

Procesamiento de Señales en Comunicaciones

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras
Universidad Nacional del Sur

Contenidos

- Modulación.
- Diseño de Distancia Mínima.
- Desempeño en ruido.
- Detección.
- Ecualización óptima.
- Ecualización adaptativa.
- Modulación de portadoras múltiples

Modulación de portadoras múltiples

- Multiplexado por división de frecuencias ortogonales (OFDM)
- Modulación multicanal
- Modulación multitonos discretos (DMT)

OFDM

- Idea – concepto
- Principio de ortogonalidad
- Un mejor conjunto de pulsos ortogonales
- Receptor del conjunto de pulsos ortogonales
- Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico
- Descripción en el dominio frecuencia
- Aspectos básicos de ecualización
- Resumen de características de OFDM

Multiplexado por división en frecuencias ortogonales (OFDM)

Idea - concepto:

- La transmisión sobre un canal problemático (complejo para ecualizar) se transforma (con técnicas de procesamiento de señales) en un conjunto de sub-canales en paralelo cada uno de **ecualización trivial**.
- La característica de **escalabilidad** permite que el ancho de banda de cada uno de los sub-canales en paralelo se pueda variar para adecuarse a la frecuencia de trabajo.

OFDM

Idea – concepto...

Una señal pasabanda $s(t)$ asociada a un intervalo de símbolo se podía expresar

$$s(t) = \text{Re} \left[a_{mn} g_T(t) e^{j\omega_c t} \right], \quad m = 0, \dots, M-1, n = 0, \dots, N-1$$

donde si $a_{0n} = a_n$ (escalar), define PAM,

si $a_{m0} = e^{j2\pi m/M}$ (complejo módulo unitario), define PM,

si $a_{mn} = a_n e^{j2\pi m/M}$ (complejo módulo arbitrario), define QAM.

Y la envolvente compleja, en bandabase

$$v(t) = A_k g_T(t), \quad k = m + n$$

OFDM

Idea – concepto...

La envolvente compleja de una señal multiportadora en bandabase se puede expresar

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{mn} g_{T_m}(t - nT)$$

donde n es el índice de símbolo, N es el número total de subportadoras, a_{mn} es un símbolo QAM asignado a la subportadora m y símbolo n , y $g_{T_m}(t)$ es la forma de pulso (o filtro prototipo) utilizado para la subportadora m .

OFDM

Idea – concepto...

Para un símbolo y subportadora m , se puede escribir

$$v(t) = \sum_{m=0}^{N-1} A_m g_{T_m}(t)$$

Es una combinación de QAM y modulación ortogonal. En cada intervalo de símbolo T , se transmiten simultáneamente N símbolos QAM en N pulsos distintos.

OFDM

Idea – concepto...

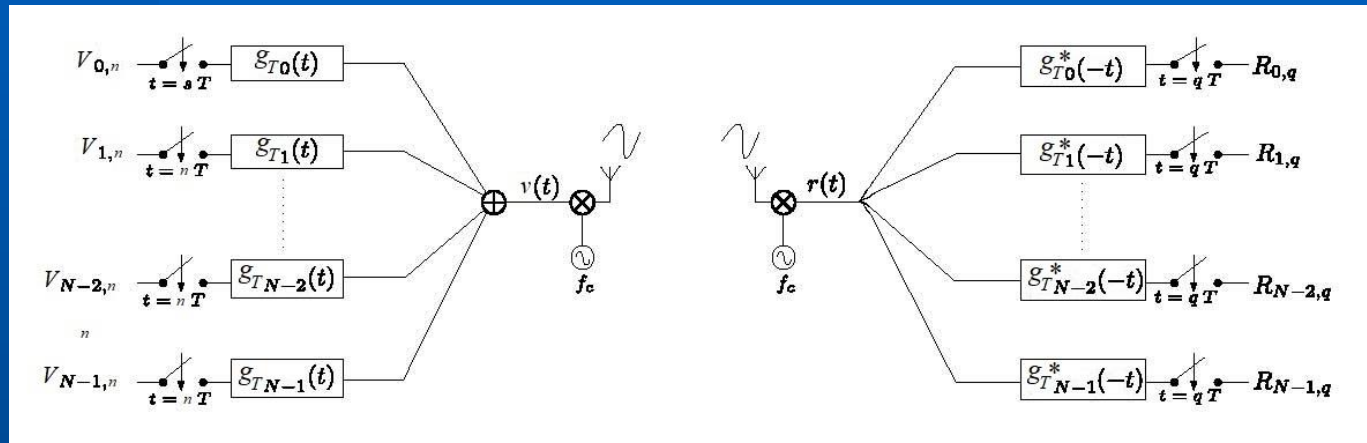
Típicamente, $g_{T_m}(t)$ es un filtro pasabanda centrado en la frecuencia de subportadora f_m . Para OFDM,

$$g_{T_m}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_m t}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{para todo otro } t. \end{cases}$$

En un sistema multiportadora, el número de subportadoras activas se elige menor que N para relajar las operaciones de filtrado, es decir, $a_{mn} = 0$ para algunos m en los bordes de la banda.

