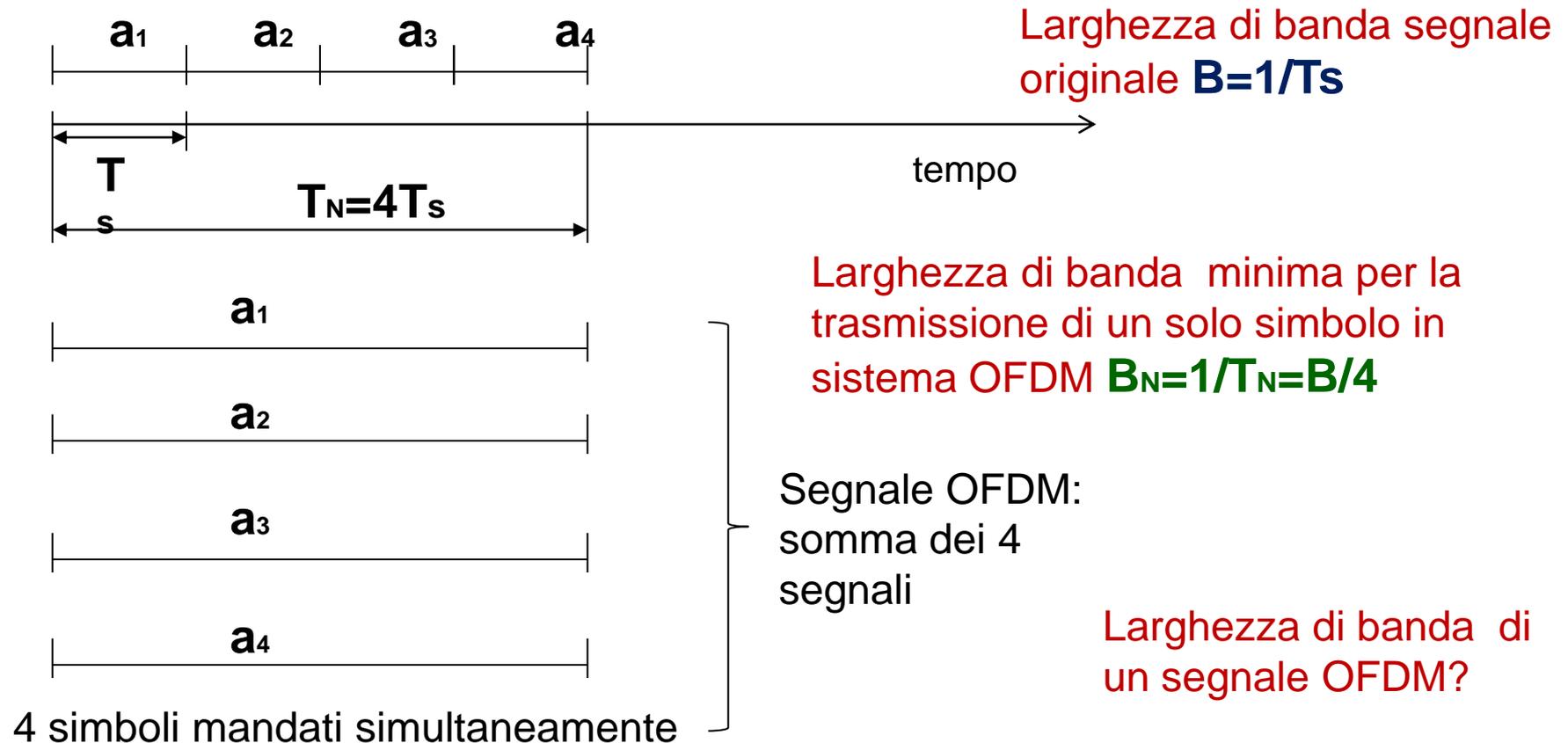


Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

OFDM

L'OFDM è una tecnica di multiplazione (combinare diversi simboli per mandarli simultaneamente) che permette di trasmettere simultaneamente diversi simboli di una stringa dati.



OFDM

E' basato sull'impiego di N portanti equispaziate nella banda complessiva a disposizione, ciascuna delle quali trasporta una parte del flusso binario complessivo utilizzando una modulazione numerica convenzionale, per es. QAM.

A differenza della classica tecnica di multiplazione in frequenza (FDD, Frequency Domain Duplexing), il segnale numerico trasportato da ciascuna sottoportante non è separato in frequenza da quelli trasportati da sottoportanti adiacenti, e quindi non può demodularsi usando un demodulatore tradizionale (che filtra attorno alla sottobanda d'interesse), ma è comunque ortogonale e quindi rivelabile tramite un ricevitore a correlazione.

OFDM

Applicazioni storiche dell'OFDM:

- Sistemi di diffusione audio di alta qualità via radio (DAB, Digital Audio Broadcasting);
- Connessioni utente-centrale in doppino (ADSL, Asymmetric Digital Subscriber Loop)

Uso dell'OFDM oggi e nel futuro:

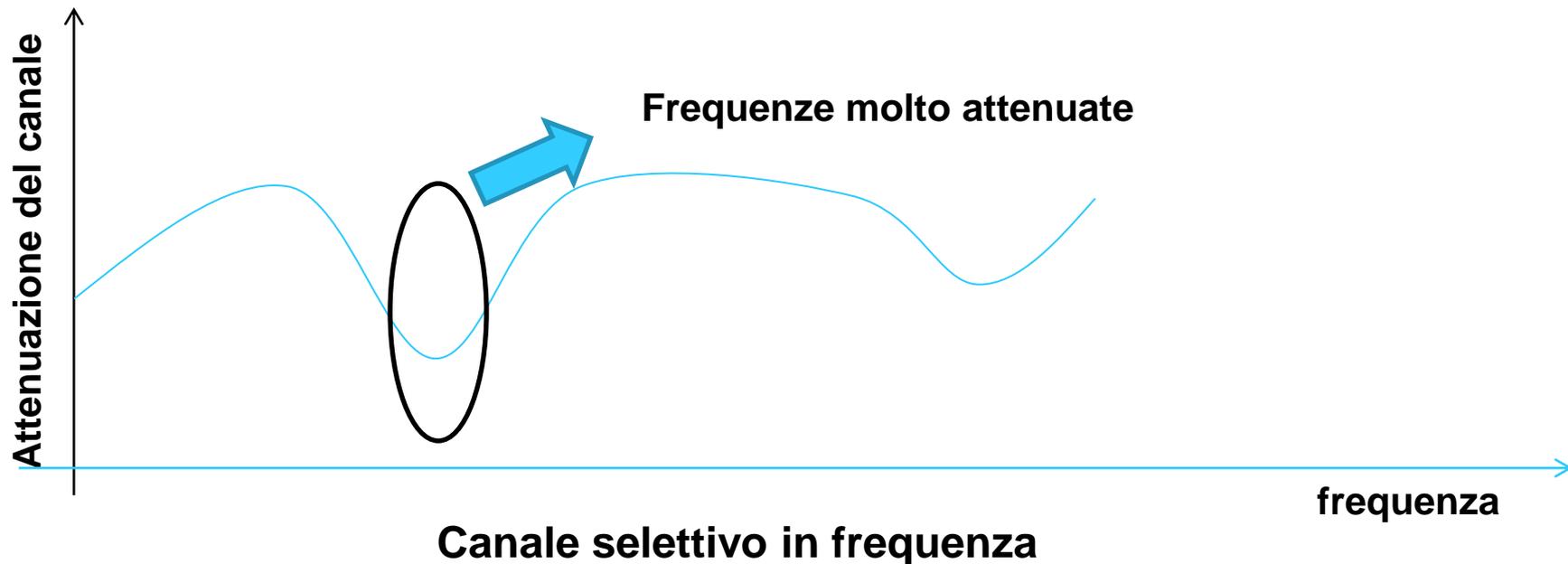
- WLAN: Standard IEEE802.11a
- Standard IEEE802.16 (Wimax)
- 4G dei sistemi radiomobili (LTE, Long Term Evolution)
- Standard DVB-T, che è uno degli standard (quello usato in Europa) del DIGITALE TERRESTRE!
- Standard DVB-H e DVB-SH (DVB per dispositivi handheld quali smartphone, Tablet etc.)

