

# Técnicas de modelización, estimación de canal y ecualización robustas para las aplicaciones de modulación multiportadora



Jorge F. Schmidt  
Becario CONICET – 2° año

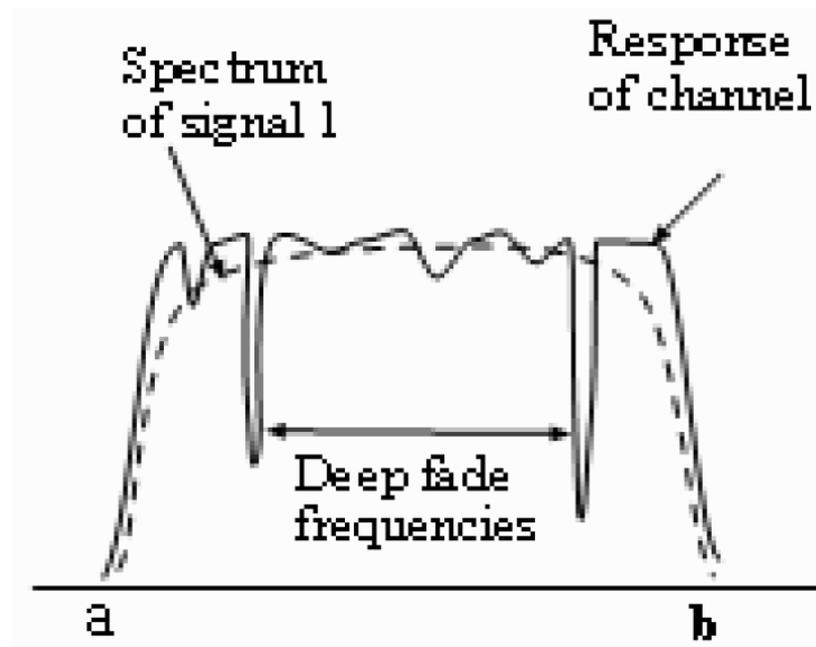
*Junio de 2007*

# Caso canales wireless con fast-fading

- La señal recibida en tiempo discreto se puede describir de forma compacta como:

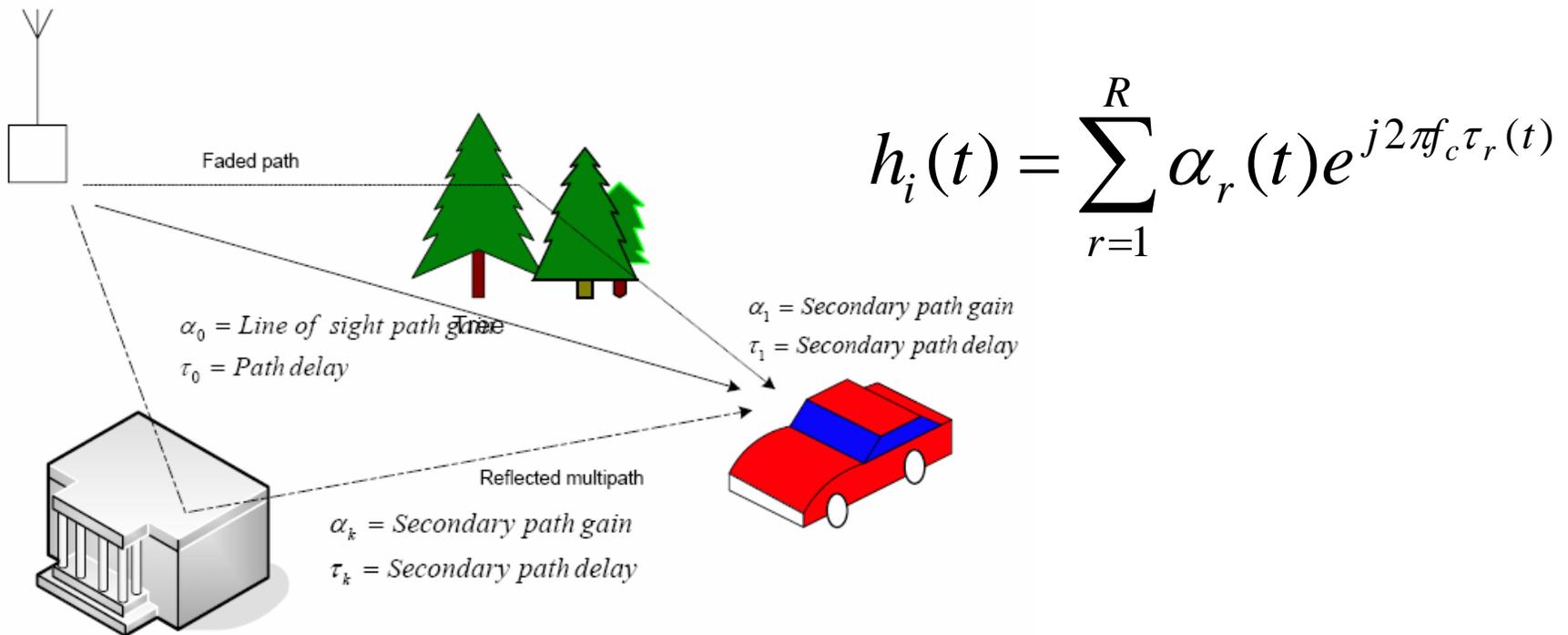
$$y_t = \sum_{i=1}^N x_t h_{i,t} + n_t$$

- Para cada  $t$  esto representa un canal selectivo en frecuencia



# Caso canales wireless con fast-fading (2)

- Cada tap de la respuesta del canal esta formada por la suma de componentes multicamino

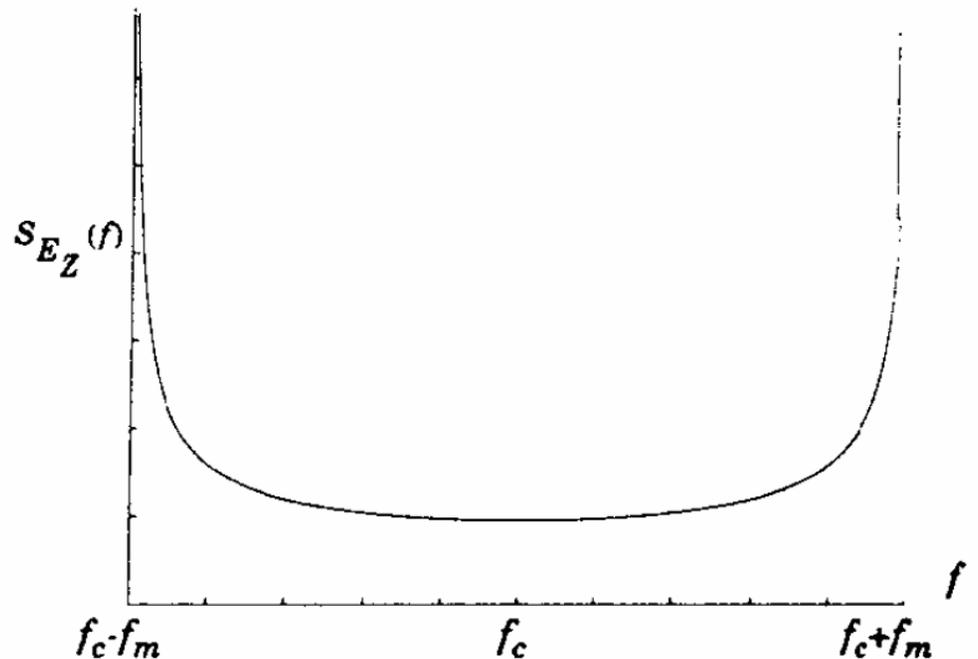


Tanto el movimiento del receptor como los cambios en el ambiente de propagación van a producir que el canal sea variante en el tiempo

# Caracterización de la variación temporal

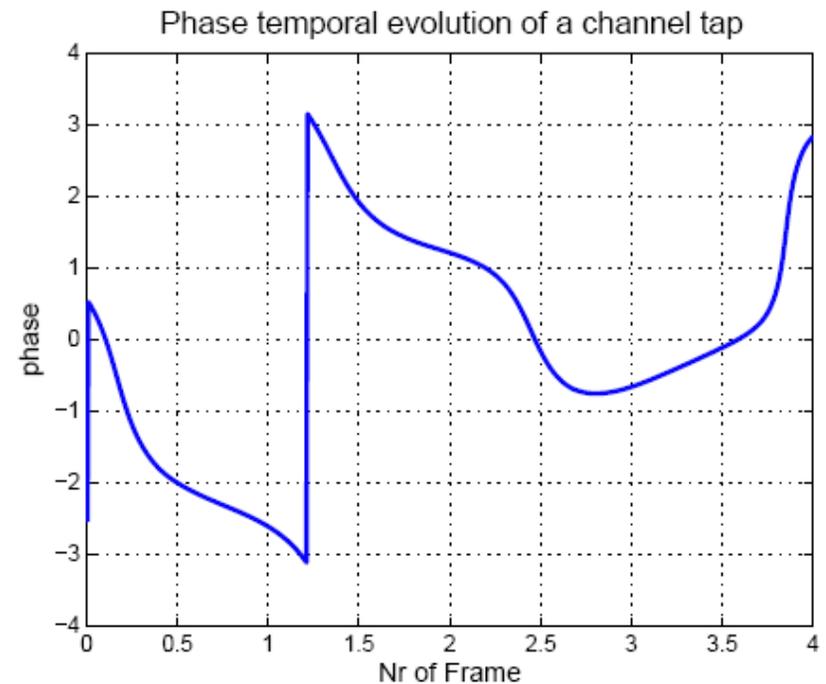
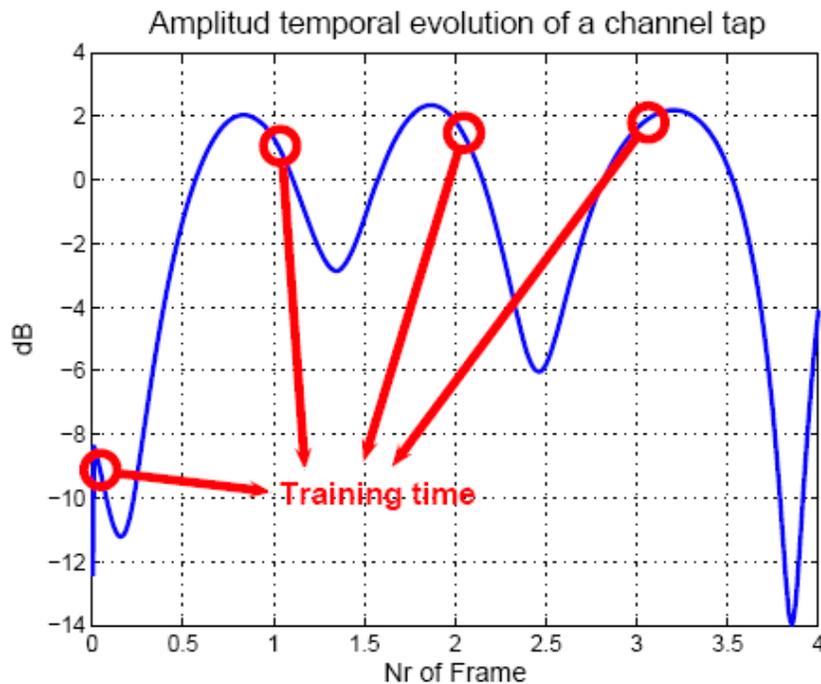
- La variación temporal de los coeficientes del canal se puede caracterizar por el espectro Doppler de los mismos
- El modelo clásico para el espectro Doppler es el de Clarke (Jakes)

