equalization"
 IEEE Digital Signal Processing Workshop 1994
- [Fij95]** Fijalkov, I., Treichler, J.R. y Johnson, C.R. :
 "Fractionally spaced blind equalization: Loss of channel disparity"
 IEEE ICASSP 1995
- [Git81]** Gitlin, R.D. y Weinstein, S.B.
 "Fractionally-spaced equalization: An improved transversal equalizer"
 The Bell System Technical Journal, Vol. 60, No. 2, Feb. 1981
- [Git92]** Gitlin, R.D., Hayes, J.F y Weinstein, S.B.
 Data Communications Principles
 Plenum Press
 Estados Unidos 1992
- [Gog80]** Godard, D.N.
 "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system"
 IEEE Transactions on Communications, Vol. Com 28, No.11, Nov. 1980
- [Hat91a]** Hatzinakos, D. y Nikias, C.L.
 "Blind equalization using a tricepstrum-based algorithm"
 IEEE Transactions on Communications, Vol. 39, No. 5, Mayo 1991
- [Hat91b]** Hatzinakos, D.
 "Carrier phase recovery issues in polyspectra-based equalizers"
 IEEE ICASSP 1991
- [Hat94]** Hatzinakos, D.
 "Blind equalization using decision feedback prediction and tricepstrum principles"
 Signal processing, Vol. 36, 1994
- [Hay90]** Haykin, S.
 An introduction to analog and digital communications
 John Wiley & Sons
 Estados Unidos, 1990

- [Hay91]** Haykin, S.
Adaptive Filter Theory
Prentice Hall
Estados Unidos, 1991
- [Hay94]** Haykin, S.
Blind Deconvolution
Prentice Hall
Estados Unidos, 1994
- [Hon84]** Honig, M.L. y Messershmitt, D.G.
Adaptive Filters. Structures, Algorithms and Applications
Kluwer Academic Publishers
Estados Unidos, 1984
- [Jab89a]** Jablon, N.K.
"Joint blind equalization, carrier recovery, and timing recovery for 64-QAM and 128 QAM signal constellations"
IEEE ICC 1989
- [Jab89b]** Jablon, N.K.
"Carrier recovery for blind equalization"
IEEE ICASSP 1989
- [Jon91]** Jonhson, C.R.
"Admissibility in blind adaptive channel equalization"
IEEE Control Systems, Enero 1991
- [Jon95]** Jonhson, C.R.
"On the iteration of adaptive filtering, identification, and control"
IEEE Signal Processing Magazine, Marzo 1995
- [Ken93]** Kennedy, R.A., Anderson, B.D. y Bitmead, R.R.
"Blind adaptation of decision feedback equalizers: gross convergence propiedades"
International Journal of Adaptive Control and Signal processing, 1993
- [Leb95]** LeBlanc, J.P., Fijalkow, I., Huber, B. y Johnson, C.R.
"Fractionally spaced CMA equalizers under periodic and correlated inputs"
IEEE ICC 1995.
- [Li95]** Li, Y. y Ding, Z.
"Convergence analysis of finite length blind adaptive equalizers"
IEEE Transactions on Singal Processing, Vol. 43, No. 9, Sep. 1995
- [Li96a]** Li, Y y Liu, K.J.
"Static and dynamic convergence behavior of adaptive blind equalizers"
IEEE Transactions on Singal Processing, Vol. 44, No. 11, Nov. 1996

- [Li96b]** Li, Y. y Ding, Z.
 "Global convergence of fractionally spaced Godard (CMA) adaptive equalizers"
 IEEE Transactions on Signal Processing, Vol 44. No. 4, Abril 1996
- [Li96c]** Li, Y., Ray, K.J. y Ding, Z.
 "Length- and cost-dependent local minima of unconstrained blind channel equalizers"
 IEEE Transactions on Singal Processing, Vol. 44, No. 11, Nov. 1996
- [Mac86]** Macchi, O. y Hachicha, A.
 "Self-adaptive equalization based on a prediction principle"
 IEEE GLOBECOM 1986
- [Nar97]** Narayan, K.R. y Cimini, L.J.
 "Equalizer adaptation algorithms for high-speed wireless communications"
 AT&T Technical report, 1997
- [Nog86]** Nogushi, T., Daido, Y y Nossek, J.A.
 "Modulation techniques for microwave digital radio"
 IEEE Communications Magazine, Vol. 24, No.10, Oct. 1986
- [Oro97]** Orozco Lugo, A.G.
 Tesis de Maestría en ciencias
 "Igualación de canal mediante estadísticas de alto orden"
 CINVESTAV-IPN, Unidad Zacatenco, 1997.
- [Pic87]** Picchi, G. y Prati, G.
 "Blind equalization and carrier recovery using a 'Stop-and-Go' decision-directed algorithm"
 IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-35, No. 9, Sep. 1987
- [Pic88]** Picchi,G. y Prati, G.
 "A blind SAG-SO-DFD-FS equalizer"
 IEEE ICC 1988
- [Pro95]** Proakis, J.G.
 Digital Communications
 McGraw-Hill
 Estados Unidos, 1995
- [Qur85]** Qureshi, S. U.
 "Adaptive equalization"
 Proceedings of the IEEE, Vol.73, No.9, Sep. 1985
- [Rap96]** Rappaport, T. S.
 Wireless communications
 Prentice Hall
 Estados Unidos 1996

- [Rum86]** Rummler, W.D., Coutts, R.P. y Liniger, M.
"Multipath fading channels models for microwave digital radio"
 IEEE Communications Magazine, Vol. 24, No.11, Nov. 1986
- [Sat75]** Sato, Y.
"A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems"
 IEEE Transactions on Communications, Vol. Com 23, No. 6, Junio 1975
- [Seo96]** Seo, B. S., Lee, J.H. y Lee, C.W.
"Approach to blind decision feedback equalisation"
 IEEE Electronics Letters, Vol. 32, No. 18, Ago. 1996
- [Tre91]** Treichler, J.R., Wolff, V. y Jonhson, C.R.
"Observed misconvergence in the constant modulus adaptive algorithm"
 IEEE ICASSP 1991
- [Tre93]** Treichler, J.R. y Agee, B.G.
"A new approach to multipath correction of constant modulus signals"
 IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing
 Vol. ASSP-31, Abril 1983
- [Tre96]** Treichler, J.R., Fijalkow, I. y Jonhson, C.R.
"Fractionally spaced equalizers. How long should they really be?"
 IEEE Signal Processing Magazine, Mayo 1996
- [Tug91]** Tugnait, J.K.
"Blind channel estimation and adaptive blind equalizer initialization"
 IEEE ICC 1991
- [Web95]** Webb, W.T. y Hanzo, L.
Modern Quadrature Amplitude Modulation
 IEEE PRES
 Estados Unidos 1995
- [Zen96]** Zeng, S., Zeng, H.H. y Tong, L.
"Blind equalization using CMA: Performance analysis and a new algorithm"
 IEEE ICC 1996



**CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL IPN
UNIDAD GUADALAJARA**

El jurado designado por el *Laboratorio de Ingeniería Eléctrica y Ciencias de la Computación del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional*, aprueba la tesis que presenta para su examen final de *Maestría en Ciencias en la Especialidad de Ingeniería Eléctrica*, René Armando Cumplido Parra, el día 29 de septiembre de 1997.

Dr. Bernardino Castillo Toledo

Dr. Arturo Veloz Guerrero

Dr. Rogelio Alcántara Silva



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000003809