OFDM

Idea – concepto...



La operación de demodulación se basa en filtrado acoplado, óptimo para canales AWGN (maximizan la SNR de la señal demodulada o reconstruida).

OFDM

Idea – concepto...

Para simplificar, supongamos que $r(t)=v(t)$ y $R_{\ell,q}$ es el símbolo QAM demodulado a partir de la muestra q de su formato de pulso y una subportadora ℓ .

La demodulación es

$$\begin{aligned} R_{\ell,q} &= r(t) * g_{T_\ell}^*(-t) \Big|_{t=qT} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} a_{mn} \int_{-\infty}^{\infty} g_{T_m}(t - nT) g_{T_\ell}^*(t - qT) dt \end{aligned}$$

OFDM

Principio de ortogonalidad

Entonces, la reconstrucción perfecta de los símbolos QAM transmitidos ($R_{\ell,q} = a_{\ell,q}$), requiere la siguiente condición de ortogonalidad:

$$\int_0^T g_{T_m}(t - nT) g_{T_\ell}^*(t - qT) dt = \delta_{m,\ell} \delta_{n,q} \quad \delta_{a,b} = \begin{cases} 1, & a = b \\ 0, & a \neq b \end{cases}$$

Una forma de onda multiportadora que satisface la condición de ortogonalidad se denomina forma de onda ortogonal; por ejemplo, la forma de onda de OFDM.

OFDM

Principio de ortogonalidad...

Para la subportadora m en OFDM el **filtro prototipo** viene dado por

$$g_{T_m}(t) = g_T(t)e^{j2\pi f_m t}$$

donde $f_m = m/T$ y

$$g_T(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{para todo otro } t. \end{cases}$$

OFDM

Principio de ortogonalidad...

Sin pérdida de generalidad, la condición de ortogonalidad entre los filtros prototipo se puede escribir

$$\int_0^T g_{T_m}(t) g_{T_\ell}^*(t) dt = \int_0^T e^{j2\pi \frac{m-\ell}{T} t} dt = \begin{cases} 1 & m = \ell \\ 0 & m \neq \ell \end{cases}$$

Observamos que es la selección de $f_m = m/T$ lo que hace que la señal OFDM sea ortogonal.

OFDM

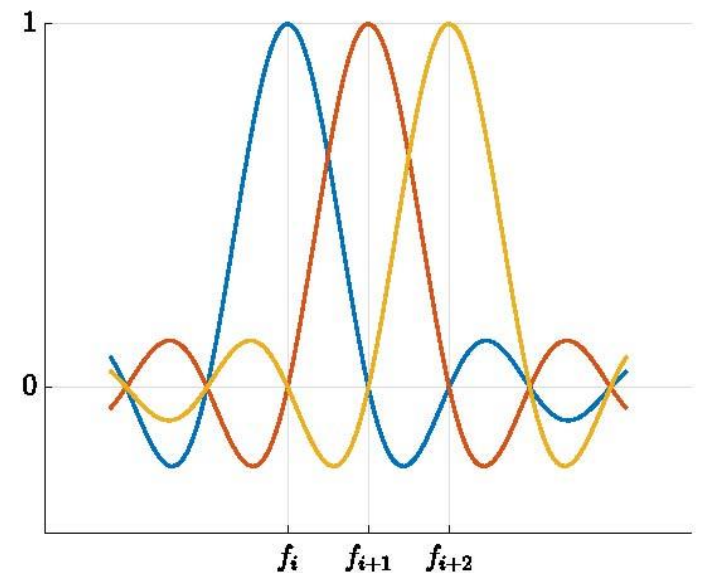
Principio de ortogonalidad...

Se muestra una ilustración del dominio de frecuencia de las subportadoras OFDM donde el espacio entre subportadoras consecutivas es

$$\Delta f = f_{m+1} - f_m = \frac{m+1}{T} - \frac{m}{T} = \frac{1}{T},$$

es decir, el espaciado de la subportadora

Δf es el inverso de la duración del símbolo T .



OFDM

Un mejor conjunto de pulsos ortogonales

Una ventaja clave de la modulación multiportadora es que se puede implementar con bajo costo aplicando una señal de tiempo discreto a un conversor D/A (DAC) ideal.