$$\rho(k) = J_0(2\pi k f_D / f_c)$$



# Caracterización de la variación temporal (2)

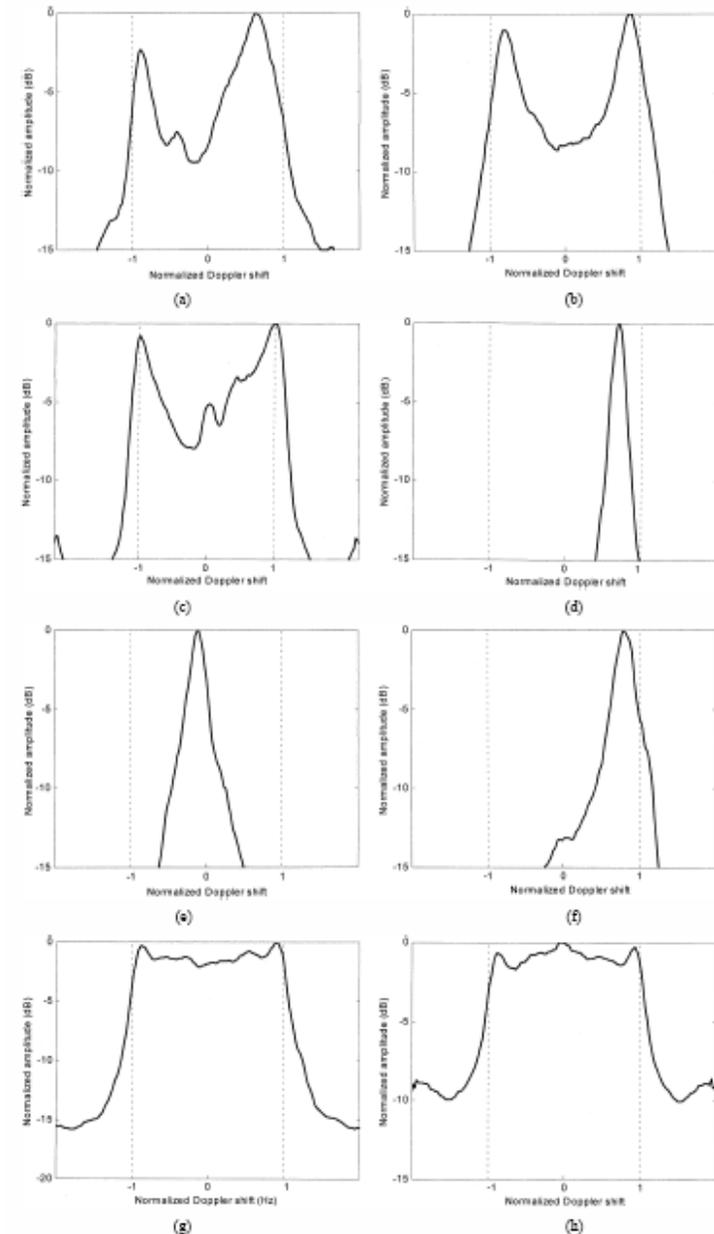
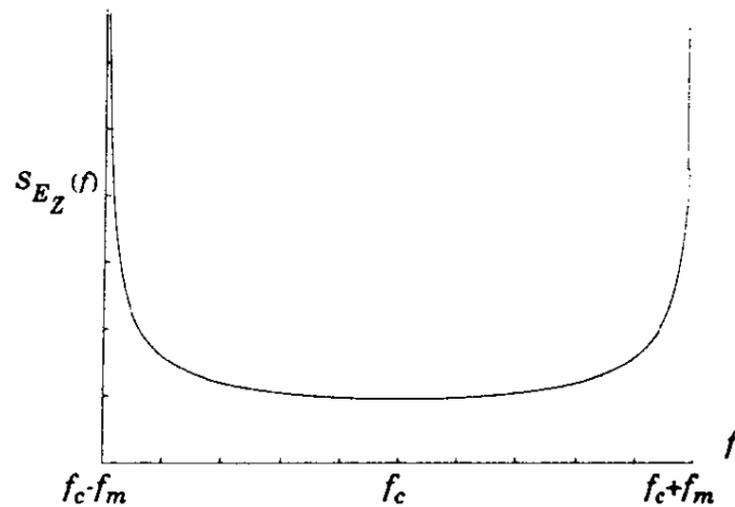
- En un ambiente de fast-fading esto se traduce en:



- Algoritmos adaptivos LMS y RLS no pueden seguir la variación del canal, se necesita incorporar mejor modelado de la dinámica

# Caracterización de la variación temporal (3)

- Además, los canales reales difieren significativamente del modelo de Jakes



# Soluciones de modelado propuestas

- Asumir comportamiento “Jakes”
  - Ampliamente utilizado
  - Para estimación y tracking
    - Se aproxima el comportamiento Jakes con filtros AR y ARMA (en general de bajo orden)
    - Se implementa un filtro de Kalman que incorpore esta dinámica
    - Si los taps son independientes existe una solución estacionaria de Kalman (menor complejidad)
  - Ventajas
    - Muy baja complejidad (comparable a LMS)
    - Poco entrenamiento
  - Desventajas
    - Desempeño pobre en canales no Jakes
    - Piso de error relativamente alto
    - No apto para aplicaciones closed loop

## Soluciones de modelado propuestas (2)

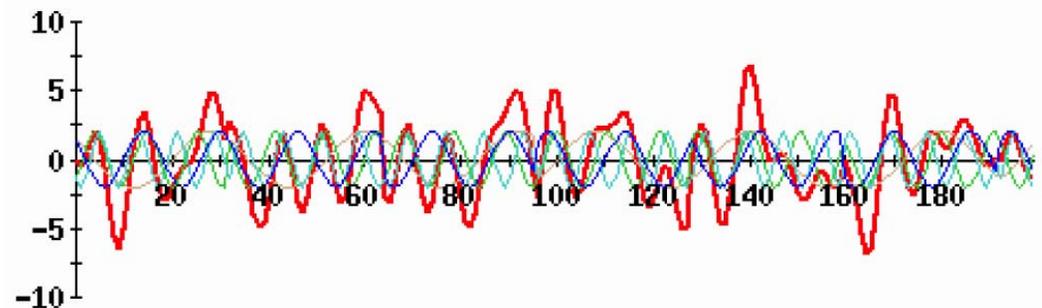
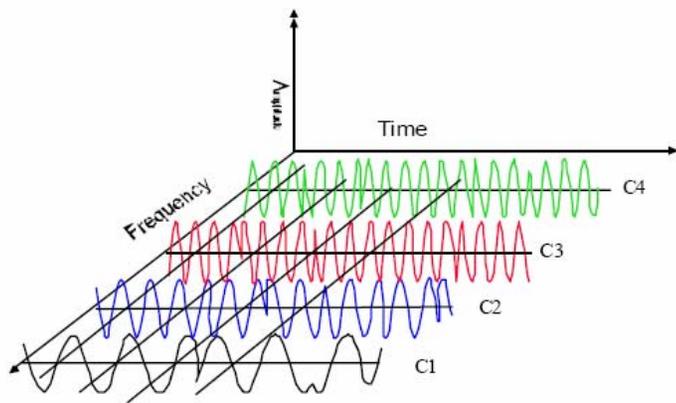
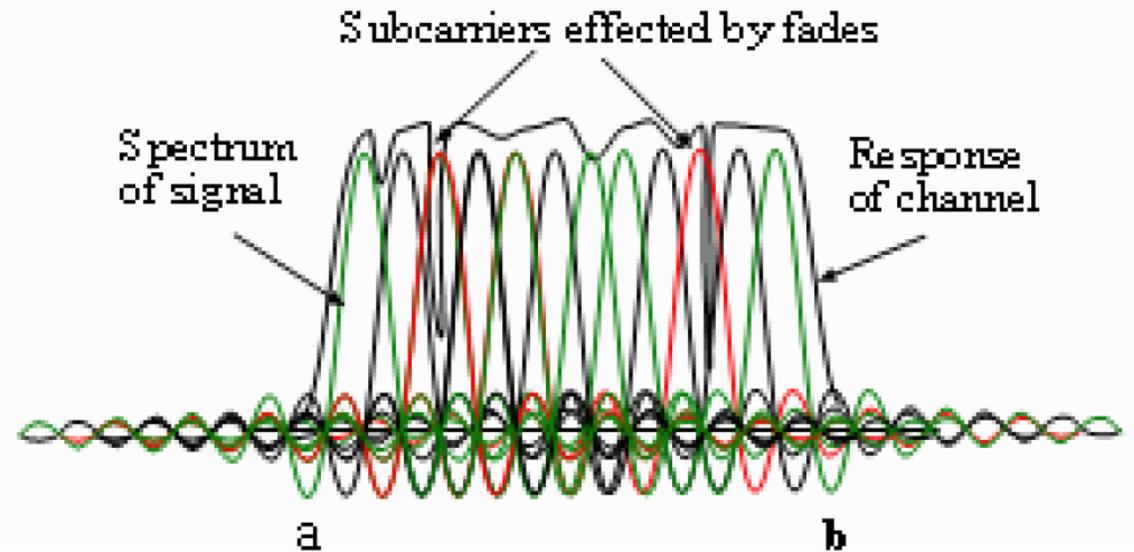
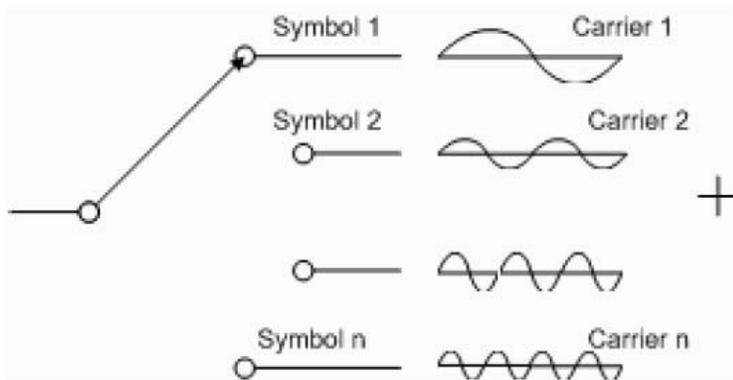
- Estimación de las componentes frecuenciales del espectro Doppler
  - Requiere procesamiento no lineal para estimación de frecuencias principales
  - Uso de periodogramas
  - Ventajas
    - Buen ajuste a canales reales
  - Desventajas
    - Alta complejidad
    - Entrenamiento importante