OFDM

vantaggi

I vantaggi sono principalmente legati al suo uso in sistemi di comunicazione terrestri.

1) Permette di avere un ricevitore meno complesso rispetto a sistemi “non multiportante” su canali molto selettivi in frequenza



OFDM

vantaggi

1) Permette di avere un ricevitore meno complesso rispetto a sistemi “non multiportante” su canali molto selettivi in frequenza

Supponiamo di avere un segnale modulato con data rate R e banda B . Supponiamo che il sistema sia a banda larga e quindi $B > B_c$

dove B_c è la banda di coerenza del canale, ossia la massima larghezza di banda nella quale si può ritenere che la risposta in frequenza del canale sia costante (quindi, il canale è selettivo in frequenza).

L'idea dei sistemi multiportante è di trasmettere in parallelo su N sottobande di larghezza e data rate

$$B_N = B / N \qquad R_N \approx R / N$$

Il numero di sottoportanti N viene scelto in modo che $B_N = B / N < B_c$ e quindi i simboli trasmessi su ogni sottobanda non sperimentano un fading selettivo, ma bensì un fading piatto (nel dominio del tempo quella condizione sulla larghezza della sottobanda equivale a dire che il periodo di simbolo deve essere maggiore del delay spread che è uguale all'inverso della banda di coerenza).

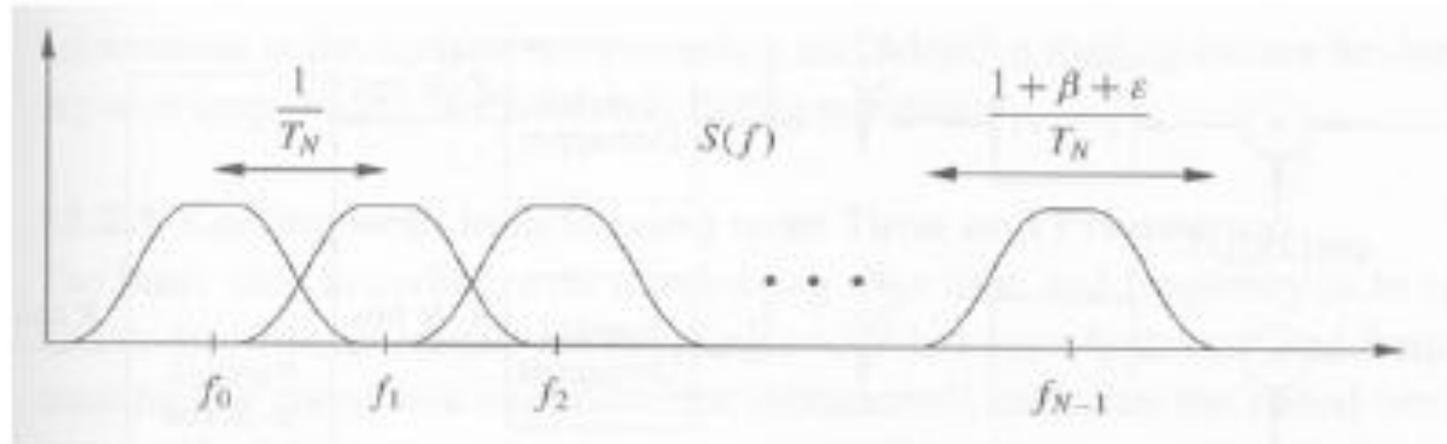
Esempio #1 Consider a multicarrier system with a total passband bandwidth of 1 MHz. Suppose the system operates in a city with channel delay spread $T_m = 20 \mu\text{s}$. How many subchannels are needed to obtain approximately flat fading in each subchannel?

Solution: The channel coherence bandwidth is $B_c = 1/T_m = 1/0.00002 = 50 \text{ kHz}$. To ensure flat fading on each subchannel, we take $B_N = B/N = .1B_c \ll B_c$. Thus, $N = B/.1B_c = 1000000/5000 = 200$ subchannels are needed to ensure flat fading on each subchannel. In discrete implementations of multicarrier modulation, N must be a power of 2 for the DFT (discrete Fourier transform) and IDFT (inverse DFT) operations, in which case $N = 256$ for this set of parameters.

OFDM

vantaggi

2) Occupazione in banda minore rispetto a sistemi multiportante con portanti non sovrapposte



Le sottoportanti sono distanti esattamente

$$\Delta f = \frac{1}{T_N}$$

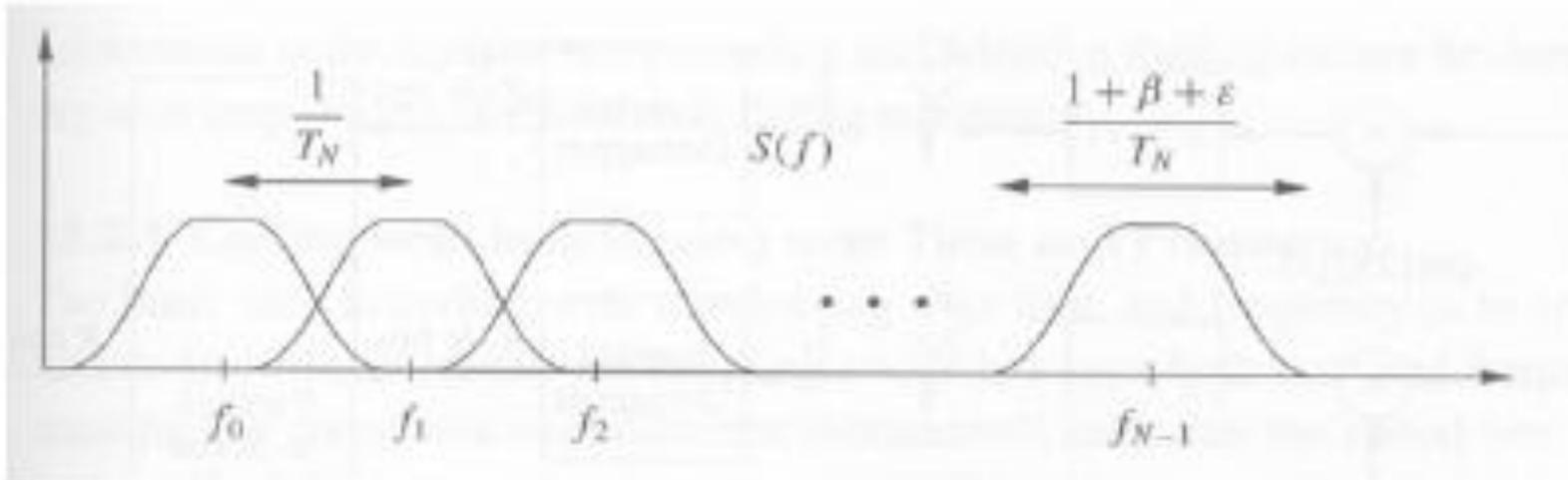
mentre la sottobanda può essere maggiore, quindi c'è sovrapposizione non posso semplicemente filtrare fuori le sottoportanti adiacenti.