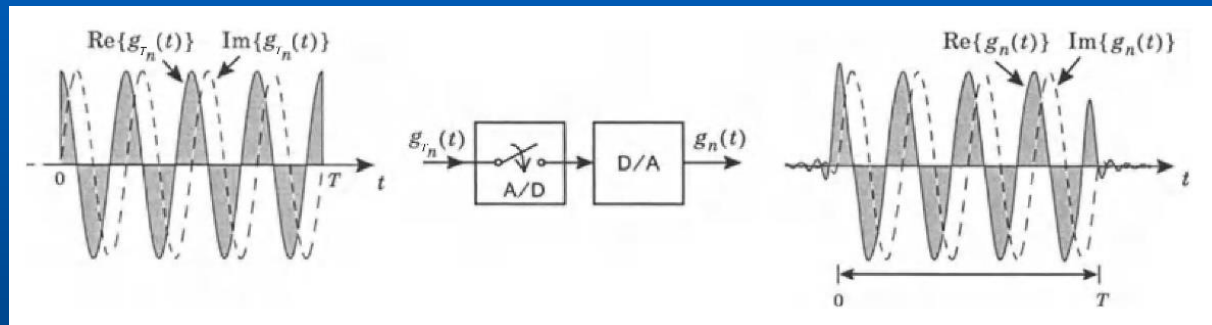
Los pulsos $g_{T_m}(t)$ anteriores no se pueden generar de esta manera porque no están limitados en banda (la salida de un DAC siempre estará idealmente limitada en banda a la mitad de la frecuencia de muestreo).

Discutiremos un nuevo conjunto de pulsos ortonormales que son similares en espíritu a los descritos anteriormente, pero que conducen a una implementación de baja complejidad.

OFDM

Un mejor conjunto de pulsos ortogonales...

Sea $\{g_n(t)\}$ el resultado de pasar las señales $\{g_{T_n}(t)\}$ a través de la cascada de un A/D y un D/A ideales.



$g_{T_n}(t)$ se muestrea a la tasa N/T . Debido a la ventana rectangular, solo N muestras serán distintas de cero. Luego, esas N muestras se interpolan usando un filtro de reconstrucción ideal (sinc) formando una señal que está limitada en banda a la mitad de la frecuencia de muestreo $N/(2T)$.

El ej. usa $N = 32$ y $n = 4$, de modo que la senoide completa 4 ciclos en T . $g_4(t)$ parece muy similar a $g_{T_4}(t)$, excepto en $t = 0$ y $t = T$, donde la banda limitada de $\{g_{T_n}(t)\}$ genera pequeñas oscilaciones en tiempo.

OFDM

Un mejor conjunto de pulsos ortogonales...

El nuevo pulso puede escribirse como

$$g_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} nk} g(t - \frac{k}{N}T), \quad \text{para } n = 0, \dots, N-1$$

donde

$$g(t) = \frac{T}{\sqrt{N}} \frac{\sin(\pi Nt/T)}{\pi t}$$

es la respuesta impulsiva de un filtro de reconstrucción ideal (de energía unitaria) para una frecuencia de muestreo N/T .

OFDM

Un mejor conjunto de pulsos ortogonales...

Un único período de la nueva envolvente compleja ahora es

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} A_n \left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} nk} g\left(t - \frac{k}{N}T\right) \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \right] g\left(t - \frac{k}{N}T\right) \end{aligned}$$

El término entre corchetes es el coeficiente k de la **DFT inversa** de $\{A_0, \dots, A_{N-1}\}$

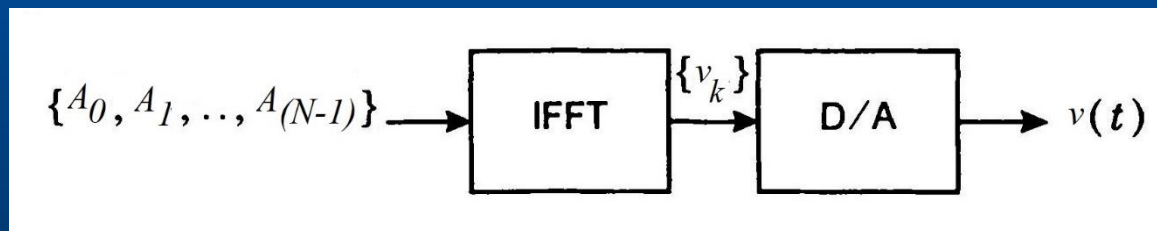
OFDM

Un mejor conjunto de pulsos ortogonales...

Si esa DFT inversa la notamos v_k , la señal transmitida toma la forma

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} v_k g(t - \frac{k}{N}T)$$

que resulta en la interpolación ideal en base a v_0, \dots, v_{N-1} .



donde la DFT inversa se implementa con un algoritmo eficiente (FFT, Fast Fourier Transform) de complejidad lineal en N ($N \log_2 N$).