# Soluciones de modelado propuestas (3)

- Aproximación por descomposición en funciones base
  - Utiliza procesamiento por bloques
  - Con símbolos piloto se estima los coeficientes de las funciones base (LS)
  - Con estos coeficientes se calcula la evolución temporal del canal para todo el bloque de datos
  - Ventajas
    - Muy bajo piso de error con determinadas bases
    - Es robusto a la forma del espectro Doppler
  - Desventajas
    - Alta complejidad (Orden de LS)
    - Funciones base poco comunes
      - Dificultad para adaptar la base ante cambios en  $f_{Dmax}$
    - Cantidad de pilotos
    - No apto para aplicaciones closed loop

# Caso flat-fading en banda ancha

- En sistemas que utilizan OFDM como esquema de modulación, el canal selectivo en frecuencia se transforma en un conjunto de canales planos.



# Flat fading en OFDM

- Cada subportadora verá un canal con desvanecimiento plano
- Canales correlacionados
- $L$  canales independientes en  $N$  disponibles ( $L$  la cantidad de taps de la respuesta impulsiva)
- $L \ll N$
- La estimación de canal es mas simple

# Algoritmo desarrollado

Estimación para un canal fast-fading usando OFDM

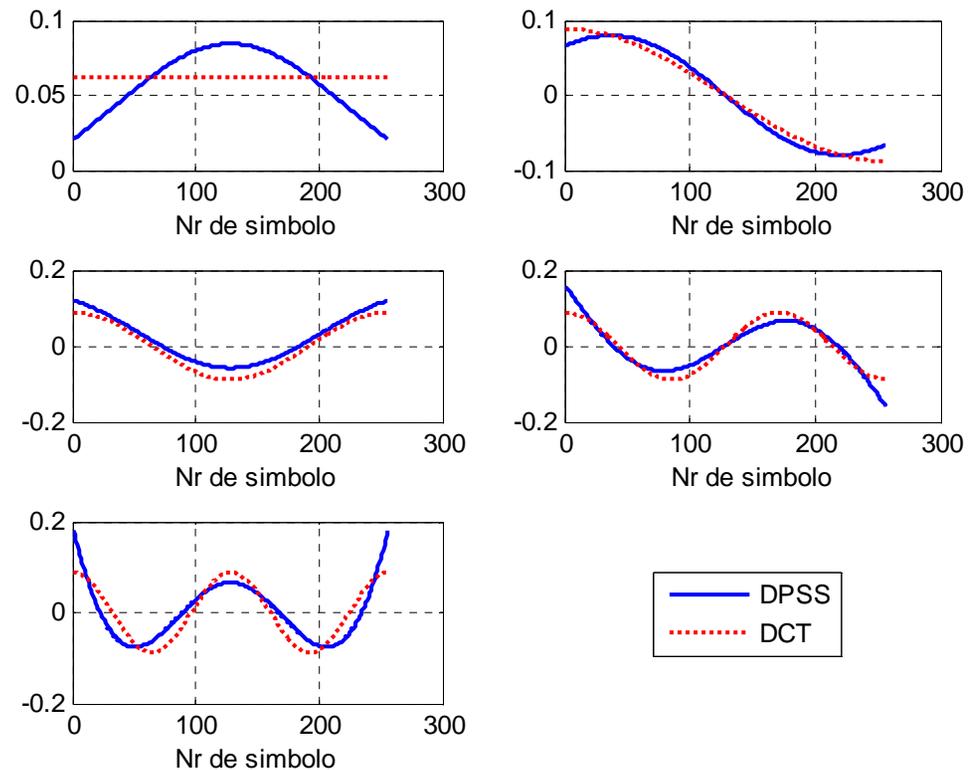
- Objetivos:
  - Baja complejidad
  - Robusto a la forma del espectro Doppler
  - Fácil adaptación para variaciones en  $f_{Dmax}$
  - Buen desempeño en MSE
  - Apto para aplicación a closed loop
  - Mínimo entrenamiento posible
- Se busca un estimador que incluya las características ventajosas de los algoritmos existentes y minimice las desventajas expuestas

# Algoritmo desarrollado (2)

En cuanto al desempeño de MSE

- Expansión en funciones base
- DCT truncada como base
  - Buena compactación de energía
    - Pocas funciones base
  - Simple de calcular (cosenos)
  - Fácil de adaptar

**Si bien la base no es óptima, sigue resultando en un sistema robusto a la forma del espectro Doppler y con un piso de error de modelado bajo**



# Detalles del algoritmo

## Aproximación de expansión en bases

- Buscamos una representación de la trayectoria del canal para  $m \in \{1, 2, \dots, M\}$
- Usando IDCT tenemos:

$$h[m] = \sqrt{\frac{2}{M}} k_u \sum_{u=1}^M p[u] \cos \left( \frac{(2m+1)(u-1)\pi}{2M} \right)$$

- Recordando que  $h[m] = \sum_{r=1}^R \theta_r e^{j\alpha_r m}$

$$F_c \{ \theta_1 e^{j\alpha_1 m} \} + \dots + F_c \{ \theta_R e^{j\alpha_R m} \} = F_c \left\{ \sum_{r=1}^R \theta_r e^{j\alpha_r m} \right\}$$

- Teniendo en cuenta que la máxima variación del canal esta acotada por  $\nu_{Dmax} = \frac{v_{max} f_C}{c_0} T_S$
- Y que la DCT caracteriza bien este tipo de señales con pocos coeficientes
- El número mínimo de coeficientes DCT es:

$$D = [2\nu_{Dmax}M] + 1 \quad \text{Con } D \ll M$$

- Entonces:

$$h[m] \approx \tilde{h}[m] = \sum_{i=1}^D f_i[m] \gamma_i = \mathbf{f}^T(m) \mathbf{\Gamma}$$

- El error medio cuadrático depende de D y esta dado por:

$$\mathbf{MSE}_M = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E \left\{ \left| h[m] - \tilde{h}[m] \right|^2 \right\}$$

# Algoritmo desarrollado (3)

En cuanto a la complejidad...

- El filtro de Kalman estacionario
  - Tiene baja complejidad
  - Tiene buenas características de tracking
  - Necesita poco entrenamiento
  - Con un buen modelo
    - El piso de error es bajo
    - Puede ser aplicado a cosed loop

**Estas consideraciones indican que la caracterización por funciones base dentro de una formulación de Kalman debería satisfacer los objetivos**

# Detalles del algoritmo

## Filtro de Kalman de complejidad reducida

- La expresión para el canal por medio de la DCT truncada se puede escribir...

$$\tilde{h}_1[m] = f_1[m]\gamma_1$$

⋮

$$\tilde{h}_D[m] = f_D[m]\gamma_D$$

- Resulta un conjunto de ecuaciones desacopladas.
- El espectro de cada coseno se puede aproximar por un filtro de banda angosta
- Cada uno de estos se puede expresar en variables de estado como:

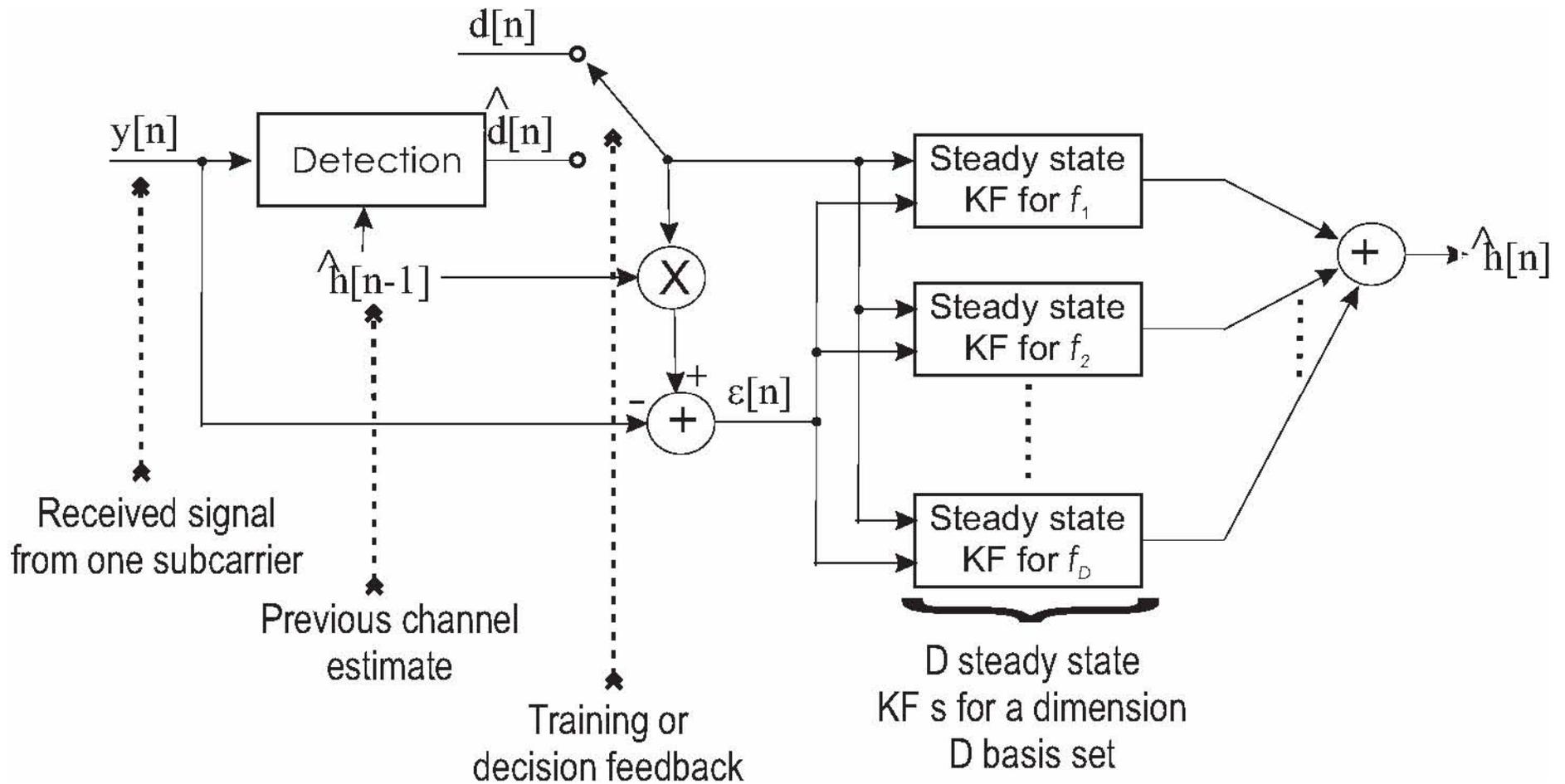
$$\mathbf{x}_i[m + 1] = \mathbf{F}_i\mathbf{x}_i[m] + \mathbf{G}_ie_i[m]$$

$$\tilde{h}_i[m] = \mathbf{H}_i\mathbf{x}_i[m] + D_ie_i[m]$$

- El algoritmo óptimo para estimar  $h[m]$  para AWGN es un banco de  $D$  filtros de Kalman desacoplados.
- Si además la señal transmitida es blanca y de módulo constante la ganancia de Kalman para cada filtro es estacionaria
- El banco de filtros resultante es:

$$\begin{aligned} \varepsilon[m] &= y[m] - \hat{d}[m]\hat{h}[m] \\ \hat{\mathbf{x}}_i[m+1] &= \mathbf{F}_i\hat{\mathbf{x}}_i[m] + \overline{\mathbf{K}}_i\hat{d}^*[m]\varepsilon[m] \\ \hat{h}[m] &= \sum_{i=1}^D \mathbf{H}_i\hat{\mathbf{x}}_i[m] + D_i\varepsilon[m] \end{aligned}$$

# Diagrama en bloques



# Características del Algoritmo desarrollado

- Robusto ante la forma del Doppler
  - No depende de un modelo específico
- Baja complejidad
  - En el orden del LMS
- El diseño requiere solo conocer  $v_{Dmax}$ 
  - Para la DCT
- Fácilmente ajustable en  $v_{Dmax}$
- Error de aproximación muy bajo
- Requiere muy poco entrenamiento

# Resultados de simulación

Se simuló el algoritmo junto con las otras soluciones presentadas para diferentes canales.

- Espectro Doppler Jakes
- Espectro Doppler pasabanda de banda angosta
- Mediciones reales en un ambiente suburbano

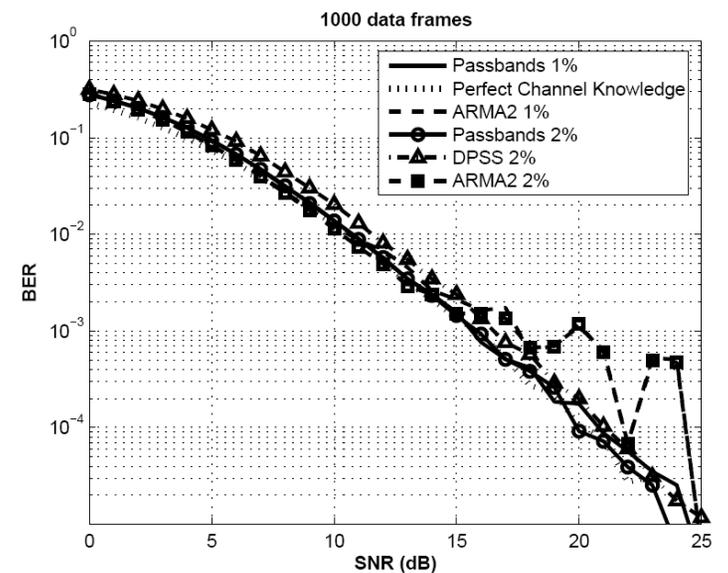
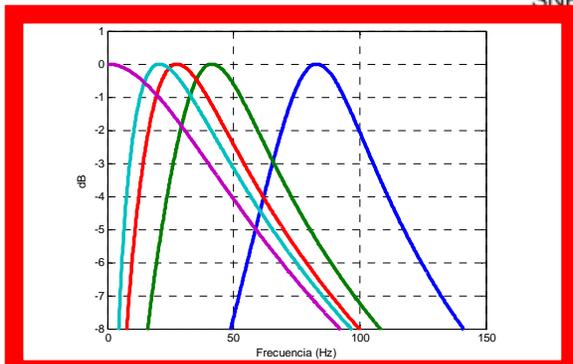
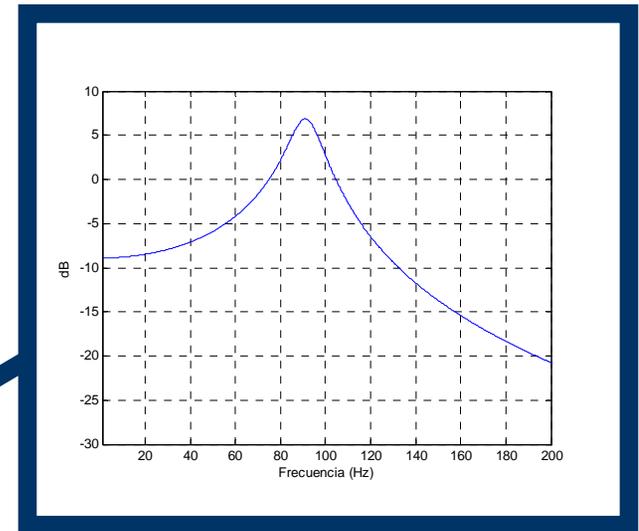
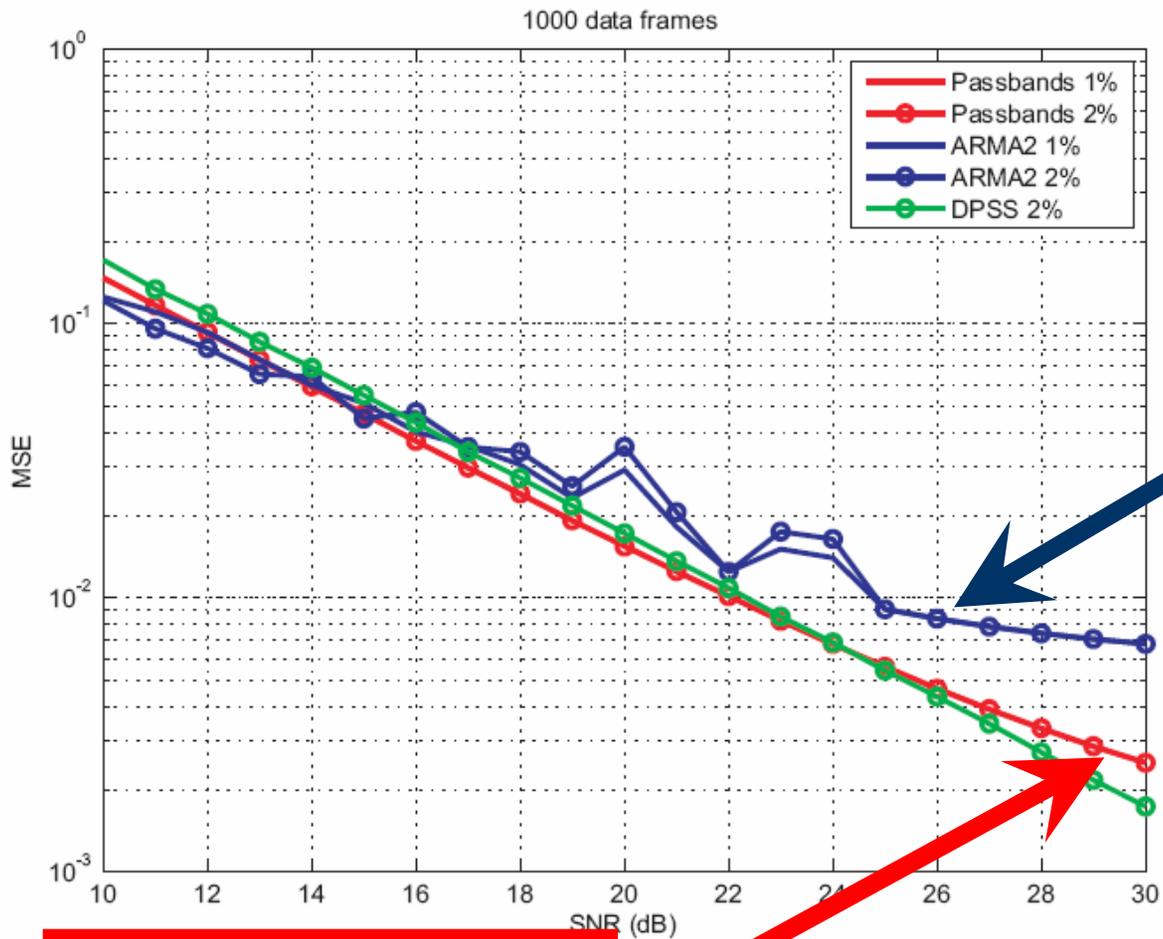
Los parámetros del sistema simulado son:

$f_c=5\text{GHz}$ ,  $f_s=48.6\text{K}$ ,  $M=256$  Símb/trama,

$B_D=160\text{Hz}$  (aprox 0.8 de trama),  $D=5$ ,

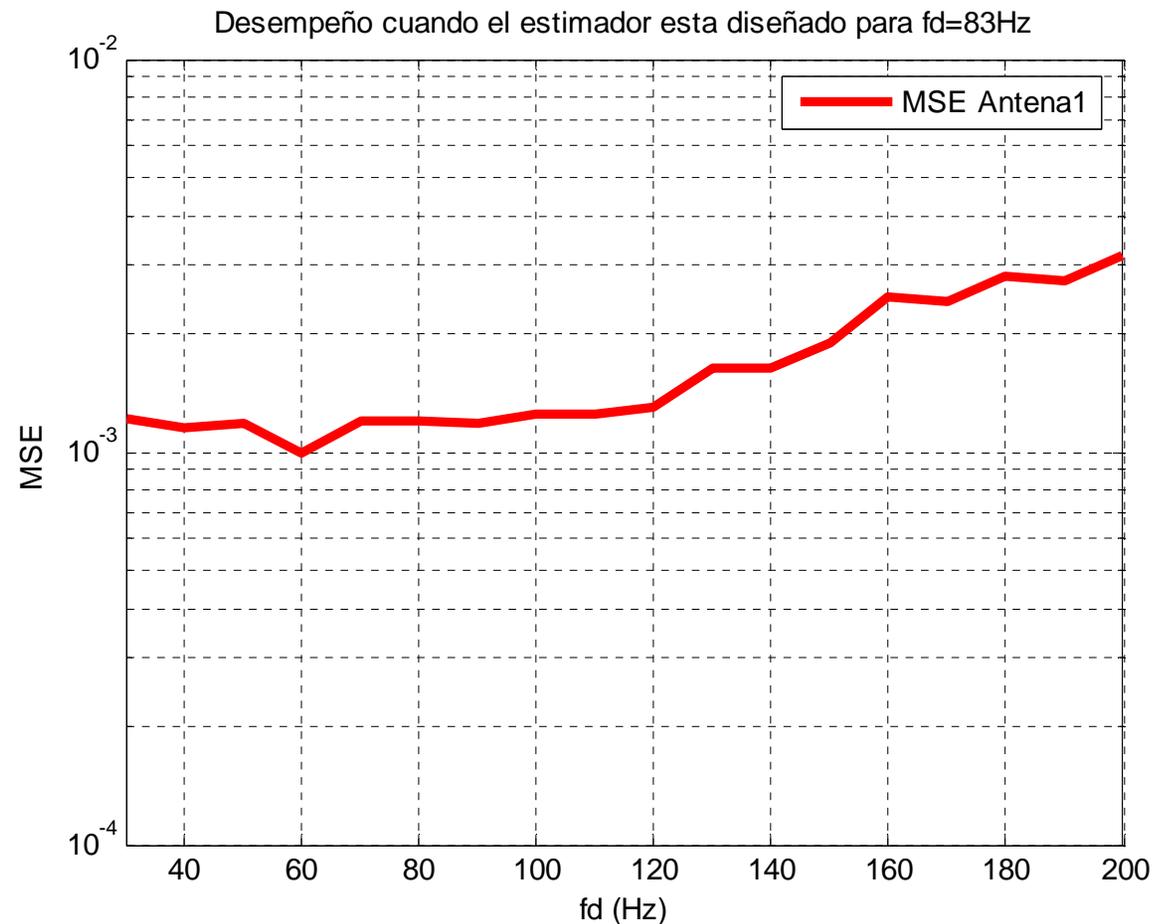
Entrenamiento 1% y 2% (3 y 5 símbolos)

# Doppler tipo Jakes



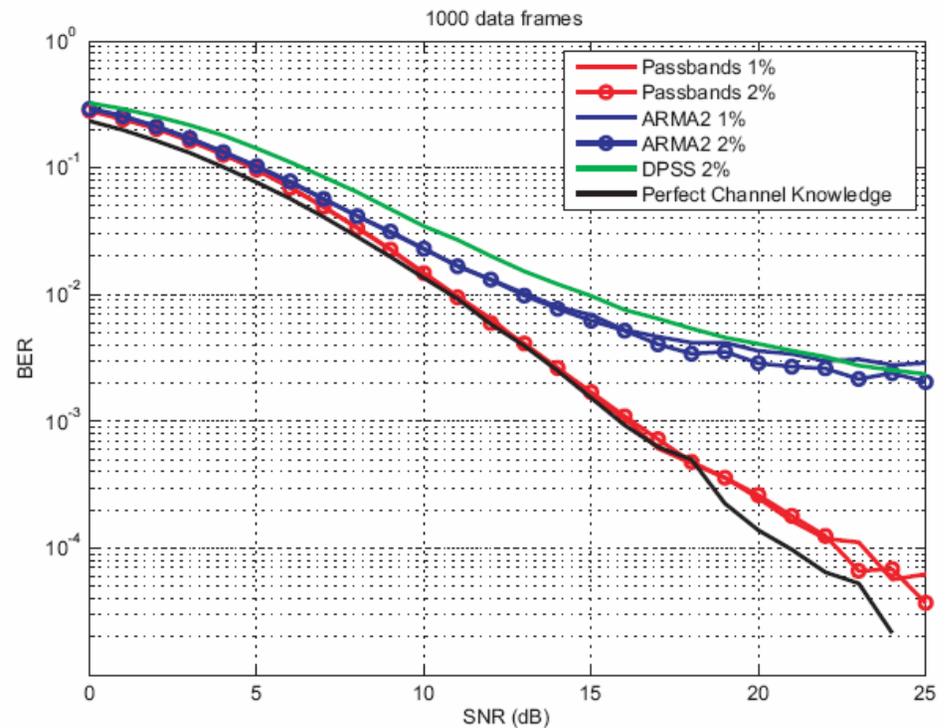
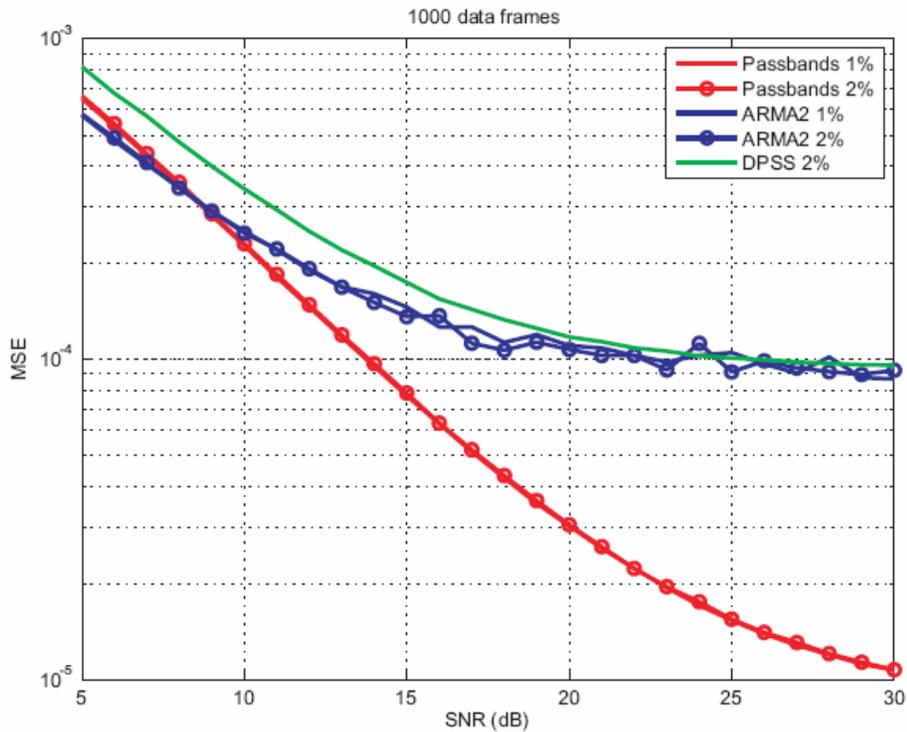
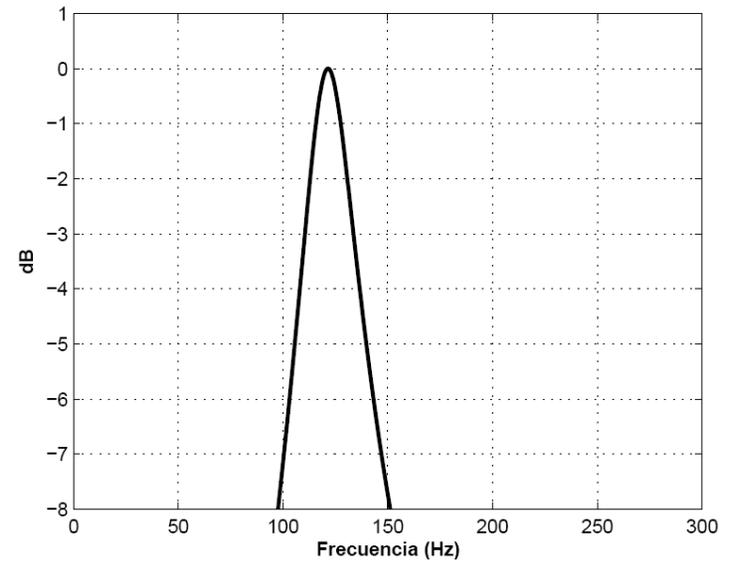
# Desempeño para desajuste

