

Introduzione ai sistemi di comunicazione wireless multi-carrier

Loreto Pescosolido, Chiara Petrioli

Reti Wireless

anno accademico 2011-2012



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Sommario

Ripercorriamo le tappe fondamentali dell'evoluzione delle reti (wireless e non) per identificare quali svolte tecnologiche hanno consentito tutti questi cambiamenti e perché, oggi, si rende necessario un design di protocolli e applicazioni "technology-aware".

- Reti e calcolatori - da dove si comincia...
- La diffusione dei terminali mobili

Concetti base nella determinazione dei limiti dei sistemi di comunicazione

Reti e calcolatori - da dove si comincia...

Fino agli anni '70 - '80: Calcolatori e telefonia: due mondi separati



Il calcolatore serve per lavorare o per gaming primordiale.

- Per i cittadini comuni non esiste il concetto di rete di calcolatori
- Per le università e le grandi società esiste il concetto di rete di dati, ma con servizi e banda molto limitati.



Unico esempio di “rete” di comunicazione per la popolazione.

- Ma è una rete in cui non esiste il concetto di pacchetto. Può fornire solo il servizio voce.
- Non esiste il concetto di rete mobile

In ogni caso, per le reti di calcolatori, l'approccio dominante è di tipo OSI --> anche in ambito progettuale i diversi livelli e/o settori sono ben separati.

Settore Informatico

Settore “reti di telecomunicazione”

Settore elettronico...

La diffusione dei terminali mobili

Anni '90 – Internet, laptop, e telefonia mobile



- Una grande massa di persone comincia ad avere accesso a prodotti e servizi tipici delle reti di calcolatori, si diffonde internet, ma i servizi sono ancora a banda molto limitata
- Compaiono i primi laptop

Diventa possibile telefonare (quasi) ovunque e in qualsiasi momento... per ora si può solo telefonare o mandare brevi messaggi.

Costi elevati

I presupposti (potremmo dire gli “ingredienti”) per una vera e propria rivoluzione sono sul campo, la domanda, sia di nuovi servizi che di poter usufruire di servizi preesistenti in modalità “mobile”, comincia a crescere...

Ci sono tuttavia forti limiti tecnologici: dimensioni, consumo energetico, ma soprattutto..

grandi limitazioni in termini di banda (capacità, data rate, ecc...)

Concetti base nella determinazione dei limiti dei sistemi di comunicazione

- Informazione e Risorse di trasmissione
- Ortogonalità delle risorse di trasmissione
- Dispersività dei mezzi trasmissivi
- Potere risolutore e concetto di banda trasmissiva
- Attenuazione
- Rumore

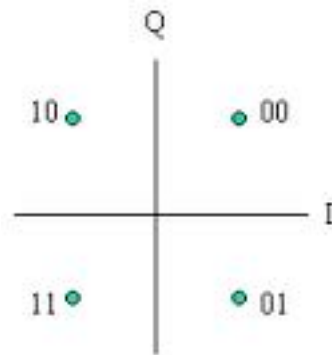
Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

Obiettivo:

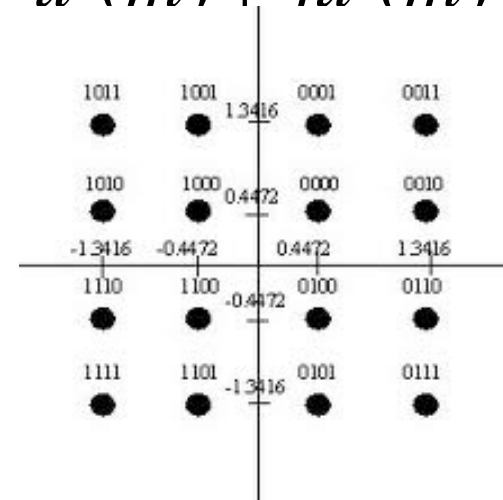
trasmettere una sequenza di numeri complessi o “simboli”

(a cui assoceremo uno o più bits) $u(m) = u_r(m) + iu_i(m)$

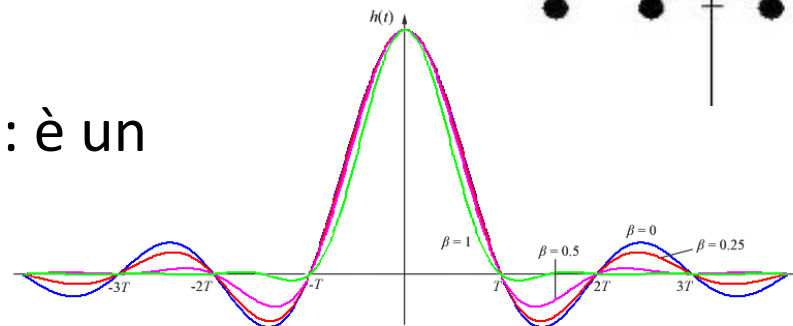
2 bits per simbolo



4 bits per simbolo



$p(t)$ = impulso sagomatore: è un segnale di durata T_s



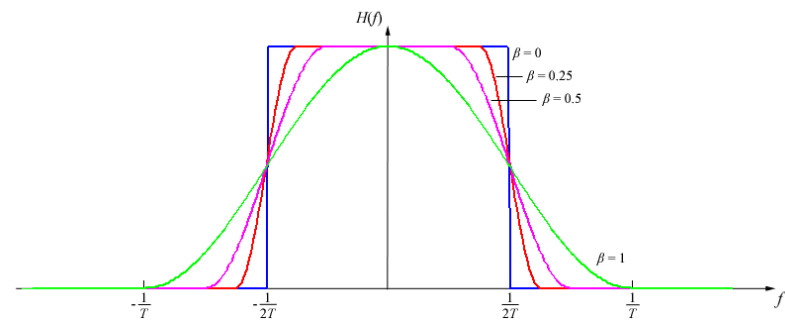
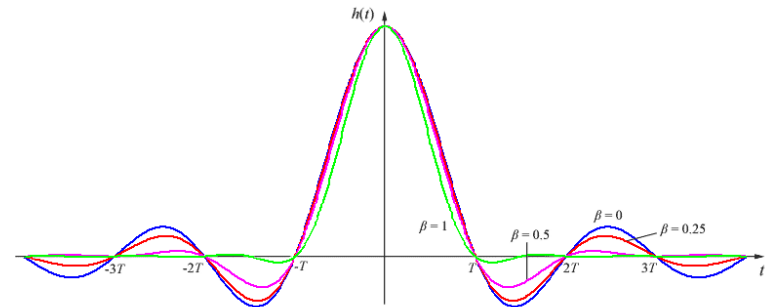
Segnale di banda base: $\bar{y}(t) = \sum_m u(m) p(t - mT_c)$

Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

- Il concetto di spettro

Segnale nel tempo:

Lo stesso segnale, tramite la trasformata di Fourier, si può rappresentare nel dominio della frequenza:



- Maggiore è la durata della campana centrale nel tempo, minore è la banda occupata
- Inoltre, poiché il segnale sarà delimitato nel tempo, in frequenza compariranno dei lobi laterali, tanto maggiori quanto più è stretto quello principale.

Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

Si dimostra che la sequenza $\bar{y}(t) = \sum_m u(m) p(t - mT_c)$ ha una occupazione spettrale dello stesso tipo di quella dell'impulso $p(t)$

... ma come si fa a trasmettere un segnale complesso?

$$y(t) = u p(t) = (u_c + ju_s) p(t)$$

$$\begin{aligned} y_{rf}(t) &= \operatorname{Re}[y(t)] \cos(2\pi f_0 t) - \operatorname{Im}[y(t)] \sin(2\pi f_0 t) \\ &= u_c p(t) \cos(2\pi f_0 t) - u_s p(t) \sin(2\pi f_0 t) \end{aligned}$$



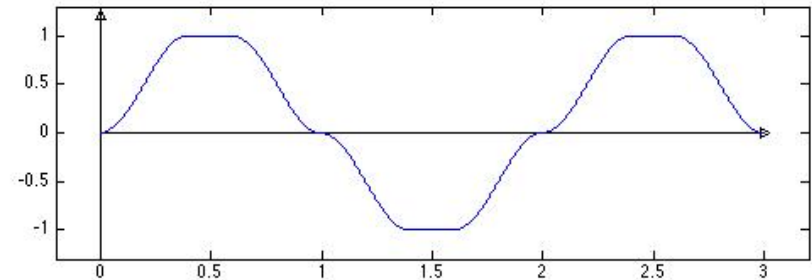
Frequenza portante:

lo spettro del segnale viene traslato intorno a questa frequenza

Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

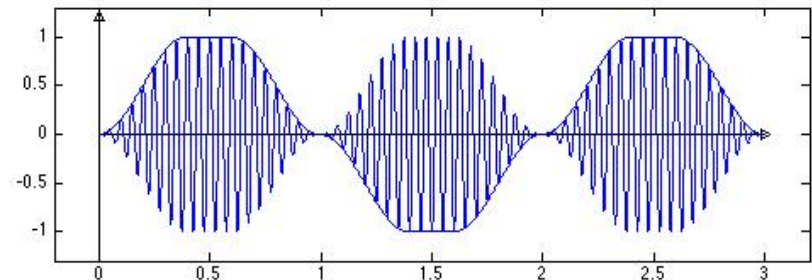
- Segnale di banda base:

(per facilità usiamo un impulso che nelle modulazioni classiche a singola portante non si usa: il coseno rialzato)



- Segnale modulato in frequenza:

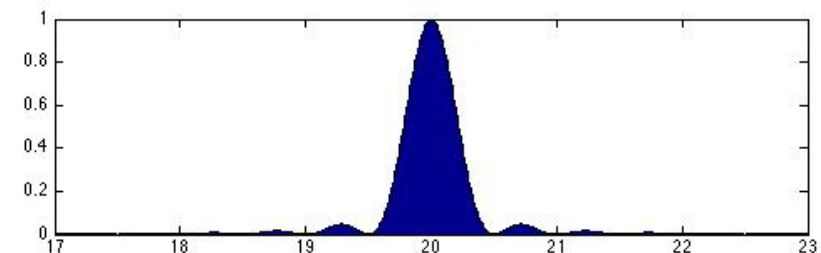
i simboli sembrano indistinguibili ma non lo sono, si recuperano tramite demodulazione



- Spettro del segnale:

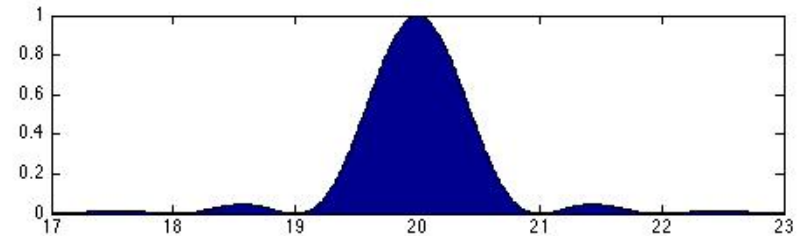
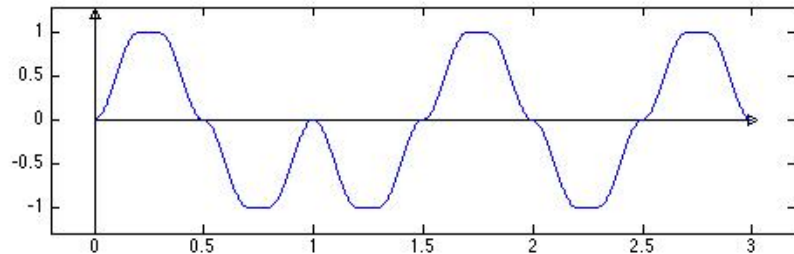
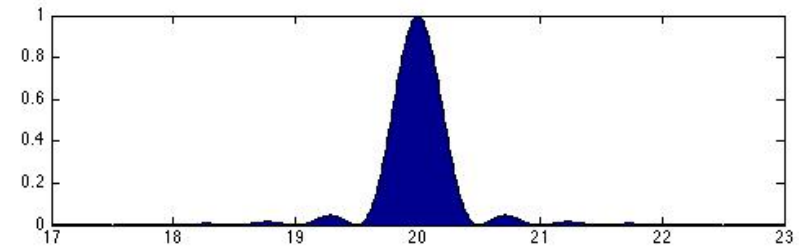
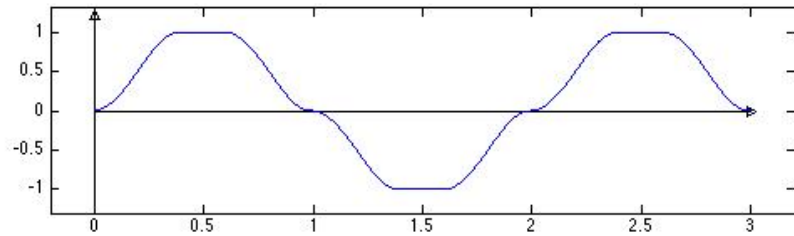
Rappresenta quali frequenze il segnale occupa.