OFDM

Receptor del conjunto de pulsos ortogonales

El receptor también se simplifica dramáticamente con el nuevo conjunto de pulsos. Si no existe distorsión en el canal (pulsos transmitidos y recibidos iguales), el receptor es un correlador por cada pulso:

$$\begin{aligned}y_n &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t) g_n^*(t) dt \\&= \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} g\left(t - \frac{k}{N}T\right) \right] dt \\&= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \int_{-\infty}^{\infty} r(t) g\left(t - \frac{k}{N}T\right) dt\end{aligned}$$

Receptor del conjunto de pulsos ortogonales...

Entonces, definiendo

$$r_k = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) g(t - \frac{k}{N}T) dt$$

con $r(t)$ la entrada a un filtro antialiasing $g(t)$ cuya salida se muestrea en kT/N .

Interpretación: r_k es la salida de un conversor A/D ideal que incluye un filtro antialiasing.

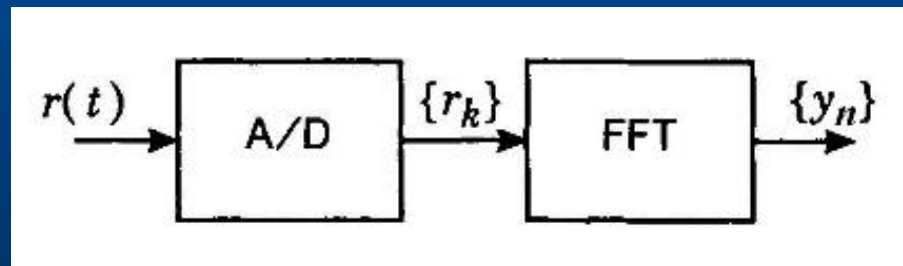
OFDM

Receptor del conjunto de pulsos ortogonales...

Entonces

$$y_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r_k e^{j \frac{2\pi}{N} nk}$$

que es la DFT del conjunto de muestras $\{r_k\}$. Se puede implementar el banco de correladores con un A/D y la FFT.



Se asume que el A/D incluye el filtro antialiasing $g(t)$.

OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico (CP)

Si ahora el canal **introduce distorsión por un ancho de banda finito** (y entonces ISI) se puede restaurar la ortogonalidad entre pulsos mediante una simple modificación en el transmisor que implica un **prefijo cíclico**.

Sea h_k la respuesta impulsiva discreta equivalente entre v_k y r_k . Sea μ la memoria (duración) de h_k tal que $h_k \neq 0$ para $k \in \{0, \dots, \mu\}$.

Usualmente también $\mu \ll N$ (un intervalo de símbolo, o N muestras, es mucho mayor que la duración de la respuesta impulsiva del canal).

OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...

Por lo tanto, la salida del canal (sin ruido) es una convolución lineal discreta,

$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1} h_n v_{k-n}$$

Si intentáramos usar el receptor basado en DFT anterior, a pesar de la ISI, terminaríamos calculando la DFT de esta convolución lineal.

Sería bueno si la DFT de la convolución lineal se redujera al producto de DFTs, pero esta propiedad se aplica solo a la convolución circular, no a la convolución lineal.

OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...

Repasemos brevemente la relación entre la convolución circular y la DFT. La convolución circular de h_k y v_k se define por:

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} h_n v_{(k-n)_N}$$

donde $(\cdot)_N$ es el operador de módulo que reduce su argumento al rango $\{0, \dots, N-1\}$.

Sea también H_n/\sqrt{N} el n -ésimo coeficiente de la DFT de $\{h_k\}$ (la DTFT de la respuesta al impulso del canal $H(e^{j\omega})$ muestreada a la frecuencia $2\pi n/N$).

OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...

Además, A_n es el n -ésimo coeficiente de la DFT de v_k .

Entonces calcular la DFT de ambos lados de la convolución circular conduce al producto de los coeficientes de las DFTs correspondientes:

$$X_n = H_n A_n$$

Con una modificación del formato de modulación podemos hacer que la convolución lineal sea igual a la convolución circular.