- Se analiza el desempeño del algoritmo desarrollado para el caso en que el parámetro de diseño  $f_{Dmax}$  no coincida con el del canal



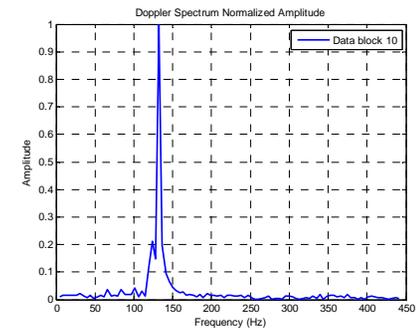
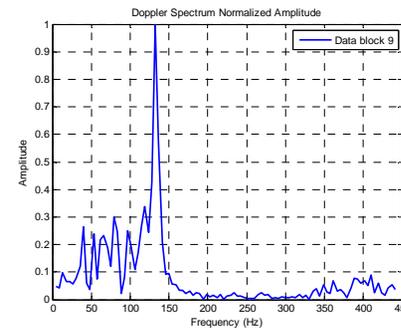
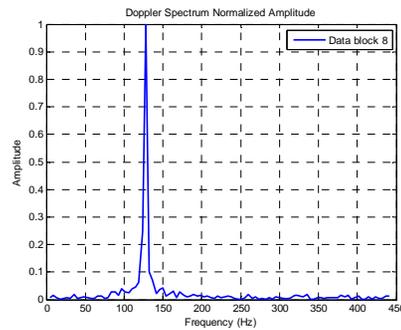
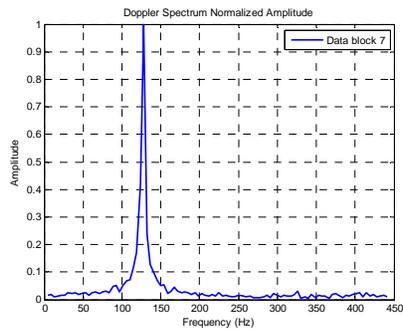
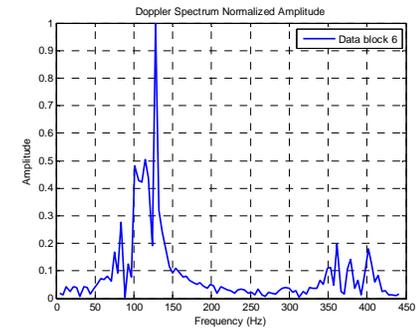
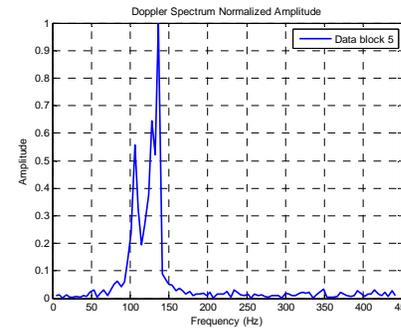
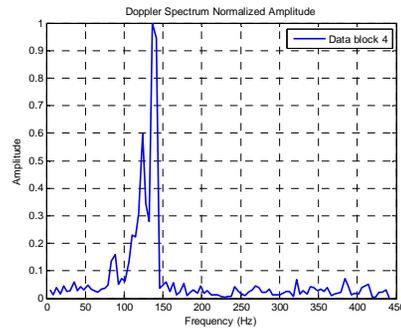
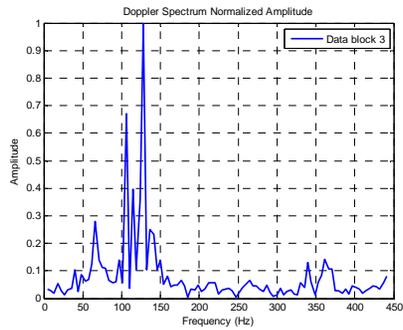
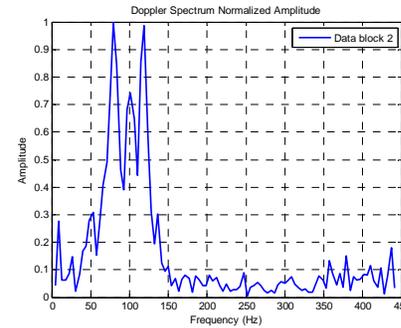
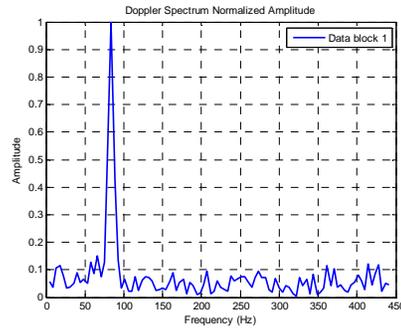
# Doppler pasabanda

Espectro pasabanda centrado en una frecuencia distinta a las del banco de filtros

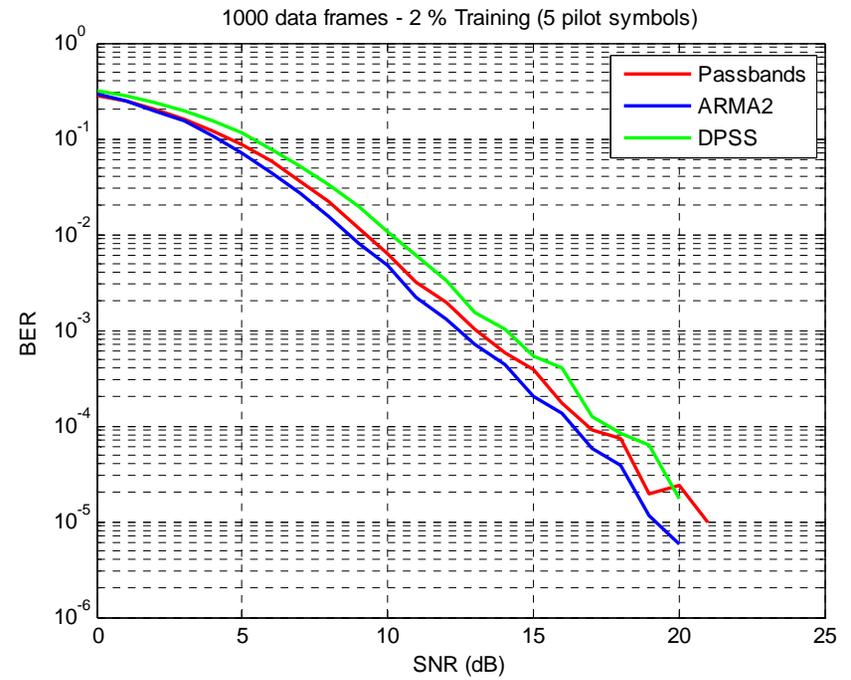
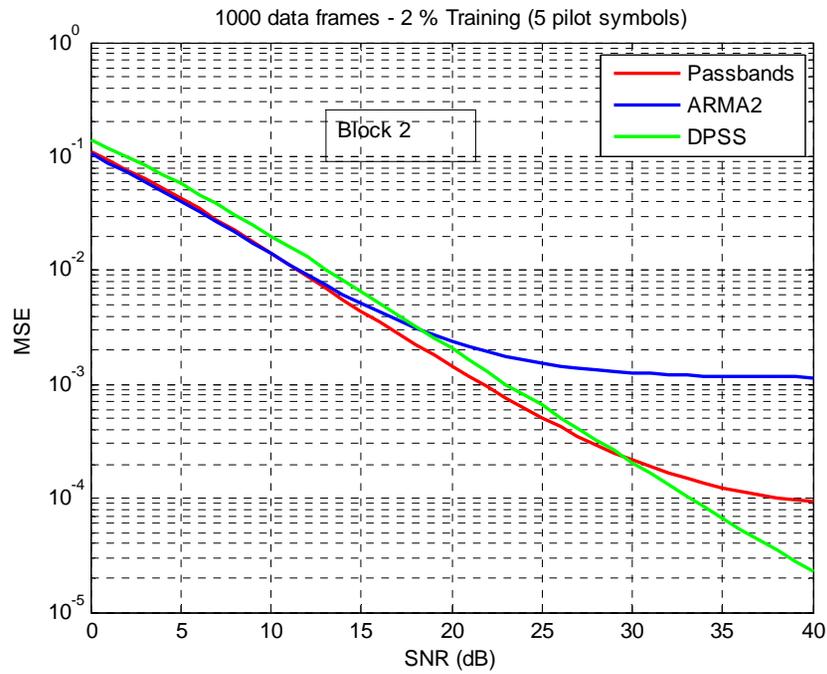
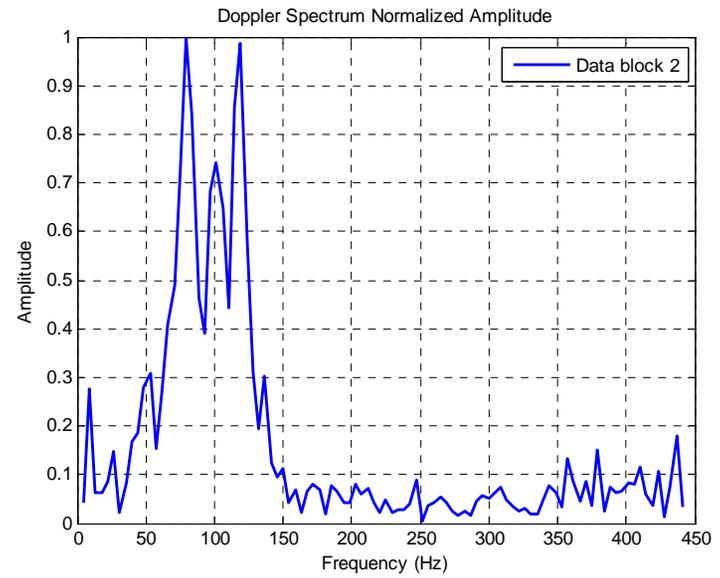