Tuttavia, con questa distanza delle sottoportanti, pari all'inverso del periodo di simbolo (simbolo OFDM), le **sottoportanti sono ortogonali**, ossia andando a demodulare una determinata sottoportante e integrando il segnale convertito in frequenza in un periodo T_N ottengo il simbolo trasmesso su quella determinata sottoportante.

OFDM

vantaggi

2) Occupazione in banda minore rispetto a sistemi multiportante con portanti non sovrapposte



$$B_{tot} = \frac{N}{T_N} + \frac{(\beta + \epsilon)}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}$$

OFDM

vantaggi

2) **Occupazione in banda minore rispetto a sistemi multiportante con portanti non sovrapposte**

Nel caso che le bande fossero **non sovrapposte** avrei un'occupazione in banda

$$B_{tot} = \frac{N(1 + \beta + \varepsilon)}{T_N} = B + \frac{N\varepsilon}{T_N}$$



Supponedo $T_N=2\text{ms}$, $N=128$, $\beta=1$, $\varepsilon=1$

Banda sistema OFDM= $128/2 \cdot 10^{-3}=64\text{kHz}$

Banda sistema multiportante con bande non sovrapposte= 1.344MHz

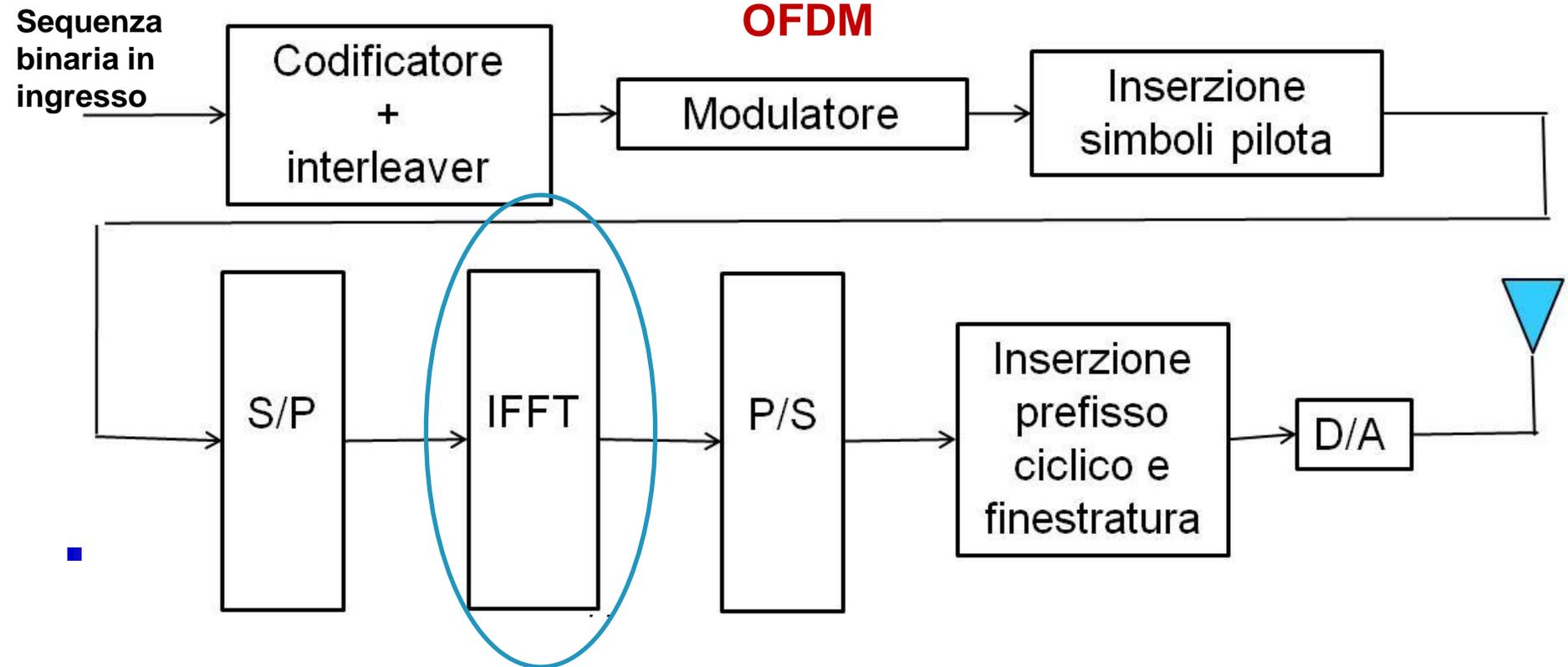
OFDM

vantaggi

3) sia il TX che il RX si possono realizzare utilizzando operazioni DFT (Discrete-Fourier-Transform), oggi realizzabili attraverso VLSI (Very Large Scale Integrated) in grado di eseguire l'algoritmo FFT a velocità elevate quanto occorre e a costi sufficientemente contenuti.

Questo rende competitivo il sistema se non addirittura meno costoso a parità di prestazioni rispetto a sistemi a singola portante.