OFDM

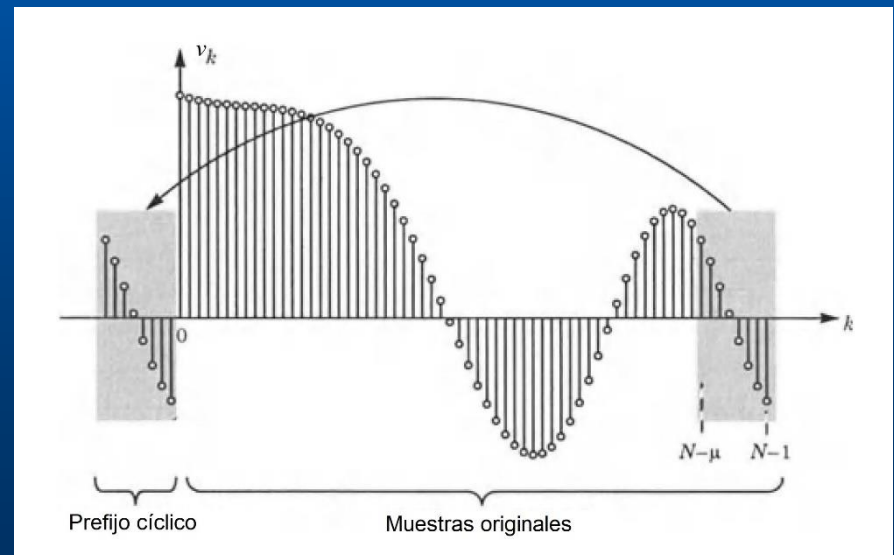
Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...

Todo lo que necesitamos hacer es anteceder las N muestras $\{v_0, \dots, v_{N-1}\}$ con un prefijo cíclico $\{v_{-\mu}, \dots, v_{-1}\}$ de longitud μ , tal que:

$$v_{-n} = v_{N-n}, \quad \text{para } 1 \leq n \leq \mu$$

Aunque el CP no transmite información nueva, **hace que la convolución lineal sea igual a la convolución circular.**

En la práctica, como no se conoce exactamente μ , usualmente se elige la longitud del CP $\mu_{CP} > \mu$.



OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...

El receptor descartará las observaciones $\{r_{-\mu}, \dots, r_{-1}\}$ del CP, lo que también elimina la ISI del intervalo de señalización anterior.

Y basará sus decisiones en la DFT de las muestras restantes $\{r_0, \dots, r_{N-1}\}$, que ahora serán:

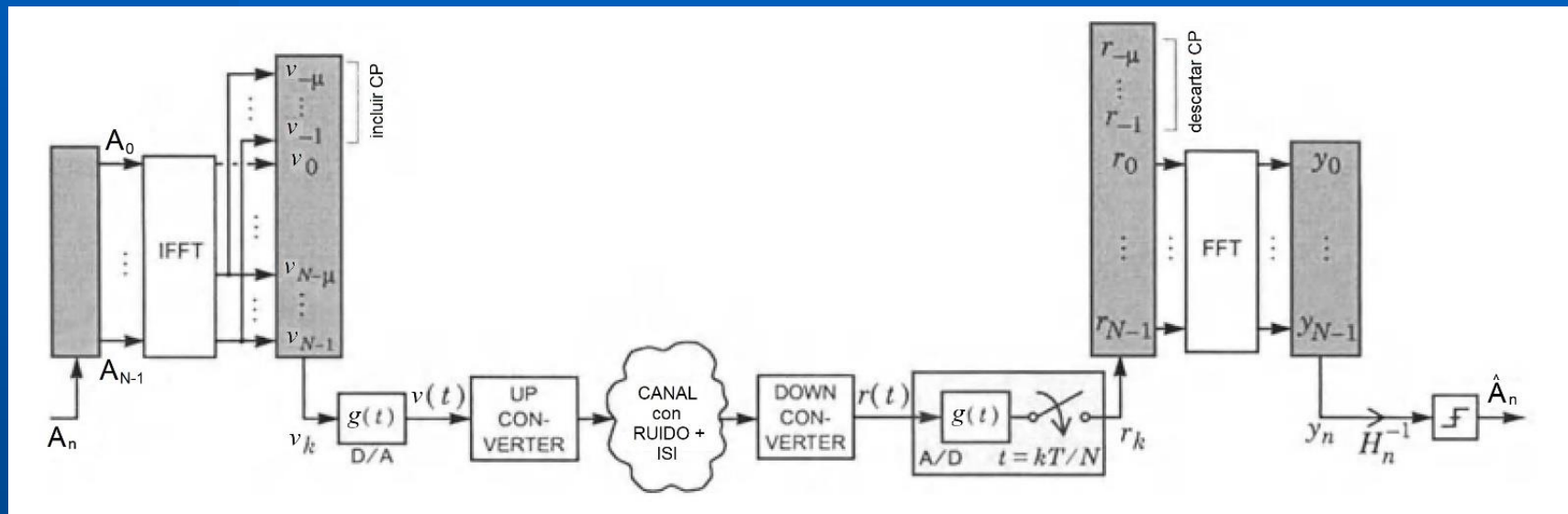
$$Y_n = H_n A_n$$

No hay ISI, el efecto del canal dispersivo es solo escalar cada uno de los N símbolos por H_n .

El receptor puede compensar fácilmente escalando por $1/H_n$ antes de realizar las decisiones.

OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...



La IFFT y la FFT se calcularían una vez por intervalo de señalización, que tiene una duración $T = (N + \mu)T_s$ (donde T_s es el período de muestreo).

Cada uno de estos intervalos lleva una superposición de N pulsos ortogonales y N símbolos.

OFDM

Combatiendo la ISI con el prefijo cíclico...

En la mayoría de las situaciones prácticas, no conocemos con precisión la respuesta de frecuencia del canal, pero H_n puede estimarse a partir de y_n .

El mecanismo utilizado para estimar H_n está relacionado con técnicas de ecualización adaptativa.

Si las decisiones $\{\hat{A}_n\}$ son todas correctas, entonces podemos determinar cuáles deberían haber sido las variables y_n , $n = 0, \dots, N - 1$ calculando una DFT inversa.

Comparando cuáles deberían haber sido estas variables con la observación real, con Y_n y X_n , obtenemos una estimación de H_n , que se pueden utilizar para escalar las decisiones en intervalos de señalización posteriores.

OFDM

Descripción en el dominio frecuencia del canal

Por la ortogonalidad, en cada sub-canal, cada receptor coherente opera como detector de Máxima Verosimilitud independiente (óptimo).

Para cada sub-canal con A_n , la salida ahora será

$$Y_n = H_n A_n + W_n \quad n = 1, \dots, N$$

donde W_n tiene media cero y varianza $N_o/2$.

OFDM

Descripción en el dominio frecuencia del canal...

Considerando muestras del canal $h(t)$, h_0, \dots, h_μ , muestreadas a $1/T_s$ (según el Teorema de muestreo) sobre un intervalo de duración T , tal que

$$T = (1 + \mu)T_s$$

La salida del canal $x(t) = v(t) * h(t) + w(t)$, muestreada va a tener ISI. Si $v(n)$ es de N muestras, la salida $x(n)$ tendrá $N + \mu$ muestras.

OFDM

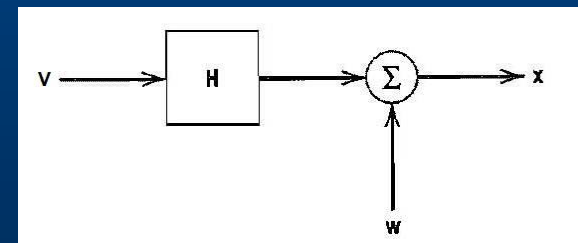
Descripción en el dominio frecuencia del canal...

Con el prefijo cíclico, la descripción de la salida es

$$\begin{bmatrix} x(N-1) \\ x(N-2) \\ \vdots \\ x(N-\mu-1) \\ x(N-\mu-2) \\ \vdots \\ x(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & \cdots & h_{\mu-1} & h_{\mu} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_{\mu-2} & h_{\mu-1} & h_{\mu} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_{\mu} \\ h_{\mu} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{\mu} & 0 & 0 & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(N-1) \\ v(N-2) \\ \vdots \\ v(N-\mu-1) \\ v(N-\mu-2) \\ \vdots \\ v(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w(N-1) \\ w(N-2) \\ \vdots \\ w(N-\mu-1) \\ w(N-\mu-2) \\ \vdots \\ w(0) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{v} + \mathbf{w}$$

que definen el *modelo discreto equivalente*



OFDM

Descripción en el dominio frecuencia del canal...

En particular la matriz del canal

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & \cdots & h_{\mu-1} & h_{\mu} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_{\mu-2} & h_{\mu-1} & h_{\mu} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_{\mu} \\ h_{\mu} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{\mu} & 0 & 0 & \cdots & h_0 \end{bmatrix}$$

Se dice *circulante* (todas las filas son desplazamientos circulares de otras).

Descripción en el dominio frecuencia del canal...

Las matrices circulantes admiten la siguiente factorización:

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}$$

donde $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$, tal que \mathbf{Q} es unitaria, con

$$q_{kl} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j \frac{2\pi}{N} kl}, \quad (k, l) = 0, \dots, N-1$$

Y $\mathbf{\Lambda}$ es diagonal con

$$\lambda_k = \text{DFT}[h_n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h_n e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad k = 0, \dots, N-1$$

OFDM

Descripción en el dominio frecuencia del canal...

Para relacionarlo con OFDM, definimos $v = Q^H V$, donde V es un vector con cada componente definida por los símbolos QAM de entrada al transmisor.

Considerando, en el dominio frecuencia $X = Qx$, entonces, la ecuación de salida puede reescribirse

$$\begin{aligned} X &= Qx = Q(Hv + w) = QQ^H \Lambda QQ^H V + Qw \\ &= \Lambda V + W \end{aligned}$$

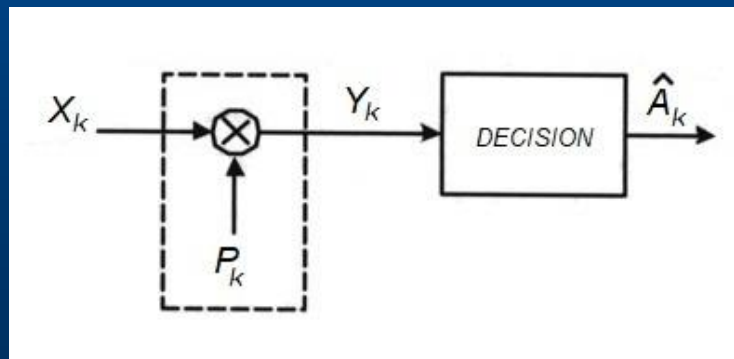
OFDM

Aspectos básicos de ecualización

Como la anterior se puede descomponer para cada subportadora, la entrada de la DFT en el receptor es

$$X_k = \lambda_k V_k + W_k, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

Para la ecualización en la práctica se utiliza P_k : **subportadora piloto**, con una ubicación definida según algún criterio, con símbolo asociado C_k (conocido).



OFDM

Aspectos básicos de ecualización...

Un criterio es la **minimización del Error medio cuadrático**

$$J_k = E\{|P_k X_k - C_k|^2\}$$

cuyo mínimo se obtiene de

$$E\{[P_k X_k - C_k]X_k^*\} = 0$$

Suponiendo el ruido y los datos independientes, de media cero y varianza acotada, la solución tiene la forma

$$P_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + 1/SNR}$$

OFDM

Aspectos básicos de ecualización...

Otro criterio es la **solución de ISI nula (ZF)**

Suponiendo que no existe ruido en el modelo previo (o que la $SNR \rightarrow \infty$)

$$P_k = \frac{1}{H_k}$$

Mientras que la salida de la DFT toma la forma

$$Y_k = A_k + \frac{W_k}{H_k}$$

que indica que la ecualización ZF compensa cualquier distorsión inducida por el canal. Sin embargo, aumenta la potencia de ruido a la salida del ecualizador.

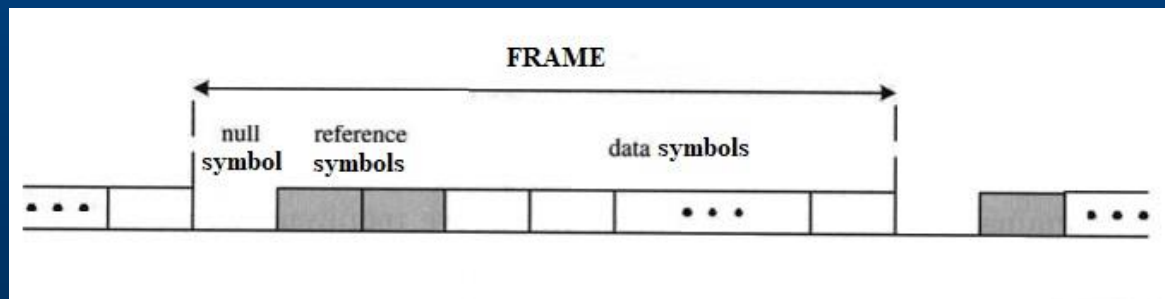
OFDM

Estimación de canal asistida por portadoras piloto

La transmisión de símbolos OFDM generalmente se organiza en una estructura de trama (frame), con símbolos conocidos al principio para sincronización.

Si la longitud del frame es más corta que el tiempo de coherencia, el canal permanece constante durante la transmisión y la estimación inicial del canal es útil.

Si consideramos un escenario que varía en el tiempo, el canal cambia de un bloque a otro y se requiere cierta información adicional para realizar la ecualización. Para este propósito, los pilotos se insertan en la sección de datos del frame.



OFDM

Estimación de canal asistida por portadoras piloto ...

Las subportadoras piloto están dispersas en direcciones de tiempo y frecuencia (diferentes símbolos y diferentes índice de subportadoras) y se utilizan como valores de referencia para la estimación y el seguimiento del canal.

En la práctica, la función de transferencia de canal se estima primero en las posiciones donde se colocan los pilotos, y luego se emplean técnicas de interpolación para obtener la respuesta del canal sobre las subportadoras de datos.

La distribución de pilotos en tiempo y frecuencia depende, lógicamente, de las características y aplicación del canal.