Notare che qualunque forma abbia l'impulso, a causa del fatto che (nel tempo) è di durata limitata, lo spettro in frequenza avrà dei lobi laterali



Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

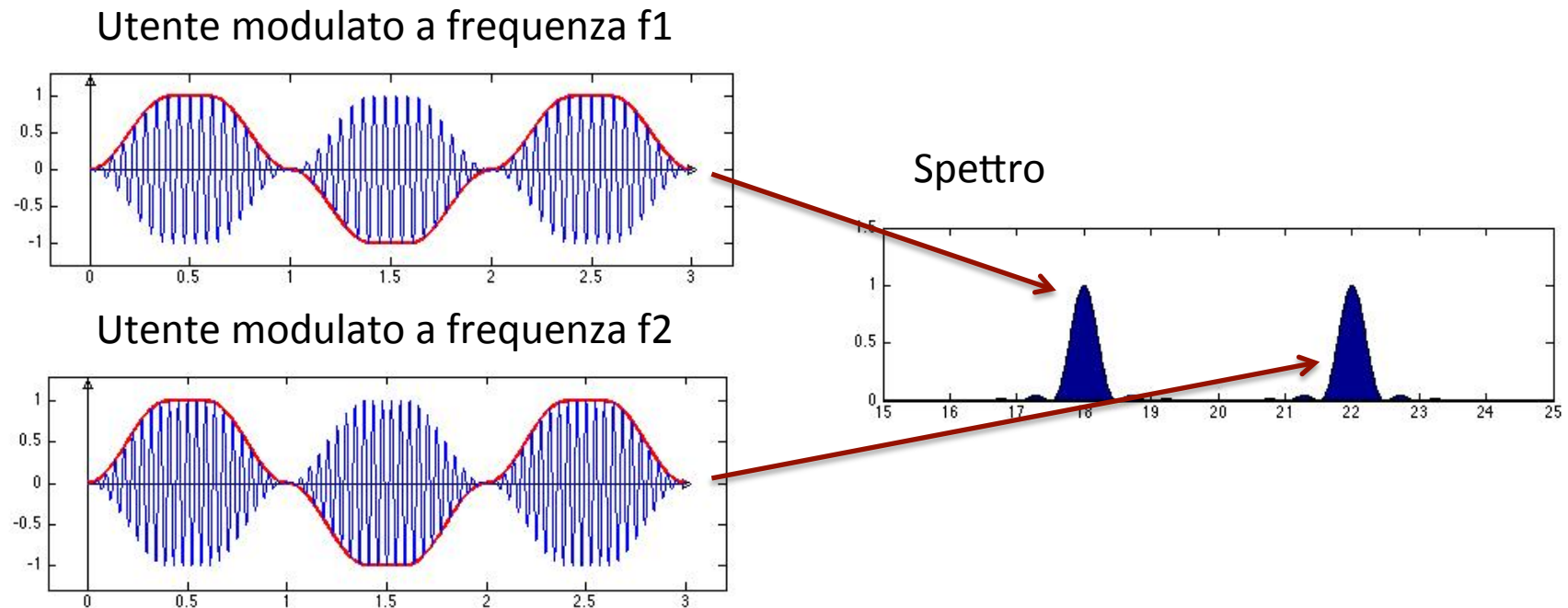
La larghezza della banda occupata è inversamente proporzionale alla durata degli impulsi → se si vogliono trasmettere più simboli, si deve allargare la banda



Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

Il posizionamento nell'asse delle frequenze dipende invece dalla frequenza portante che modula il segnale.

Esempio di segnali di utenti diversi con lo schema FDMA



Notare la presenza delle bande di guardia che causa una notevole inefficienza spettrale.

Trasmissione di segnali digitali tramite modulazione

Ricevitore: demodulazione e decodifica

Supponiamo per semplicità che l'unico effetto del mezzo trasmissivo sia di attenuare il segnale

$$\begin{aligned}r(t) &= Ay_{rf}(t) = A\operatorname{Re}[y(t)]\cos(2\pi f_0(t - \tau_p)) - A\operatorname{Im}[y(t)]\sin(2\pi f_0(t - \tau_p)) \\r(t)\cos(2\pi f_0(t - \tau_p)) &= A\operatorname{Re}[y(t)]\cos^2(2\pi f_0(t - \tau_p)) - A\operatorname{Im}[y(t)]\sin(2\pi f_0(t - \tau_p))\cos(2\pi f_0(t - \tau_p)) \\&= A\operatorname{Re}[y(t)]\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\pi 2f_0(t - \tau_p))\right) - \frac{A}{2}\operatorname{Im}[y(t)]\sin(2\pi 2f_0(t - \tau_p))\end{aligned}$$

filtrando le componenti a $2f_0$: $\frac{A}{2}\operatorname{Re}[y(t)]$

$$-r(t)\sin(2\pi f_0(t - \tau_p)) = -A\operatorname{Re}[y(t)]\sin(2\pi 2f_0(t - \tau_p)) + A\operatorname{Im}[y(t)]\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos(2\pi 2f_0(t - \tau_p))\right)$$