Trasmittitore OFDM



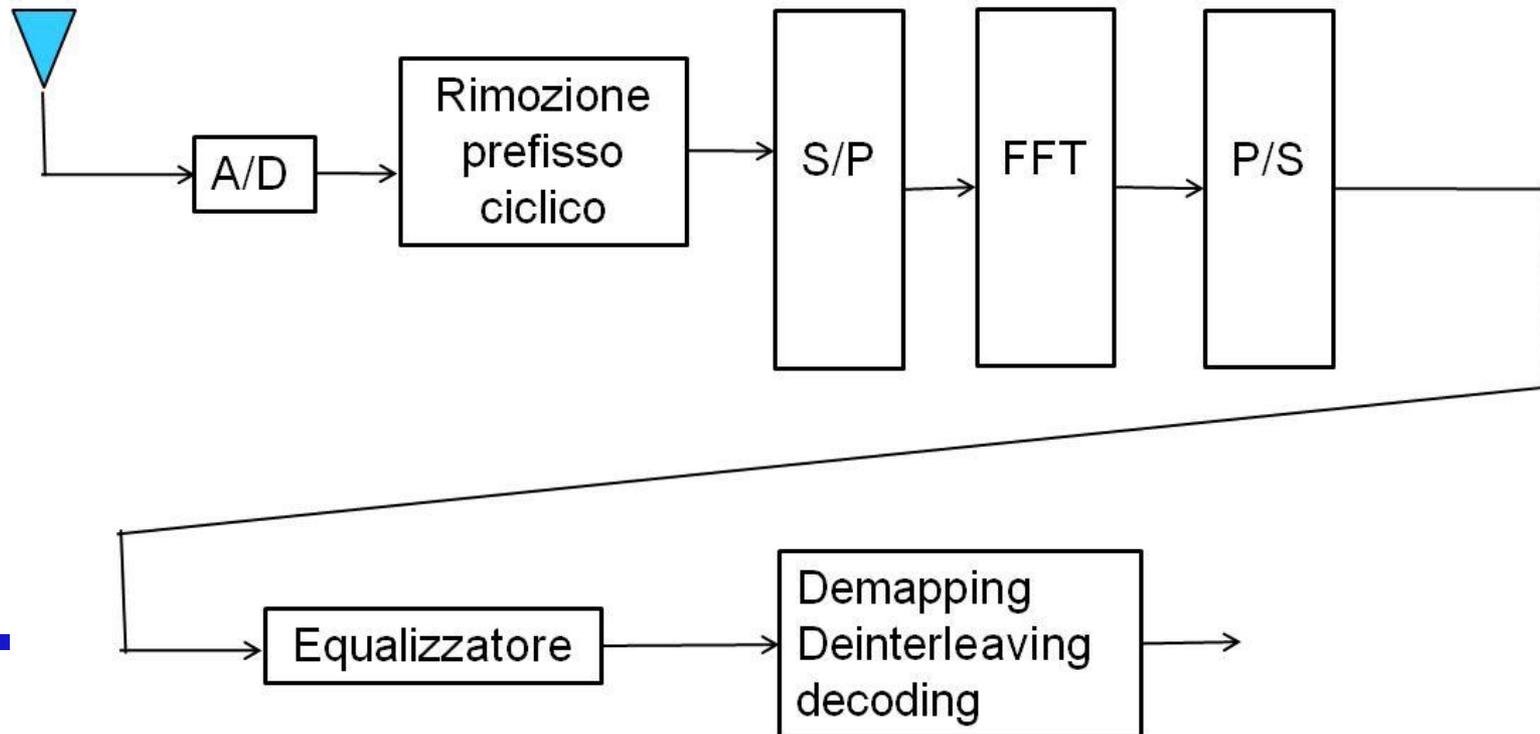
OFDM

vantaggi

3) sia il TX che il RX si possono realizzare utilizzando operazioni DFT (Discrete-Fourier-Transform), oggi realizzabili attraverso VLSI (Very Large Scale Integrated) in grado di eseguire l'algoritmo FFT a velocità elevate quanto occorre e a costi sufficientemente contenuti.

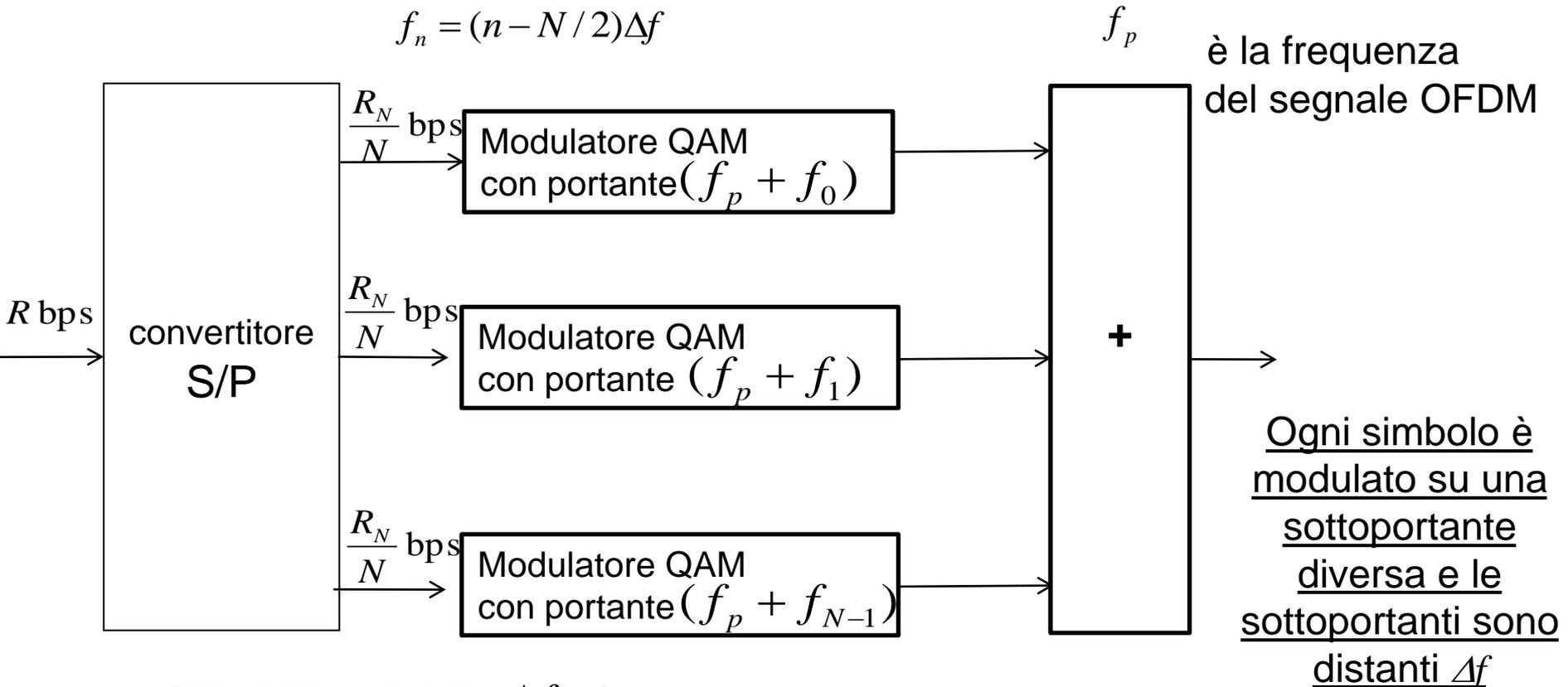
Questo rende competitivo il sistema se non addirittura meno costoso a parità di prestazioni rispetto a sistemi a singola portante.

Ricevitore OFDM



Segnale OFDM trasmesso

Schema trasmissivo che realizza la trasmissione multiportante tramite modulatori



QUANTO VALE Δf ?