OFDM: 3GPP LTE

3GPP-LTE define para el downlink (estación base – usuario):

- Ancho de banda (por ejemplo): 10 MHz,
- Frecuencia de muestreo: 15.36 MHz
- Tamaño FFT: 1024
- Espaciamento entre subportadoras (Δf): 15 KHz
- CP normal: 72 (4.6875 μ s) (extendido 16.67 μ s)
- Duración de un símbolo OFDM: $\approx 71.35 \mu$ s

- Espaciamento de frecuencia entre pilotos: 6
($\Delta W = 15 \text{ KHz} \times 6 = 0.09 \text{ MHz}$)
- Espaciamento de tiempo entre pilotos: 4
($\Delta T \approx 71.35 \mu\text{s} \times 4 = 285.42 \mu\text{s}$)

OFDM: 3GPP LTE

3GPP-LTE define modelos de canales con desvanecimiento multicamino que se utilizarán para el diseño, por ejemplo: en el modelo urbano típico extendido (ETU), la dispersión de retardo de $T_d = 5 \mu s$ y la dispersión Doppler máxima de 300 Hz.

Por lo tanto, el ancho de banda de coherencia es $W_c = 1 / 2T_d = 0.1 \text{ MHz}$.

Dado que $\Delta W < W_c$, la separación de las subportadoras de referencia es menor que el ancho de banda de coherencia del canal. **Por tanto, podemos suponer un canal de desvanecimiento plano (no selectivo en frecuencia) para todas las subportadoras entre las de referencia.**

Esto implica que las estimaciones de canal obtenidas usando las subportadoras de referencia (conocidas) también pueden usarse para la ecualización de las otras subportadoras.

OFDM: 3GPP LTE

La ISI debido a la dispersión multicamino del canal se compensa con el prefijo cíclico (CP).

La longitud de CP en el modo normal ($4,6875 \mu\text{s}$) es ligeramente menor que la dispersión de retardo del peor caso ($5 \mu\text{s}$).

Sin embargo, LTE también admite un modo extendido de CP donde la longitud del CP es de $16.67 \mu\text{s}$ y esto es suficiente para manejar la dispersión de retardo del peor caso del canal ETU (al iniciar el acceso, por ejemplo).

OFDM

Resumen de características

Ventajas:

- El prefijo cíclico evita la interferencia entre pulsos a pesar de la presencia de un canal dispersivo.
- Una implementación basada en bloques D/A, A/D y FFT es extremadamente eficiente.
- Un intervalo de señalización largo, comparado con el de una señal PAM, hace que la señal multiportadora sea menos sensible al ruido impulsivo (altamente localizado en el tiempo).
- En canales inalámbricos, es escalable en términos de ancho de banda (para un Δf fijo, se puede cambiar M). Para eso necesario elegir duración del símbolo (tiempo de coherencia) y el Δf (ancho de banda de coherencia).

OFDM

Resumen de características ...

Cuando el transmisor tiene conocimiento de la respuesta de frecuencia del canal (canales cableados), es posible elegir por separado el alfabeto para cada subportadora en función de su SNR.

El transmisor puede ajustar tanto el tamaño como la energía del n -ésimo alfabeto para que coincida con la n -ésima ganancia H_n , controlando así el espectro de potencia transmitida y la inmunidad al ruido.

Existen técnicas (waterpouring) que usan esto para permiten acercarse a la capacidad teórica del canal.

OFDM

Resumen de características de OFDM...

Si N es grande y los símbolos A_n son aleatorios, entonces la pdf de OFDM o DMT se aproximará a una pdf gaussiana (teorema del límite central). Por lo tanto, una desventaja clave de OFDM es que la relación de potencia pico a promedio puede ser mayor que con señales convencionales (mayor ineficiencia de amplificación, mayor costo).

Esto sugiere que la modulación OFDM no es aconsejable ni para canales con limitación de potencia máxima ni para canales no lineales.

Los beneficios del CP (menor complejidad) tienen el precio de una reducción de velocidad de transmisión de: $\mu_{CP}/(N + \mu_{CP})$. Esta misma fracción de energía de la señal también se desperdicia.

OFDM - DMT

Estándares

OFDM (inalámbrico)

- TV digital (ISDB-T),
- Wifi (IEEE 802.11 a, g, j, n) ,
- Ultra Wideband UWB (IEEE 802.15.3 a),
- WiMAX (IEEE 80.2.16),
- Celular 4G (3GPP LTE)

DMT (cableado)

- Cable modem (DOCSIS 3.1),
- Power line Communication PLC (IEEE 1901),
- xDSL (ITU G.993.2)

Modulación de portadoras múltiples

- Multiplexado por división de frecuencias ortogonales (OFDM)
- Modulación multicanal
- Modulación multitonos discretos (DMT)