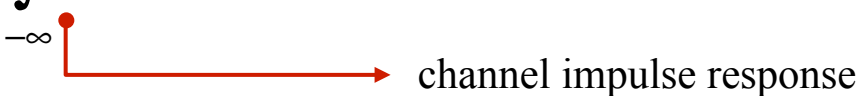
filtrando le componenti a $2f_0$: $\frac{A}{2}\operatorname{Im}[y(t)]$

Nei limiti in cui possiamo approssimare l'effetto del canale con una semplice attenuazione, conoscendo la frequenza da demodulare e lo sfasamento, siamo in grado di risalire alle due componenti reale e immaginaria e poi ai simboli

Attenuazione e dispersività insieme

Tuttavia: nella realtà se la banda è piuttosto larga, il canale non si limita ad attenuare, ma “disperde” il segnale nel tempo.

Possiamo rappresentare sia l'effetto del canale che le operazioni di filtraggio dei segnali con l'operazione di convoluzione

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau$$


The diagram shows the integration limits from $-\infty$ to ∞ in the equation above. A red arrow points from the $-\infty$ limit to the right, labeled "channel impulse response".

Non fa altro che sovrapporre repliche infinitesime del segnale a se stesso sfasato e riproporle in uscita, ognuna con ampiezza, fase, e ritardo diversi.

In frequenza corrisponde a fare il prodotto dello spettro di densità di potenza del segnale $x(t)$ per il modulo al quadrato della trasformata di Fourier della risposta impulsiva

Attenuazione e dispersività insieme

- Attenuazione dipendente dalla frequenza
- Attenuazione dovuta alla distanza

Lo spettro del segnale ricevuto è uguale al prodotto dello spettro del segnale trasmesso per la risposta in frequenza del canale

Esempi di attenuazione senza multipath fading

- doppino telefonico

$$\|H(f)\|^2 \text{ (dB)} = -k \cdot d^2 \cdot f$$

- On-air RF

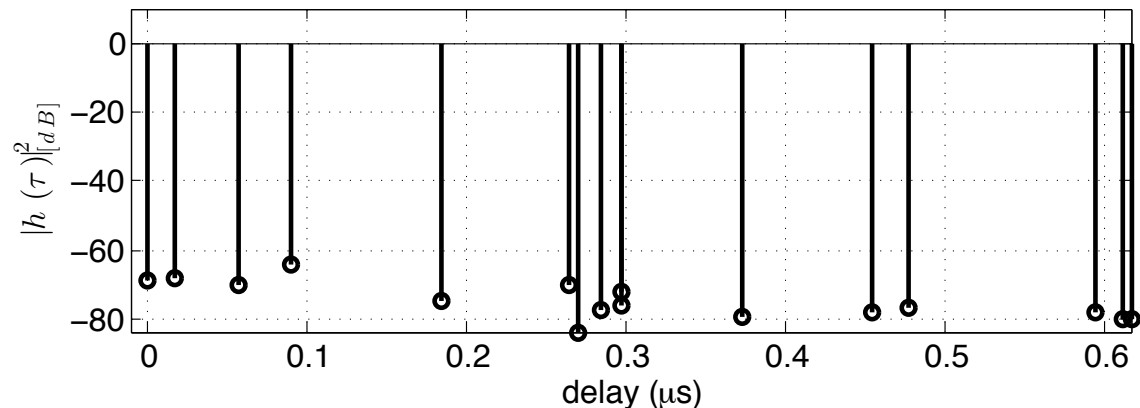
$$\|H(f)\|^2 = \frac{P_t(f)}{P_r(f)} = \frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r} \left(\frac{f}{c}\right)^2$$

Attenuazione e dispersività insieme

Esempio di attenuazione con multipath fading:

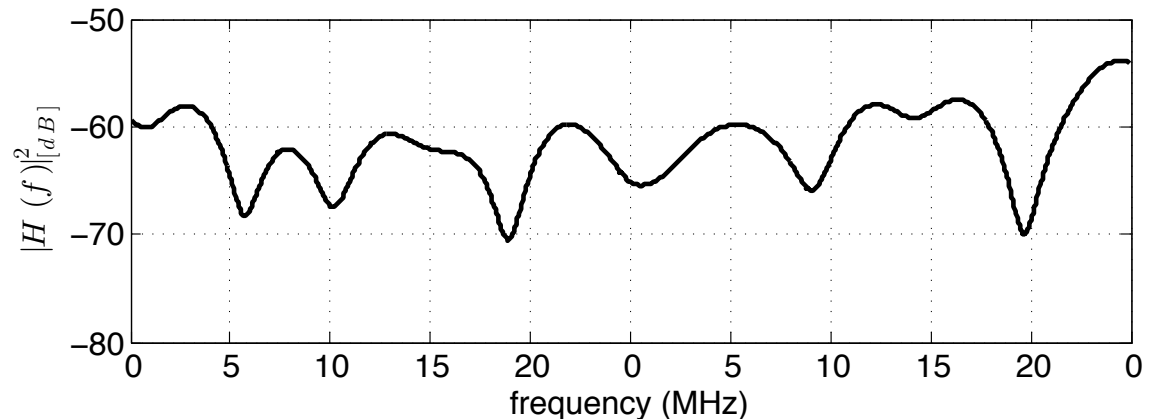
Risposta impulsiva

ad ogni barra corrisponde l'inizio di una nuova replica del segnale trasmesso



Risposta in frequenza

Lo spettro del segnale trasmesso viene moltiplicato per questa funzione



Il canale si limita ad attenuare il segnale, senza distorcerlo causando ISI, solo se, nella banda del segnale, la risposta in frequenza è piatta

Attenuazione e dispersività insieme

Multipath fading

In frequenza: la risposta in frequenza non è piatta, ma fluttuante

In tempo corrisponde all'arrivo di repliche del segnale trasmesso ben oltre la durata dell'impulso → **Inter Symbol Interference (ISI)**

Si combatte con opportuni filtri (di solito digitali) che “equalizzano il canale” cioè a valle del filtro si ha di nuovo risposta piatta nella banda di interesse.