Segnale trasmesso

L'involuppo complesso del segnale trasmesso è:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi f_n t} g_T(t) \quad \text{con } 0 \leq t \leq T_N = TN$$

Periodo del singolo
simbolo modulato



Supponendo che $g_T(t)$ sia un impulso a coseno rialzato con un fattore di roll-off β , allora, β

$$\Delta f = 1/T_N$$

Segnale trasmesso

Si può dimostrare che:

1) la famiglia di funzioni $e^{j(2\pi(f_p + i/T_N)t + \phi_j)}$

(ossia di sottoportanti spaziate di $1/T_N$

forma un insieme di funzioni ortogonali nell'intervallo $(0, T_N)$

Per ogni insieme di sfasamenti ϕ_j

2) nessun insieme di sottoportanti con separazione in frequenza minore di $1/T_N$

forma un insieme ortogonale, per un generico sfasamento.

$\Delta f = 1/T_N$ è la minima separazione spaziale ad assicurare l'ortogonalità delle sottoportanti

Segnale trasmesso

In ricezione, se la portante d'interesse è la j -ma, faccio la conversione in frequenza del segnale ricevuto, rispetto alla frequenza portante $f_p + f_j$ e integro in secondi T_N (supponiamo per semplicità che l'impulso in TX sia una rect di durata T_N):

L'integrale viene nullo per tutte le sottoportanti (oltre la j -ma, poiché la differenza $(i-j)/T_N$ contiene un numero intero di cicli nell'intervallo d'integrazione

$$\int_{t_s}^{t_s+T_N} e^{-j2\pi f_j(t-t_s)} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi f_n(t-t_s)} dt =$$

$$\int_{t_s}^{t_s+T_N} e^{-j2\pi \frac{j}{T_N}(t-t_s)} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi \frac{n}{T_N}(t-t_s)} dt =$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} c_n \int_{t_s}^{t_s+T_N} e^{-j2\pi \frac{(j-n)}{T_N}(t-t_s)} dt = c_j T_N$$

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante

Un numero $N_P = N - N_D$ di simboli, detti **PILOTA**, inseriti dal blocco successivo, sono simboli noti che vengono usati principalmente per la stima del canale. I simboli su cui viene fatta la IFFT sono allora N

Dopo la IFFT e la finestatura (trascuriamo per ora l'inserzione del CP), il simbolo m -mo complesso in ingresso al convertitore D/A può essere scritto:

$$x_m = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi \frac{m}{N} n} g_m \quad \text{con} \quad g_m = g_T \left(\frac{m}{N\Delta f} \right) \quad \Delta f = \frac{1}{T_N}$$

Questi N simboli possono essere visti come i campioni nel tempo presi a frequenza di campionamento $N\Delta f$ del segnale:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi f_n t} g_T(t) \quad \text{con} \quad 0 \leq t \leq T_N \quad f_n = n\Delta f - \frac{N}{2} \Delta f$$

che è il segnale in uscita dal banco di modulatori visto precedentemente



Lo schema con i modulatori e quello con la IFFT sono equivalenti

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante

Attenzione: lo spettro del segnale OFDM, assumendo come impulso in trasmissione una rect, andrebbe a zero molto lentamente e la banda occupata sarebbe sensibilmente maggiore di $B = N\Delta f$

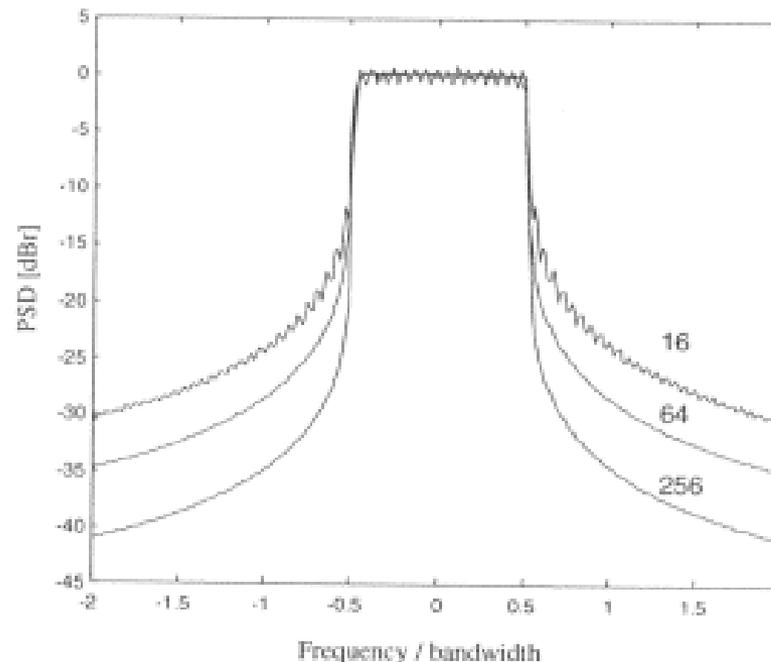


Figure 2.10 Power spectral density (PSD) without windowing for 16, 64, and 256 subcarriers.

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante

L'operazione di **FINESTRATURA** serve a garantire che lo spettro del segnale modulato decresca più velocemente fuori della banda

L'idea è di moltiplicare il simbolo OFDM per una impulso trasmissivo che faccia sì che il simbolo mandato sul canale vada “dolcemente” a zero sul bordo del simbolo (non come una rect). La finestra in genere usata è il coseno rialzato:

$$g_T(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\beta T_s)) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi / (\beta T_s)) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases}$$

Dove T_s è minore del periodo di simbolo T_N in quanto simboli adiacenti si sovrappongono

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante

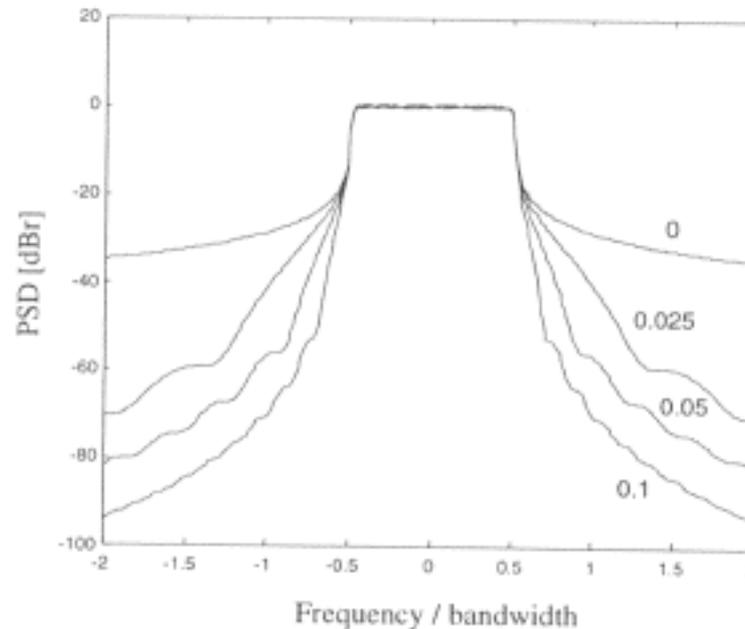


Figure 2.12 Spectra for raised cosine windowing with rolloff factors of 0 (rectangular window), 0.025, 0.05, and 0.1.

