# I sistemi di acquisizione dati

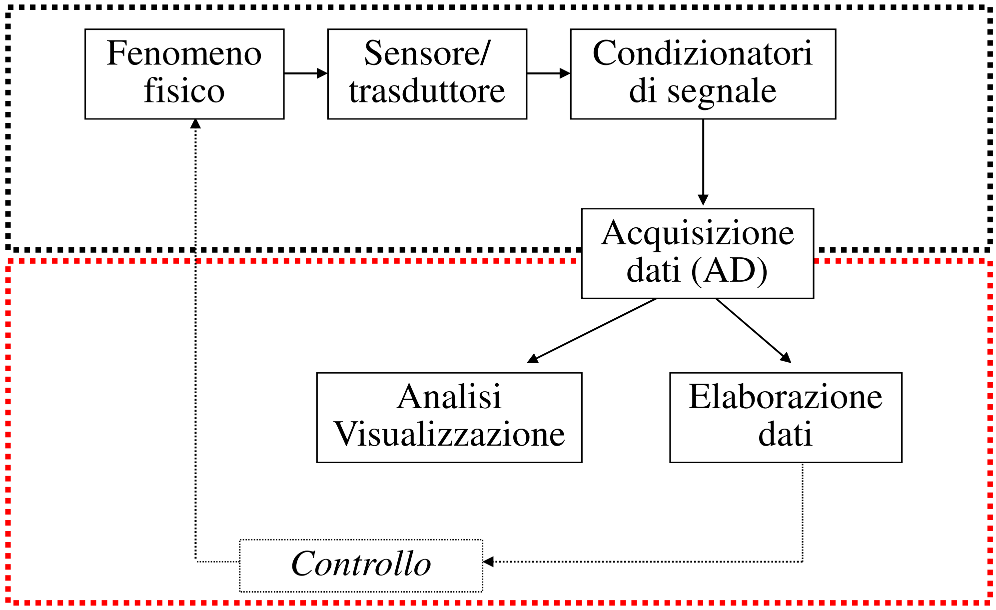


## Gli argomenti

Modulo di Lezione 1
La conversione analogico-digitale
I convertitori analogico-digitale e digitale-analogico
Errori di conversione
Sistemi di acquisizione e componentistica

# I sistemi di acquisizione dati

L'utilizzo dei computers, e dei PC in particolare, ha notevolmente aumentato la produttività delle attività sperimentali.






# I sistemi di acquisizione dati

Per utilizzare i dati in un sistema digitale occorre
- Campionare il segnale (renderlo discreto nel tempo)
- Quantizzare il singolo campione (esprimere il valore in forma discreta)

**ATTENZIONE: nell'analisi digitale dei segnali il *Campione* ha un significato completamente diverso dalla statistica finita**

Limitazioni dei sistemi AD basati su computer legati alla qualità del segnale: per problemi di compatibilità devono essere condizionati prima di procedere con una misura accurata.

Argomenti:
- Generalità sui sistemi per l'acquisizione e la gestione di misure
- Segnali analogici e discreti e convertitori Analogico/Digitali
- Elementi dei sistemi di Acquisizione Dati

# I sistemi di acquisizione dati

Il segnale elettrico di un trasduttore costituisce, per il computer, un ingresso analogico che deve essere convertito in una forma digitale, cioè in un una sequenza di numeri binari

Il dispositivo che esegue questa conversione prende il nome di convertitore analogico/digitale e normalmente indicato con la sigla A/D, AD o ADC.

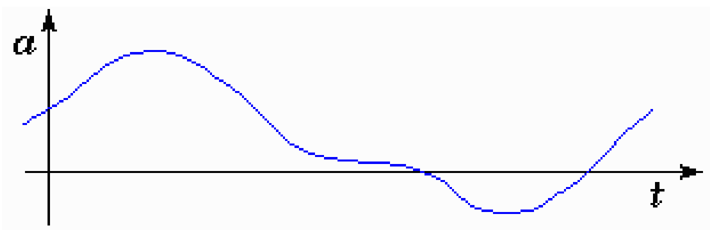
I dispositivi che eseguono l'operazione inversa, di trasformare un codice binario in una grandezza elettrica analogica (normalmente una tensione) sono i convertitori digitale/analogico D/A, DA o DAC.

La disponibilità di questi dispositivi conferisce al computer la capacità di intervenire su di un fenomeno fisico, e quindi anche di controllarlo.



# Segnali Analogici e Digitali

Un **segnale analogico** può essere rappresentato mediante una funzione del tempo che gode delle seguenti caratteristiche:
1) la funzione è continua nel tempo (è definita per ogni valore del tempo anche per istanti temporali infinitamente vicini)
2) la funzione è continua in valore (diminuendo l'intervallo temporale che separa due valori la loro differenza diminuisce regolarmente e con continuità).
La funzione può assumere un valore qualunque in un istante qualunque

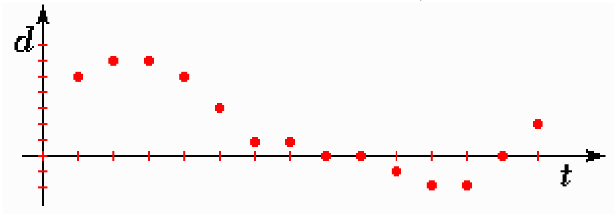



a = f ( t ) ;
t appartiene all'insieme $\Re$ dei numeri reali,
a appartiene all'insieme $\Re$ dei numeri reali

# Segnali Analogici e Digitali

Il **segnale digitale** è costituito da una funzione "tempo discreta" e "quantizzata".
Tale funzione risulta pertanto:
1) definita solamente in un insieme numerabile di istanti "equispaziati"
2) dotata di un codominio costituito da un insieme discreto di valori.

$d = f(nTc)$ ;
$n$ appartiene all'insieme $Z$ dei numeri interi,
$d$ appartiene all'insieme $Z$ dei numeri interi (a meno di un fattore di scala)




Il **segnale digitale** è una sequenza di numeri

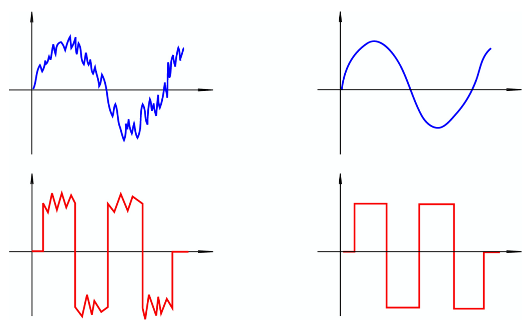


# Pregi dei segnali digitali: rumore

**Maggiore robustezza ai disturbi rispetto ai segnali analogici.**

I segnali analogici sono costituiti da funzioni continue sensibili al rumore che determina una variazione del valore del segnale qualunque sia la ampiezza e la potenza del rumore.

I segnali digitali presentano un numero finito di valori separati da una fascia "proibita". Se il rumore non ha ampiezza (e potenza) tale da determinare un superamento della fascia proibita che separa due valori contigui non si riscontra alcuna alterazione del valore.



# Pregi dei segnali digitali: elaborazione

**I segnali digitali possono essere elaborati più facilmente dei segnali analogici**

Essi sono infatti intrinsecamente compatibili con i sistemi di calcolo

Per elaborare matematicamente i segnali analogici si deve ricorrere a circuiti appositamente realizzati mediante i quali è possibile realizzare solo operazioni relativamente semplici (somma, sottrazione, logaritmo ed esponenziale, integrale e derivata rispetto al tempo, ecc.).

I segnali numerici possono invece essere elaborati mediante microprocessori  i quali possono eseguire le operazioni necessarie senza richiedere appesantimenti dell'hardware circuitale.

Approssimazioni della codifica e della aritmetica in forma finita



# Pregi dei segnali digitali: registrazione

**I segnali digitali possono essere registrati in maniera più fedele e stabile dei segnali analogici**

I dati digitalizzati possono essere facilmente e stabilmente memorizzati su dispositivi digitali molto meno costosi

La loro memorizzazione presenta una elevata insensibilità ai disturbi

Per la registrazione di qualità di un segnale analogico è richiesta la qualità dell'alta fedeltà nella registrazione e nella riproduzione

La registrazione multicanale richiede la duplicazione dei dispositivi

Problemi di stabilità e sicurezza dei supporti magnetici

# La conversione Analogico-Digitale (AD)

La conversione A/D richiede tre fasi successive:
**campionamento** - discretizzazione del tempo
**quantizzazione** - discretizzazione della ampiezza
**codifica** - uso di “parole” binarie per esprimere il valore del segnale




# La quantizzazione

Come effettuare la quantizzazione?

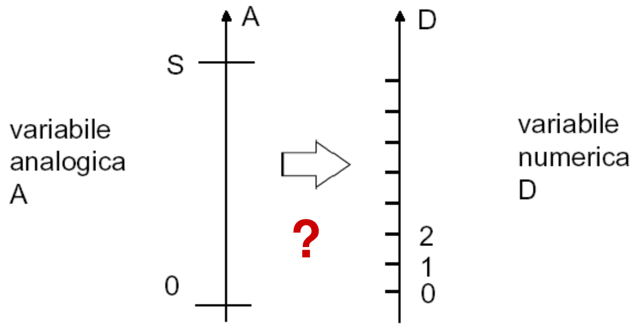
Con una banale *Proporzione* tra un campo di valori in ingresso e in uscita

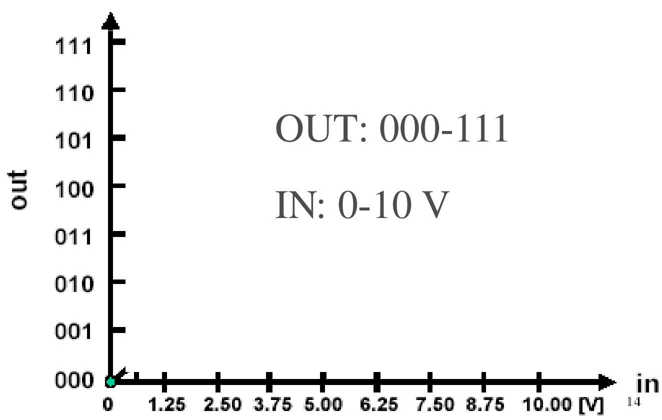
Questo comporta la definizione di limiti sia per i valori di ingresso che per quelli in uscita

Quindi:

Valori minimo e massimo di tensione in ingresso

Numero binario minimo e numero binario massimo in uscita (facile prevedere legato ad un nbit)



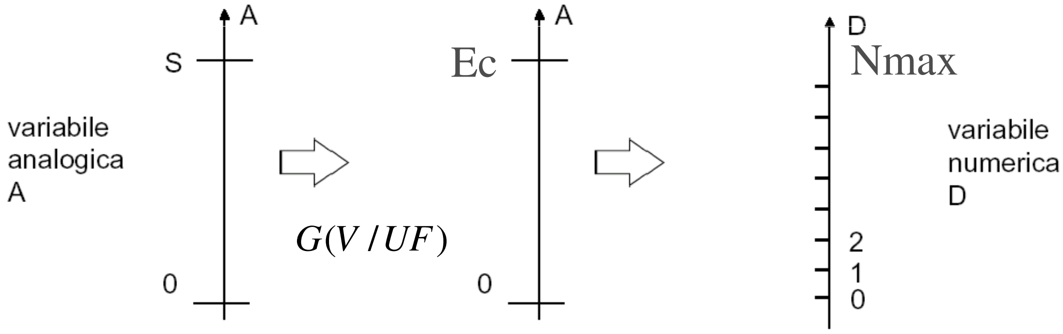
# La quantizzazione

Sono normalmente disponibili due alternative:

1) campo unipolare:

Ingresso: estremo inferiore nullo ed estremo superiore Ec
campo di misura = [ 0, +Ec ]

Uscita: 0 Nmax



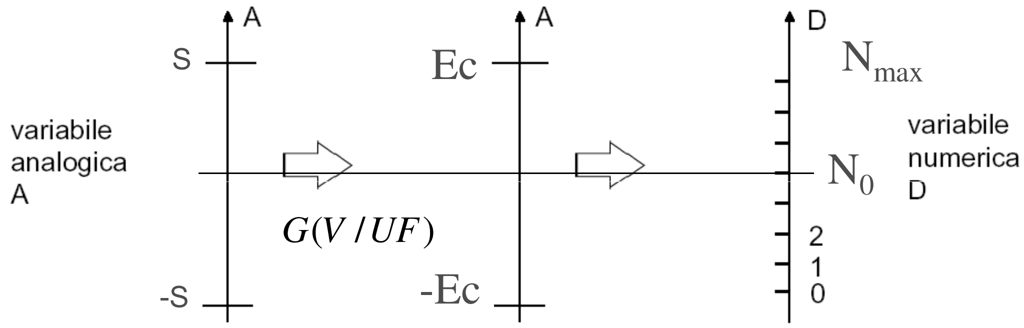

$$A \cdot G : E_c = B : N_{max} \qquad B = \frac{N_{max}}{E_c} A \cdot G \qquad A_{mis} = \frac{E_c}{G \cdot N_{max}} B$$



# La quantizzazione

2) campo bipolare:

Ingresso: estremo inferiore -Ec ed estremo superiore +Ec
campo di misura = [ -Ec, +Ec ] (simmetrico)




ATTENZIONE: in uscita abbiamo sempre 0-$N_{max}$ e per 0 in ingresso l'uscita digitale è $N_{max}/2$

$$A \cdot G : E_c = (B + N_0) : \frac{N_{max}}{2} \longrightarrow B = \frac{N_{max}}{2 \cdot E_c} A \cdot G + N_0$$

$$A_{mis} = \frac{2 \cdot E_c}{G \cdot N_{max}} (B - N_0)$$

# La quantizzazione

Il campo di misura lo viene suddiviso in un numero finito di intervalli contigui.

Si possono avere due alternative principali:

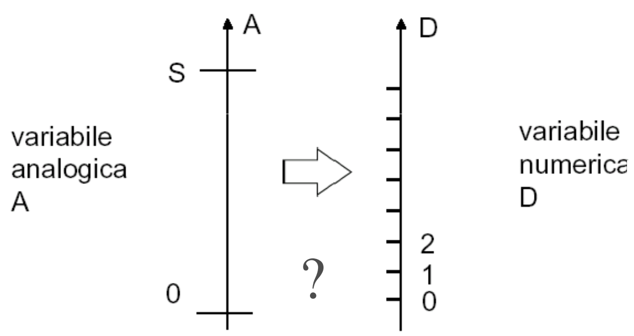
- suddivisione in intervalli di ampiezza costante:
  quantizzazione uniforme
- suddivisione in intervalli di ampiezze diverse:
  quantizzazione NON uniforme

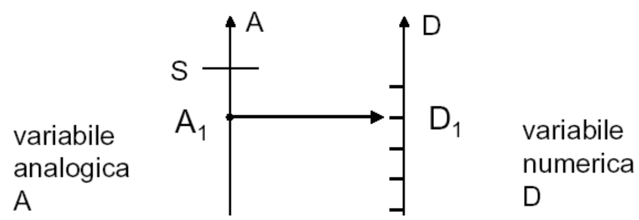
(si apprezzeranno meglio nel seguito le motivazioni di questa possibilità).



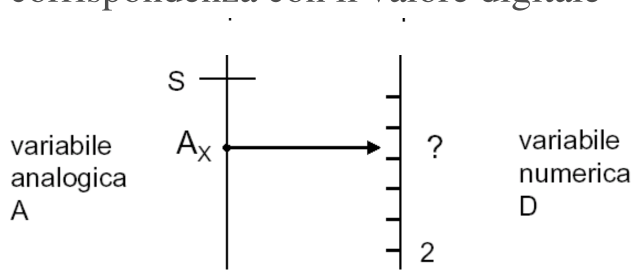
# La quantizzazione

La quantizzazione consiste quindi nell'attribuzione del segnale ad un livello tra quelli disponibili.



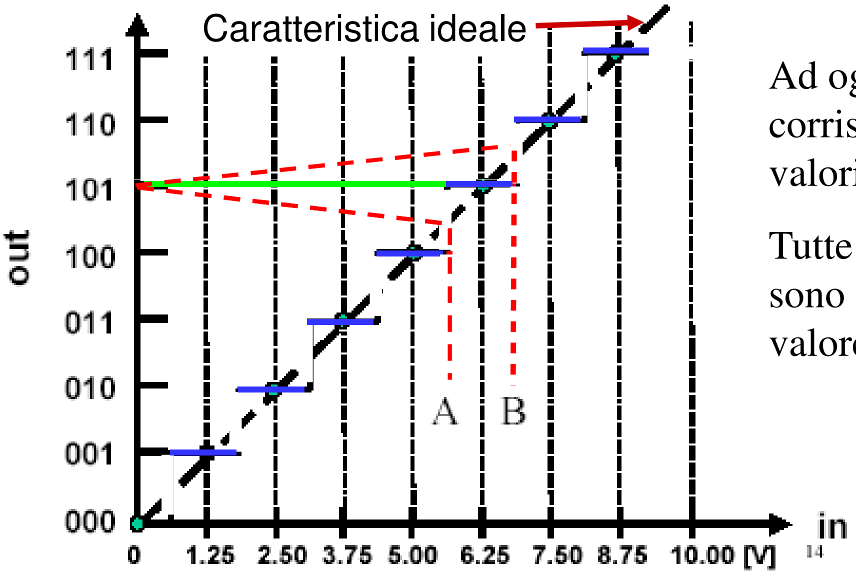

Variabile analogica in esatta corrispondenza con il valore digitale




Variabile analogica non in corrispondenza di un valore digitale

# La quantizzazione

La quantizzazione consiste quindi nell’associazione del segnale ad un livello tra quelli disponibili: a tutti i valori compresi tra A e B verrà assegnato il corrispettivo binario 101




Ad ogni valore binario corrisponde un campo di valori di tensione

Tutte le tensioni tra A e B sono convertite con lo stesso valore: Limite di risoluzione



# La quantizzazione

Il numero N di intervalli in cui suddividere il campo di misura è arbitrario, ma data la diffusione dei sistemi basati su aritmetica binaria, è consuetudine adottare un valore di N potenza di 2 in ragione del numero di bits utilizzati per la codifica.

8 bit $\Rightarrow 2^8 = 256$ stati diversi

10 bit $\Rightarrow 2^{10} = 1024$ stati diversi

12 bit $\Rightarrow 2^{12} = 4096$ stati diversi

16 bit $\Rightarrow 2^{16} = 65536$ stati diversi

32 bit $\Rightarrow 2^{32} = 4294967296$ stati diversi

La fase di codifica consiste nell'associare ad ogni intervallo in cui è stato suddiviso il campo di misura una parola (espressa in codice binario) che lo identifica in modo univoco.

Dal punto di vista metrologico il numero di bit determina il numero massimo di intervalli in cui è possibile suddividere il campo pertanto influisce sulla risoluzione e quindi sull’entità della incertezza di quantizzazione

# La codifica

Il sistema binario prevede una codifica a due stati (0/1, on/off, … )

La regola di costruzione è posizionale, quindi identica a quella del sistema decimale, il peso di ogni cifra è valutato un esponente crescente della base che rispecchia la posizione nella parola:

532 decim. = $2\ 10_d^0 + 3\ 10_d^1 + 5\ 10_d^2$ 101 bin. = $1\ 2_d^0 + 0\ 2_d^1 + 1\ 2_d^2$

Per campi unipolari [ 0, +Ec ], lo schema di codifica è del tutto analogo a quello delle variabili intere prive di segno,

Campo unipolare: 0 = 000...000
+Ec - 1 LSB = 111...111

Per campi bipolari [ -Ec , +Ec ] si utilizza quello per variabili intere con segno,

Campo bipolare: -Ec = 000...000
+Ec - 1 LSB = 111...111



# Il convertitore Analogico/Digitale

Il convertitore analogico digitale A/D o ADC è l'elemento fondamentale di qualsiasi sistema di acquisizione dati: con una cadenza temporale fissata esegue l'operazione di Conversione (quantizzazione+codifica)

Le sue caratteristiche principali sono:

- RISOLUZIONE (numero di bits, errore di quantizzazione)
- VELOCITA' (tempo di conversione dal dato analogico al digitale)
- FONDO-SCALA (dinamica di ingresso, unipolare/bipolare)

Esistono diverse filosofie di progetto per la realizzazione di un convertitore AD, ed in particolare per la modalità con la quale viene eseguita la conversione. Questa scelta comporta delle ripercussioni sulla risoluzione, sulla velocità del convertitore e sul costo

# Il convertitore Analogico/Digitale

Esistono diverse tipologie di convertitore analogico/digitale

Figure 1-6: Alternative A/D Converter Designs

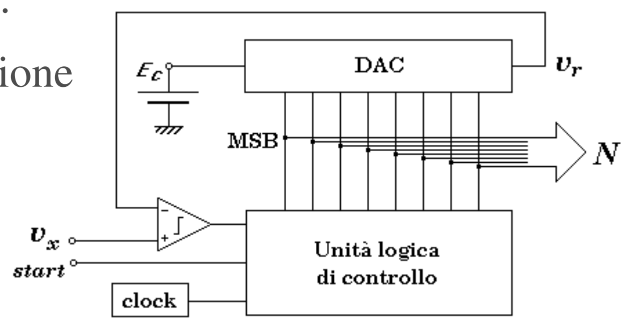
| DESIGN | SPEED | RESOLUTION | NOISE IMMUNITY | COST |
|---|---|---|---|---|
| Successive approximation | Medium | 10-16 bits | Poor | Low |
| Integrating | Slow | 12-18 bits | Good | Low |
| Ramp/counting | Slow | 14-24 bits | Good | Medium |
| Flash/parallel | Fast | 4-8 bits | None | High |



# Il convertitore Analogico/Digitale

Il convertitore a successive approssimazioni è composto da 4 elementi principali:

- un convertitore "digitale/analogico" con ingresso a n bit che rende in uscita un segnale analogico Vr il cui valore è proporzionale al prodotto tra il valore numerico N posto al suo ingresso e il quanto
- una unità logica di controllo che può variare il valore numerico N secondo una particolare strategia.
- un generatore di tensione campione
- un comparatore



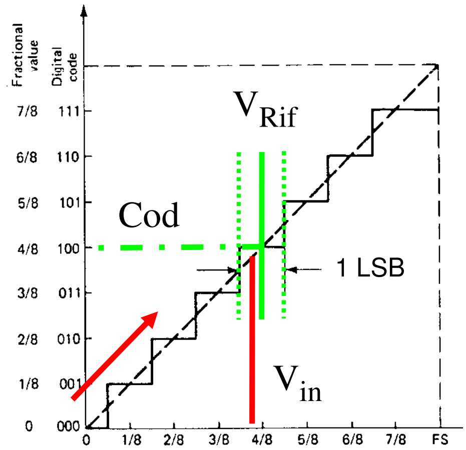
# Il convertitore A/D integratore

La strategia di ricerca più semplice è quella di un contatore.

All'inizio della conversione l'Unità Logica di Controllo (ULC) dispone gli N bits della parola al valore nullo e avvia un ciclo di $2^{N-1}$ passi durante il quale incrementa il contatore in ingresso al convertitore DA

Ad ogni passo la ULC esegue le seguenti operazioni:

- incrementa di 1 il contatore (integra)
- genera l'uscita analogica corrispondente
- se la differenza tra la tensione prodotta e quella da misurare è al disotto della soglia del comparatore (data dall'errore di discretizzazione) il ciclo si conclude e la parola binaria viene memorizzata.





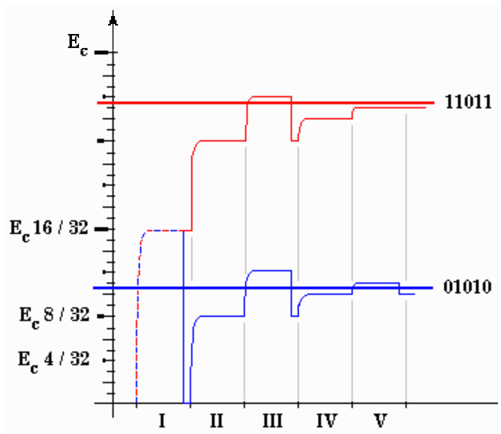

# Il convertitore A/D ad approssimazioni

Più efficiente è il convertitore a successive approssimazioni che opera mediante una ricerca binaria del valore attuata a passi sempre più fini.

All'inizio della conversione l'Unità Logica di Controllo (ULC) dispone gli N bits della parola al valore nullo e avvia un ciclo di N passi che scandisce i bits a partire da quello più significativo (MSB)

Ad ogni passo la ULC esegue le seguenti operazioni:

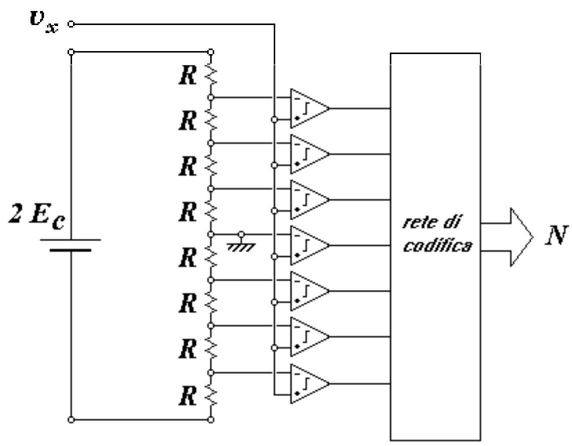
- pone ad 1 il bit corrispondente al ciclo
- verifica se la tensione prodotta da un DAC a fronte della parola binaria
- se la tensione di riferimento risulta superiore lascia il bit al valore 1, altrimenti lo mette a 0
- Alla fine del ciclo la parola binaria è completa.



## Il convertitore A/D istantaneo

Il convertitore flash opera come circuito quantizzatore/ codificatore. Si possono realizzare diversi schemi che attuano la quantizzazione, una possibile rappresentazione dei quali è riportata in figura, relativamente ad un campo bipolare.

Il dispositivo può essere costituito da un partitore resistivo che genera le tensioni corrispondenti agli estremi degli intervalli in cui è stato suddiviso il campo di misura, da una schiera di comparatori analogici e da una rete (combinatoria) che ha il compito di eseguire la codifica del valore di uscita.






## Il convertitore A/D istantaneo

Il funzionamento è relativamente semplice: la sequenza di resistenze, in questo caso uguali, realizza una caduta di tensione progressiva.

Queste tensioni vengono confrontate dalla schiera di comparatori con la tensione da misurare, ottenendo un valore "alto" o "basso". I due comparatori con uscita discorde sono a cavallo della misura: la misura infatti ricade nell'intervallo delle tensioni di codifica corrispondenti alla loro posizione nella schiera.

La rete combinatoria ha il compito di codificare tale informazione nel formato binario prescelto.

Questi convertitori sono in grado di fornire le prestazioni più elevate, ad un costo ovviamente più elevato; data la complessità dello schema non può avere una risoluzione troppo alta (tipicamente 4-8bits).

# Il convertitore A/D istantaneo

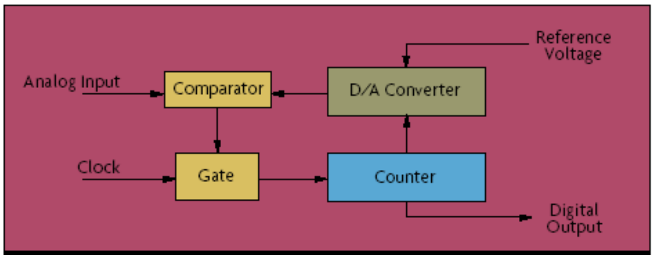
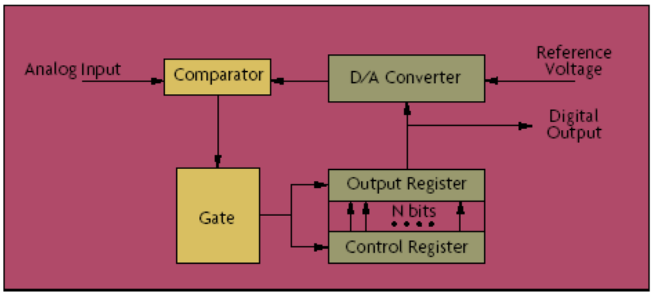



Figure 1-9: A/D Conversion by Counting/Ramp Technique



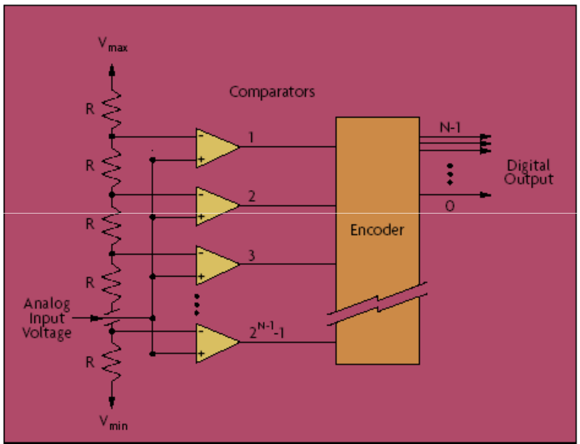




Figure 1-8: A/D Conversion by Flash/Parallel Technique



# Il convertitore Digitale/Analogico DAC

- Operazione duale alla conversione A/D è la conversione Digitale/Analogica (DAC)

- Il convertitore digitale/analogico D/A o DAC consente di generare un segnale continuo nel tempo, ma sempre discreto per ampiezza, a partire da un numero binario.

- I parametri funzionali che lo caratterizzano sono gli stessi del convertitore A/D

- Interessante per capire perché un ADC può commettere degli errori, cioè essere impreciso

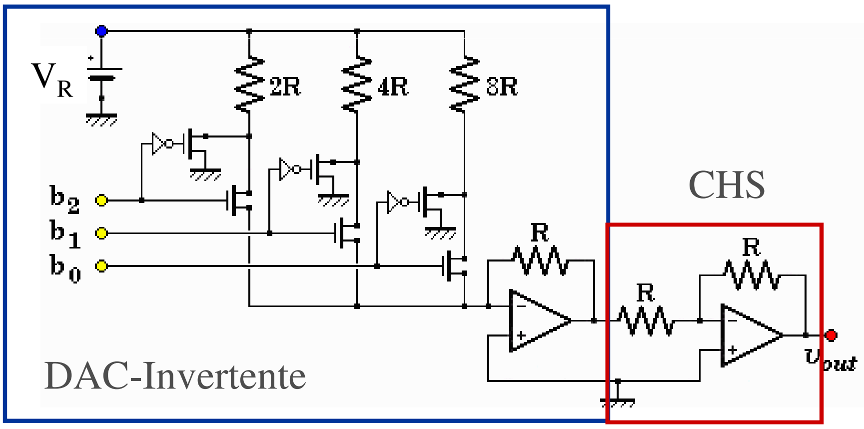
# Il convertitore Digitale/Analogico DAC

Il convertitore D/A può essere costituito da un sommatore che combina tanti segnali quanti sono i bits del convertitore, ciascuno pesato con il rapporto tra di una opportuna resistenza di canale e una resistenza di controreazione (se il bit è nullo il circuito è aperto): abbiamo il convertitore D/A a resistenze pesate

$$V_{Out} = \sum_{i=1}^{n} b_i \frac{R_i}{R} V$$

con

$$R_i = 2^{N-i} R$$






# Il convertitore Digitale/Analogico DAC

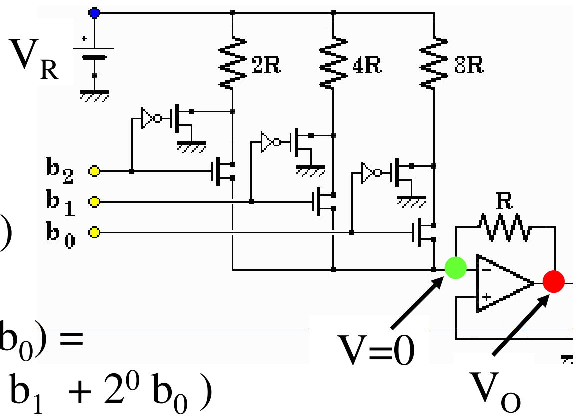
Es. Convertitore a 3 Bits:

$I_R = V_R / R$

$I_2 = V_R / (2R) = I_R / 2$

$I_1 = V_R / (4R) = I_R / 4$

$I_0 = V_R / (8R) = I_R / 8$ $(I_k = I_R / 2^{N-k})$




$V_o = RI = -R\,(I_2\, b_2 + I_1\, b_1 + I_0\, b_0) =$
$\quad -(R / R)(V_R / 2^3)(2^2\, b_2 + 2^1\, b_1 + 2^0\, b_0)$

generalizzando

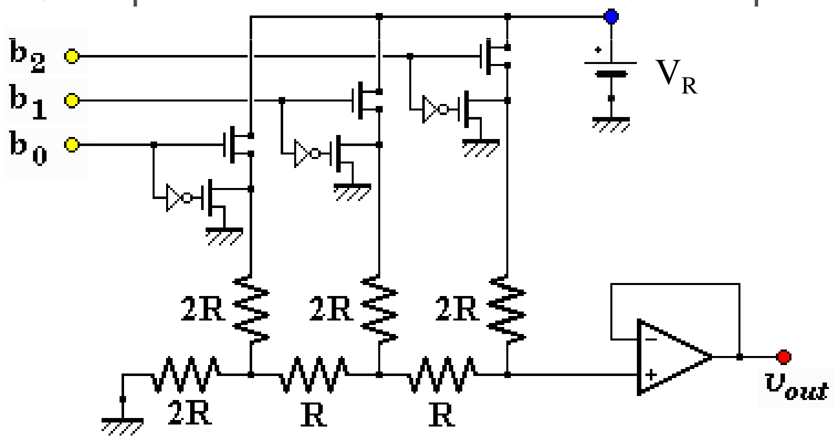
$V_o = -(V_R / 2^N)(2^{N-1} b_{N-1} + 2^{N-2} b_{N-2} + \ldots + 2^0 b_0)$

Problema di avere resistenze correttamente scalate per avere un comportamento lineare

# Il convertitore D/A a scala di resistenze

Il convertitore a Scala di Resistenze risolve il problema: senza entrare nel merito del suo funzionamento, esaminiamo lo schema di un convertitore D/A a scala di resistenze: è evidente la presenza di resistenze tutte uguali anziché di peso relativo $2^i$.

Questa architettura rende possibile una maggiore precisione del convertitore D/A e quindi anche del convertitore A/D nel quale venga inserito.






# L'incertezza di quantizzazione

Tutti i valori di ingresso che rientrano nell'intervallo $A_x - A_i$ vengono associati ad uno stesso valore digitale, la misura così ottenuta è affetta da un errore: *l'errore di quantizzazione*

Il valore *massimo* dell'errore di quantizzazione è pari a metà del quanto:

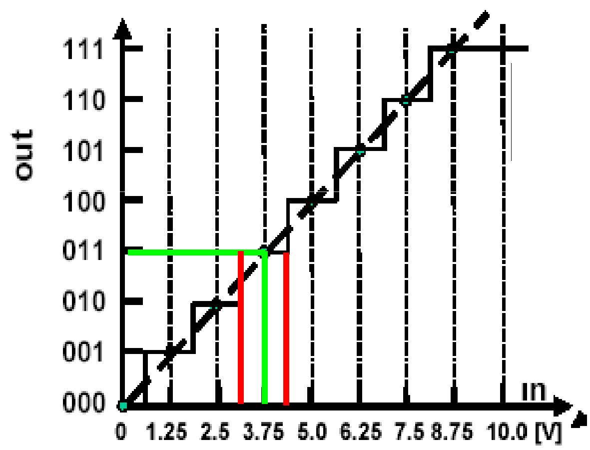
$$|\varepsilon_Q| < Q/2 = FS/N/2$$

Risoluzione o Quanto:

$$Q = FS/2^{Nbi} = FS/N$$

Nel caso di figura:

$$Q = 10/2^3 = 1.25V$$




Non essendoci motivi per ritenere altrimenti, la distribuzione di probabilità è uniforme; si può quindi ridurre il quanto con sqrt(12)

# L’incertezza di quantizzazione

L'incertezza di quantizzazione è pari alla metà del quanto

$$e = Q/2 = FS / 2^{Nbit} / 2$$

Meno cautelativamente $$e = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{Q}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{FS}{2 \cdot 2^{Nbit}}$$

L’incertezza può essere ridotta riducendo il campo di misura o aumentando il numero degli intervalli in cui questo viene suddiviso.

Nel caso di una quantizzazione a 10 bit con campo 0-10V si avrebbe:

$$e = 10 / 2^{10} / 2 = 10 / 1024 / 2 = 0.00488 \text{ V}$$

In termini relativi al fondoscala l’errore% vale:

$$e\% = 1 / 2^{10} / 2 * 100 = 1 / 1024 / 2 * 100 = 0.0488 \%$$

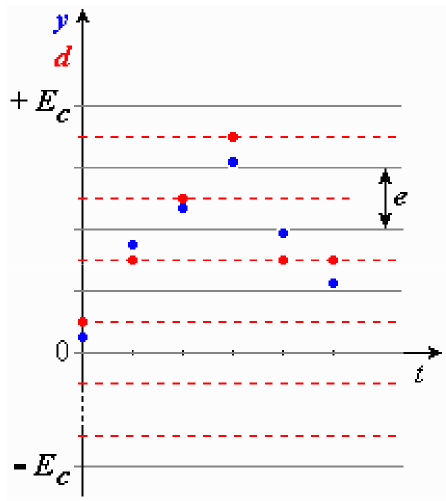
L'incertezza così definita ha ampiezza costante quindi assume un peso relativo più o meno importante a seconda del valore della misura: quanto più la misura è piccola rispetto al fondoscala, tanto maggiore è il valore della incertezza relativa di quantizzazione.

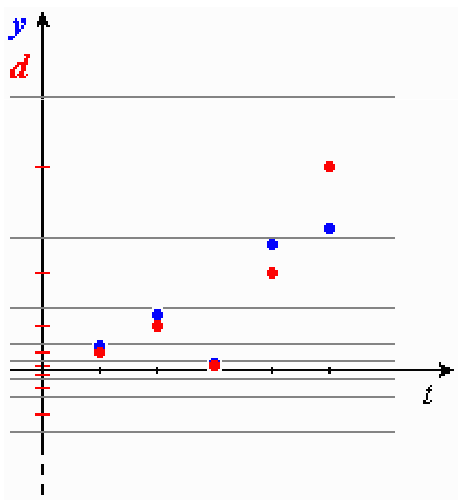


# L’incertezza di quantizzazione

Per cercare di contenere a valori "accettabili" la incertezza relativa di quantizzazione sono state introdotte le quantizzazioni non uniformi.

Quantizzazione uniforme: l’errore relativo dell’incertezza di quantizzazione non è uniforme sul campo di misura




Quantizzazione non uniforme: l’errore relativo dell’incertezza di quantizzazione è uniforme sul campo di misura

## La risoluzione

L'incertezza di quantizzazione corrisponde alla Risoluzione: minima variazione della grandezza di ingresso apprezzabile dal "quantizzatore"

Corrisponde al valore del bit meno significativo e viene detta
Risoluzione=LSB="least significant bit"

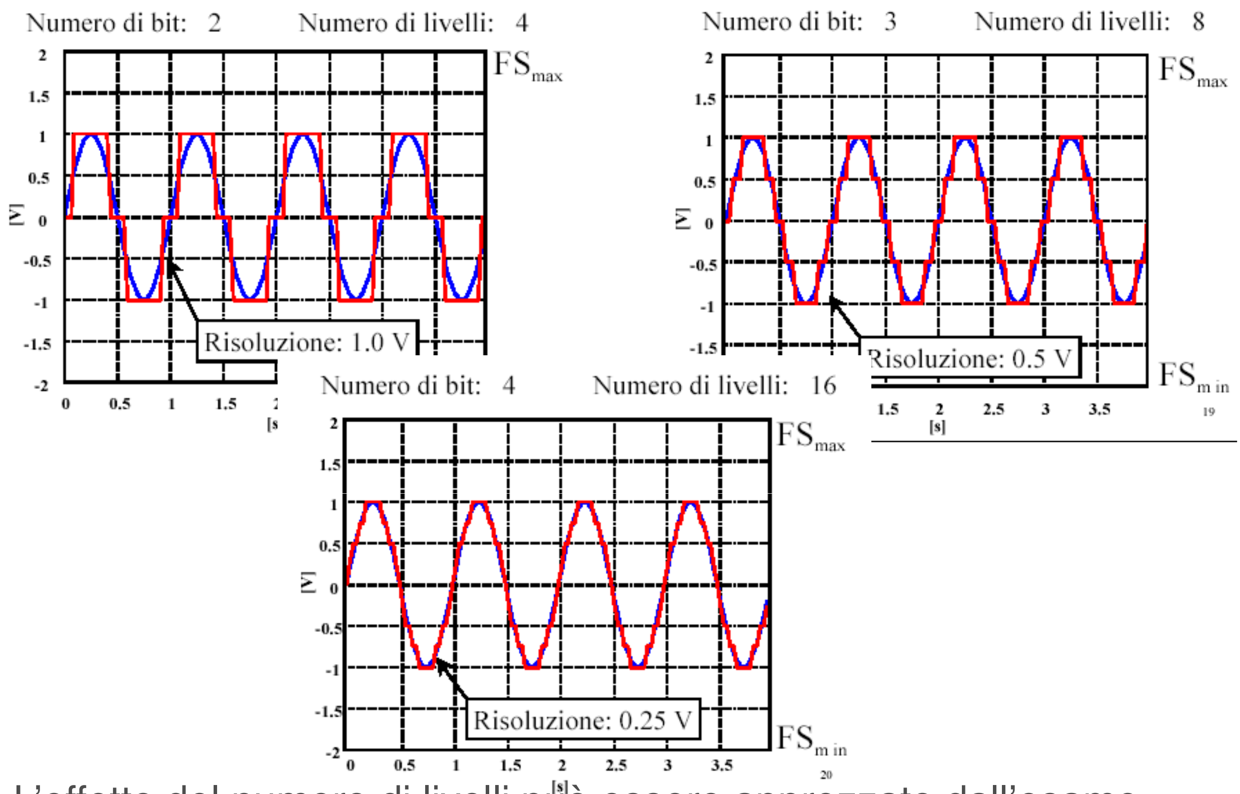
Q = 1 LSB = (FSmax - FSmin) / $2^n$

La risoluzione migliora al crescere del numero di bits:

| | |
|---|---|
| se FS=10 V e N=3 bit | LSB=1.25V |
| se FS=10 V e N=8 bit | LSB=39 mV |
| se FS=10 V e n=12 bit | LSB=2.44mV |

10 bits forniscono una risoluzione di 1/1024 sul fs, un valore più che sufficiente in molte applicazioni





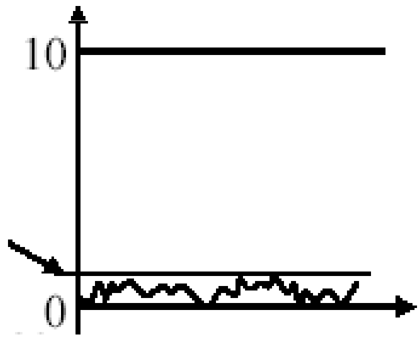

L'effetto del numero di livelli può essere apprezzato dall'esame di questi grafici

## Ottimizzazione della risoluzione

Se con 10 bits si ha già una risoluzione accettabile, perché ci sono così tante schede a 12, 14 e 16 bits? Il problema è riuscire a sfruttare tutta la dinamica del campo di misura

La quantizzazione uniforme (la più diffusa) ha errore relativo elevato sulla parte bassa del fondoscala

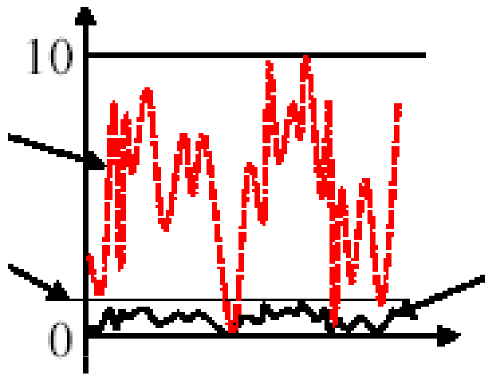
Se il segnale da digitalizzare non supera il 10% del fs di una scheda a 10bits, l'incertezza relativa sulla misura viene amplificata da un fattore 10

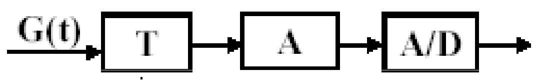





## Ottimizzazione della risoluzione

Riuscendo ad amplificare il segnale prima della quantizzazione, in modo da portarlo vicino al fondoscala, es. all'80%, l'errore si ridurrebbe




Le schede hanno amplificatori con guadagni tipici 1,2,4,8 o 1,10,100, 1000 che consentono di adattare il fondoscala al campo di misure.
Se non sono utilizzabili si ricorre all'amplificazione esterna

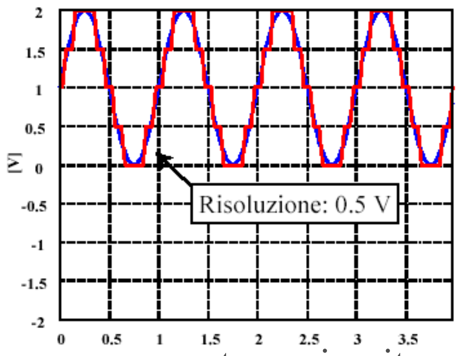
ATTENZIONE ALLA SATURAZIONE

(nei casi in cui il segnale può eccedere il campo previsto)

Il guadagno può essere visto indifferentemente come una amplificazione del segnale o come una riduzione del fondoscala

## Ottimizzazione della risoluzione

Un altro problema tipico è costituito dalla presenza nel segnale di un valore costante che obbliga ad adeguare il fondoscala al valore massimo (costante + ampiezza)




La componente costante può essere rimossa con un opportuno circuito di condizionamento analogico: un filtro passa-alto che rimuova solo la componente costante, modalità AC, o un circuito di offset per aggiungere/togliere una tensione costante pari al valore medio del segnale (preferibile la prima soluzione, perché?)

In questo modo la risoluzione viene sfruttata tutta per discretizzare la componente dinamica del segnale.

Un elevato numero di bit evita il problema.

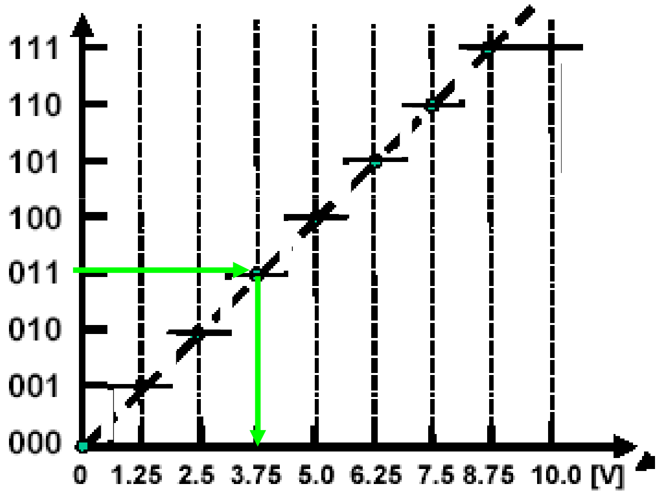


## La conversione in unità fisiche

A questa codifica deve essere applicata la relazione di conversione, basata sul fondoscala per associare alle ordinate il valore fisico della misura di tensione corrispondente:

Campo unipolare:
$V = Cod*FS/2^{Nbit}$

Campo bipolare simmetrico:
$V=(Cod-2^{(Nbit-1)})*FS/2^{Nbit}$

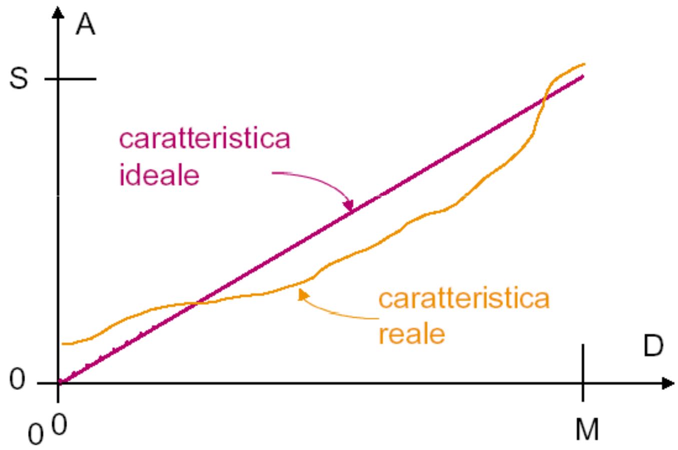



e quindi si determina la misura in unità fisiche mediante l'utilizzo del coefficiente di taratura:

Mis = Sensibilità x Guadagno

# Errori di conversione

Ci sono diversi motivi per cui il funzionamento di un convertitore A/D si discosta da quello nominale (es. imperfezioni nella realizzazione del convertitore D/A che produce il segnale di confronto)



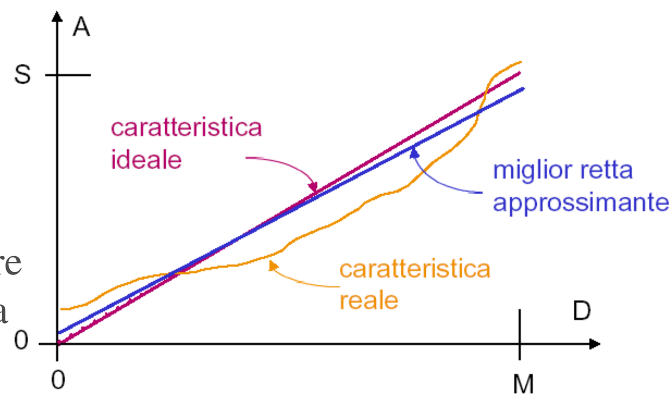

Se la risoluzione del convertitore è elevata e la qualità della componentistica buona la differenza tra la funzione a gradini e quella nominale è piccola



# Errori di conversione

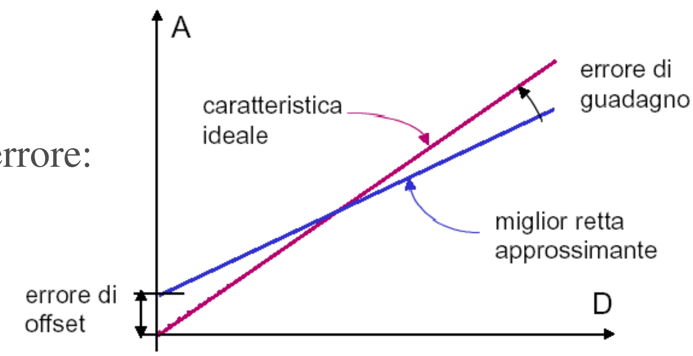
Nella realtà ci possono essere delle irregolarità per cui il funzionamento non è uniforme sul fondoscala

E’ possibile cercare di identificare la relazione tra ingresso ed uscita in termini lineari

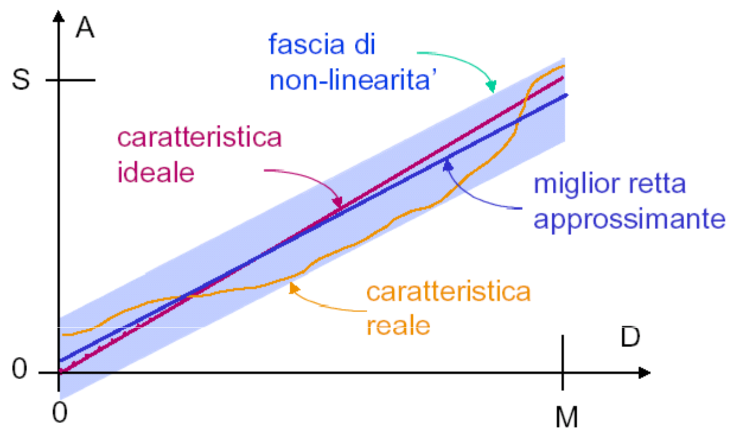



Cosa che ci permette di identificare due elementi di errore:

- errore sull’offset
- errore sul guadagno



# Errori di conversione

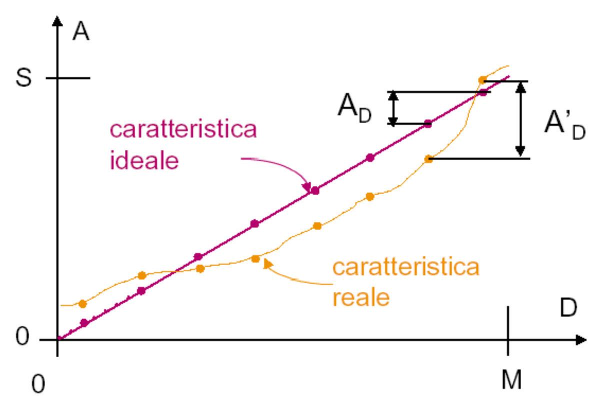



L'ampiezza della fascia di non-linearità definisce il massimo scostamento della caratteristica reale da una retta

NON LINEARITA' ASSOLUTA



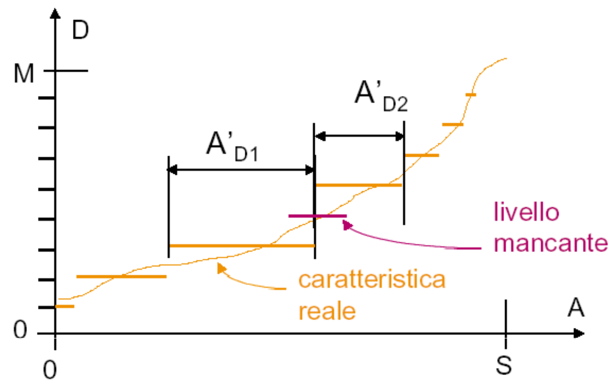
# Errori di conversione




I punti della caratteristica di conversione adiacenti dovrebbero essere spaziati di $A_D$ (sull'asse delle ampiezze)
Nella caratteristica reale i punti sono spaziati di un intervallo $A'_D$, diverso da $A_D$

NON LINEARITA' DIFFERENZIALE

# Errori di conversione




In presenza di forte non-linearità differenziale un gradino può essere totalmente assorbito da quelli adiacenti.

Il codice corrispondente al gradino eliminato non sarà mai presente nell'uscita:

MISSING CODE

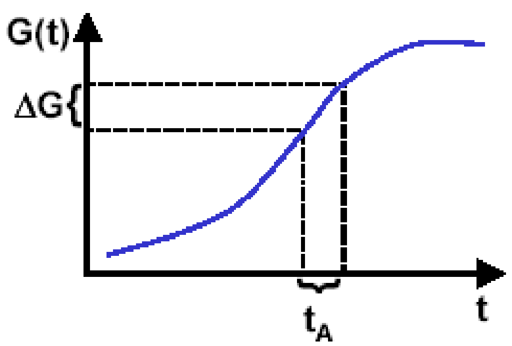


# Tempo di quantizzazione

Il campionamento ideale dovrebbe essere istantaneo ma è un comportamento che non si riesce ad ottenere nell'implementazione reale

I circuiti A/D reali richiedono un tempo finito per completare la loro funzione: la conversione ha inizio al tempo k $t_C$ e si conclude dopo $t_{AD}$ secondi

Durante tutto questo tempo è indispensabile che il segnale da convertire presenti delle fluttuazioni minime altrimenti potrebbe rendere imprecisa o, addirittura, impossibile la conversione stessa.

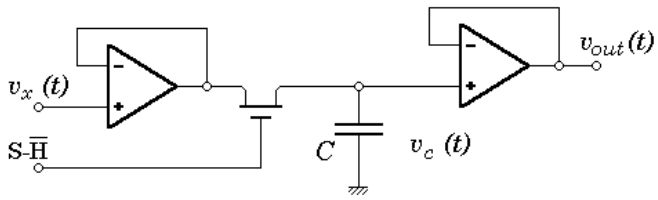



**ΔG cresce:**

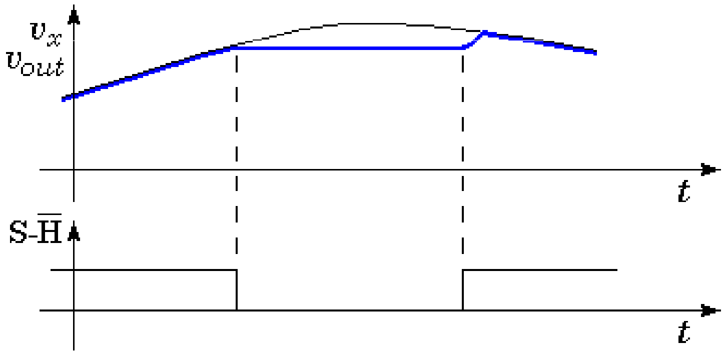
- **con $t_A \uparrow$**
- **con G(t) veloci**

# Il circuito di Sample and Hold (S/H)

Per eliminare questo problema si utilizza un dispositivo che “congela” il segnale per il tempo necessario al completamento della quantizzazione: il mantenitore o sample/hold (S/H)



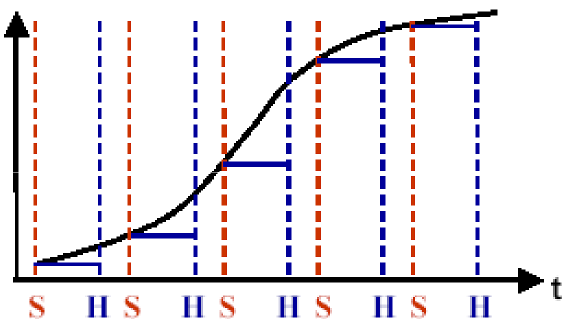

Il circuito mantiene in uscita il valore del segnale nell'istante nominale di campionamento, utilizzando un condensatore come dispositivo di memorizzazione (schema semplificato)






# Il circuito di Sample and Hold (S&H)

Il sistema di acquisizione viene programmato in modo che il circuito S/H si attivi subito prima del convertitore "memorizzando" la tensione



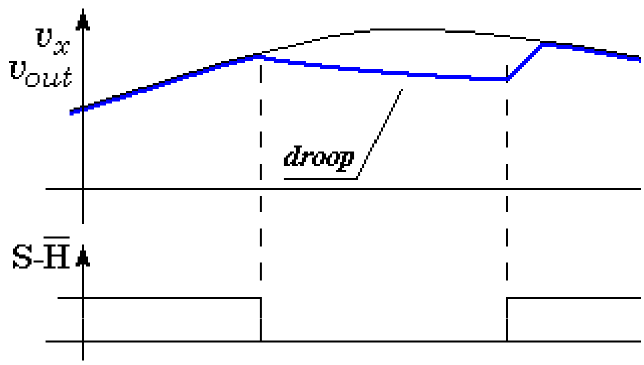

La tensione verrà convertita successivamente dall'AD, sfruttando il tempo di carica del condensatore

Dopo la chiusura del circuito occorre attendere la completa ricarica prima di poter riattivare il mantenimento

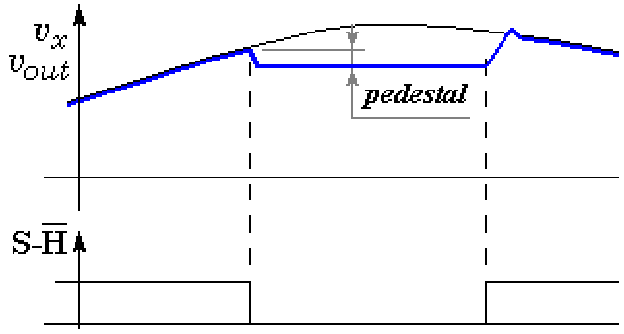
# Il circuito di Sample and Hold (S&H)

Problemi legati alla circuiteria del S/H sono:

Progressiva perdita di carica del condensatore, che porta ad una caduta della tensione in uscita




Perdita di carica iniziale






# Qualche domanda

La quantizzazione comporta la discretizzazione del valore del misurando, l'utilizzo di sistemi digitali comporta anche la discretizzazione dell'asse dei tempi, cioè il *campionamento*.

Operare in un ambiente digitale per le funzioni del tempo e della frequenza che effetti può avere?

- Quante volte al secondo è necessario osservare il segnale?
- Cosa succede se osservo troppo spesso o troppo raramente?
- Quanto a lungo devo osservare?
- Il condizionamento analogico può avere degli effetti?
- Se l'osservazione di un segnale periodico non avviene su di un multiplo del periodo cosa succede?

Ma l'utilizzo di sistemi digitali per l'elaborazione delle informazioni comporta anche la discretizzazione delle frequenze

- Cosa succede nel caso di un contenuto armonico continuo o di un contenuto discreto con frequenze non contemplate?

# Qualche domanda

Il segnale che elaboriamo è discreto anziché continuo

La trasformata di Fourier di una funzione periodica è intrinsecamente discreta con frequenze multiple dell'armonica di base: l'energia è concentrata sulle pulsazioni caratteristiche

Anche la trasformata digitale è discreta: definita con linee spettrali a distanza regolare una dall'altra; perché l'operazione di osservazione sia qualitativamente corretta occorrerebbe che le frequenze per le quali è definita la trasformata contenessero quelle del segnale armonico; non essendoci certezza di ciò vanno perse qualora non ci fossero?

Se invece il segnale non è armonico saremo in presenza di uno spettro continuo. Con la discretizzazione in frequenza si perde l'informazione associata alla parte dello spettro tra due linee: questo comporta un errore?

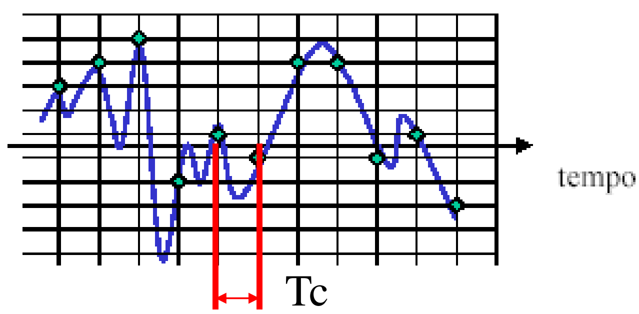


# Il campionamento

Campionare un segnale analogico significa prelevare da questo una successione temporale di valori costituita dalla sequenza dei valori istantanei assunti dal segnale in corrispondenza di particolari valori di tempo, detti "*istanti di campionamento*".

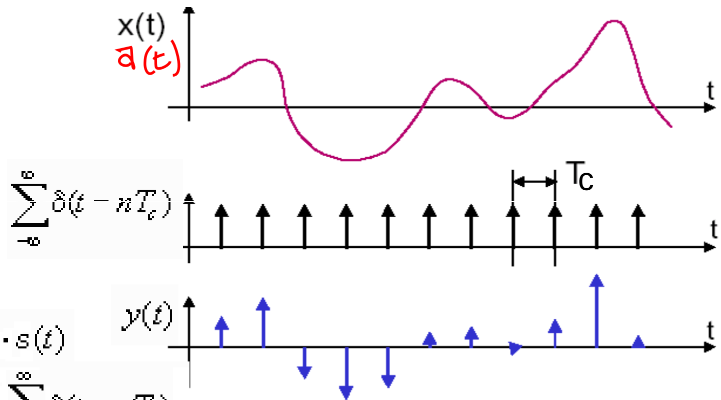
L'intervallo che separa due successivi istanti di campionamento viene chiamato "*periodo di campionamento*" $T_c$

il suo reciproco, $f_c$ , prende il nome di "*frequenza di campionamento*".



# Il campionamento

Un modello matematico del campionamento di un segnale può essere definito come prodotto del segnale con una serie di funzioni δ, dette appunto di campionamento.




Segnale originario:

Serie di δ: $s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_c)$

Segnale campionato: $y(t) = a(t) \cdot s(t)$

$$= a(t) \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_c)$$

Il risultato è una serie di valori corrispondente all'ampiezza del segnale nell'istante di campionamento: $a(nT_c)$



# Il campionamento

Tra due istanti di campionamento la funzione NON E' DEFINITA

La rappresentazione corretta sarebbe quindi per punti

SE siamo sicuri che un'interpolazione lineare sia una sufficiente rappresentazione di quanto succede tra i due istanti è possibile disegnare la funzione acquisita UNENDO i punti con una spezzata

Questo significa che durante la fase di attesa la dinamica del segnale in ingresso deve essere poco diversa dalla più semplice funzione che collega i due punti

In caso contrario commetteremmo un errore

# Il campionamento

Per campionare un segnale occorre scegliere il passo temporale di misura, o la **frequenza di campionamento.**

La prima domanda è: come possiamo essere sicuri che la perdita delle informazioni conseguente al campionamento non faccia perdere di significatività a quello che stiamo facendo?

Oppure: come essere sicuri che il segnale campionato sia completamente rappresentativo del segnale continuo, e quindi utilizzabile per una successiva elaborazione?

Intuitivamente possiamo pensare che l'evoluzione del segnale tra due istanti di campionamento debba essere regolare, ma cosa si perde campionando?



# Il campionamento

Il campionamento provoca una riduzione del contenuto informativo rispetto al segnale analogico in quanto si perde l'informazione sul valore assunto in tutti gli istanti diversi da quelli di campionamento.

Occorre stabilire i requisiti per un corretto campionamento

Il teorema del campionamento (o di Shannon o di Nyquist) ci detta le condizioni perché non si abbia perdita di informazioni :

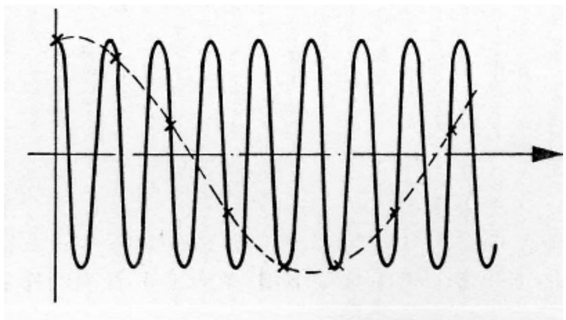
*Se un segnale è campionato con una frequenza almeno doppia rispetto al suo massimo contenuto in frequenza il campionamento non introduce errori*

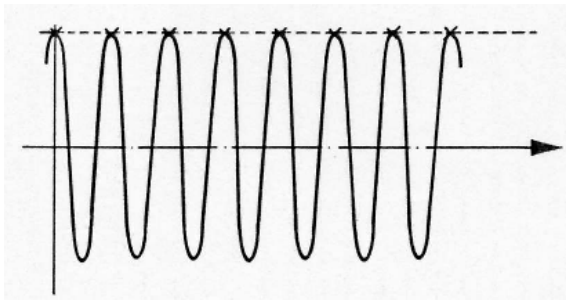
Se il criterio non viene rispettato si incorre nel fenomeno di ***aliasing*** : il contributo energetico delle frequenze per le quali il teorema di campionamento non è rispettato appare a frequenze inferiori che si confondono con quelle presenti in quella parte dello spettro

# Aliasing

Quando la condizione sopra riportata non viene rispettata, cioè quando il segnale è sottocampionato, il suo andamento temporale viene completamente alterato e si incorre nel fenomeno dell'**aliasing**

Manifestazione nel dominio temporale: nei due casi l'interpretazione dei dati campionati è ambigua se si dispone del confronto con la funzione reale, è sbagliata se si fa riferimento alla sola funzione campionata.







# Aliasing

Per campionare un segnale occorre scegliere il passo temporale di misura, o la **frequenza di campionamento** in modo che il teorema del campionamento (di Shannon/Nyquist) sia soddisfatto: la frequenza di campionamento deve rispettare la condizione:

$$f_s \geq 2f_{max}$$

dove con $f_{max}$ si intende la massima frequenza contenuta nel segnale campionato.

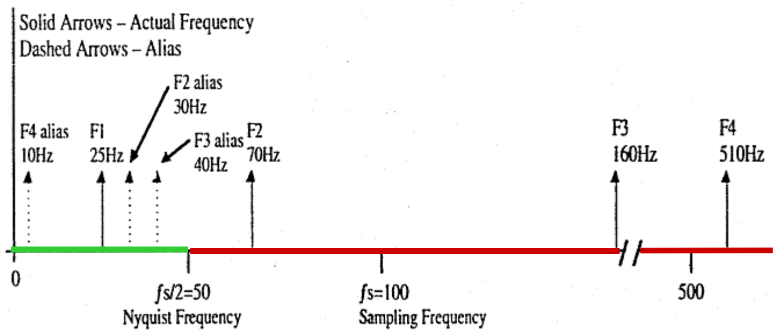
Questo significa che una sinusoide deve essere campionata con almeno due punti nel periodo: da questi è infatti possibile recuperare le informazioni di ampiezza, periodicità e fase che la caratterizzano

Campionando a $f_s$ la banda di frequenza analizzabile è 0- $f_s/2$

## Aliasing

L'**aliasing** si manifesta anche nel dominio delle frequenze: "trasformando" l'osservazione precedente abbiamo che il picco della sinusoide appare ad una frequenza inferiore a quella reale

F2, F3 e F4 non esistono realmente nella banda 0-$f_{max}$, ma sono le immagini (alias) delle stesse componenti al di fuori della banda 0-$f_{max}$




esempio:
$F_{3alias} = 2\ f_s - F_3$

In assenza di un termine di confronto non si è in grado di dire se quello che si vede è vero o apparente: quindi l'Aliasing DEVE essere evitato!



## Aliasing

Tutte le componenti armoniche per le quali non viene rispettato il teorema di campionamento sono affette da aliasing.

Ciascuna a modo suo

L'effetto di aliasing è diverso per segnali a frequenza diversa e su di uno stesso segnale varia con la frequenza di campionamento

E' possibile prevedere l'alterazione della frequenza?

Si: ma solo se è completamente e a priori noto lo spettro, inoltre non è possibile rimuovere l'effetto dell'aliasing una volta presente

## Aliasing

Consideriamo la generica sinusoide di frequenza $f$ campionata con passo $T_c$ (frequenza $f_c$): $\sin(2\pi f t)$

Esprimiamo la frequenza in multipli della frequenza di Nyquist (metà della frequenza di campionamento):

$$\frac{f}{f_{Nyquist}} = \frac{f}{f_C/2} = \frac{f}{1/(2\Delta t)} = 2\Delta t\ f = p + q \quad \Rightarrow \quad f = \frac{p+q}{2\Delta t}$$

$p$ e $q$ sono rispettivamente numeri intero e frazionario (si noti che se il teorema di Shannon è rispettato $p$ è sempre nullo)

La funzione diventa:

$$\sin(2\pi f t) = \sin(2\pi f k\Delta t) = \sin\left(2\pi \frac{p+q}{2\Delta t} k\Delta t\right) = \sin(\pi(p+q)k)$$

$$= \sin(\pi pk)\cos(\pi qk) + \sin(\pi qk)\cos(\pi pk)$$



## Aliasing

$\sin(\pi pk) \equiv 0 \quad \text{per } \forall p \text{ e } k \qquad \sin(2\pi f k\Delta t) = \sin(\pi qk)\cos(\pi pk)$

Se $p$ è pari: $\sin(2\pi f k\Delta t) = \sin(\pi qk) = \sin\left(2\pi \frac{q}{2\Delta t} k\Delta t\right) =$

$$= \sin(2\pi f_1 k\Delta t)$$

$f=(p+q)/(2\Delta t)$

$f_1 = f - p/(2\Delta t)$

Frequenza apparente: $f_1 = q/(2\Delta t)$ la retta della frequenza apparente ha la pendenza corretta ma è traslata di $p/(2\Delta t)$

Se p è dispari: $\sin(2\pi f k\Delta t) = (-1)^k \sin(\pi qk) = \cos(\pi k)\sin(\pi qk)$

$$= \cos(\pi k)\sin(\pi qk) - \sin(\pi k)\cos(\pi qk) = \sin(\pi(1-q)k)$$

$f_2 = 1/(2\Delta t) - q/(2\Delta t) = f_N - f_1 = f_N - f + p/(2\Delta t)$

Quindi una frequenza apparente: $f_2 = \frac{1-q}{2\Delta t} = f_{Nyquist} - f_1$

oltre ad avere valore ridotto, ha pendenza cambiata di segno

# Aliasing

Applichiamo queste formule ai seguenti dati:

f=1025 Hz    Tc=0.005 s    p=10  q=0.25

Caso p pari: $$f_1 = \frac{q}{2\Delta t} = \frac{.25}{2\times .005} = 25\,Hz$$

La funzione sinusoidale a 1025 Hz campionata a 200 Hz si è trasformata in una sinusoide a 25 Hz

Se il campionamento fosse avvenuto con passo Tc=0.0025s avremmo ottenuto  p=5  q=0.125

$$f_2 = \frac{1-q}{2\Delta t} = \frac{1-.125}{2\times .0025} = \frac{.875}{.005} = 175 \quad Hz$$

In questo caso la sinusoide a 1025 Hz campionata a 400 Hz si è trasformata in una sinusoide a 175 Hz

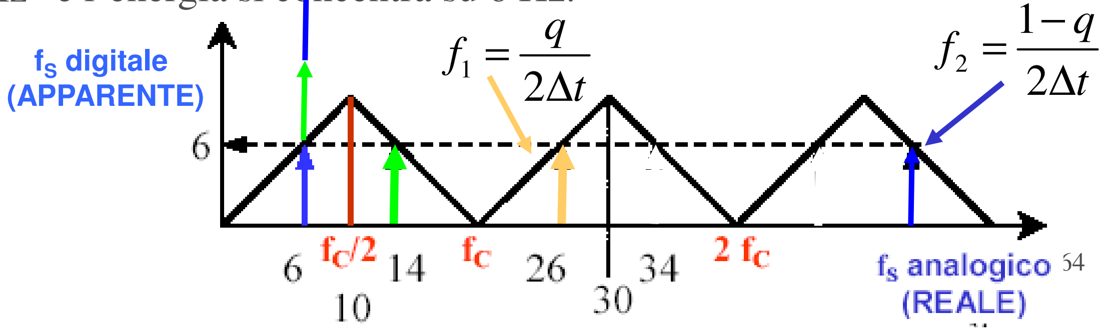


# Aliasing

Le cose si complicano in presenza di un segnale più complesso, per es. dato dalla combinazione di alcune funzioni periodiche non correlate tra loro (frequenze di 14, 26 e 34 Hz).

L'effetto su ciascuna dipende dalla frequenza di campionamento; assumiamo $f_c$=20Hz

Tutte le componenti di frequenza superiore a $f_{max}$ vengono "ripiegate" (**folding**) nell'intervallo di interesse 0-$f_{max}$, ruotando attorno al valore della frequenza di Nyquist ed ai suoi multipli interi: le frequenze di 14, 26 e 34, se campionate a 20 Hz, sono indistinguibili dalla frequenza 6 Hz e l'energia si concentra su 6 Hz.



# Aliasing

Effetto del passo di campionamento sulla trasformata digitale di un segnale sinusoidale (verso di rotazione delle ruote nei film).



# Il campionamento

Si può vedere il campionamento come un “prodotto” nel tempo della funzione originale $X(t)$ per una sequenza di impulsi di campionamento $Y(t)$

Lecito quindi chiedersi se, o a quali condizioni, la funzione “prodotto” mantiene le caratteristiche in frequenza di quella originale e quale ruolo abbia la spaziatura della funzione di campionamento

$$Xcamp(f) <?> X(f)$$

In questo modo potremmo giustificare razionalmente il fattore che dimezza la banda osservabile rispetto a quella di campionamento

# Il campionamento

La trasformata in frequenza (di Fourier) di un segnale e la corrispondente antitrasformata di una funzione z(t) sono date dalle relazioni

$$z(t) \qquad Z(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t) e^{-j\omega t} dt \qquad \tilde{z}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Possiamo ricorrere al teorema di convoluzione per dimostrare quanto visto e capire se e quando lo spettro di una funzione campionata corrisponde a quello della funzione continua originale, almeno per la porzione che ci interessa, e giustificare il fattore che dimezza la banda osservabile rispetto a quella di campionamento

*La trasformata di un segnale campionato è data dalla convoluzione della trasformata del segnale continuo e di quella della funzione di campionamento*

Se $z(t)=x(t)\,y(t)$ allora $Z(f)=\text{Convoluzione}[X(f),Y(f)]$



# Teoremi di convoluzione

Date tre funzioni e le relative trasformate: $x(t) \Leftrightarrow X(\omega) \quad y(t) \Leftrightarrow Y(\omega) \quad z(t) \Leftrightarrow Z(\omega)$

Sussiste nella trasformata del prodotto nel tempo di due segnali un legame tra le rispettive trasformate?

$$z(t) = x(t)y(t) \qquad\qquad Z(\omega) = f(X(\omega), Y(\omega))\,?$$

Dimostrazione: $z(t) = x(t)y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega)\, e^{j\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} Y(\omega')\, e^{j\omega' t} d\omega' =$

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) Y(\omega') e^{j(\omega+\omega')t} d\omega' d\omega$$

Introducendo la variabile fittizia φ e ricordando che eseguendo l'integrazione in φ, ω è costante:

$$\varphi = \omega' + \omega \quad , \quad \omega' = \varphi - \omega \quad , \quad d\omega' = d\varphi$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) Y(\varphi - \omega) d\omega \right) e^{j\varphi t} d\varphi = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(\varphi)\, e^{j\varphi t} d\varphi$$

# Teoremi di convoluzione

Abbiamo ottenuto il Teorema della **Convoluzione in Frequenza**: *il prodotto di due funzioni nel tempo ha come trasformata la convoluzione delle rispettive trasformate*

$$z(t) = x(t)y(t) \qquad Z(\varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega)Y(\varphi-\omega)d\omega \boxed{= X(\varphi)\otimes Y(\varphi)}$$

La convoluzione prevede l'integrale del prodotto delle due funzioni una volta che una di esse sia stata ritardata in frequenza della quantità φ e ribaltata rispetto all'asse delle frequenze

Si può verificare che il risultato è indipendente dalla scelta della funzione sulla quale operare ritardo e ribaltamento:

$$Z(\varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega)Y(\varphi-\omega)d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\varphi-\omega)Y(\omega)d\omega$$



# Teoremi di convoluzione

Date tre funzioni e le relative trasformate: $x(t) \Leftrightarrow X(\omega) \quad y(t) \Leftrightarrow Y(\omega) \quad z(t) \Leftrightarrow Z(\omega)$

Eseguendo il prodotto in frequenza di due segnali, nella storia temporale corrispondente sussiste una relazione tra le rispettive storie?

$$Z(\omega) = X(\omega)\,Y(\omega) \qquad z(t) = f(x(t), y(t))\,?$$

Dimostrazione: $Z(\omega) = X(\omega)\,Y(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t}dt \int_{-\infty}^{+\infty} y(t')e^{-j\omega t'}dt' =$

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t')e^{-j\omega(t+t')}dt\,dt' =$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\left(\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(\tau-t)dt\right)e^{-j\omega\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} z(\tau)e^{j\omega\tau}d\tau$$

Teorema della **Convoluzione nel Tempo**: il prodotto di due funzioni in frequenza ha come antitrasformata la convoluzione delle rispettive storie temporali

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

# Teoremi di convoluzione

La risposta u(t) di un sistema lineare, caratterizzato dalla funzione di trasferimento H(ω) (trasformata delle risposta impulsiva h(t)), ad una forzante p(t) (P(ω)) è data dall'anti-trasformata del prodotto H(ω)P(ω)

$$U(\omega) = H(\omega)P(\omega)$$
$$u(t) = IFT(U(\omega))$$

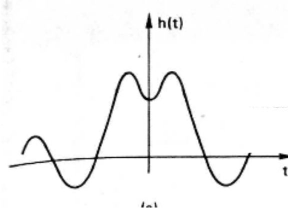
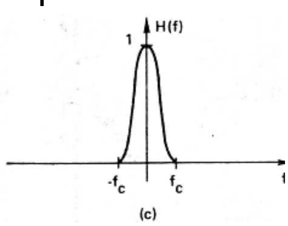
o dalla convoluzione delle risposta impulsiva e della storia temporale del carico

$$u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\tau)h(t-\tau)d\tau$$
$$= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)p(t-\tau)d\tau$$



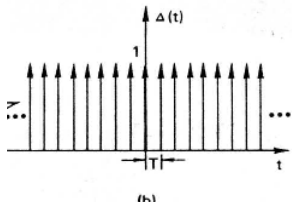
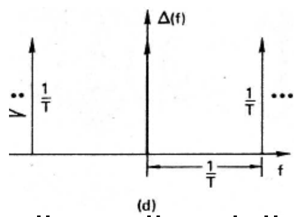
# Il campionamento

Consideriamo una funzione con banda passante limitata:

h(t)   H(f)



E la funzione di campionamento da applicare nel dominio del tempo, concettualmente come prodotto:

Δ(t)   Δ(f)



La convoluzione dei due segnali porta alla replica della trasformata limitata in corrispondenza di ogni picco della trasformata della funzione di campionamento: abbiamo quindi i tre casi $f_{max}$ Minore, Uguale o Maggiore di $f_c/2$



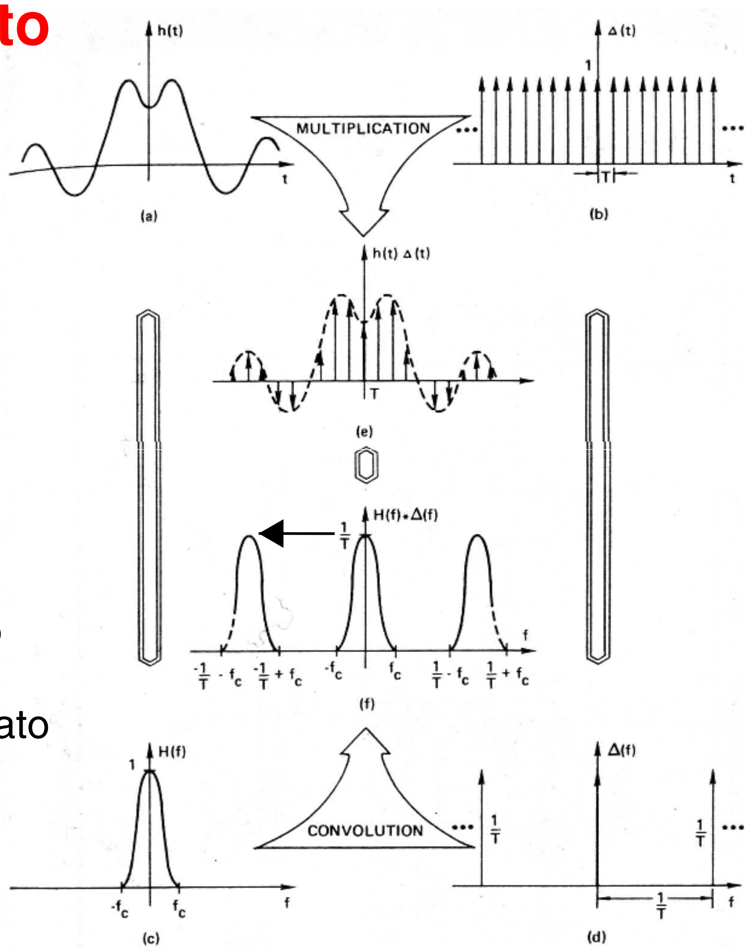
$\boxed{\text{segnale } h(t)\Delta(t) \Rightarrow \text{trasformata } H(f)\otimes\Delta(f)}$

# Il campionamento

Caso di frequenza massima del segnale minore alla frequenza di Nyquist:

Le immagini “alias” sono distinte da quella principale.

La distanza 1/T delle immagini dal vero spettro e' grande (T piccolo)
=> segnale ben campionato



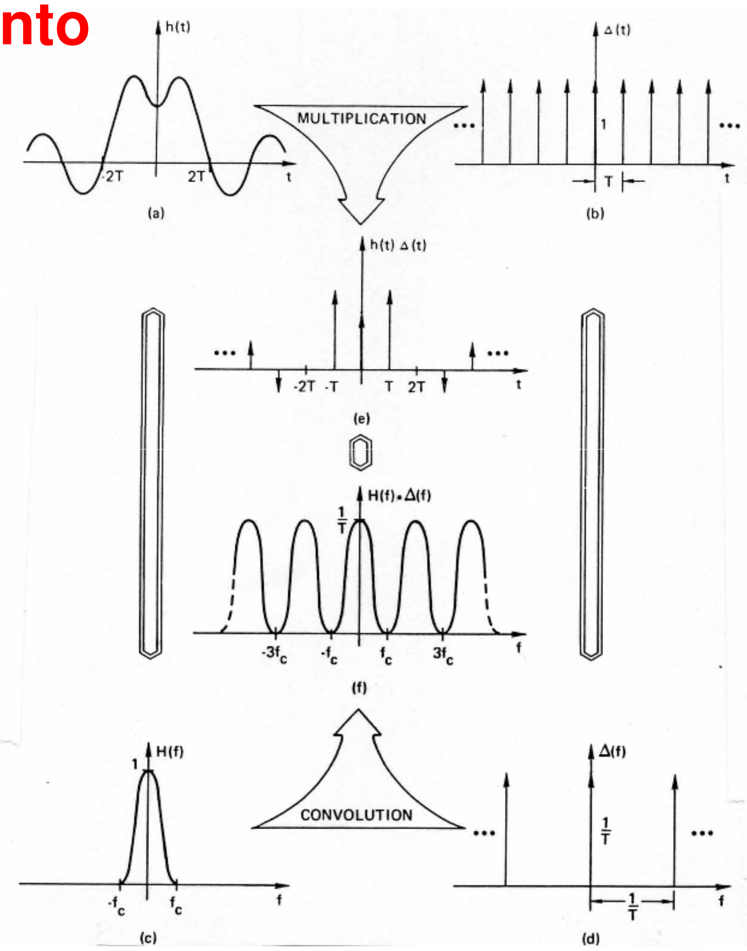

# Il campionamento

Caso di Frequenza massima pari alla frequenza di Nyquist:

Le immagini “alias” arrivano a toccare la curva reale.

T e' maggiore di prima
1/T e' diminuito.

Il campionamento e' "critico".

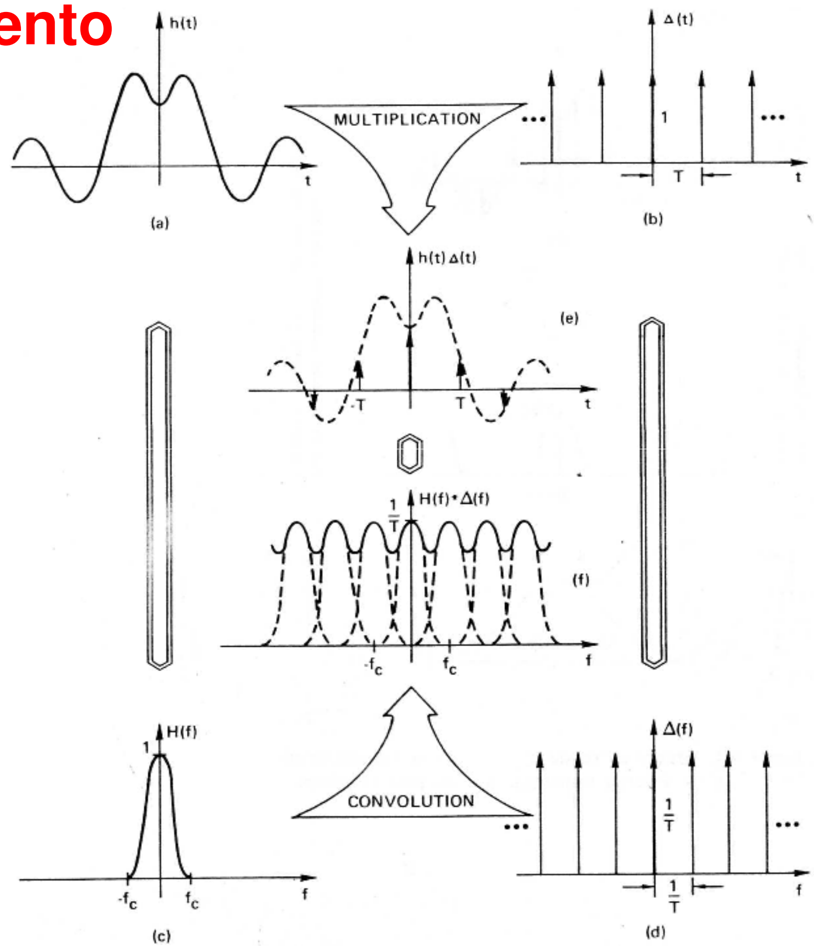


## Il campionamento

Caso di Frequenza massima superiore alla frequenza di Nyquist:

si ha interferenza tra le immagini Alias e la porzione effettiva dello spettro.

T e' troppo grande,
1/T e' troppo piccolo.
Il campionamento e' errato.




## Come evitare l'Aliasing

L'errore di "aliasing" *non* è correggibile a posteriori" (i filtri numerici possono essere applicati al segnale digitalizzato per elaborarlo ma non per rimuovere l'aliasing)

Per evitare l' "aliasing" ci sono due possibilità:

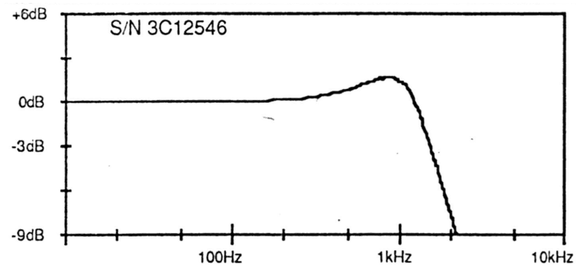
• **alzare la frequenza di campionamento $f_C$ fino al rispetto del teorema di Nyquist** (sempre che il segnale sia a banda limitata)

• **inserire un filtro passa-basso a monte del convertitore AD in modo da creare artificialmente una banda limitata**

# Come evitare l'Aliasing: sovracampionamento

Aumentare la frequenza di campionamento serve solo se il trasduttore che si sta utilizzando ha banda passante limitata

Alcuni trasduttori presentano caratteristiche dinamiche analoghe a quelle di un filtro passa basso (strumenti con smorzamento ≈ critico)




Se il campionamento avviene ad una frequenza sufficientemente più alta di quella propria del trasduttore il segnale sarà automaticamente limitato in frequenza dalla banda passante del trasduttore stesso

L'eccesso di campionamento può essere rimosso mediante una decimazione della storia temporale

Può essere una soluzione ma non è detto che sia pratica:



# Come evitare l'Aliasing: sovracampionamento

la pendenza nella zona di attenuazione è inferiore a quella di un filtro passa-basso (20dB/decade contro i 120-160 tipici di filtri specifici di ordine 6-8)

Questo aumenta la frequenza di campionamento: il fattore di attenuazione (n dB /decade) permette di avere una indicazione della frequenza a partire dalla quale si raggiunge l'attenuazione desiderata data l'attenuazione necessaria

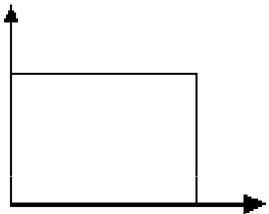
Ammesso che l'attenuazione ad 1/100 dell'ampiezza del segnale sia sufficiente (-40dB), sono necessarie 2 decadi rispetto alla frequenza propria dello strumento, quindi a 100 volte 1 kHz

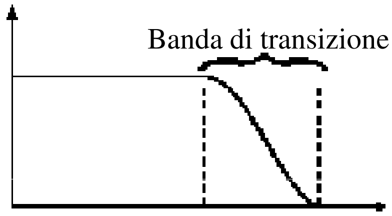
Valori così elevati potrebbero non essere compatibili con le prestazioni del sistema di acquisizione (in particolare nelle acquisizioni multicanale)

Regolando la frequenza di taglio di un filtro AA alla banda di interesse, es. 200 Hz, la frequenza di Nyquist sarebbe a ¼ di decade sopra i 200 Hz, quindi soli 200 * 1.8 ≈ 400 Hz

# Come evitare l'Aliasing: filtraggio

I filtri anti-aliasing sono filtri Passa-Basso (Low Pass Filters) e attenuano tutte le armoniche del segnale superiori ad una frequenza caratteristica, detta frequenza di taglio (*cut/corner frequency*)



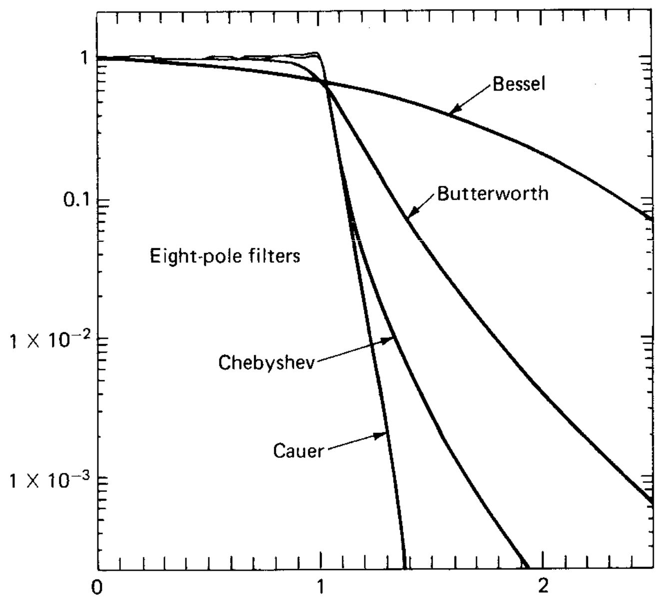

La frequenza di taglio deve essere definita con attenzione in funzione delle caratteristiche del filtro, del segnale da acquisire, dell'intervallo di frequenze di interesse e le caratteristiche del sistema di acquisizione, condizionatori compresi

Assumeremo come frequenza di Nyquist quella per cui il contributo armonico è ridotto ad un livello assegnato o confrontabile con il rumore che caratterizza il sistema di misura

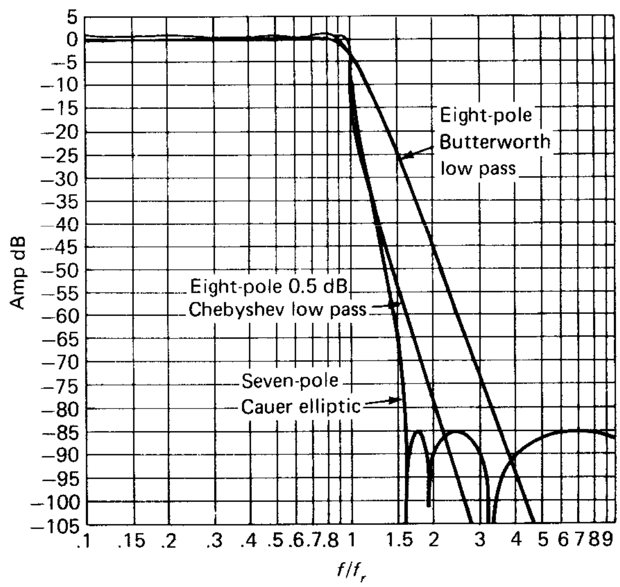


# Come evitare l'Aliasing : filtraggio

Curve caratteristiche di filtri anti-aliasing




(c)




(d)

# Come evitare l'Aliasing : filtraggio

Come utilizzare un filtro?

I filtri anti-aliasing sono a frequenza di taglio programmabile

La domanda è quindi: una volta regolato il filtro a quale frequenza dovrò campionare il segnale per evitare aliasing?

Oppure: a partire da quale frequenza, espressa in multipli di quella di taglio, si potrà ritenere di avere cancellato qualsiasi contenuto armonico (in modo da non incorrere nell'aliasing campionando a frequenza doppia)?

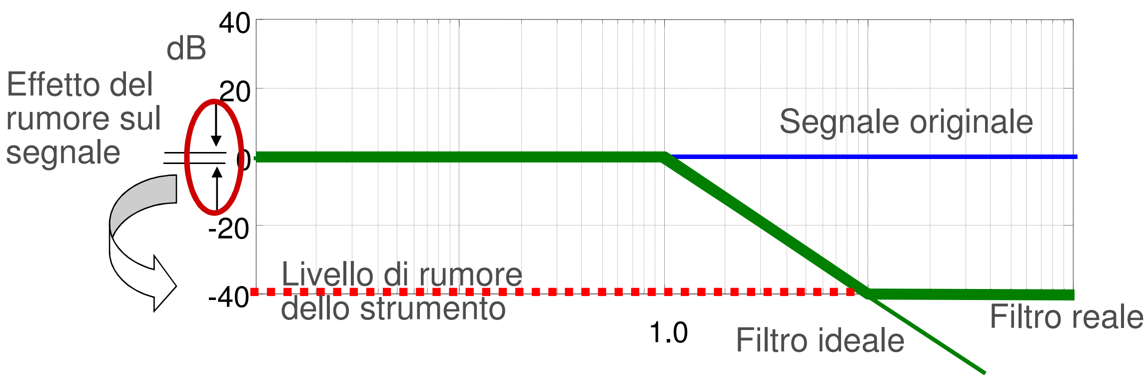
La cancellazione assoluta non ha senso: non ridurremo mai rigorosamente a zero l'uscita del filtro né ci serve farlo

Potremmo imporre arbitrariamente l'attenuazione, es. –40dB comporta l'attenuazione del segnale in ingresso a 1/100

E' invece opportuno interpretare l'esigenza di cancellazione dello spettro oltre la frequenza di Nyquist come l'attenuazione di tale contributo al livello del rumore, per es. del filtro stesso



# Come evitare l'Aliasing : filtraggio



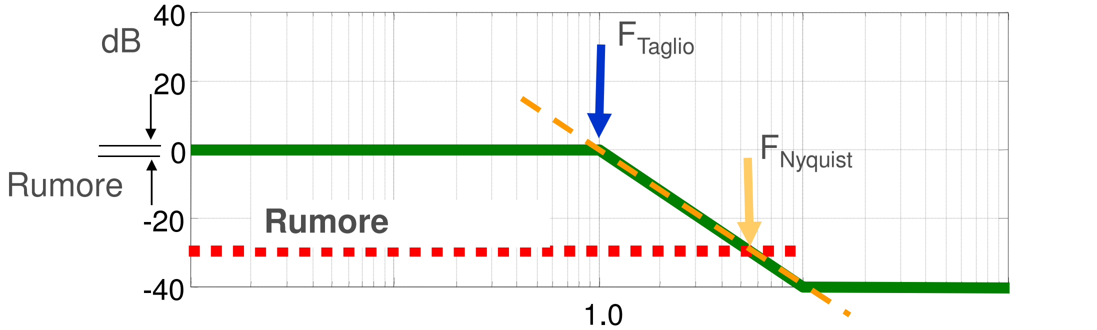

Un filtro ideale ha pendenza costante dopo la frequenza di taglio

Un filtro reale no: il segnale in uscita non potrà avere ampiezza inferiore al rumore dello strumento (diventa all'incirca costante)

Non ha quindi senso campionare con frequenza troppo elevate: il contributo armonico del segnale filtrato verrebbe sostituito da rumore

Non è detto che l'unico rumore presente sia quello del filtro: altri elementi possono intervenire prima, specie se si dispone di filtri di qualità

# Come evitare l'Aliasing : filtraggio

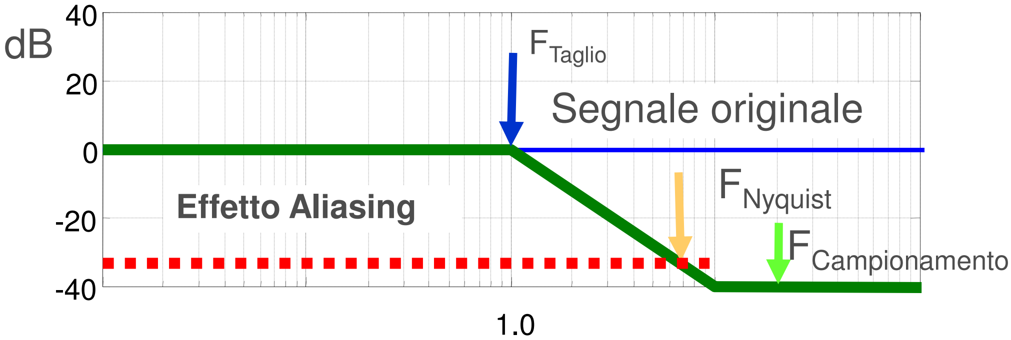



A meno di altre indicazioni, scelta la frequenza di taglio nota la retta di attenuazione e l'attenuazione richiesta sarà opportuno scegliere come frequenza di Nyquist l'intersezione del segmento attenuante con la retta orizzontale ad attenuazione pari a 1/10 del rapporto rumore/segnale del caso peggiore (filtro antialiasing, trasduttore, quantizzazione, …)

Non avrebbe senso ridurlo ulteriormente: il contenuto armonico del segnale nella banda di interesse è sporcato dal rumore e la riflessione delle alte frequenze si confonderebbe con esso.



# Come evitare l'Aliasing : filtraggio




La pendenza dei filtri è tipicamente espressa in dB/decade o dB/ottava, si ricavano quindi le decadi/ottave rispetto alla frequenza di taglio

decadi: $F_{Nyquist} = F_{Taglio} \cdot 10^{\frac{dB_{Rum}}{dB_{Filtro}}}$ ottave: $F_{Nyquist} = F_{Taglio} \cdot 2^{\frac{dB_{Rum.}}{dB_{Filtro}}}$

Il contributo armonico residuo darà origine ad aliasing ma la sua ampiezza sarà trascurabile e dell'ordine del rumore

La frequenza di campionamento sarà 2 x $F_{Nyquist}$

# Esempio

Esistono diverse sorgenti di "rumore" per esempio le incertezze legate alla scheda di acquisizione: supponiamo di disporre di un filtro anti-aliasing a frequenza programmabile, con caratteristica di attenuazione di 32dB/ottava, che viene utilizzato con una scheda di acquisizione dati a 12 bits unipolare, con errore di linearità 0.1%.

A quale frequenza, espressa in multipli di quella di taglio, occorre campionare per evitare l'aliasing?

Ammettendo che il filtro sia ideale (in realtà tutti i contributi andranno tenuti in debito conto) sono disponibili due indicazioni:

- Scheda a 12 bits, cioè 4096 livelli e errore di quantizzazione 0.5 livelli
- Errore di linearità: 0.1 % x 4096 = 4.096 livelli

Il rumore intrinseco del sistema, per gli elementi dichiarati, è quindi valutabile in 4 livelli (i due bit meno significativi)



# Esempio

Per evitare aliasing il contenuto armonico dovrà quindi essere attenuato tanto da ricondurlo nei quattro livelli più bassi, in tensione: 4 livelli = 4 $FS/2^{nbits}$

Ammettendo una copertura del 100% del fondoscala della scheda, esprimiamo in dB l'attenuazione richiesta rapportando il livello di errore al FS:

$$\text{Rumore/Misura}=(FS/2^{nbits}\,4) / (FS) = (4 / 2^{12})/(1)= 0.000977$$

$$20 \log_{10}(0.000977)=-60.2dB$$

L'attenuazione richiesta è quindi di 60 dB

Poiché il filtro attenua 32 dB per ottava, sono necessarie 60/32=1.875 ottave per attenuare adeguatamente il segnale

Occorre quindi raddoppiare 2 volte la frequenza di taglio ($2^{1.875}$) e la frequenza minima di campionamento del segnale così filtrato risulta:

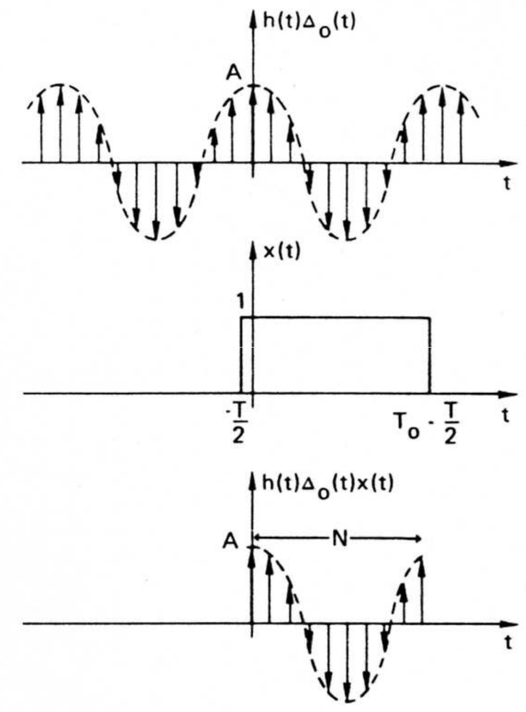
$$F_C=2*F_{Nyq}=2*(F_{taglio}*2^2)=8*F_{taglio}$$

# La finestra di osservazione

Se si osserva un fenomeno per n passi di campionamento la finestra temporale di osservazione è  n Tc: equivale ad applicare al segnale una finestra uniforme (Box window) avente valore unitario nel periodo di osservazione e nullo all'esterno

Che effetto ha la scelta di una finestra più o meno lunga?

C'è un effetto in relazione al rapporto tra il periodo di osservazione e il periodo di un segnale armonico?






# La finestra di osservazione

Il numero di campioni della storia (reali) è pari a N (numeri complessi con parte immaginaria nulla)

Il contenuto in frequenza è dato dalla forma digitale della trasformata di Fourier che è anch'essa definita da N valori complessi

La trasformata di un segnale reale è definita per un campo di frequenza che va da -fmax a + fmax , definita in base alla frequenza di Nyquist: fmax=fc/2

Tra 0 e fmax abbiamo quindi N/2 punti spaziati in frequenza di

$\Delta f$= fmax / (N/2) = 2 fmax / N = fcamp /N = (1/$\Delta t$) / N = 1/(N$\Delta t$) =1/$T_0$

L'inverso del tempo di osservazione $T_0$ fornisce la distanza tra i picchi della trasformata digitale, quindi la **risoluzione in frequenza**

# La finestra di osservazione

Operando con un computer non avremo la Trasformata di Fourier del segnale ma la sua forma digitale

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \qquad H(i\Delta f) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k\Delta t) e^{-j2\pi i\Delta f\, k\Delta t} \Delta t \qquad i = -\tfrac{N}{2}, \tfrac{N}{2}$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{j2\pi ft} df \qquad h(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2} H(k\Delta f) e^{j2\pi k\Delta f\, t} \Delta f$$

Esiste un legame tra la frequenza di acquisizione e il passo in frequenza della trasformata

$$\Delta f = 1/(2\Delta t) = 1/T_0$$

L'espressione della trasformata si semplifica quindi in

$$H_i = \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{-j\pi \frac{2ik}{N}} \Delta t \qquad f_i = i\Delta f \quad , \quad t_k = k\Delta t$$

$-j\,2\pi\ \ i\Delta f\ \ k\Delta t =$
$-j\,2\pi\, i(1/T_0)\, k\Delta t =$
$-j\,2\,\pi\, i\, k\ \ \Delta t/T_0 =$
$-j\,2\,\pi\, i\, k\, /\, N$

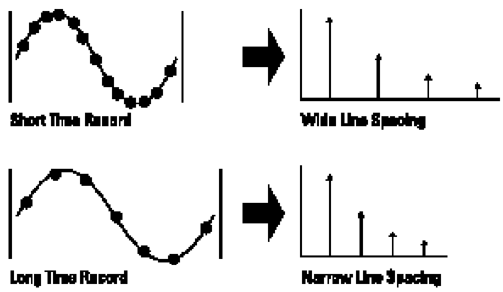


# La finestra di osservazione

$$\Delta f = 1/T_0$$

è la separazione tra due linee spettrali, detta anche risoluzione in frequenza

Quindi quanto più a lungo osservo un fenomeno, tanto meglio saprò risolvere il dominio della frequenza e se ci sono picchi vicini sarò in grado di individuarli

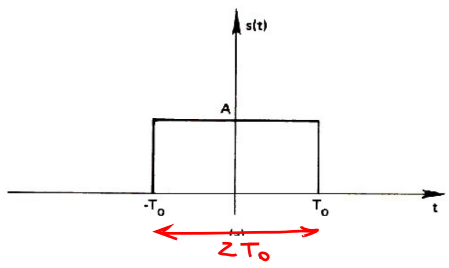


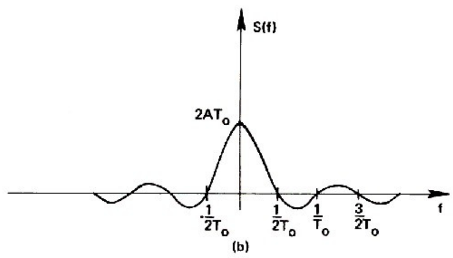

**Aumentare la frequenza di campionamento allarga la banda di frequenze osservabili**

**Aumentare il tempo di osservazione (a parità di frequenza di campionamento) aumenta la risoluzione in frequenza**

## La finestra di osservazione

Anche in questo caso possiamo ricorrere al teorema di convoluzione: infatti moltiplichiamo il segnale campionato con la funzione che descrive l'osservazione




La base della campana è inversamente proporzionale alla lunghezza della finestra di osservazione

Aumentare la dimensione della finestra temporale comporta la riduzione della base e l'incremento dell'altezza del lobo principale

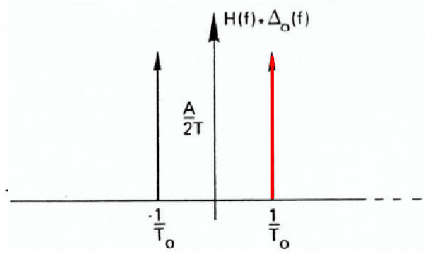


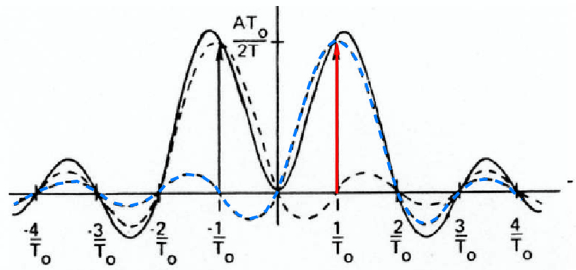
## La finestra di osservazione

Supponiamo di avere una funzione sinusoidale correttamente campionata e osservata

La trasformata si ottiene *convolvendo* quella del segnale campionato con quella della funzione di finestratura

L'effetto è la riproduzione su ciascun picco della trasformata della funzione finestra

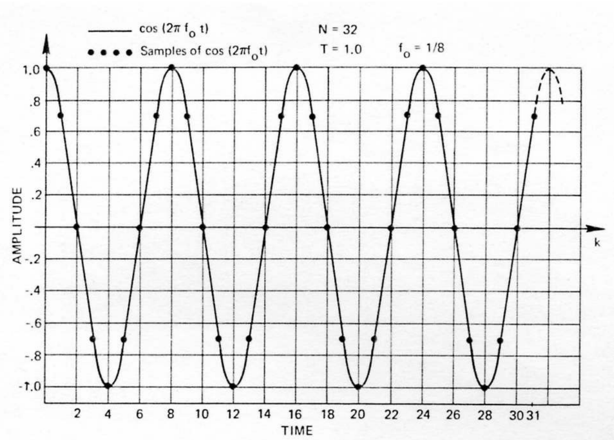


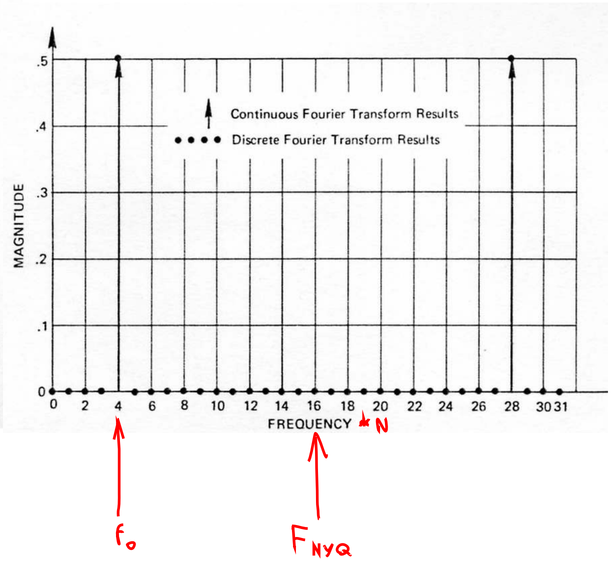




<u>L'energia associata ad una frequenza viene distribuita su di un intervallo di frequenza tanto più ampio quanto più breve è la finestra di osservazione</u>: è il fenomeno di Leakage

# La finestra di osservazione

Il fenomeno non si presenta solo per la sinusoide con periodicità sottomultiplo intero del periodo di osservazione



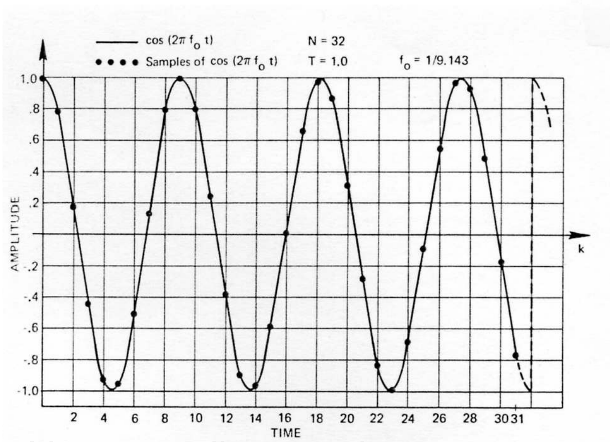



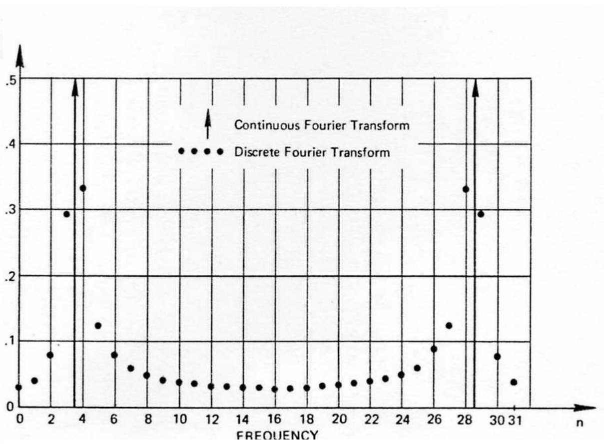

4 periodi



# La finestra di osservazione

Ma è un caso particolare, per la rimanente parte dello spettro si ha che il contenuto armonico concentrato viene visto come distribuito attorno alla frequenza nominale




Nel caso di segnali a spettro continuo l'effetto è meno evidente, ma pur sempre presente: nel caso limite di uno spettro piatto l'errore sarebbe nullo

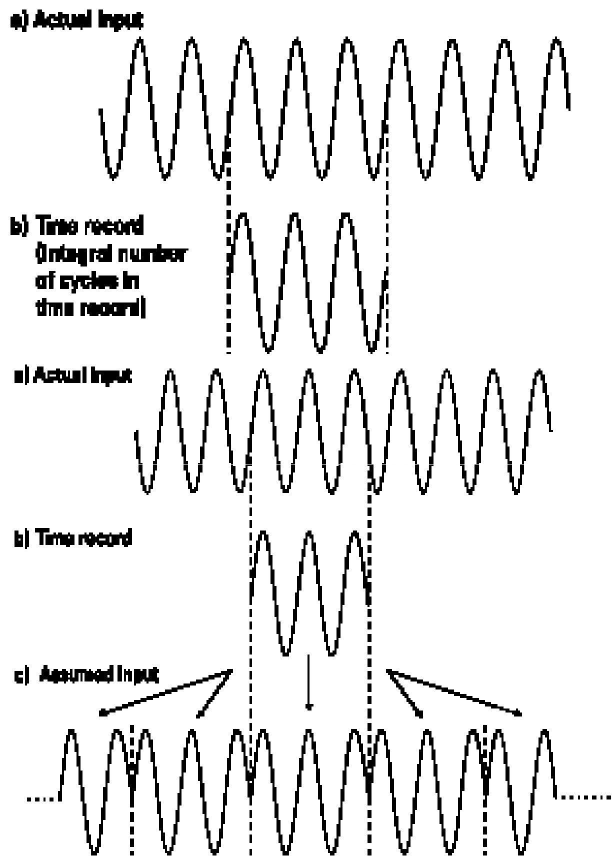
# La finestra di osservazione

Secondo problema:

La durata dell'acquisizione dati è limitata nel tempo.

Potrebbe esserci incongruenza tra la porzione di storia e il segnale originale (l'analisi con la trasformata di Fourier discreta comporta la periodicizzazione del contenuto della finestra di osservazione)

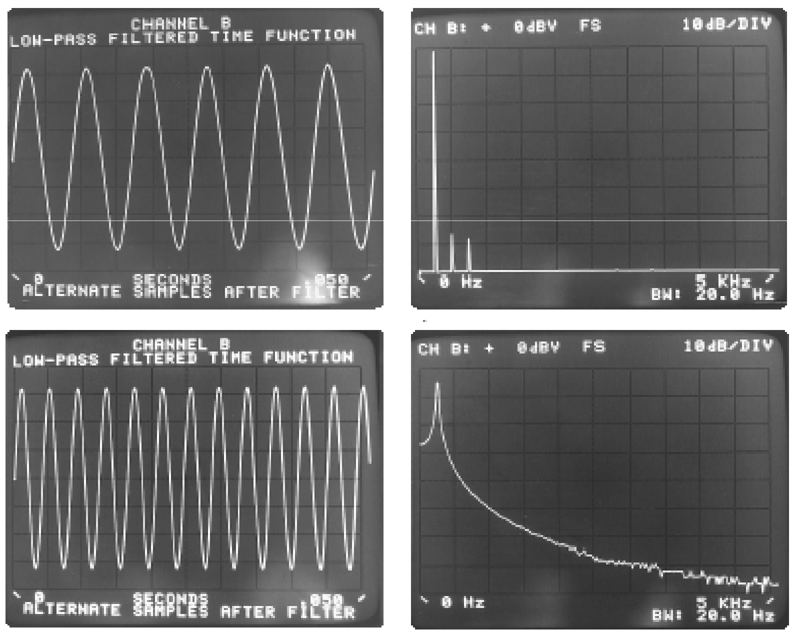
Per un segnale transitorio la storia periodicizzata è sempre completamente diversa






# La finestra di osservazione

L'effetto di questa incongruenza su un segnale sinusoidale è di disperdere l'energia di una linea spettrale in una banda attorno alla frequenza stessa: questo fenomeno prende il nome di **leakage**

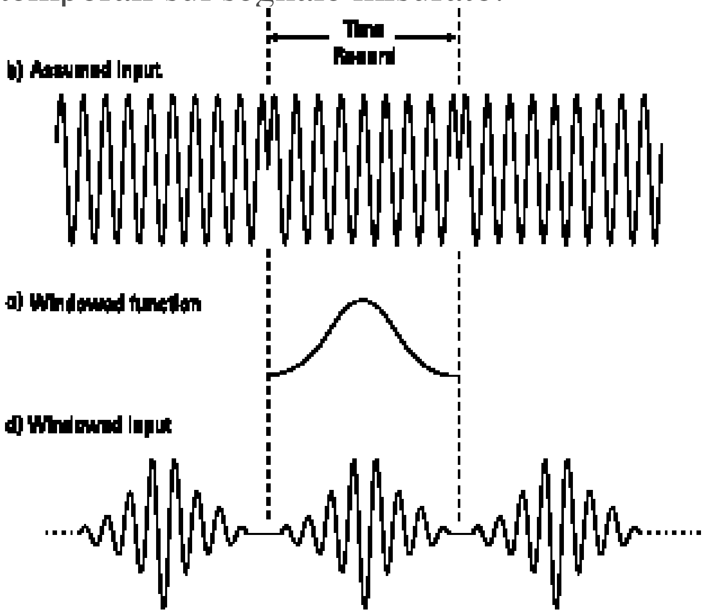



Periodica nella finestra

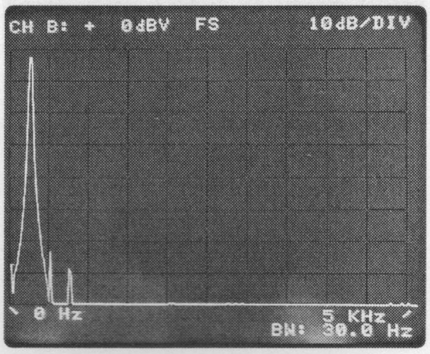
Non periodica nella finestra

# Leakage

Il rimedio al leakage è solitamente costituito dall'uso di finestre temporali sul segnale misurato.




c) FFT results with a window function

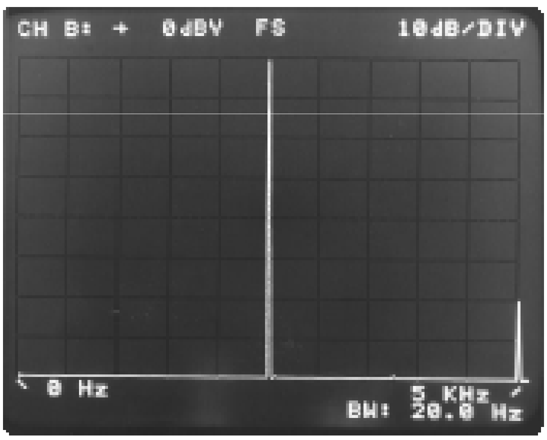




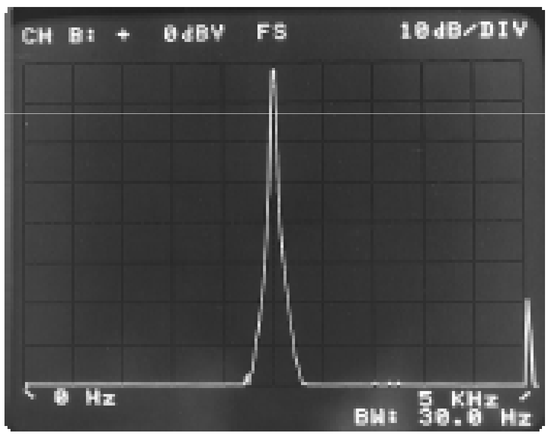

# Leakage

La finestratura riduce il leakage ma non lo elimina del tutto

a) Leakage-free measurement - input periodic in time record




b) Windowed measurement - input not periodic in time record

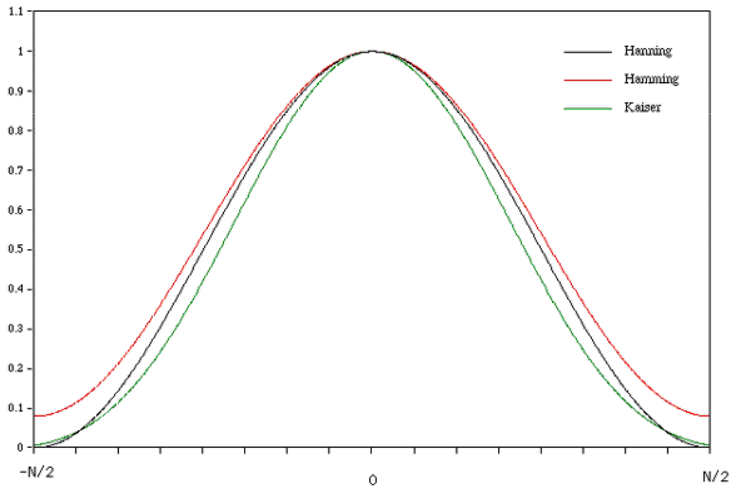


# Leakage

Le finestre tipiche utilizzate (Hanning, Hamming, Kaiser) hanno equazioni della forma seguente:

$$w_i = a + (1-a)\cos\frac{2\pi i}{N}$$

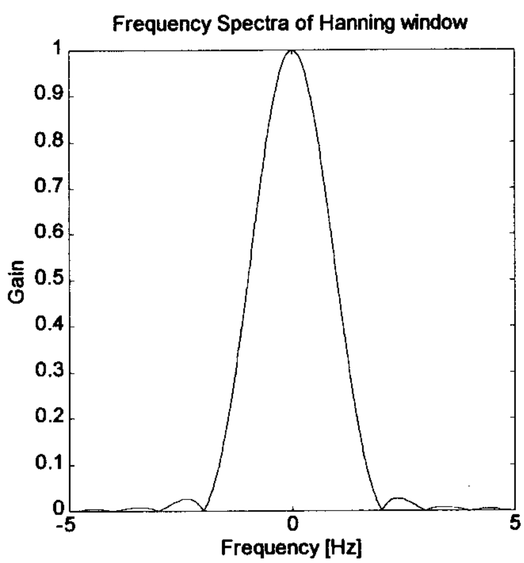
Hanning: a=0.5

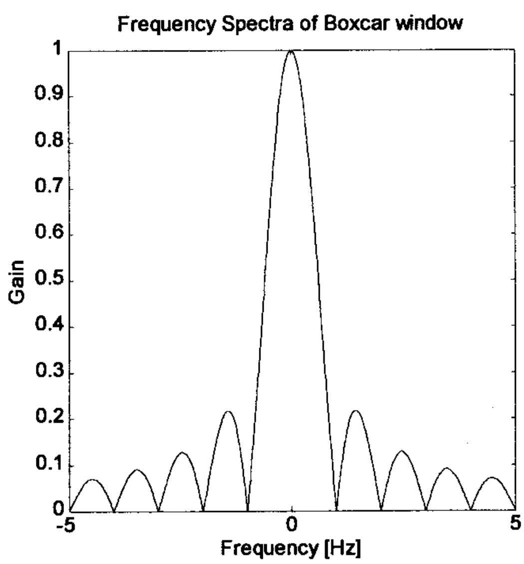





# Leakage

L'effetto della finestratura si comprende osservando la trasformata in frequenza della funzione finestra stessa.



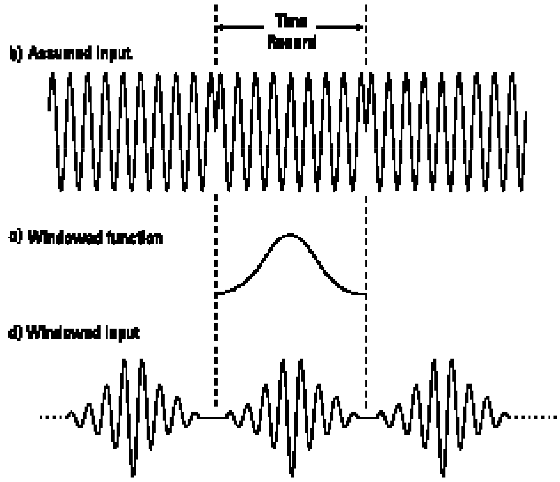



# Leakage

Il problema non è trascurabile, in quanto tutte le armoniche subiscono questo effetto, di fatto distribuendo l'energia su di una banda di frequenze molto più ampia. Si commettono errori sia nell'identificazione delle frequenze dei picchi che del loro smorzamento

L'effetto è anche noto con il nome anglosassone di Smearing

L'utilizzo di finestre temporali non è indolore e comporta anche altri effetti la cui analisi richiede strumenti più sofisticati di quelli sino ad ora utilizzati.



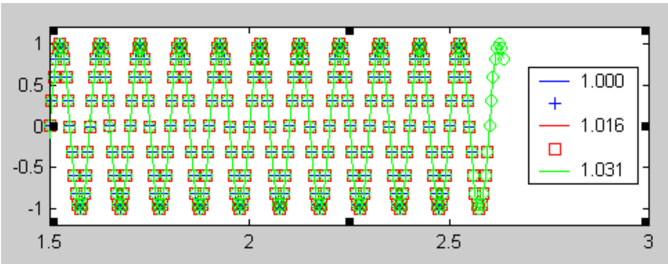


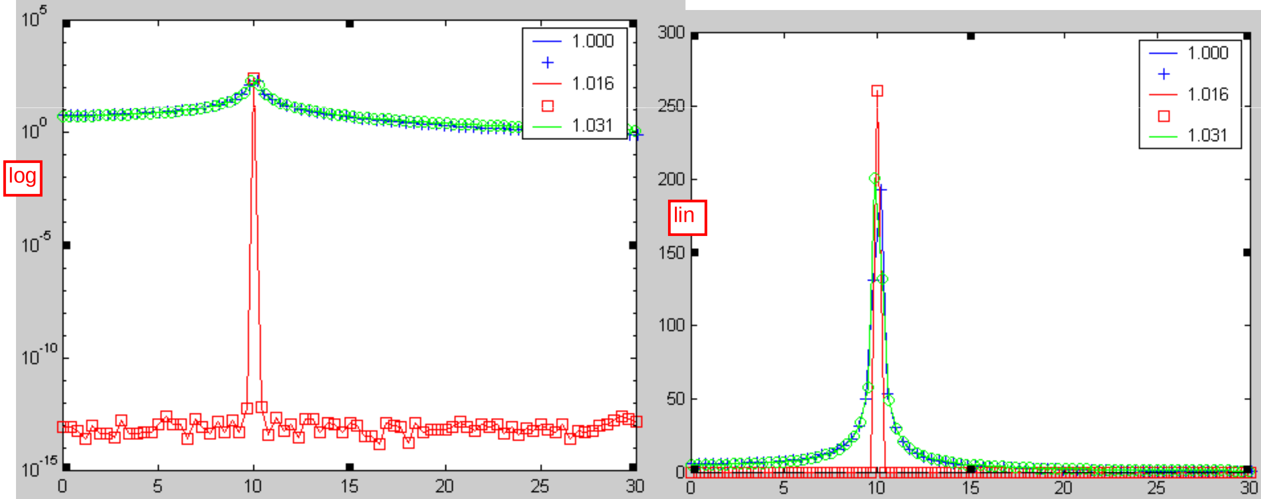

# Leakage

Esempio:
- segnale a f=10Hz, ben campionato (200Hz)
- 3 acquisizioni:
una multipla del periodo, una piu' breve, una piu' lunga

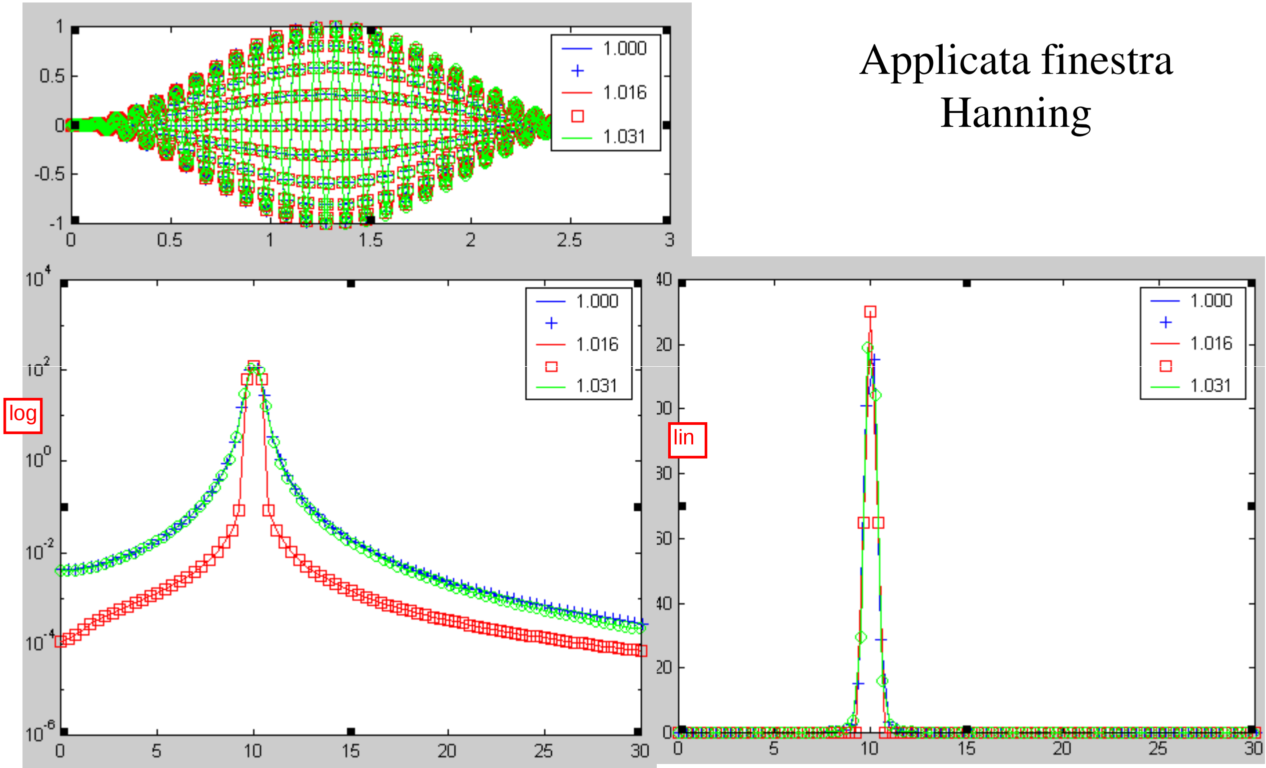
$$\sin(2\,\pi\,10\,t)$$

$$f_C = 200 \text{ Hz}$$



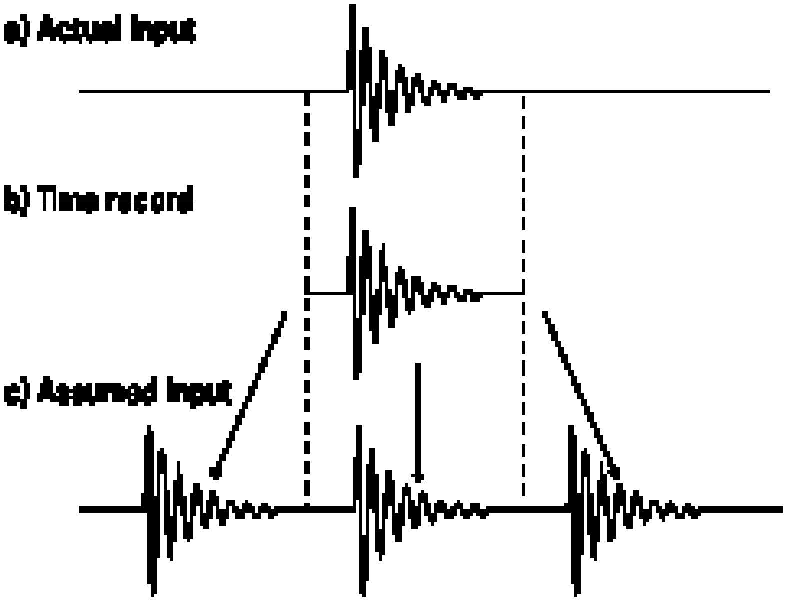
# Leakage




Applicata finestra Hanning

# La finestra di osservazione

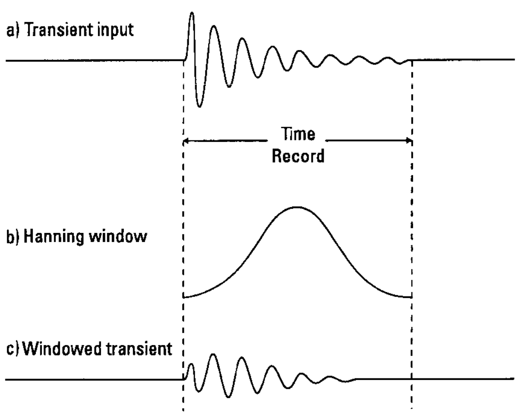
Per i transitori il problema è meno sentito, a patto di utilizzare una finestra di osservazione abbastanza lunga da contenere tutto il fenomeno

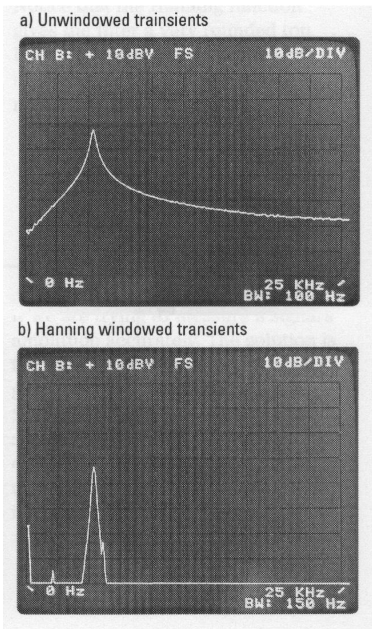





# Leakage

L'applicazione di finestre non può in genere essere applicata a segnale non stazionari (transitori). In questo caso, ove necessario, si utilizzano finestre di tipo esponenziale.



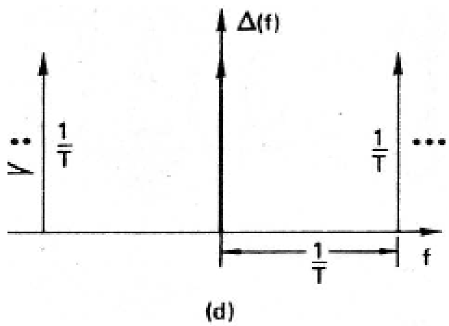

Senza finestratura

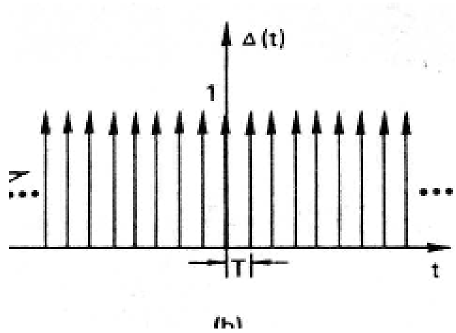
Con finestratura

# La discretizzazione della frequenza

Che effetto ha utilizzare una descrizione discreta dello spettro in frequenza?

L'utilizzo di uno spettro discreto equivale ad effettuare un campionamento del dominio delle frequenze:
Poiché alla funzione di campionamento in frequenza corrisponde una serie di delta poste ad una distanza pari al tempo di osservazione occorrerà ricorrere nuovamente al teorema di convoluzione



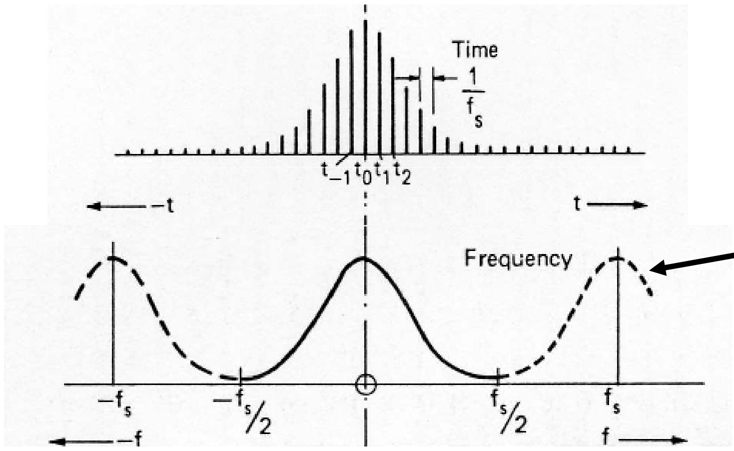



# La discretizzazione della frequenza

Se supponiamo di avere una storia temporale (discreta e a banda limitata limitata: A) ottenuta campionando un segnale non periodico; il corrispondente spettro, a differenza di quello originale, sarà infinito (B) e periodico

A

B



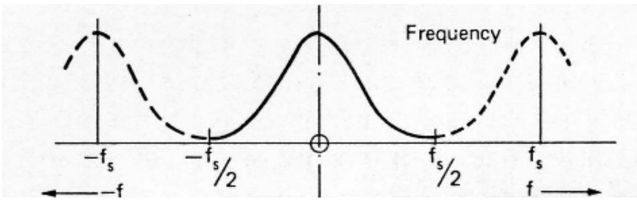

Immagini riflesse dovute al campinamento

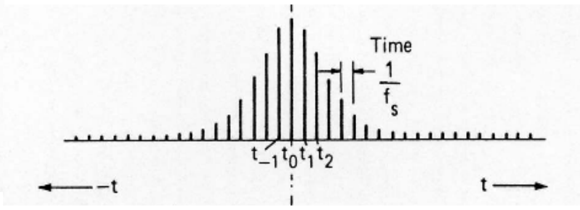
Per analizzare gli effetti della digitalizzazione in frequenza occorre applicare il teorema di convoluzione nel tempo: abbiamo infatti  il prodotto nel dominio delle frequenze

# La discretizzazione della frequenza

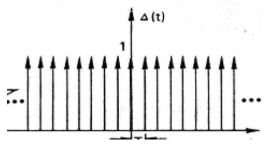
Si ottiene uno spettro infinito e discreto in frequenza:

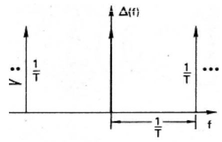
Frequenza Tempo



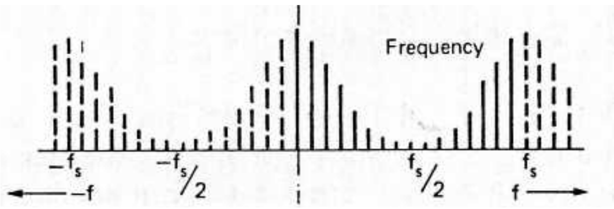



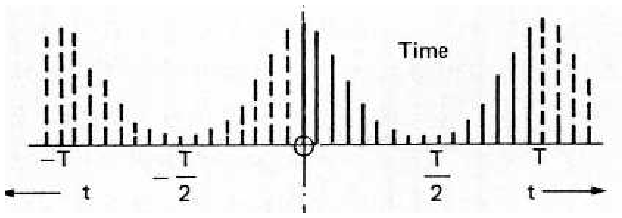

Discretizzazione





Prodotto in frequenza $\Delta f$ Convoluzione nel tempo



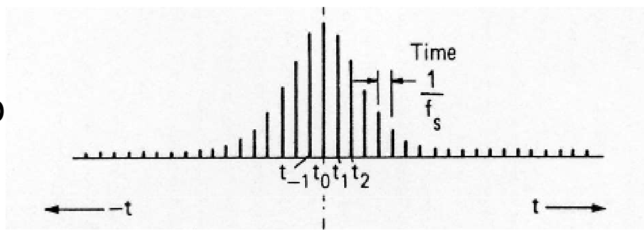





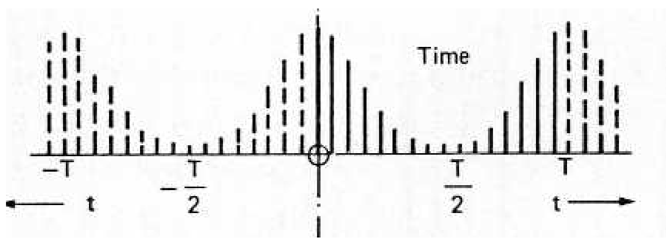

# La discretizzazione della frequenza

Nel tempo la convoluzione replica la funzione in corrispondenza di tutti i picchi a distanza pari al tempo di osservazione: la funzione osservata è quindi periodicizzata

Segnale discreto osservato




Antitrasformata digitale




Oppure analizzando solo la parte osservata è come se si osservasse in realtà la funzione periodicizzata e NON quella originale

# La discretizzazione della frequenza

La periodicizzazione nel tempo è un fenomeno duale alla replica delle immagini in frequenza a seguito del campionamento nel tempo

in questo caso però non c'è pericolo di un fenomeno come l'aliasing in quanto le descrizioni dei due domini e dei processi di discretizzazione sono coerenti

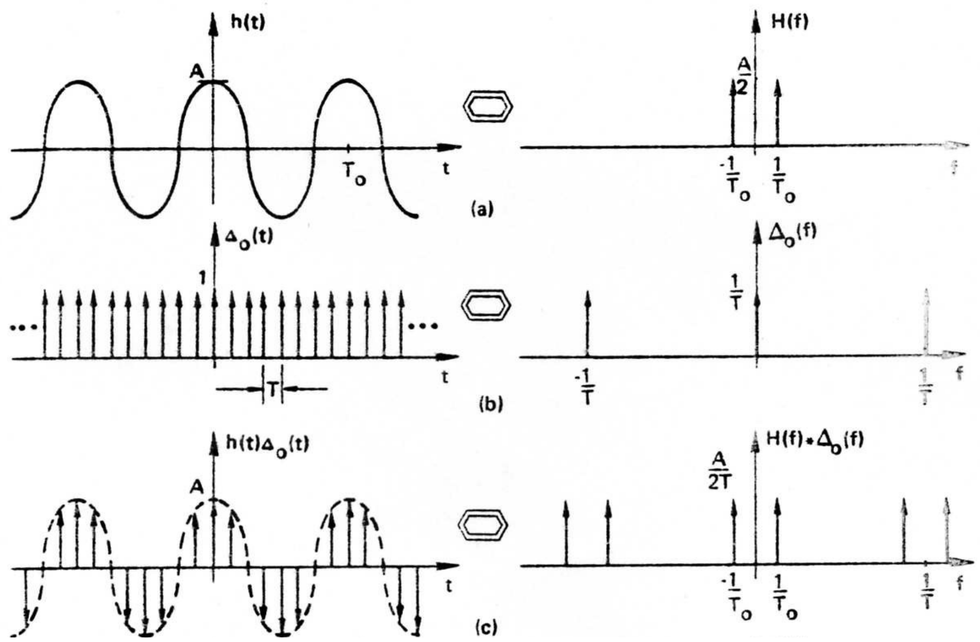
C'è però il problema della continuità della funzione



# L'evoluzione della trasformata digitale

Il campionamento:

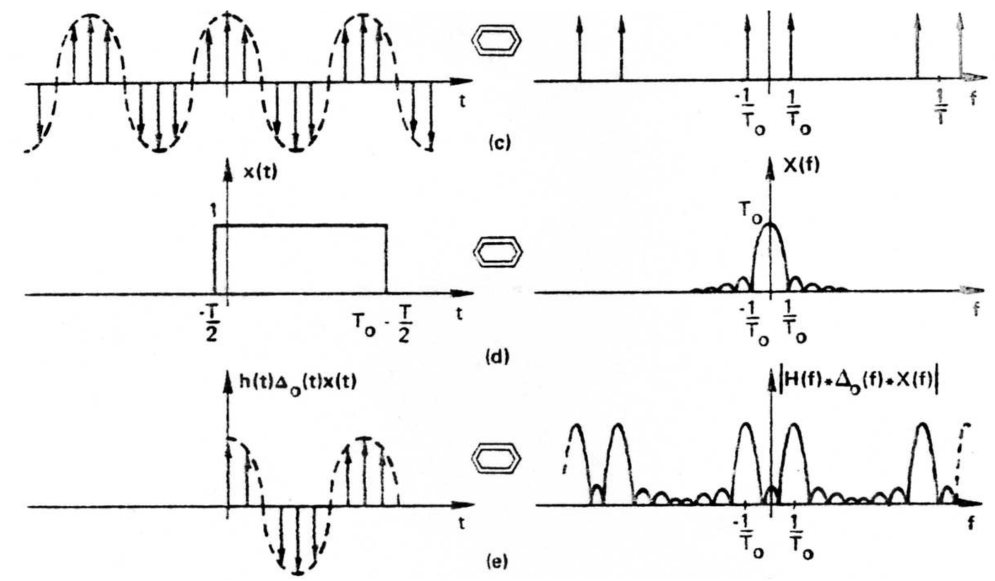
TEMPO FREQUENZA



# L’evoluzione della trasformata digitale

L’osservazione:

TEMPO FREQUENZA

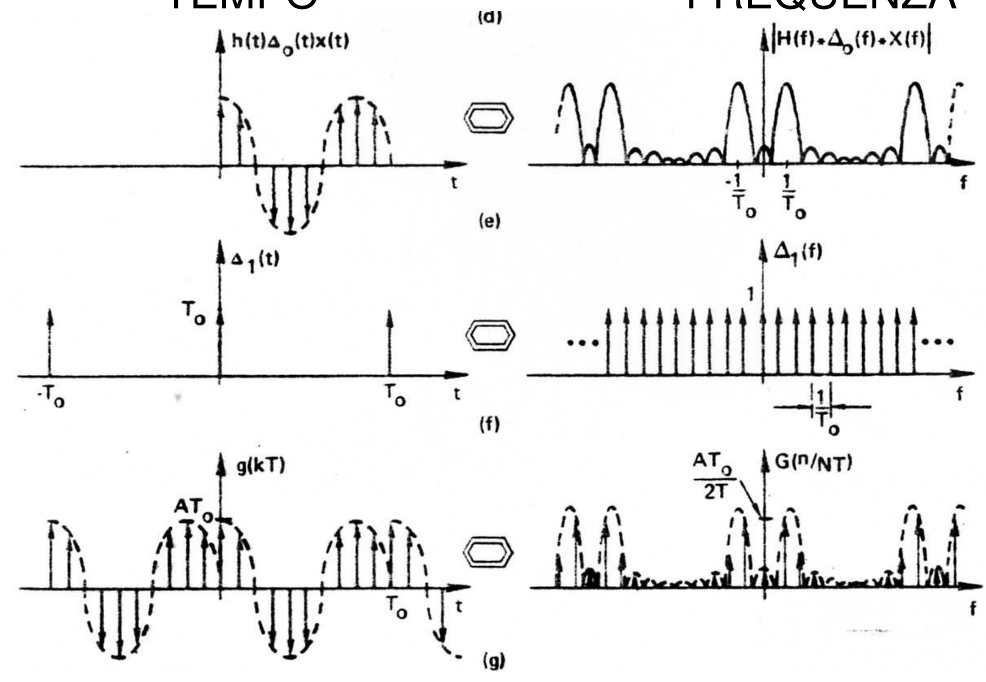


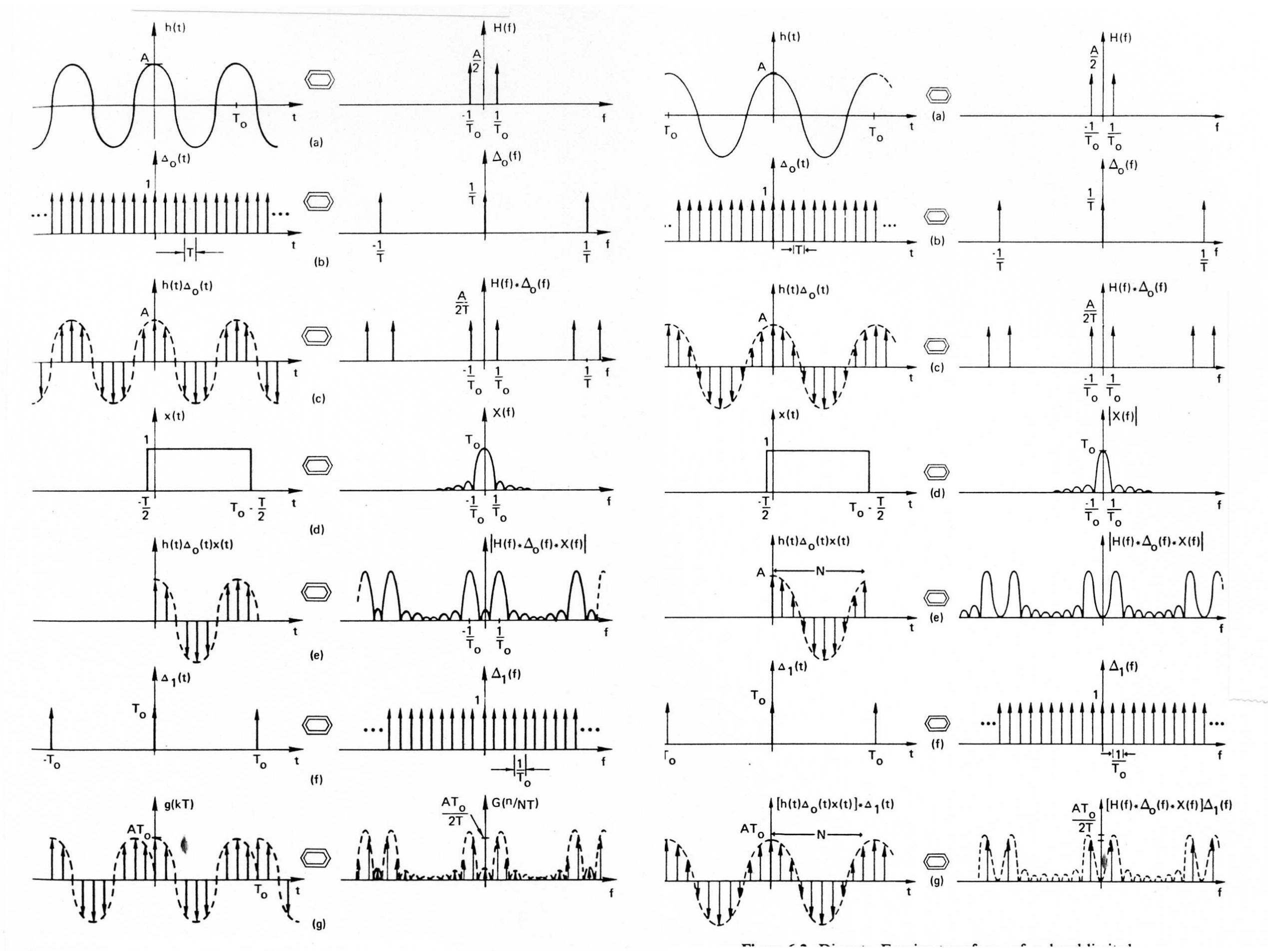



# L’evoluzione della trasformata digitale

La discretizzazione delle frequenze:

TEMPO FREQUENZA





# Qualche quesito

Un segnale viene campionato per un tempo totale di 4 s ad una frequenza di 100 Hz

Quanti campioni vengono acquisiti?

N= T fc = (4s)(100Hz) = 400

Quanti punti INDIPENDENTI di trasformata si hanno?

N / 2 = 200 punti

Qual'è la risoluzione in frequenza?

Df= 1 / T = 1 / 4s = 0.25 Hz

Qual'è la massima frequenza osservabile?

fmax = fc /2 =100 Hz /2 = 50Hz

# Esercizio 1

Si supponga di dover misurare l'accelerazione in un punto di una trave sollecitata dinamicamente con banda passante di 100Hz e un'oscillazione stimata di 4g(±20%) attorno al valore di 1g.

Si dispone di un PC dotato di una scheda di acquisizione dati con una risoluzione di 12 bits, guadagni pari a 1, 10, 100, 1000, intervallo di misura pari a +/- 10V (bipolare) oppure 0 ÷10V (unipolare).

L'accelerometro di misura possiede una banda passante di 3000Hz ed una sensitività 95.0mV/g

Si richiede di scegliere:
- i parametri di configurazione della scheda (tipo di polarità, guadagno)
- i parametri dell'acquisizione (frequenza di campionamento, tempo di campionamento, eventuali filtri e/o condizionatori di segnale)



# Esercizio 1: caratteristiche statiche

Abbiamo a disposizione un accelerometro con banda passante di 3 kHz "ragionevolmente" compatibile con quella del segnale da acquisire: la frequenza massima del segnale < 1/5 della banda passante dello strumento è compatibile con un buon comportamento dinamico.

Occorre regolare i parametri del sistema di acquisizione:
- Campo di misura
- Guadagni

Come risultato avremo la migliore configurazione possibile del sistema AD compatibile con l'esperimento e l'indicazione numerica delle caratteristiche di accuratezza IN RELAZIONE ALLA MISURA ATTESA

# Esercizio 1: caratteristiche statiche

Settaggio generale della scheda

La dinamica del segnale è: $A_{\max} = (1+4\times 1.2)g = 5.8g$

$$A_{\min} = (1-4\times 1.2)g = -3.8g$$

Data la sensibilità dello strumento i valori estremi delle misure elettriche risultano pari a:

$$V_{\max} = Sensibilità \;\; [mV/g] \;\; A_{\max}[g] = 95 \;\; [mV/g] \;\; 5.8 \;\; [g] = 551.0 \;\; mV$$

$$V_{\min} = 95 \;\; [mV/g] \;\; (-3.8) \;\; [g] = -361 \;\; mV$$

E' quindi necessario utilizzare la scheda in configurazione bipolare (range +/-10V).



# Esercizio 1: caratteristiche statiche

La frazione del fondoscala sfruttata è:

$$\%FS = 551mV/10V \times 100 = .551/10\times 100 = 5.51\%$$

Possiamo ottimizzare la copertura amplificando il segnale con il guadagno 10 (10 e 100 portano a saturazione).

$$\%FS = \left(gain \times 551mV\right)/10V \times 100 = 5.51/10\times 100 = 55.1\%$$

La risoluzione nel caso bipolare in esame e con il guadagno adottato è:

$$Q = \frac{FS_{Max} - FS_{Min}}{2^N} / \, guadagno = \frac{(10V)-(-10V)}{2^{12}} / 10 = 0.488mV$$

alla quale corrisponde un incertezza sulla misura di accelerazione si a:

$$\frac{Q \;\; [mV]/2}{Sensibilità \;\; [mV/g]} = \frac{0.488 \;\; mV/2}{95 \;\; mV/g} = 0.0025 \;\; g$$

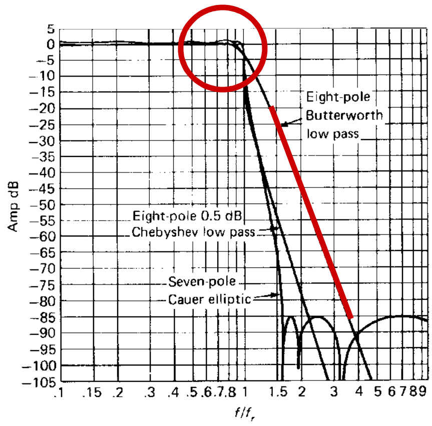
# Esercizio 1: caratteristiche dinamiche

Per ottenere una rappresentazione corretta dei dati, in rispetto del teorema di Shannon/Nyquist si deve scegliere un frequenza di campionamento che rispetti la relazione: $f_c > 2 f_{\max}$

Per definire $f_{max}$ non si può fare solo riferimento alla massima di interesse del problema, ma anche alle caratteristiche del filtro antialiasing a disposizione e del livello ipotizzabile di attenuazione totale del contenuto armonico.

In funzione delle caratteristiche nella zona di taglio si deciderà per un moltiplicatore della frequenza di interesse

In funzione di quelle di decadimento al di sopra della frequenza di taglio e del livello di attenuazione da assumere, si deciderà per un ulteriore fattore moltiplicativo

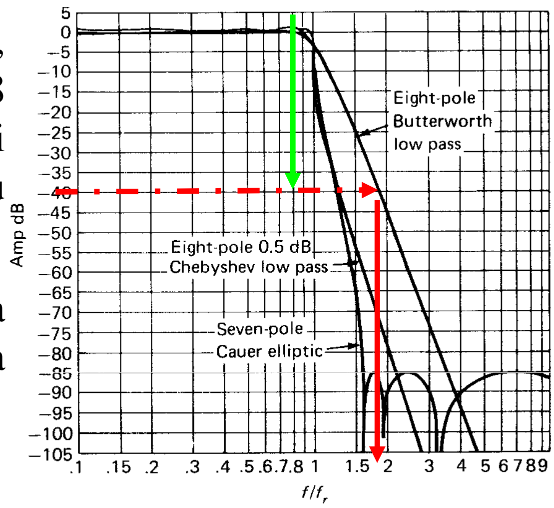





# Esercizio 1: caratteristiche dinamiche

Un filtro passa basso, es Butterworth, lascia inalterato il segnale fino a 0.8 volte la freq. di taglio. La frequenza di taglio dovrà quindi essere regolata su 1.25 volte quella di interesse: 1250 Hz.

Il filtro garantisce inoltre una attenuazione di 40dB (1/100) solo da quasi due volte la frequenza di taglio.




$$f_{Nyquist} = 1.9 \times 1.25 \times f_{Max} = 2375 Hz$$

Dovendo presumere la presenza di armoniche non sufficientemente attenuate sino a questa frequenza la frequenza di campionamento dovrà essere almeno il doppio: $f_{AD} = 2 \times f_{Nyquist} = 4750 Hz$

Si ottiene quindi una frequenza di campionamento pari a circa 5 volte la frequenza di interesse, infatti

# Esercizio 1: caratteristiche dinamiche

Dovendo fare un'analisi in frequenza, ricordiamo che la risoluzione in frequenza risulta pari a :

$$\Delta f = \frac{f_C}{n}$$

dove $n$ è pari al numero di punti campionati.

Per aumentare la risoluzione in frequenza, una volta stabilita la frequenza di acquisizione, occorre aumentare il numero di campioni, cioè il tempo di osservazione.

Volendo avere una risoluzione di almeno 5 Hz scegliamo un numero di campioni pari a $n = f_C / \Delta f = 4800/5 = 960$

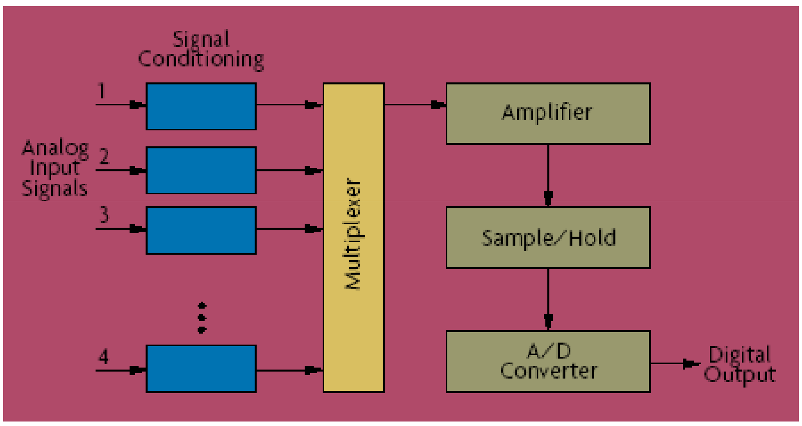
corrispondenti ad un tempo di osservazione $T = n / f_c = 0.2$ s.

Oppure, ricordando che $f_c$ è $1/\Delta t$, si osserva che $\Delta f = 1/(n\,\Delta t)$ cioè l'inverso del tempo di osservazione, si può quindi dire che
$T$=1/Risoluzione=1/5=0.2 $s$ $\quad$ $n$=0.2 $s$ * 4800 $Hz$ = 960 campioni



# I sistemi di acquisizione dati

I sistemi di acquisizione dati utilizzano la componentistica vista sino ad ora per consentire l'acquisizione multicanale
Esempio di un'architettura tipica di un sistema di acquisizione dati.




I componenti principali sono:
- Convertitore A/D
- Multiplexer
- Circuito di Amplificazione
- Circuito di Memoria (Sample and Hold)

# I sistemi di acquisizione dati

In un sistema di acquisizione sono tipicamente presenti diversi elementi: amplificatori di segnale, commutatori di canale (multiplexers), circuiti a memoria (sample-and-hold), filtri anti aliasing.

Tutti questi elementi possono essere organizzati in architetture diverse, cosa che comporta possibilità operative e prestazioni differenti

Per poter valutare o impiegare correttamente un sistema di acquisizione, occorrerà quindi conoscere non solo le funzioni e le caratteristiche dei componenti elementari, ma anche l'architettura secondo la quale questi sono stati assemblati.

**Due soli elementi rimangono in posizioni stabili: trasduttore come PRIMO e convertitore AD come ULTIMO**

**Un solo elemento mantiene posizione relativa: il filtro AA DEVE operare su di un segnale in analogia con l'ingresso, quindi PRIMA di elementi che ne modifichino la storia temporale**

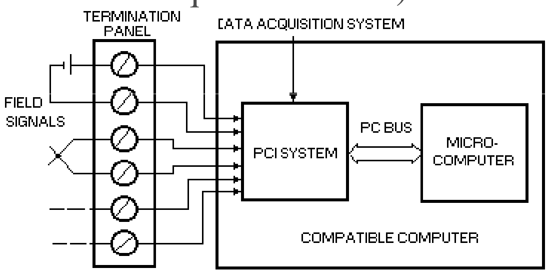


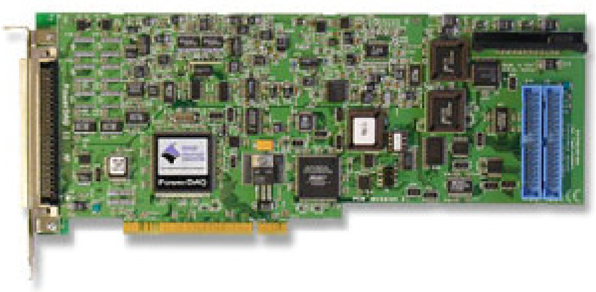
# I sistemi di acquisizione dati

L'hardware AD è fisicamente disgiunto dal computer che svolge i compiti di programmazione, memorizzazione, visualizzazione e manipolazione

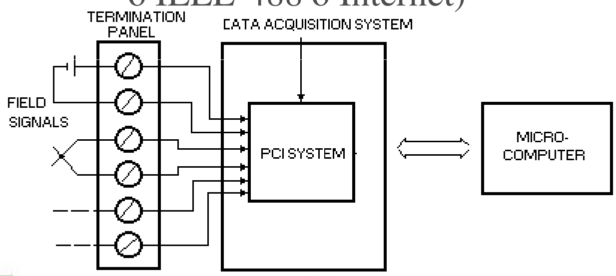
Possibili collegamenti:

Bus interno (schede di acquisizione dati)



Collegamento esterno (con protocolli di comunicazione es RS-232, RS-422 o IEEE-488 o Internet)




# I sistemi di acquisizione dati

Vantaggi del collegamento diretto al bus interno del computer:

- un costo ed una dimensione contenuti: il dispositivo di acquisizione dati non richiede un proprio contenitore, né una propria alimentazione (questa viene fornita direttamente dal PC)
- maggiore velocità di trasferimento dati dall'acquisizione al PC.

Vantaggi del collegamento esterno al computer:

- la completa indipendenza dei sottosistemi
- la possibilità di misure remote



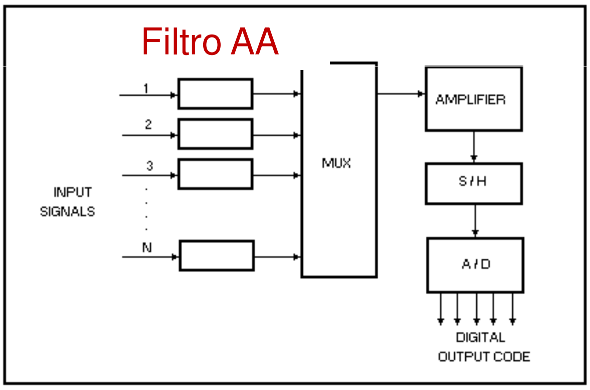
# Il Multiplexer (MUX)

Il multiplexer è l'elemento che permette di mettere in continuità elettrica uno degli ingressi di un sistema multicanale con l'unica linea in ingresso al convertitore analogico/digitale

Collega ciclicamente un ingresso con l'uscita seguendo una temporizzazione programmata, consentendo l'acquisizione multicanale

S/H e Amplificatore possono essere posizionati indifferentemente prima o dopo il Mux

Il filtro AA, UNO PER CANALE, DEVE essere CERTAMENTE PRIMA del Mux

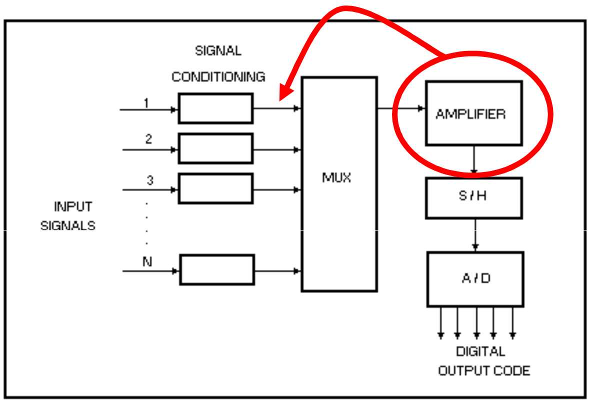



Avrebbe senso posizionare il filtro AA dopo il S/H o dopo il MUX?

# Il Multiplexer (MUX)

Effetto del posizionamento di Amplificatore e Mantenitore

Possibilità di adeguare il condizionamento al singolo canale senza perdite di tempo: se l'amplificatore viene posto a monte del multiplexer, anziché immediatamente a monte del convertitore, non è necessario modificare i guadagni ad ogni campionamento



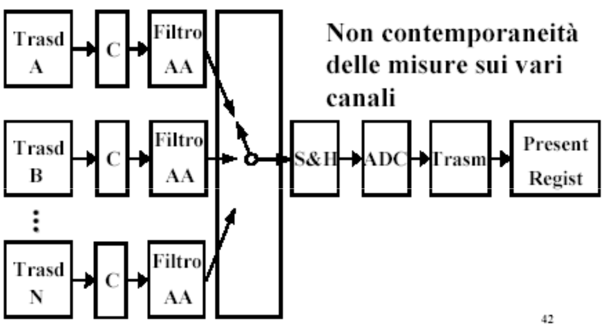

SH e Amplificatore dopo il Mux $N_{chan}*(1/f_{AD}+t_{SH}+t_G)$

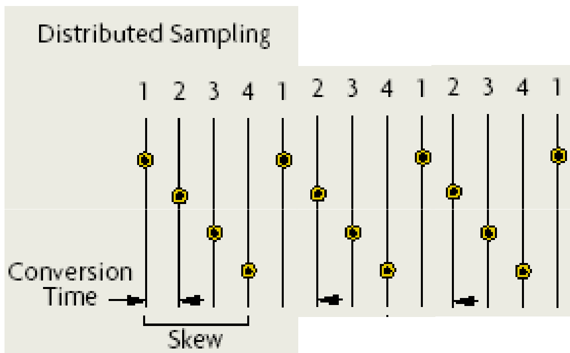
SH e Amplificatore prima il Mux $t_{SH}+t_G+N_{chan}*(1/f_{AD})$



# Acquisizione multicanale

Con questa struttura si ha un ritardo tra l'acquisizione di un canale e quello successivo pari alla somma dei tempi di conversione e di commutazione del Multiplexer (tra il primo e l'ultimo nchan x tconv)



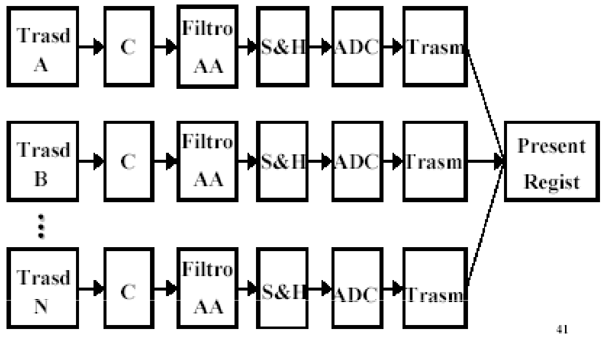

Il collegamento sequenziale dei canali in ingresso con un unico convertitore comporta un ritardo progressivo nell'acquisizione:

- Tempo inizio della conversione del primo canale: $k\ t_C$
- Tempo inizio della conversione del n-esimo canale: $k\ t_C + n\ (t_{AD+}\ t_{Mux})$

## Acquisizione multicanale

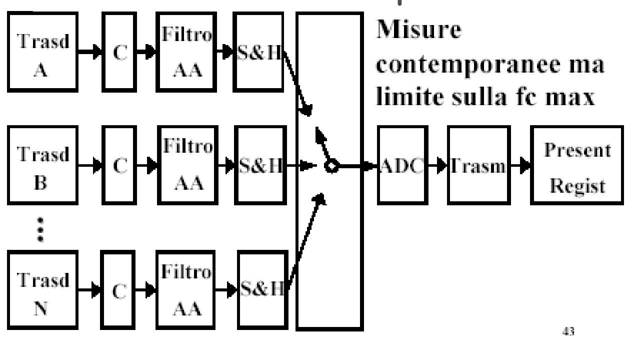
Per effettuare misure contemporanee su tutti i canali ci sono due tecniche:

Scheda a convertitori multipli

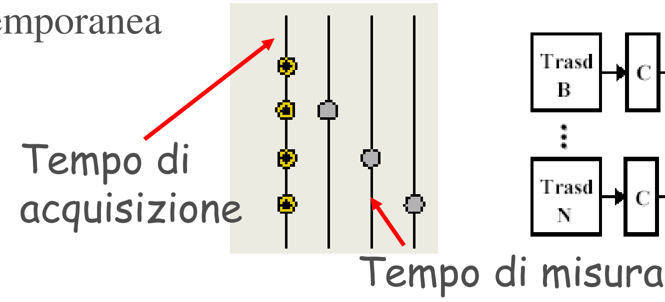



- scheda a SH e AD multipli (uno per ogni canale)

Scheda a SH multipli




- scheda a soli SH multipli (posti a monte del MUX) ad attivazione contemporanea




## Esempio

Nell'esempio sull'Aliasing la frequenza di compionamento non è quella di funzionamento del convertitore: è la frequenza di campionamento che deve essere garantita per ogni singolo canale;

nel caso di acquisizioni multicanale occorre tenere conto anche degli eventuali ritardi dovuti alla particolare architettura del sistema di acquisizione e alla modalità di utilizzo

Es. Acquisizione di 12 canali a 10000 Hz con una scheda il cui convertitore AD ha velocità massima di 300kSample/s

Sono richiesti 12*10000=120000 campionamenti al secondo, requisito che sembra compatibile con la prestazione nominale della scheda (300000 Samples > 120000)

Per sapere se la scheda è adatta, non è detto che ciò sia sufficiente!

# Esempio

Se per le diverse fasi:
- effettuare la commutazione del multiplexer,
- attendere la stabilizzazione del mantenitore (S&H)
- attendere la stabilizzazione del guadagno dell'amplificatore

sono necessari 10microsecondi,

l'intervallo temporale che intercorre tra due acquisizioni successive di uno stesso canale è:

$$N_{chan}*(1/f_{AD}+t_{ritardo})=12*(1/300000+0.000010)=0.00016\ s$$

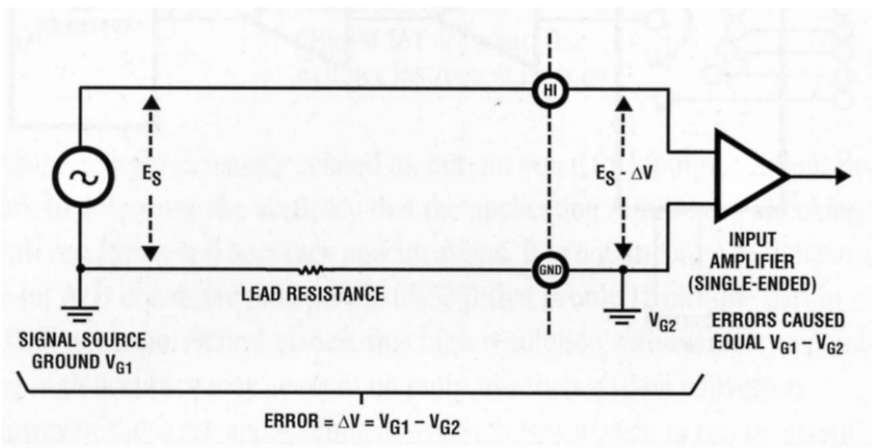
Al quale corrisponde una frequenza di acquisizione di 6250Hz per canale, prestazione che non soddisfa i requisiti di prova



# Modi di ingresso (differenziale e Single end)

Le schede presentano spesso due modalità di utilizzo: differenziale (differential) e a riferimento unico (single ended).

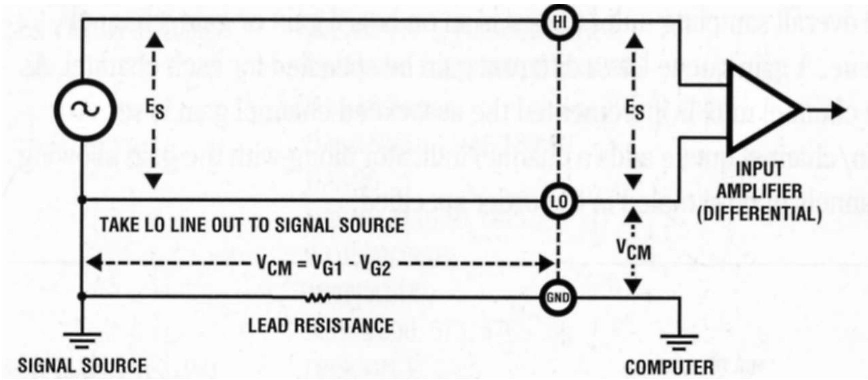
Se la scheda è di quest'ultimo tipo allora tutti i segnali che gli vengono collegati devono condividere la stessa linea di terra



# Modi di ingresso (differenziale e Single end)

Può essere più conveniente misurare direttamente la differenza tra le due linee, alta e bassa, del segnale di ingresso: questa è la modalità di ingresso Differenziale (Differential).

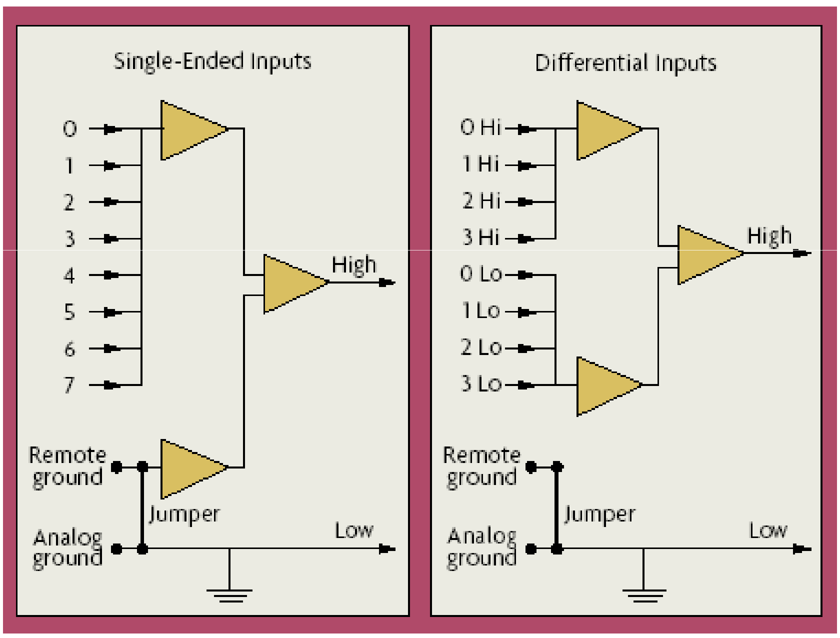
La presenza di un rumore fluttuante o di un offset stazionario, comune alle due linee, viene cancellata dal segnale prima della lettura da parte dell'A/D.






# Modi di ingresso (differenziale e single end)

Il modo differenziale riduce il numero di ingressi disponibili: es. 8 ingressi single-ended o 4 differenziali.



# Il software

Ogni componente della scheda di acquisizione deve essere istruito su come e quando fare quello che gli chiediamo. I comandi sono comunicati alla scheda mediante la scrittura di codici particolari in apposite posizioni della memoria, dette registri.

Linguaggi di programmazione:
Visual BASIC, C++, FORTRAN
ex
Linguaggi grafici:
LabView, HPVEE

La disponibilità e l'utilizzo di questi sistemi non deve far sottovalutare l'importanza della comprensione per tutto quello che sta loro dietro e per quanto nascondono.