Questa è la strada seguita con il GSM

→ Tuttavia, non si può aumentare il data rate allargando indefinitamente la banda perché equalizzare il canale diviene via via più complicato (corrisponde ad avere ISI tra un numero sempre maggiore di simboli tra cui districarsi)

Attenuazione e rumore

- Il mezzo di trasporto dell'informazione, ovvero il segnale, non può essere rivelato dal destinatario se la sua "potenza" è al di sotto di una certa soglia

Inoltre:

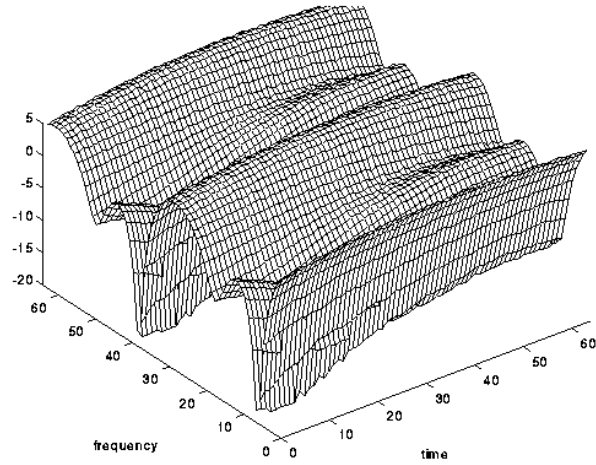
- ogni mezzo trasmissivo attenua in un modo o nell'altro i segnali che lo attraversano
- Sia il mezzo che gli apparati introducono un qualche tipo di rumore, che complica le operazioni di decodifica del messaggio del destinatario

Time- selective fading

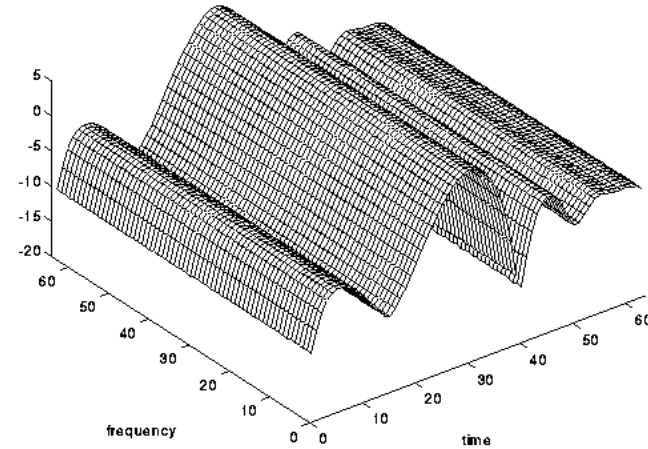
- Oltre a fluttuazioni per frequenze diverse, il fatto che gli oggetti su cui si riflettono i segnali si muovono, causa variazioni temporali della risposta in frequenza.
- Nel caso di oggetti che si muovono molto velocemente, si ha “fast fading”
 - In frequenza: doppler spreading dei segnali:
 - Lo spettro dei segnali viene allargato dal canale a cause delle mobilità degli oggetti nell’ambiente
 - Problema per FMD e FDMA
- Nel caso di oggetti che si muovono molto velocemente, si hanno “slowly fading channels”: semplicemente la risposta in frequenza varia nel tempo → i protocolli di scheduling devono tenerne conto (vedremo come...)

Esempi

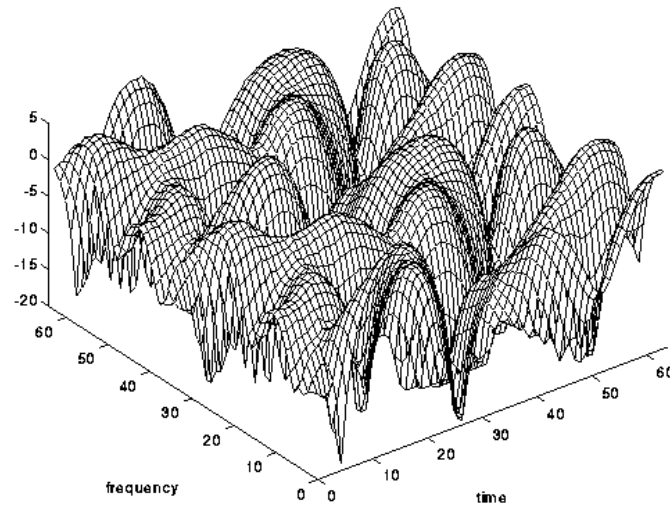
Frequency selective, slowly varying channel



Frequency flat, time selective channel



Both time and frequency selective



Inter-symbol e Multi User Interference

Interference is due to the fact that each user receives all the signals of other users. Present in FDMA, TDMA, CDMA

* In tempo, il multipath fading tende a far sovrapporre segnali trasmessi in intervalli differenti

* In frequenza: doppler spreading dei segnali, associato a “fast fading”
Lo spettro dei segnali viene allargato dal canale a cause delle mobilità degli oggetti nell’ambiente. Segnali in bande adiacenti ma separate in Tx, vengono sovrapposti in ricezione.

Come si può ovviare a questi fenomeni volendo comunque ottenere data rate + alti?

Informazione e Risorse di trasmissione

Qualunque tipo di informazione è rappresentabile con un insieme (o per la precisione una sequenza...) di “mattoncini” base che possono assumere un numero limitato di valori.

Esempi di comunicazione:

- vocale: sequenza di suoni (fonemi)
 - scritta: sequenza di parole/lettere
 - visiva: sequenza di gesti
 - **elettrica: sequenza di bit**
-
- Ogni mattoncino viene trasportato da una “risorsa trasmissiva” (per esempio un certo intervallo di tempo in cui il destinatario si aspetta di riceverlo)
 - Ovviamente per il destinatario la sequenza è ignota

Ortogonalità delle risorse di trasmissione

- E' indispensabile almeno conoscere (o ricavare..) un insieme di risorse quanto più possibile "ortogonali" ognuna delle quali trasporti un singolo "mattoncino" di informazione, in modo da *poter ricostruire la sequenza.*
- Ogni mattoncino deve essere trasportato da una risorsa che deve essere il più possibile ortogonale rispetto alle altre, cioè *non mischiarsi.*

Risorse di trasmissione ortogonali

- Lo stesso discorso può essere fatto per la distinzione di diverse sorgenti di informazione. E' indispensabile poter distinguere le diverse sorgenti di informazione (in questo caso si hanno diverse sequenze che devono essere distinte)
- Esempi:
 - Velocità di pronuncia delle parole dalla stessa persona
 - Più persone che parlano

Dispersività dei mezzi trasmissivi

- Per loro natura fisica, tutti i mezzi trasmissivi (e anche gli apparati di rice-trasmissione) presentano un certo grado di “dispersione”

Potere risolutore:

Quanto “vicine” possono essere due risorse mantenendo la capacità del destinatario di distinguerle (risolverle).

Concetto di “banda”:

Non si possono accomodare più di un certo numero di risorse in una unità di tempo (...frequenza, spazio)

WLAN e Mobile Internet

Anni 2000 – Rivoluzione copernicana

- Diffusione virale dell'ADSL (in Italia alcune zone non vengono "infettate")
- diffusione virale delle WLAN --> effetto psicologico: ci si abitua ad avere servizi senza avere i cavi
- Reti mobili di terza generazione



MILESTONE informatica:
Il protocollo IP (e internet) viene portato sui mobili

MILESTONE tecnologica:
Introduzione del primo sistema "a banda larga" per reti mobili, UMTS



- A Causa della scarsa QoS, e per la scarsità di banda, viene abbandonato l'approccio OSI → il cross-layering (e.g. protocolli MPLS, RTP) irrompe negli standard delle reti mobili

OFDM e sistemi multi-carrier

Questo tipo di modulazione è possibile solo a patto di avere sincronizzazione perfetta tra le sotto-portanti e precisione nella definizione delle frequenze

Non è possibile farlo con una batteria di oscillatori in parallelo.

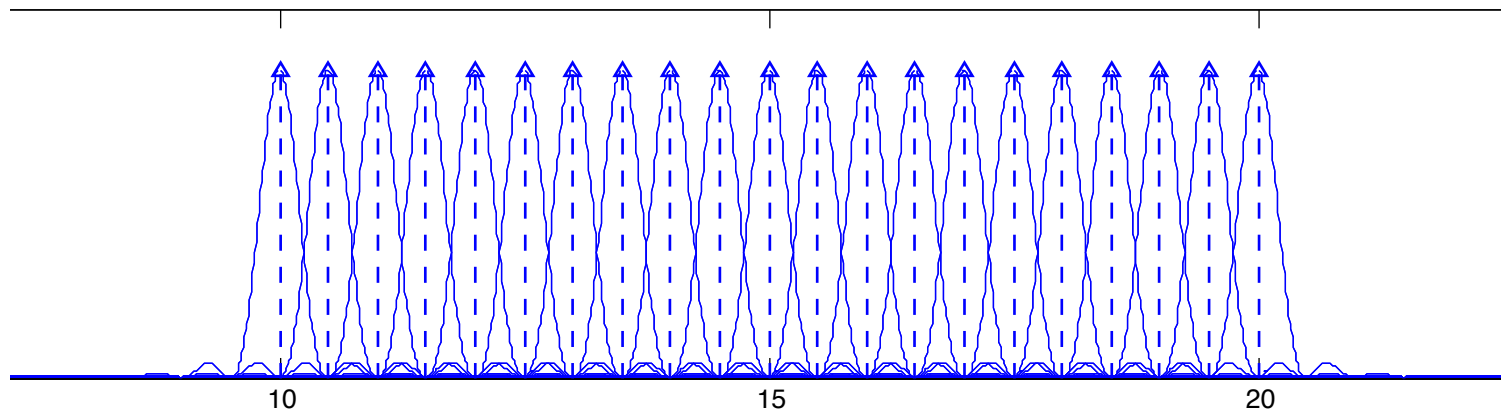
- Oggi si può fare nell'ambito digitale, fino a qualche anno fa era impossibile a causa dei limiti dei chip.
- La tecnologia elettronica ha consentito l'introduzione di massa di sistemi a banda larga.

OFDM e sistemi multi-carrier

E' possibile trasmettere bit dello stesso flusso in parallelo nel dominio della frequenza ma, diversamente da FDM, senza ricorrere alle bande di guardia, ma addirittura sovrapponendo parzialmente gli spettri.

...riuscendo a mantenere l'ortogonalità!

Stesso discorso vale per flussi appartenenti a utenti diversi

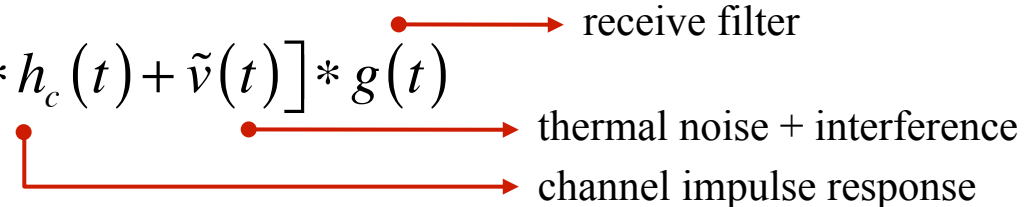


Questo tipo di trasmissione, chiamato Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) consente di ottenere un alto data rate (banda larga) tramite flussi paralleli. Ciascuna sottoportante vede un canale (quasi) piatto nella sua banda.