Già con fattore di roll-off 0.025 si ottiene un notevole miglioramento, ma il prezzo da pagare per la minore occupazione in banda ottenuta con la finestrazione è la minore tolleranza al delay spread.

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Richiami di elaborazione dei segnali

La DFT di una sequenza discreta $x[n]$ lunga N punti è definita come:

$$DFT[x[n]] = X[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi ni/N} \quad \text{per } 0 \leq i \leq N-1$$

L'inversa della DFT è:

$$IDFT[X[i]] = x[n] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j2\pi ni/N} \quad \text{per } 0 \leq i \leq N-1$$

Entrambe vengono realizzate in modo HW con gli algoritmi efficienti FFT e IFFT

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Richiami di elaborazione dei segnali

Funzione che prende solo i campioni [0,N-1] della convoluzione lineare tra parentesi quadre

Proprietà fondamentale:

$$DFT[X[i]Y[i]] = x[n] \otimes_N y[n] = \left[\sum_{m=0}^{N-1} \tilde{x}[m] \tilde{y}[n-m] \right] R_N(n)$$


Convoluzione circolare su N punti di due sequenze

$\tilde{x}[n]$ e $\tilde{y}[n]$

Sono le estensioni periodiche di $x[n]$ e $y[n]$, con periodo N

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Supponiamo di trasmettere sul canale una sequenza lunga N , e che il canale sia modellizzabile come un filtro lineare con risposta impulsiva $h[n]$ lunga $L = T_m / T_s$ (memoria del canale $L-1$), T_m è il delay spread e T_s è il periodo di simbolo supposto più piccolo del delay spread. Se l'uscita del canale **fosse** la convoluzione circolare della sequenza in ingresso e la risposta impulsiva del canale, e il ricevitore prendesse la DFT del segnale ricevuto, il segnale ricevuto dopo la DFT sarebbe:

$$Y[i] = DFT[y[n]] = DFT[x[n] \otimes_N h[n]] = X[i]H[i]$$



$$X[i] = Y[i] / H[i]$$



Si noti che se $x[n]$ denota la sequenza trasmessa sul canale, la sequenza di simboli trasmessi dal sistema OFDM è $X[i]=DFT[x[n]]$

Equalizzatore nel dominio della frequenza molto semplice (ad un tappo)!

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Tuttavia il canale non realizza una convoluzione circolare.....

Il canale (modellizzato come filtro lineare) realizza una convoluzione lineare:

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

$y[n]$ è lungo $N+L-1$ punti

Se però trasmettessi una sequenza $\tilde{x}[n]$ lunga $N+L-1$, ottenuta da $x[n]$ prendendo gli ultimi $L-1$ campioni e mettendoli in testa e all'uscita del canale scartassi i primi $L-1$ punti, i restanti N punti saranno numericamente gli stessi che otterrei da una convoluzione circolare (richiami di ENS)



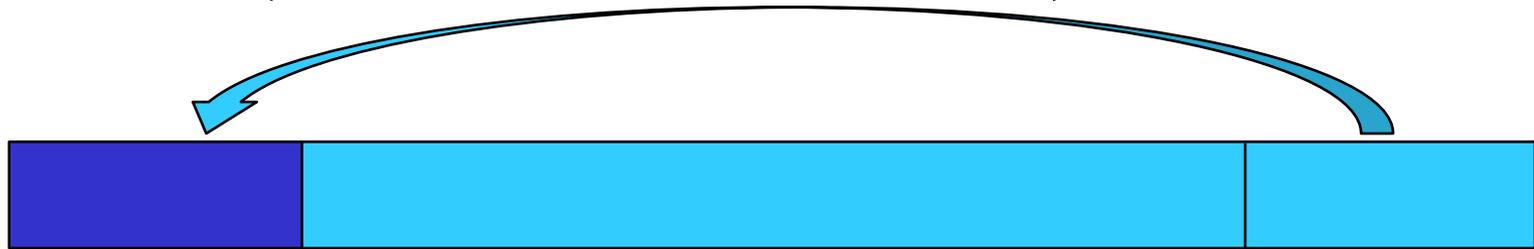
In ricezione, prendendo la DFT del segnale ricevuto, si riesce ad equalizzare il segnale con un semplice equalizzatore ad un tappo

Segue spiegazione di questa affermazione.....

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Sequenza in uscita dalla finestatura: $x[n] = x[0], x[1], \dots, x[N-1]$

L'inserzione del prefisso ciclico consiste nell'appendere all'inizio della sequenza $x[n]$ la sequenza costituita degli ultimi $L-1$ simboli della sequenza originaria, ossia $\{x[N-L+1], x[N-L+2], \dots, x[N-1]\}$



Quindi, la sequenza mandata sul canale è ora $\tilde{x}[n]$ che è lunga $N+L-1$ simboli e per $-L+1 \leq n \leq N-1$ così definita:

$$\tilde{x}[n] = \{\tilde{x}[-L+1], \tilde{x}[-L+2], \dots, \tilde{x}[N-1]\} = \{x[N-L+1], \dots, x[N-1], x[0], \dots, x[N-1]\}$$

$$\text{ossia } \tilde{x}[n] = x[n]_N \quad \text{per} \quad -L+1 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

e quindi anche

$$\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N \quad \text{per} \quad -L+1 \leq n-k \leq N-1 \quad (2)$$

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Se trasmettiamo $\tilde{x}[n]$ sul canale, ciò che si riceve, dopo aver rimosso i primi $L-1$ simboli, ossia il prefisso ciclico (R_N è la funzione che prende i campioni che vanno da 0 a N di una sequenza più lunga), è:

$$\begin{aligned}y[n] &= (\tilde{x}[n] * h[n])R_N \\ &= \left(\sum_{k=0}^{L-1} h[k] \tilde{x}[n-k] \right) R_N \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} h[k]_N x[n-k]_N \\ &= x[n] \otimes_N h[n]\end{aligned}$$

dove la terza uguaglianza è vera per la (2). Quindi, noto il canale $h[n]$, posso recuperare i simboli trasmessi $X[i]$ come:

$$X[i] = DFT[x[n]] = Y[i] / H[i] = DFT[y[n]] / DFT[h[n]] \quad (3)$$

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

La (3) dice che i simboli trasmessi si recuperano facendo la DFT del segnale ricevuto, una volta tolto il CP, e equalizzandolo usando il guadagno di canale per la singola sottoportante, che è la componente i -ma della DFT del canale stimato.