# Canal Real

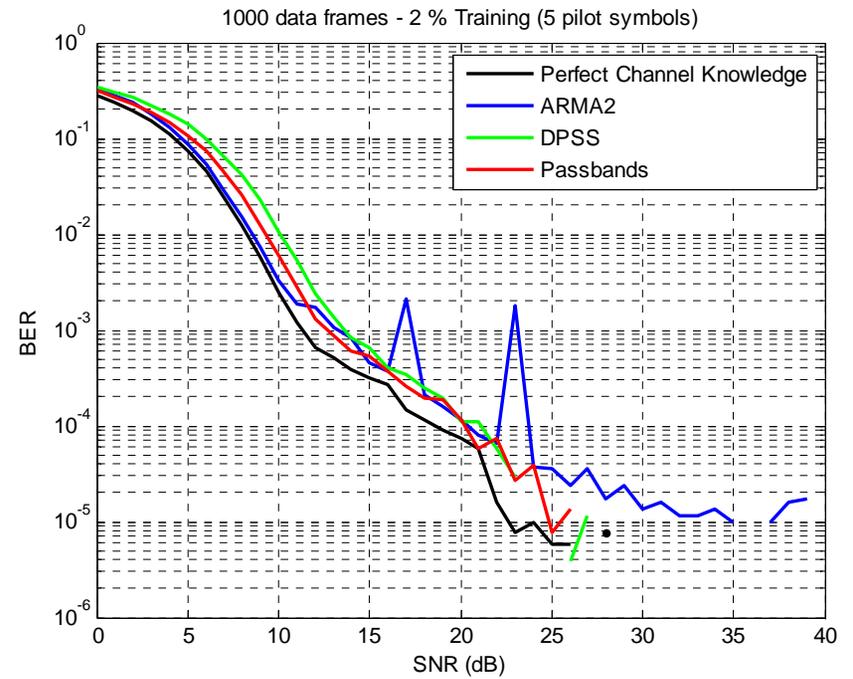
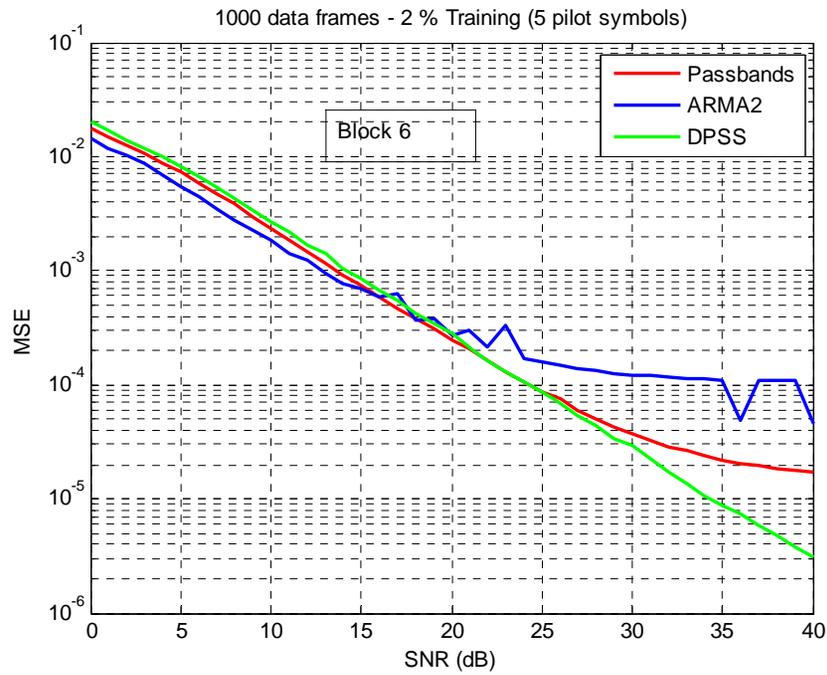
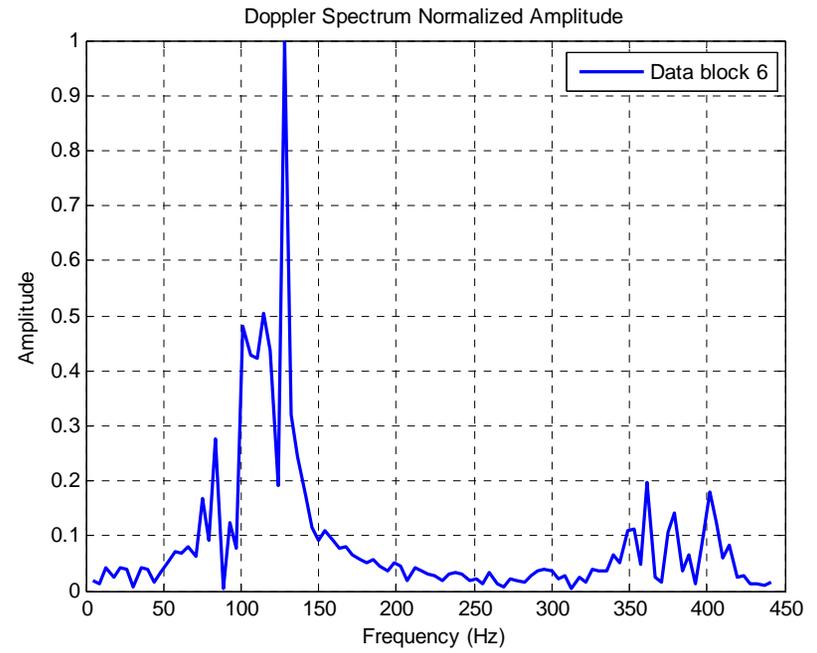
- Medido en 5GHz en Helsinki, ambiente suburbano.  
 $f_D=147\text{Hz}$



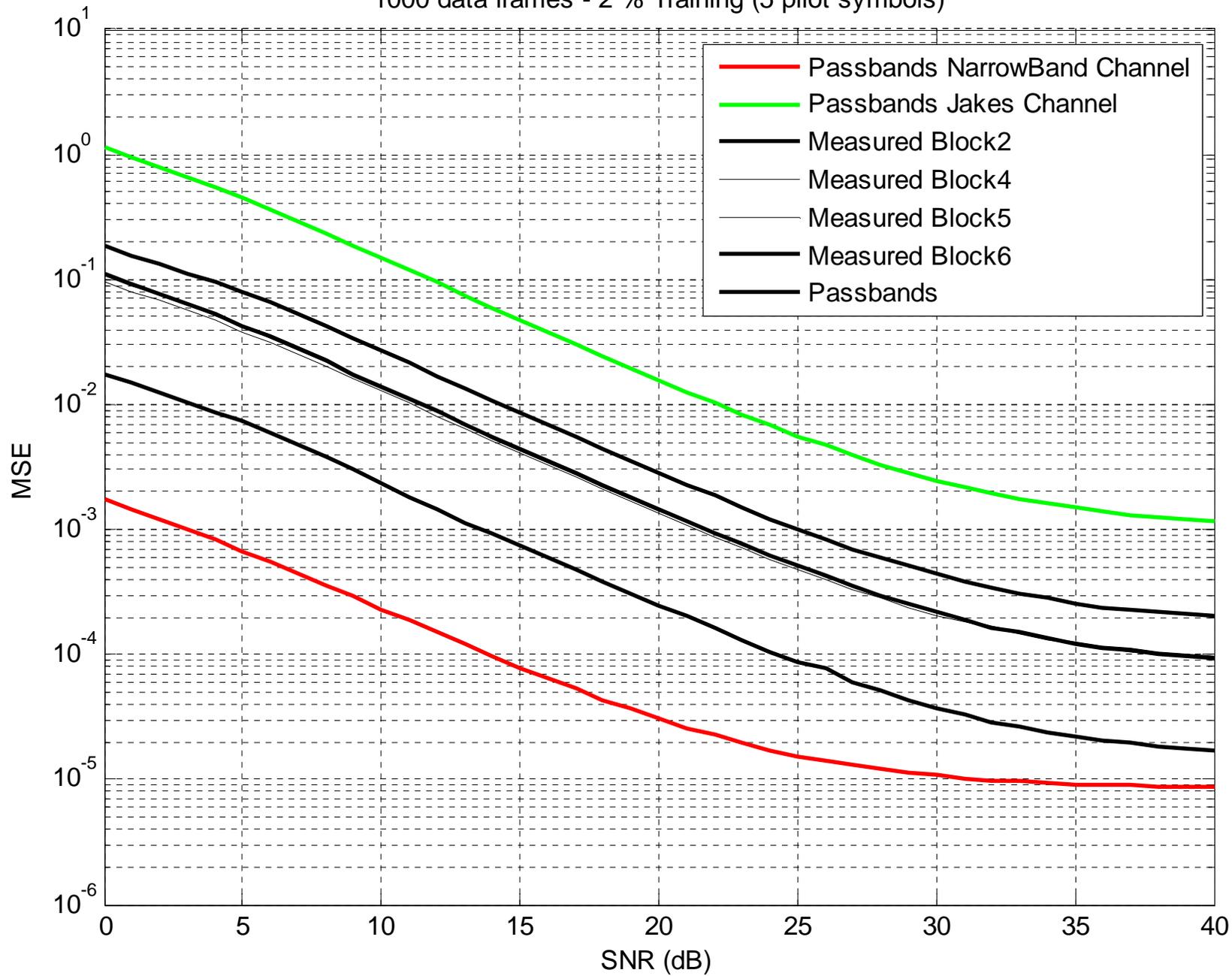
# Block 2



# Block 6



1000 data frames - 2 % Training (5 pilot symbols)



# Asuntos pendientes

- Formalización del modelado DCT
- Formalización del mapeo DCT-Kalman
- Cotas de desempeño Kalman

# Trabajo en desarrollo

## Predicción de potencia para comunicaciones closed loop

- Adaptación de enlace en acceso múltiple.
  - Long-term evolution of WCDMA downlink (3GPP 2006)
    - Se asignan recursos con 2ms de resolución temporal.
    - Usuarios envían SNR por canal feedback
  - Canales de feedback reales tienen un retardo importante
  - Cuanto mayor sea el horizonte de predicción, mejor.

# Estrategia de predicción

- Una alternativa para predicción es extrapolación de L muestras en Kalman

$$\hat{h}[m + L | m] = \sum_{i=1}^D \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i^L \hat{\mathbf{x}}_i[m | m] + B_i \varepsilon[m | m]$$

De donde...

$$\hat{p}[m + L | m] = \left| \hat{h}[m + L | m] \right|^2$$

- El horizonte de predicción que se obtiene de esta manera es solo de 10 a 20 muestras para mantener el error debajo del 10%

**Comparado con la cantidad de muestras dentro de un período de variación Doppler esto esta muy por debajo de los requerimientos de predicción para adaptación de enlaces**

# Ampliación del horizonte de predicción

- Decimación de las muestras del canal
- Ancho de banda de la señal muchas veces mayor que el Doppler
- Es posible decimar en T sin perder información del canal
- Podemos construir un predictor:
  - Escalando en frecuencia el banco de filtros
  - Entrada: muestras decimadas del canal
- Nuevo horizonte  $\rightarrow L'=L \times T$
- Filtro antialiasing
  - Promediado de muestras cercanas
  - Canal aproximadamente constante

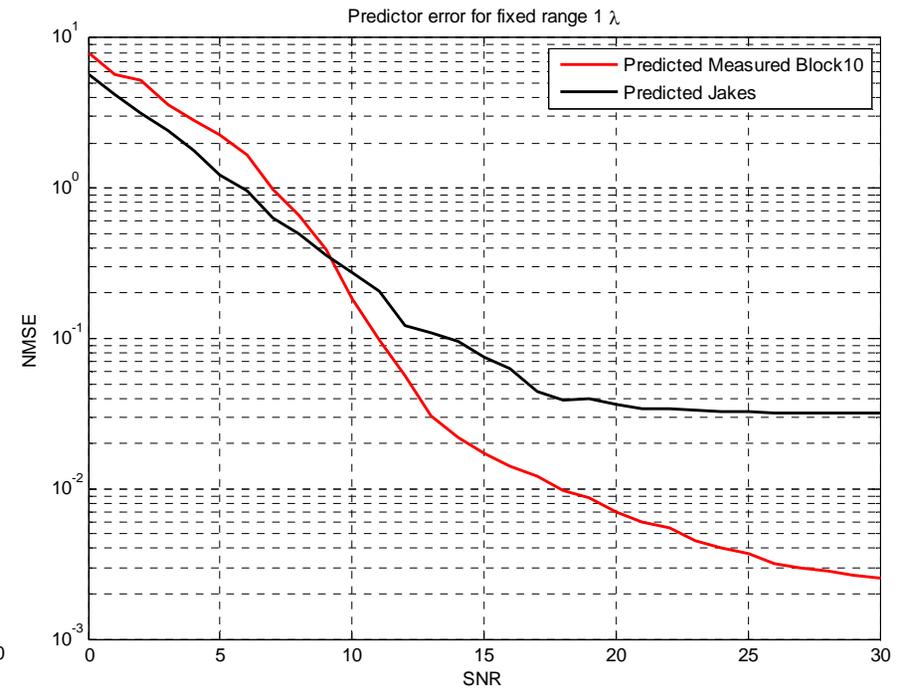
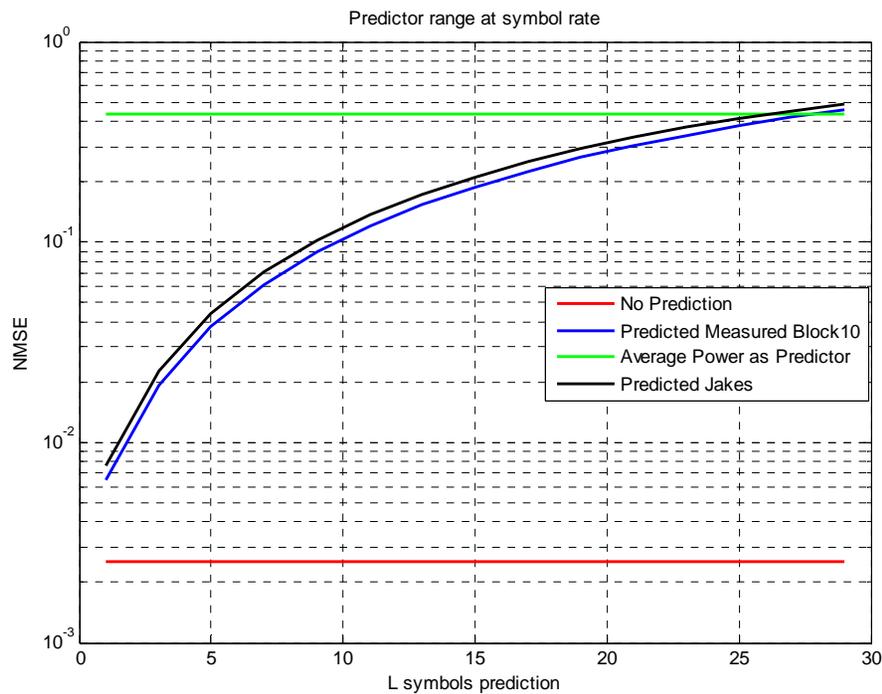
$$NMSE = \frac{E \left| |h[m]|^2 - \hat{p}[m | m - L] \right|^2}{E |h[m]|^4}$$

**Medida de  
error de  
predicción**



# Resultados de Predicción

$L=9, T=32 (T_{\max}=152)$

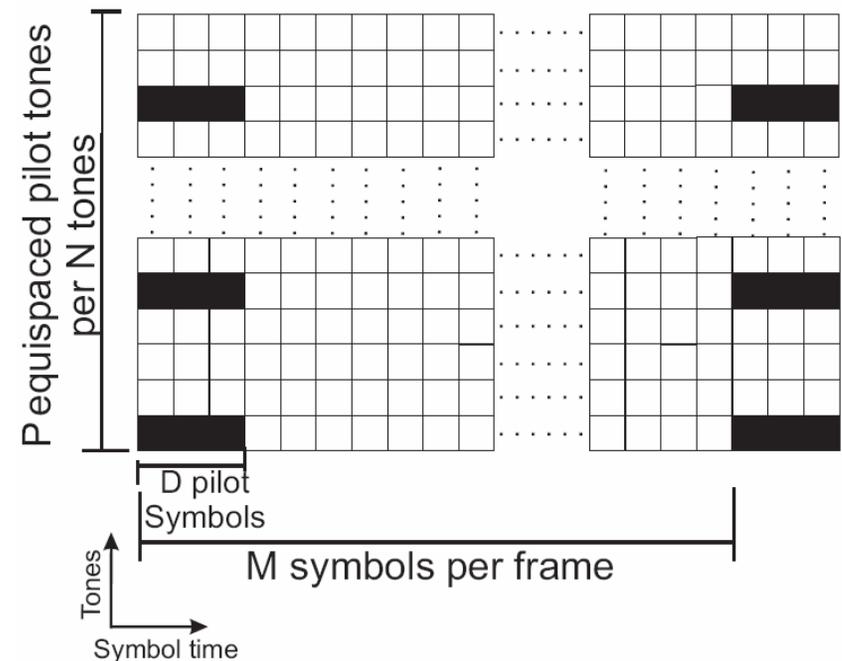


*Resultados preliminares... → Mejoras?*

# Trabajo en desarrollo (2)

## Extensión para OFDM del estimador

- Un estimador por cada subportadora
  - Claramente no es óptimo
- Resultado:
  - Para un canal de  $P$  taps,  $P$  subportadoras indep.
  - $P$  pilotos son suficientes
  - Pilotos equiespaciados → Óptimo



Como interpolar entre pilotos? DCT o FFT?

**Falta implementación**

# Trabajo futuro

- **Extensión para canales MIMO**
  - Extensión natural del problema
  - Incorporado en muchos estándares
  - Problema de caracterización del canal
  - Correlación entre canales
- **Estimación de offset de frecuencia**
  - Parámetro clave de diseño
  - Corrimiento Doppler
  - Corrimiento osciladores
  - Algoritmos por bloques. Estimación adaptativa?
  - Filtros notch?