From *continuous*-time to *discrete*-time

Transmitted signal: $\bar{y}(t) = \sum_m u(m) p(t - mT_c)$

Received signal: $\bar{x}(t) = [\bar{y}(t) * h_c(t) + \tilde{v}(t)] * g(t)$

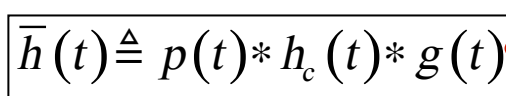


$$\bar{x}(t) = \left[\sum_m u(m) p(t - mT_c) * h_c(t) + \tilde{v}(t) \right] * g(t)$$

$$\bar{h}(t) \triangleq p(t) * h_c(t) * g(t)$$


$$= \sum_m u(m) p(t - mT_c) * h_c(t) * g(t) + \tilde{v}(t) * g(t)$$

$$= \sum_m u(m) \bar{h}(t - mT_c) + \bar{v}(t)$$



Sampling at $f_c = 1 / T_c$

$$x(n) = \sum_{m=n-L}^n u(m) \bar{h}(nT_c - mT_c) + \bar{v}(nT_c) \quad \text{with: } x(n) \triangleq \bar{x}(t) \Big|_{t=nT_c}$$



$$x(n) = x(n) = \sum_{l=0}^L h(l) u(n-l) + v(n)$$

Block Transmission

Let us consider a block of $P \gg L$ chips

$$\bar{u}(q) = [u(qP), u(qP+1), \dots, u(qP+P+1)]^T$$

Received block:

$$\bar{x}(q) = [x(qP), x(qP+1), \dots, x(qP+P+1)]^T$$

$$\bar{x}(q) = H_0 \bar{u}(q) + H_1 \bar{u}(q-1) + \bar{v}(q)$$

where

$$H_0 = \begin{pmatrix} h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ h(L) & \ddots & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h(L) & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad H_1 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & h(L) & \dots & h(0) \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & h(L) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix}$$

Block Transmission

To eliminate IBI \rightarrow “guard” chips: $\bar{\mathbf{u}}(q) = T_{P \times N} \mathbf{u}(q)$

$$\bar{\mathbf{x}}(q) = H_0 T \mathbf{u}(q) + H_1 T \mathbf{u}(q-1) + \bar{\mathbf{v}}(q)$$

T can be designed to either zero-pad the chip block (ZP), or to insert a cyclic prefix (CP)

We end up with two possible structures

$$\bar{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{H}}_{P \times N} \mathbf{u} + \bar{\mathbf{v}}$$

$$\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{H}}_{N \times N} \mathbf{u} + \tilde{\mathbf{v}}$$

$$\bar{\mathbf{H}}_{P \times N} = \begin{pmatrix} h(0) & & & & & \\ \vdots & \ddots & & & & \\ h(L) & & & & & \\ & \ddots & \ddots & & & \\ & & & h(0) & & \\ & & & \vdots & & \\ & & & h(L) & & \end{pmatrix} \quad \tilde{\mathbf{H}}_{N \times N} = \begin{pmatrix} h(0) & & & & h(L) & \cdots & h(1) \\ h(1) & h(0) & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & & h(L) \\ h(L) & & & \ddots & & & \\ & \ddots & \ddots & & & & \\ & & & \ddots & & h(0) & \\ & & & & h(L) & \cdots & \cdots & h(0) \end{pmatrix}$$

Tall Toeplitz matrix

Circulant matrix

Precoding and equalization


Given a received block of the form $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{H}}_{N \times N} \mathbf{u} + \tilde{\mathbf{v}}$

a linear equalizer is a matrix that allows to recover the distinct chips:

$$\mathbf{u} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{u} + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{v}}$$

The equalizer design has to trade-off resilience to noise with resilience to ISI, e.g. ZF equalizer, MMSE equalizer.

Fact: the matrix $\tilde{\mathbf{H}}$ is diagonalizable with the N-point FFT/IFFT matrices

$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F}$ and $\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{F}^H = \mathbf{\Lambda}$,  Contains the samples of the DFT of the impulse response:

$$[\mathbf{F}]_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N} n\right)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\left[H(e^{j0}), H(e^{j2\pi/N}), \dots, H(e^{j2\pi(N-1)/N})\right]$$

$$H(e^{j2\pi f}) \triangleq \sum_{n=0}^L h(n) \exp(-j2\pi fn)$$

Precoding and equalization

Equalization can be split between transmitter and receiver:

let $\mathbf{u} = \mathbf{W}\mathbf{s}$ Block of Information Chips
↓ →
Precoding matrix

Diagonal matrices

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_C, \text{ and } \mathbf{G} = \mathbf{D}_R \mathbf{F}$$

At the receiver we have:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}} &= \mathbf{G}\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{v}} \\ &= \mathbf{D}_R \mathbf{F} \left(\mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \right) \mathbf{F}^H \mathbf{D}_C \mathbf{s} + \mathbf{D}_R \mathbf{F} \tilde{\mathbf{v}} \\ &= \mathbf{D}_R \mathbf{\Lambda} \mathbf{D}_C \mathbf{s} + \mathbf{v} \text{ i.e. we end up with a set of } N \text{ (or less) parallel scalar equations} \end{aligned}$$

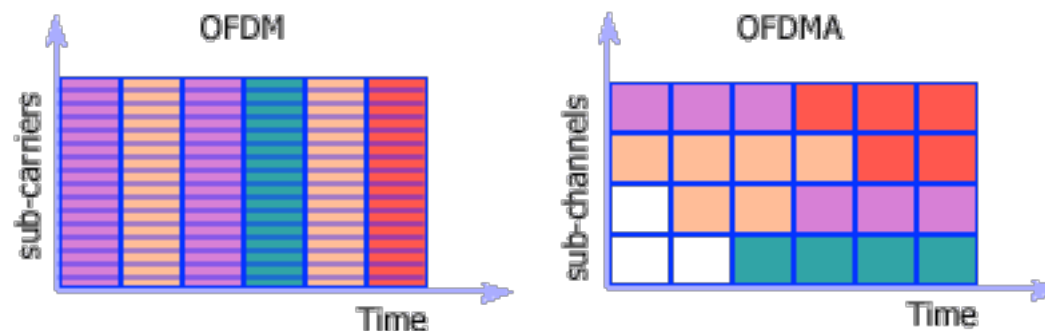
Multicarrier interpretation: The columns of \mathbf{F}^H can be viewed as discrete-time complex exponentials

$$\mathbf{f}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\exp(j0), \exp\left(j2\pi \frac{k}{N} 1\right), \dots, \exp\left(j2\pi \frac{k}{N} (N-1)\right) \right]^T$$

K-th subcarrier

Nuovi gradi di libertà

- Siamo passati completamente nel dominio digitale (si vede anche dal tipo di formule matematiche utilizzate)
- Bit rate diversi, sia dello stesso utente che di utenti diversi possono essere inviati su differenti sottoportanti.
- Nuovi challenge per il design dello scheduling: deve adattarsi a condizioni mutabili in termini di velocità di variazione nel tempo del canale, selettività in frequenza.
- Unico pool di risorse tempo/frequenza. Il problema dello scheduling diventa centrale, e il legame con i protocolli di strato superiore (in particolare applicativo) sempre più importante. LTE, WiMAX. Come/quando assegno i canali agli utenti?



Sistemi multi-user, multi-service, multi rate, diventano effettivamente possibili, si possono avere canali logici riconfigurabili facilmente.

Several examples

- (single user) OFDM

choosing $D_C = I$, we modulate each information chip onto a different subcarrier, then recover the chips can be recovered with $D_R = \Lambda^{-1}$
CSI at the receiver required!

If CSI is available, e.g. through a feedback channel, also at the transmitter, it is possible to implement DMT, i.e. bit and power loading on the different subcarriers, through an optimization of D_C and using different constellations to map bits into chips.

- Coded OFDM – introduced to cope with channel nulls
- (single user) DS-CDMA

choosing $W = \mathbf{c}_{N \times 1}$, a column of an Hadamard matrix, we have DS-CDMA

$$\mathbf{u} = \mathbf{W}\mathbf{s} = \mathbf{c} s$$

Several examples – the multi-user case

Generalized MC-CDMA

- Assuming quasi-synchronism among users and FIR channels of order less than* $L = \tilde{L} + D$, it is possible to design (deterministically) MUI-ISI free transceivers for any FIR channel
 - Each user transmits $K \geq 1$ symbols using $J \geq K$ subcarriers.
 - The matrix dimensions become $N = MJ$, and $P = MJ + L$.
 - Similar framework as for the single user case: coding (spreading) and decoding (despreading) matrices for each user.
 - It encompasses as particular cases MC-CDMA, and DS-CDMA
 - However by assigning separate subcarriers to different users achieves MUI elimination.
 - Allows for multirate designs for multimedia services
 - It has been applied to design jointly the network, data link, and physical layers for integrated system performance optimization
- * $\tilde{L} =$ maximum delay spread, $D =$ maximum asynchronism

Hardware considerations

- Sampling rate

Radio frequency modulation and demodulation

traditional way:

- Each user modulates/demodulates its own narrowband channel,
- The baseband sampling rate is then proportional to the single channel bandwidth

System performance are limited by the minimum time required to perform an analog frequency switch, necessary e.g. to perform frequency hopping at Tx and Rx.

Hardware considerations

- Sampling rate

Radio frequency modulation and demodulation

(present)/future way

- each user modulates/demodulates the entire system bandwidth,

Enables versatile and easily reconfigurable pre-coding and modulation techniques, working in the discrete-time and digital domain → DSP!

Enhanced sampling hardware and powerful DSPs are necessary

- Peak-to-Average Power Ratio (PAR)

Design “technology-aware”

- Il concetto di cross-layering si rende indispensabile anche al livello di progettazione: siamo agli antipodi del punto da cui siamo partiti
- Gli ambiti professionali informatico (Apps), protocolli di rete (networking), sistemi di telecomunicazione (per ottenere data rate e pluralità di servizi), devono viaggiare insieme.

Avete notato come veri e propri giganti che però fossero scoperti su uno di questi fronti abbiano subito un declino, mentre altri siano in ascesa incredibile?

- NOKIA - debole sul lato sviluppo software, apps (fallimento OVI...)
- MICROSOFT (debole sul lato TLC)
- APPLE: fa tutto in maniera integrata, dalle applicazioni ai chip
- GOOGLE: lungimiranza nello sviluppo di apps, partnership vincenti sul lato TLC/HW (e.g. Samsung), inoltre già esistono i primi “Google phones”.

Tendenze future

Anni '10: ulteriori cambiamenti

Dal punto di vista applicativo e dei servizi:

- Nuovo tipo di terminale: il tablet
- Nuovo servizio: CLOUD computing and storage

Dal punto di vista tecnologico:

RETI 4G: i nuovi servizi richiedono un aumento ulteriore della banda

→ Abbandono dell'UMTS verso sistemi multi-carrier (OFDM)

→ Necessità di technology-aware protocol design: gli standard devono essere flessibili e lavorare in condizioni differenti: variabilità nel tempo dei canali, variabilità in frequenza, coesistenza di una moltitudine di utenti diversi che utilizzano applicazioni diverse