L'introduzione del CP comporta una **riduzione della data rate** pari a

$$N / (N + L - 1)$$

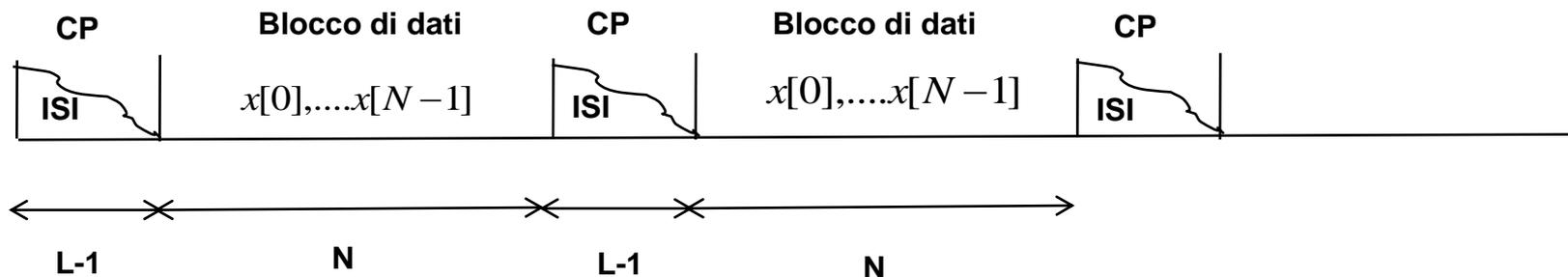
E anche un **ridotto SNR** poiché il CP è proprio una ridondanza e la potenza per simbolo singolo chip trasmesso è minore.



Questo è il prezzo da pagare per avere un ricevitore semplice in presenza di canale affetto da fading selettivo in frequenza

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Si noti che l'introduzione del CP, che poi viene rimosso in ricezione, corrisponde ad introdurre il tempo di guardia nella trasmissione di due blocchi di N simboli, e quindi ad eliminare l'ISI dovuta alla memoria del canale. Vedi figura.



Ma per eliminare l'ISI, non sarebbe sufficiente inserire una sequenza di tutti zeri (zero-padding) invece del CP?

Lo zero-padding ridurrebbe la data rate, ma non la potenza per simbolo trasmesso.

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

In realtà, se non mettessi il CP, ma la sequenza di tutti zeri, eliminerei l'ISI, ma introdurrei l'ICI (intercarrier interference).

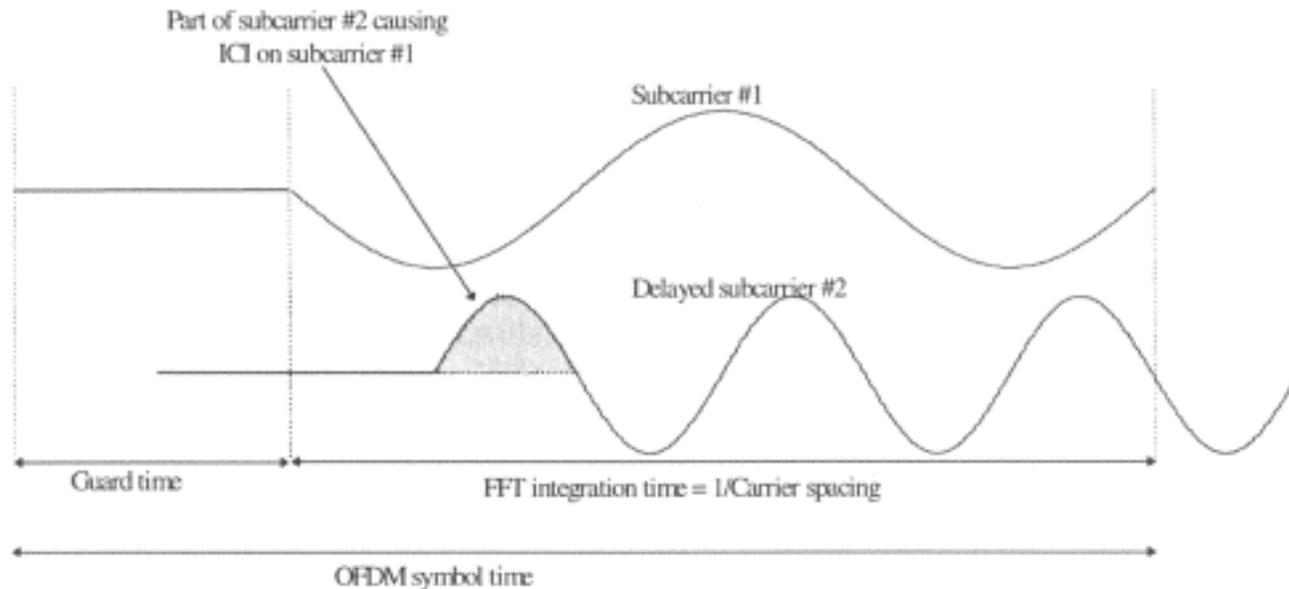


Figure 2.6 Effect of multipath with zero signal in the guard time; the delayed subcarrier 2 causes ICI on subcarrier 1 and vice versa.

Implementazione tramite FFT dei sistemi multiportante: Necessità del prefisso ciclico

Se il delay spread è minore dell'intervallo di guardia, le repliche ritardate dei simboli OFDM presentano sempre un numero intero di cicli nell'intervallo in cui viene effettuata la FFT

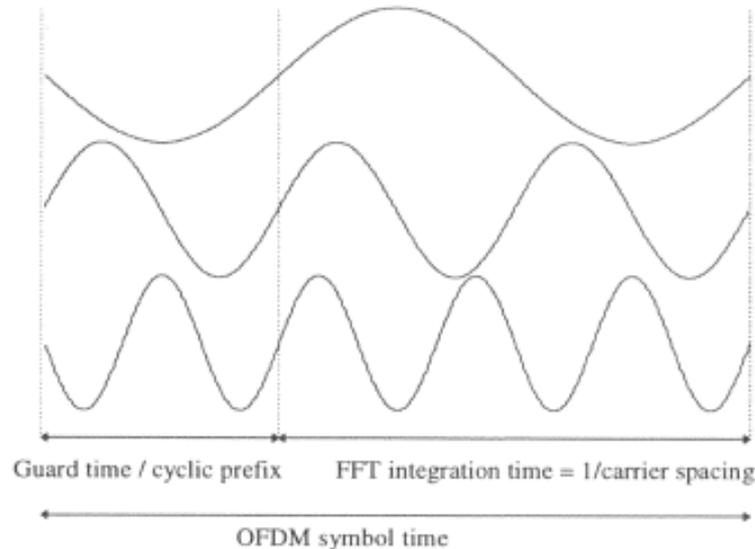


Figure 2.7 OFDM symbol with cyclic extension.

Per eliminare l'ICI causata dallo zero padding usato al posto dell'inserzione del CP, si dovrebbe prendere la coda del simbolo OFDM in ricezione e aggiungerla all'inizio del simbolo per riprodurre l'effetto della presenza del CP (e comportarsi come se avessi messo il CP).

Lo zero padding permette di non ridurre la potenza trasmessa per simbolo utile, tuttavia di fatto sto anche aggiungendo altro rumore ai simboli iniziali della sequenza ricevuta. La potenza del rumore è di fatto aumentata di $N/(N+L-1)$ e quindi la differenza di SNR se scelgo il CP o lo zero padding è trascurabile.

Progetto sistema OFDM

Gli elementi fondamentali da tenere presente sono:

- Il delay spread del canale
- Inserzione del CP (che riduce l'efficienza spettrale)
- Sensibilità agli errori di recupero della portante

I sistemi OFDM sono meno sensibili agli errori di sincronizzazione nel tempo (errore nella determinazione dell'istante ottimo di campionamento, ma sono molto sensibili agli errori di recupero della portante che determina:

- Riduzione dell'ampiezza della portante desiderata
- ICI

L'errore nel recupero della portante può essere dovuto a:

1. Shift Doppler nel caso di alta mobilità tra TX e RX
2. Prestazioni degli oscillatori locali usati per generare le sottoportanti in ricezione

Progetto sistema OFDM

Per l'effetto 1. , l'OFDM viene in genere usato (almeno nelle sue prime applicazioni) per scenari con bassa mobilità del terminale (WLAN, BFWA)

Per l'effetto 2., la regola d'oro è che l'errore dell'oscillatore sia l'1% di Δf

Questo definisce un limite inferiore per Δf . Un Δf troppo piccola è vantaggiosa perché corrisponderebbe ad avere un N grande e se N è grande la riduzione dell'efficienza spettrale di $N/(N+L-1)$ è trascurabile. Tuttavia, una Δf troppo piccola richiederebbe degli oscillatori di prestazioni tali che risulterebbero eccessivamente costosi (non commerciali)

Esempio Progetto sistema OFDM #1

Si voglia progettare un sistema OFDM con i seguenti requisiti:

- Velocità binaria = 200Mbps
- Delay spread tollerabile $T_m = 2\mu s$
- Banda < 32MHz

Soluzione:

Il primo passo è la determinazione del tempo di guardia T_G (ossia la lunghezza del CP) e $\Delta f = 1/T_N$

Tenendo conto del seguente compromesso:

- 1) $T_G = (2-4)$ volte il delay spread
- 2) La durata totale del simbolo OFDM T deve essere molto maggiore della lunghezza del CP, una scelta adeguata potrebbe essere $T \geq 5T_G$

e $T_N = T - T_G$

Come già osservato, il limite nello scegliere un arbitrariamente grande valore di T è il fatto che poi $\Delta f = 1/(T - T_G) = 1/T_N$

non può essere troppo piccolo per la sensibilità agli errori di sincronizzazione.

Esempio Progetto sistema OFDM #1

Quindi, scegliamo:

$$T_G = 4T_m = 8\mu s$$

$$T = 6T_G = 48\mu s$$

$$T_N = 40\mu s \quad \longrightarrow \quad \Delta f = 25\text{kHz}$$

Per avere una data rate $R_s = 200\text{Mbps}$, ogni simbolo OFDM deve portare 9600 bit (infatti, $9600/T = 200 \cdot 10^6$)

1. Configurazione1: 16QAM con codifica di canale a $R_c = 1/2$ e quindi con 4200 sottoportanti, ognuna che porta $4/2 = 2$ bit, ottengo la data rate richiesta. La banda occupata sarebbe: $B = \Delta f \cdot 4200 = 119,7\text{MHz} > 50\text{MHz}$
2. Configurazione2: 1024QAM con $R_c = 16/21$, in questo caso ho bisogno di 1260 sottoportanti per portare i bit per simbolo OFDM. La banda occupata sarebbe: $B = \Delta f \cdot 1260 = 31.5\text{MHz} < 32\text{MHz}$

Esempio Progetto sistema OFDM #1

La configurazione 2. si può realizzare usando una FFT/IFFT su 2048 punti (le 1260 sottoportanti utili vengono estese con degli zeri per raggiungere la lunghezza di 2048 in ingresso alla IFFT).

Si noti che al contrario del CP o dello zero padding usato al posto del CP, questo zero padding non riduce la potenza per simbolo trasmesso nè comporta una riduzione della data rate.

Esempio Progetto sistema OFDM #2

Si voglia progettare un sistema OFDM con i seguenti requisiti:

- Velocità binaria = 20Mbps
- Delay spread tollerabile = 200ns
- Banda <15MHz

Soluzione:

Il primo passo è la determinazione del tempo di guardia T_G (ossia la lunghezza del CP) e $\Delta f = 1/T_N$

Tenendo conto del seguente compromesso:

- 1) $T_G = (2-4)$ volte il delay spread
- 2) La durata totale del simbolo OFDM T deve essere molto maggiore della lunghezza del CP, una scelta adeguata potrebbe essere $T \geq 5T_G$

e $T_N = T - T_G$

Come già osservato, il limite nello scegliere un arbitrariamente grande valore di T è il fatto che poi $\Delta f = 1/(T - T_G) = 1/T_N$

non può essere troppo piccolo per la sensibilità agli errori di sincronizzazione.

Esempio Progetto sistema OFDM #2

Quindi, scegliamo:

$$T_G = 4T_m = 800ns$$

$$T = 6T_G = 4.8\mu s$$

$$T_N = 4\mu s \quad \longrightarrow \quad \Delta f = 250kHz$$

Per avere una data rate $R_s = 20Mbps$, ogni simbolo OFDM deve portare 96bit (infatti, $96/4.8 \cdot 10^{-6} = 20 \cdot 10^6$)

1. Configurazione: 16QAM con codifica di canale a $R_c = 1/2$ e quindi con 48 sottoportanti, ognuna che porta $4/2 = 2$ bit, ottengo la data rate richiesta
2. QPSK con $R_c = 3/4$, in questo caso ho bisogno di 64 sottoportanti per portare i 96bit per simbolo OFDM, tuttavia la banda occupata sarebbe $B = \Delta f \cdot 64 = 16MHz > 15MHz \quad \longrightarrow$ requisito sulla banda non è verificato

La configurazione 1. invece mi da una occupazione in banda

$$B = \Delta f \cdot 48 = 12MHz < 15MHz$$

Esempio Progetto sistema OFDM #2

La configurazione 1. si può realizzare usando una FFT/IFFT su 64 punti (le 48 sottoportanti utili vengono estese con 24 zeri per raggiungere la lunghezza di 64 in ingresso alla IFFT).

Si noti che al contrario del CP o dello zero padding usato al posto del CP, questo zero padding non riduce la potenza per simbolo trasmesso nè comporta una riduzione della data rate.

Parametri 802.11a

Sample rate: 20MHz

Chip duration: 50ns

Number of FFT points: 64

Number of sub-carriers: 52

Number of data sub-carriers: 48

Number of pilot sub-carriers: 4

OFDM symbol period: $4\mu\text{s}$ (80 chips)

Cyclic prefix $0.8\mu\text{s}$: (16 chips)

FFT symbol period: $3.2\mu\text{s}$ (64 chips)

Modulation scheme: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM

Coding 1:2 convolutional, constraint length 7, optional puncturing

Data rate: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps