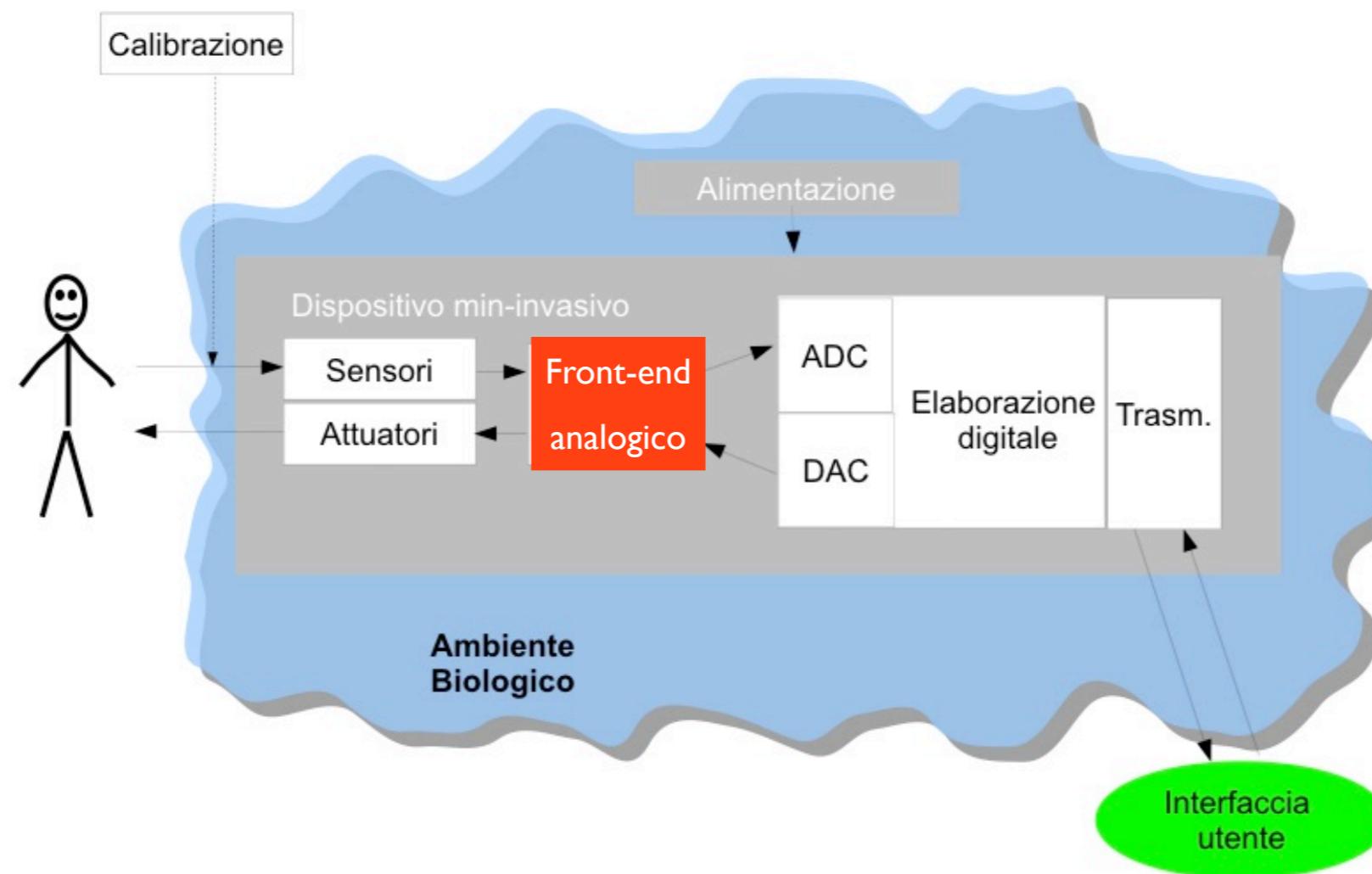


Aspetti di carattere generale

Front-end analogico

Front-end analogico



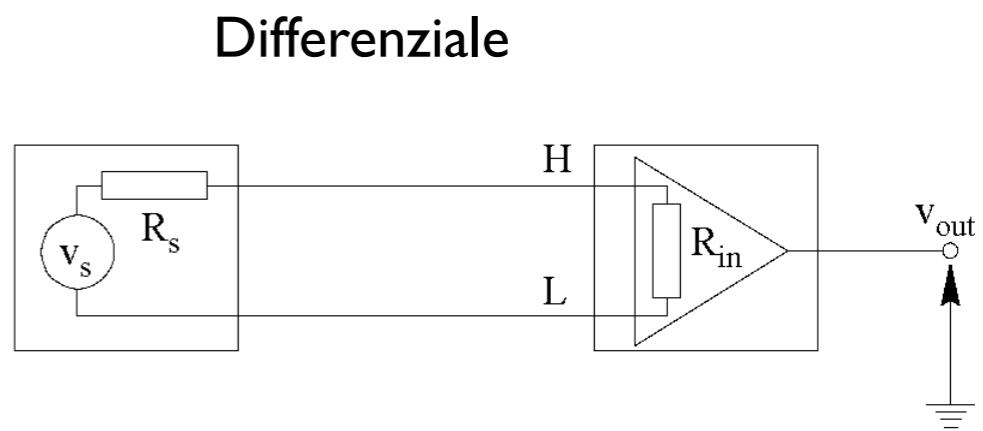
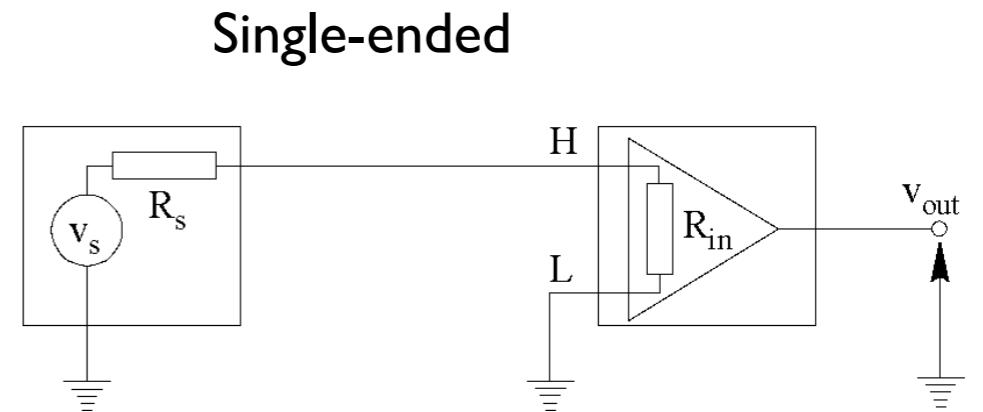
Front-end analogico

- Circuitistica necessaria per trattare i segnali analogici prelevati dai sensori e filtrare gli stessi prima della conversione A/D
- Circuitistica analogica per il pilotaggio degli attuatori
- Elementi principali
 - Amplificatori
 - Amplificatori “single ended”, differenziali e amplificatori da strumentazione
 - Filtri anti-aliasing

Amplificazione

Amplificatori

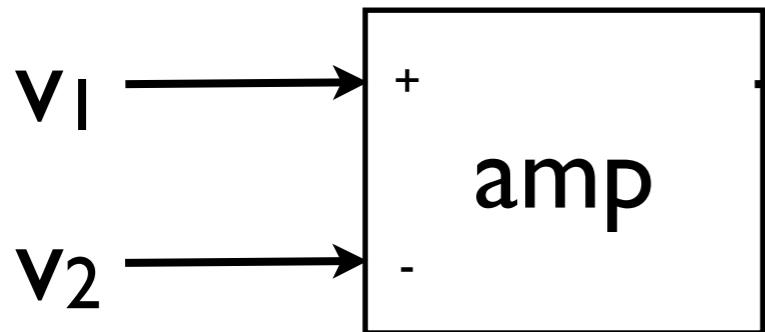
- Stadi di ingresso **single-ended** e **differenziali**
 - nei circuiti elettronici attivi (amplificatori) è sempre presente un punto comune al quale riferire tutti gli altri potenziali (riferimento)
 - per quanto riguarda il segnale da misurare (rilevato tramite il sensore), non sempre è possibile accedere a un “punto” da collegare al potenziale di riferimento dell’amplificatore
 - stadio di ingresso **single-ended**: l’uscita del sensore è riferita ad un certo potenziale (che possiamo quindi collegare al riferimento dell’amplificatore)
 - stadio di ingresso **differenziale**: il segnale da misurare risulta **flottante** ovvero non riferito a un punto direttamente accessibile (situazione tipica per segnali biomedici)



Amplificatori

v_1, v_2, v_{out} riferiti al
solito potenziale

Circuito lineare



$$v_{out} = A_1 v_1 + A_2 v_2$$

$$v_d = v_1 - v_2$$

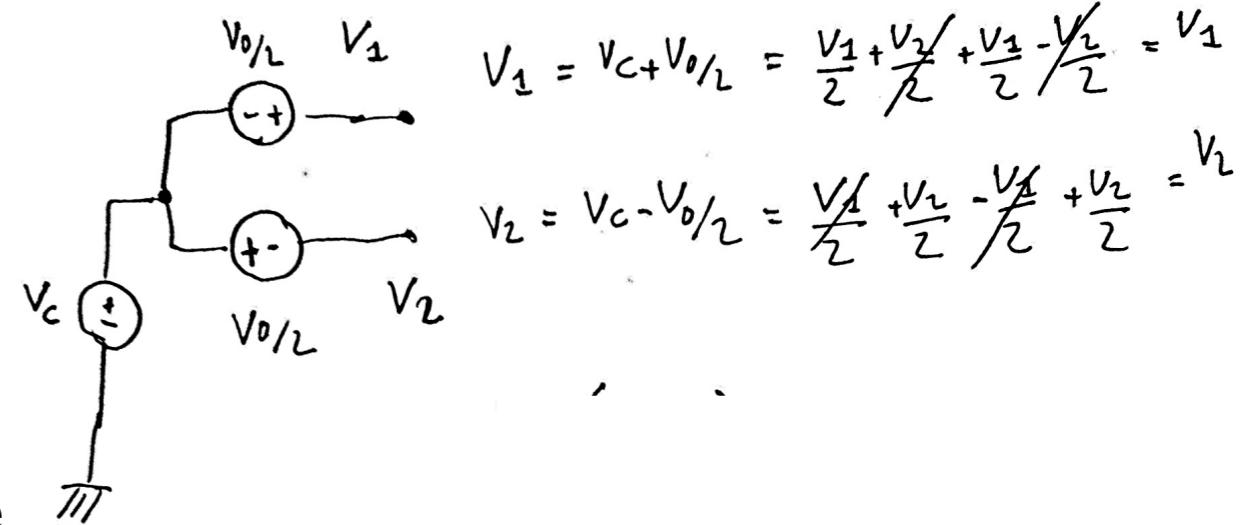
segnale differenziale
(differenza)

$$v_c = \frac{(v_1 + v_2)}{2}$$

segnale a modo comune
(valor medio)

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

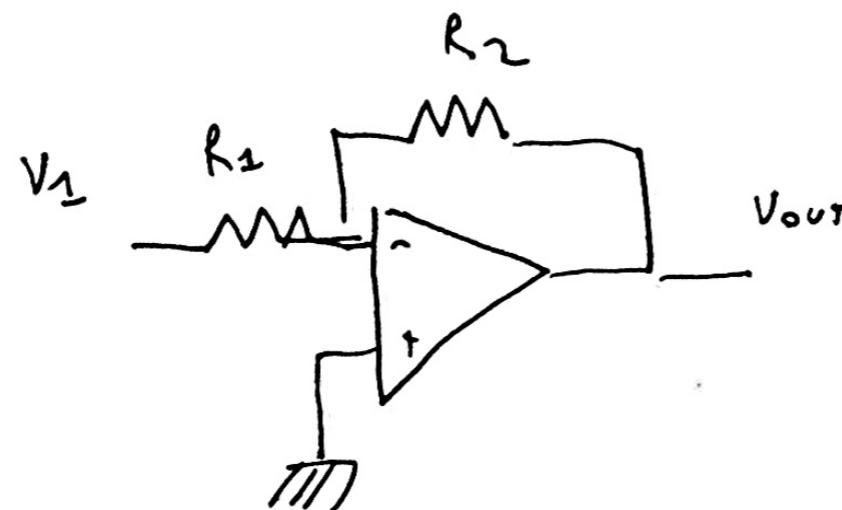
rapporto di reiezione a
modo comune



$$v_{out} = A_d v_d + \frac{A_d}{CMRR} v_c$$

Amplificatori

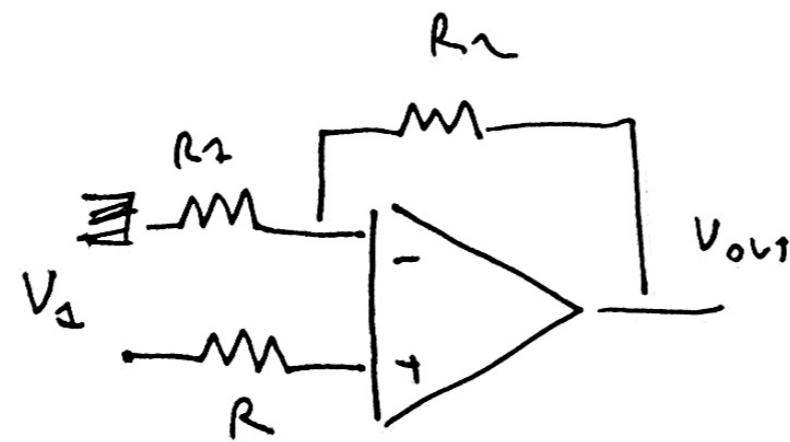
- Invertente



$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

~~$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$~~

- Non invertente

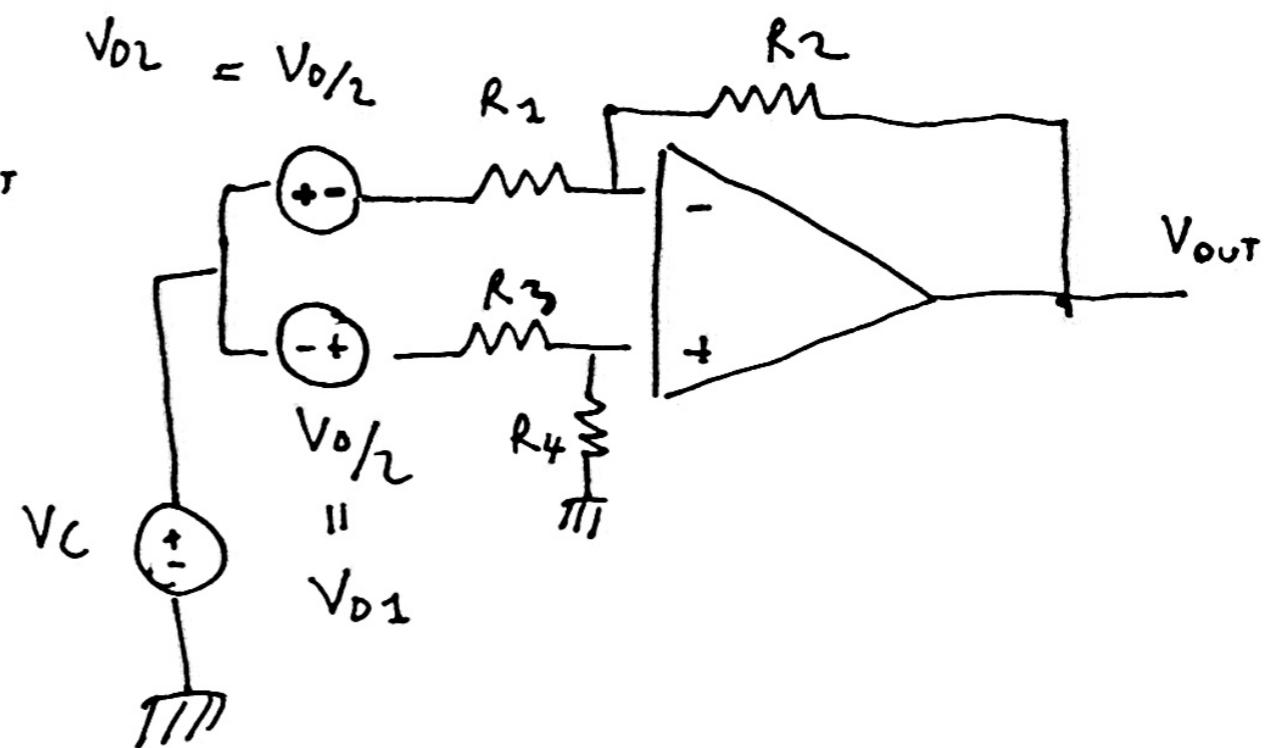
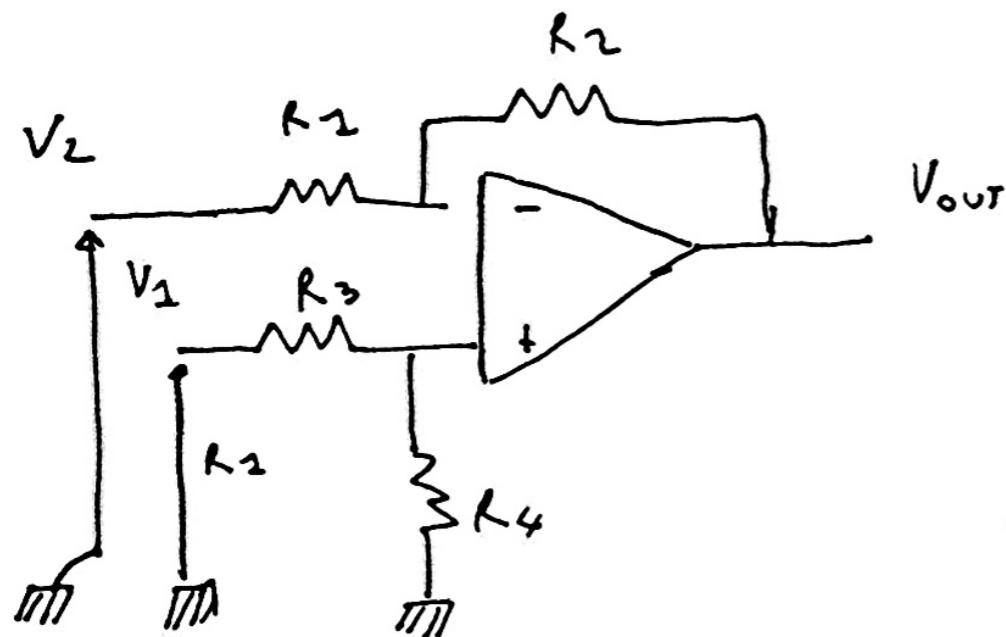


$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R}\right) V_1$$

Amplificatore differenziale

- Lo scopo di un amplificatore differenziale è quello di amplificare la differenza fra i due segnali v_1 e v_2 applicati ai suoi due ingressi
- v_1 e v_2 sono considerati riferiti a un punto comune.
- Può risultare difficile amplificare solo la tensione differenziale, a causa della tensione di modo comune, ossia di quella componente di v_1 e v_2 che può ritenersi applicata contemporaneamente e in ugual misura ai due ingressi
- Definiamo la tensione differenziale $v_d = v_1 - v_2$ e la tensione di modo comune $v_c = (v_1 + v_2)/2$

Amplificatore differenziale



$$V_o = V_1 - V_2$$

$$A_o = \frac{V_{\text{out}}}{V_o} \Big|_{V_c=0}$$

$$A_c = \frac{V_{\text{out}}}{V_c} \Big|_{V_o=0}$$

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Amplificatore differenziale

sopraffosizione effetti

$$V_C = 0 \quad V_{o1} = 0 \quad V_{out} = + \frac{V_0}{2} \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_C = 0 \quad V_{o2} = 0 \quad V_{out} = + \frac{V_0}{2} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$V_0 = 0 \quad V_{out} = V_C \left(- \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)$$

$$\Rightarrow V_{out} = V_C \left(- \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right) + \frac{V_0}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)$$

Se vale $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ $\rightarrow A_c = 0 \quad A_d = \frac{R_2}{R_1}$

Amplificatori da strumentazione (INS-AMP)

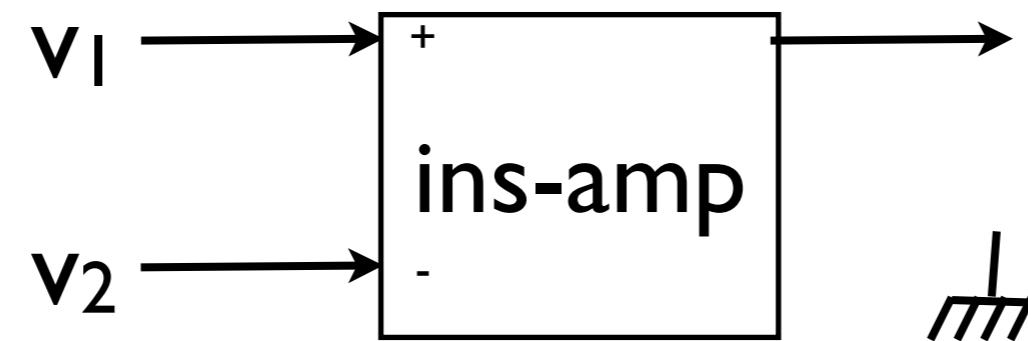
- amplificazione differenziale precisa e ben determinata per non introdurre ulteriori fonti di errore di misura
- impedenza di ingresso molto elevata, perché:
 - impedenza caratteristica delle sorgenti può essere molto elevata
 - verso il paziente devo avere basse correnti di perdita anche in caso di mal funzionamento/rottura (possono venire aggiunte resistenze sui conduttori che collegano sorgente e amplificatore)
- **nota:** l'amplificatore differenziale non è un amplificatore da strumentazione!
 - dipendenza dalla tolleranza sulle resistenze, impedenza di ingresso

Caratteristiche INS-AMP

- **Ingresso differenziale con uscita riferita a massa e indipendente dal modo comune**
 - idealmente vorremmo avere $V_{out} = A_d(v_1 - v_2)$
 - caso reale elevato CMRR ($100 \text{ dB} \rightarrow 10^5$)
 - Spesso in campo biomedico dobbiamo rilevare segnali differenziali dell'ordine del mV con modo comune (non noto!) dell'ordine del volt.
 - Esempio: Elettrocardiogramma, rilevazione del potenziale tra braccio dx e sx (ordine del mV) con modo comune molto alto (decine di V)

Caratteristiche INS-AMP

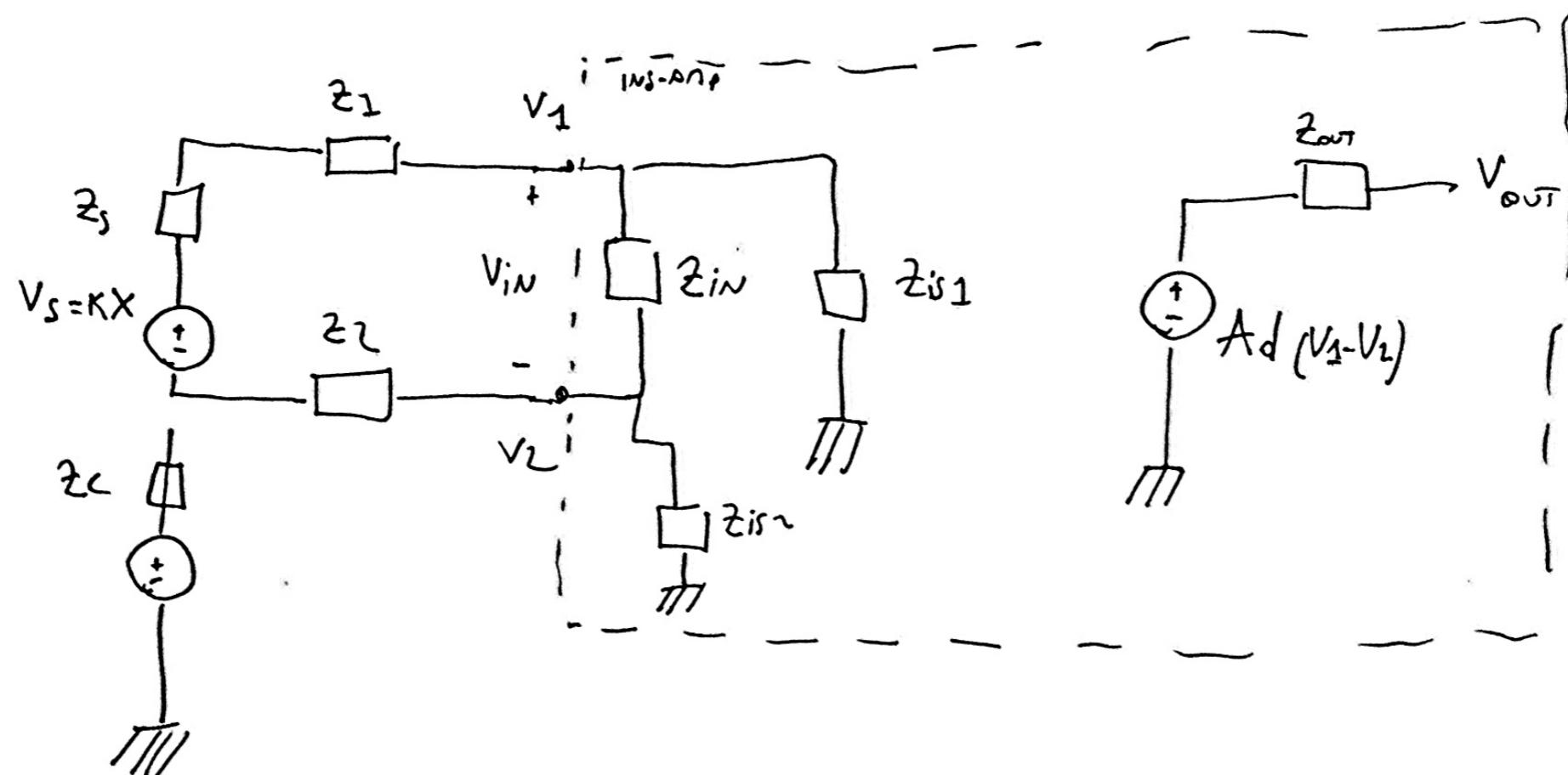
- Ingresso differenziale con uscita riferita a massa e indipendente dal modo comune



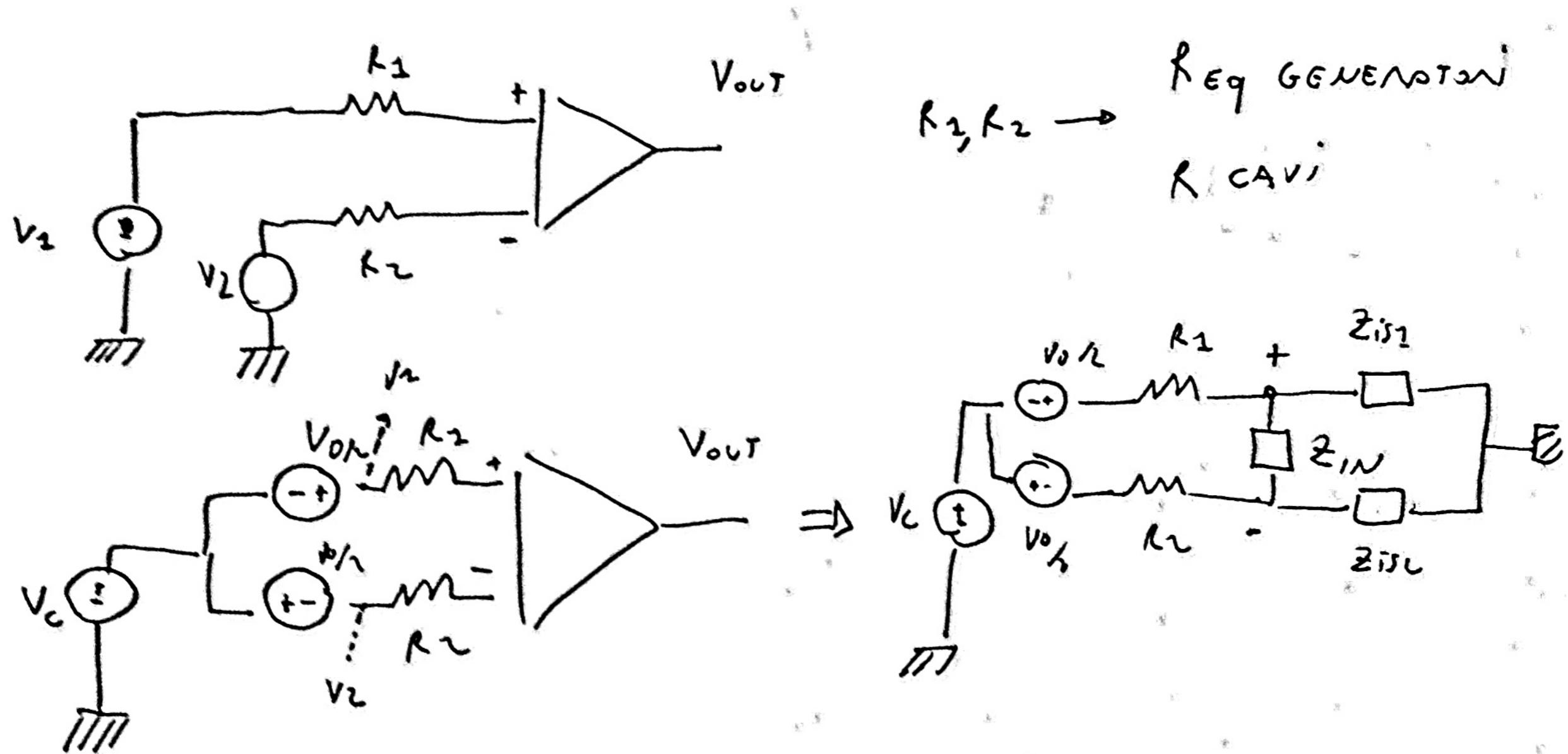
$$v_{out} = A_d v_d + \frac{A_d}{CMRR} v_c \quad CMRR \approx 10^5$$

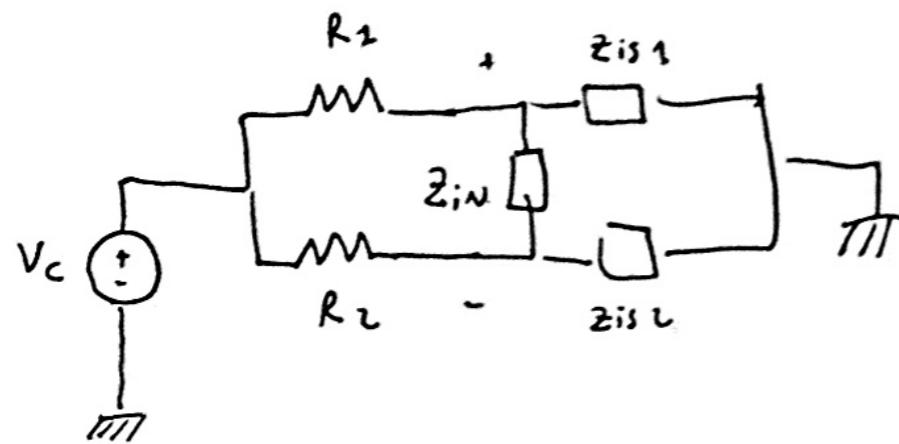
Caratteristiche INS-AMP

- Alta impedenza di ingresso



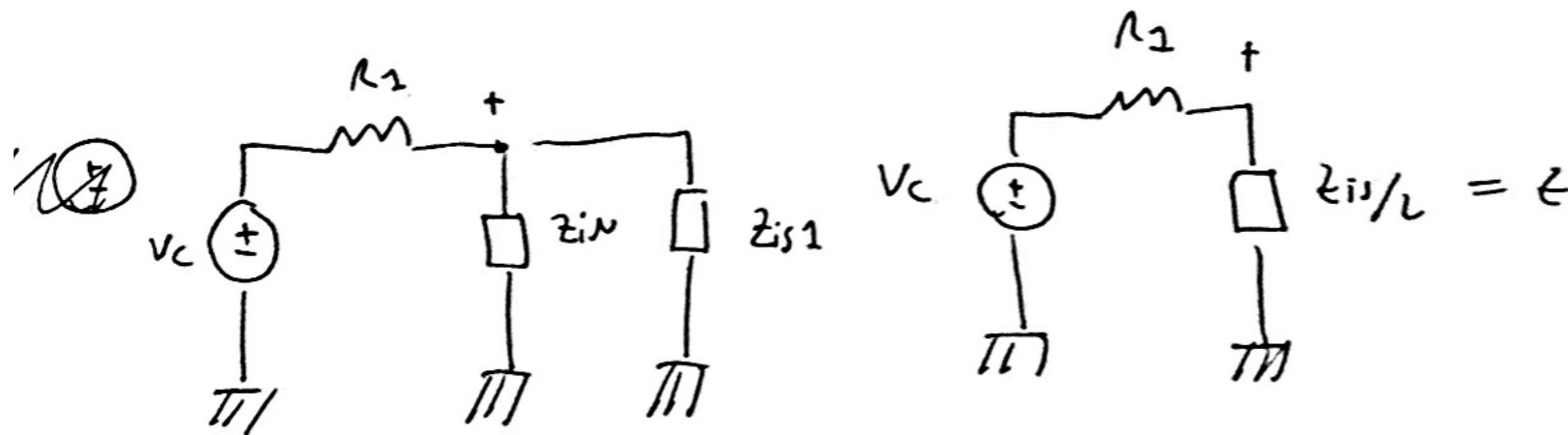
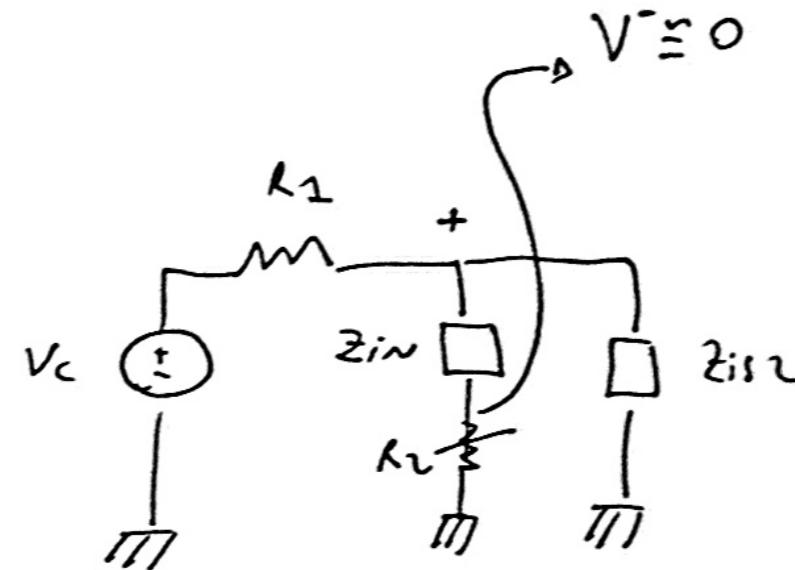
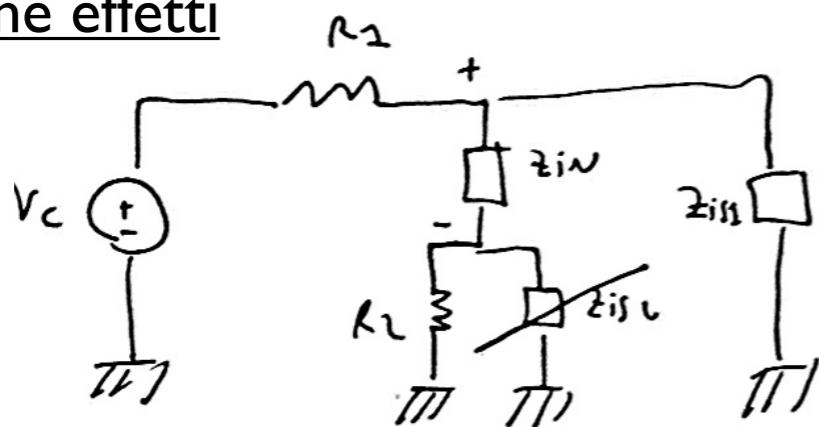
INS-AMP bilanciamento ingressi



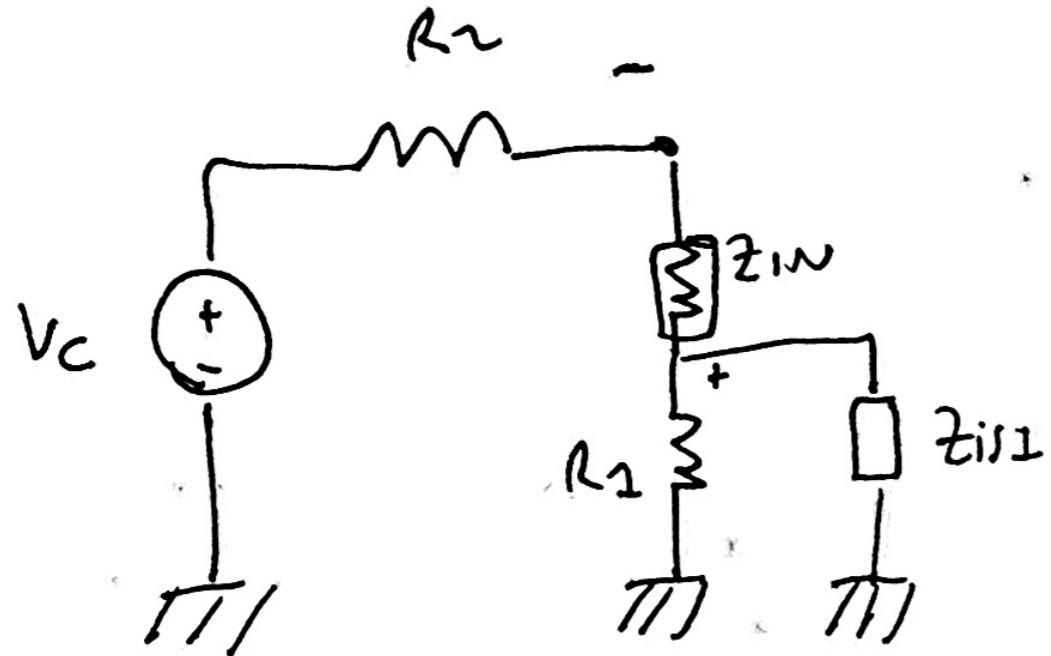


$$z_{in} \cong z_{is1} \cong z_{is2} = G\Omega$$

sovraposizione effetti



$$V_+^+ = \frac{z}{z + R_1} V_c \quad V^- = 0$$



$$V^+ \approx 0$$

$$V^- = V_c \frac{z}{z + R_2}$$

$$\Rightarrow V^+ - V^- = V_c \left(\frac{z}{z + R_1} - \frac{z}{z + R_2} \right)$$

- se $R_1 = R_2$ $V^+ - V^- = 0$
- ottengo un segnale **differenziale** dovuto esclusivamente allo sbilanciamento di R_1 e R_2 !!!
- questo segnale viene amplificato con amplificazione A_d e contribuisce alla riduzione della reiezione del modo comune stesso
- condizioni di bilanciamento $Z \gg \Delta R$
 - si osservi come l'impedenza di uscita della sorgente sia una fonte di sbilanciamento dell'amplificatore: altro motivo per cui le impedenze di ingresso devono essere elevatissime

INS-AMP bilanciamento ingressi

$$V^+ - V^- = V_c \left(\frac{Z}{Z + R_1} - \frac{Z}{Z + R_2} \right) = \quad Z \gg R_1, R_2$$

$$= V_c \left(\frac{Z(R_2 - R_1)}{(Z + R_1)(Z + R_2)} \right) \approx V_c \frac{\Delta R}{Z}$$

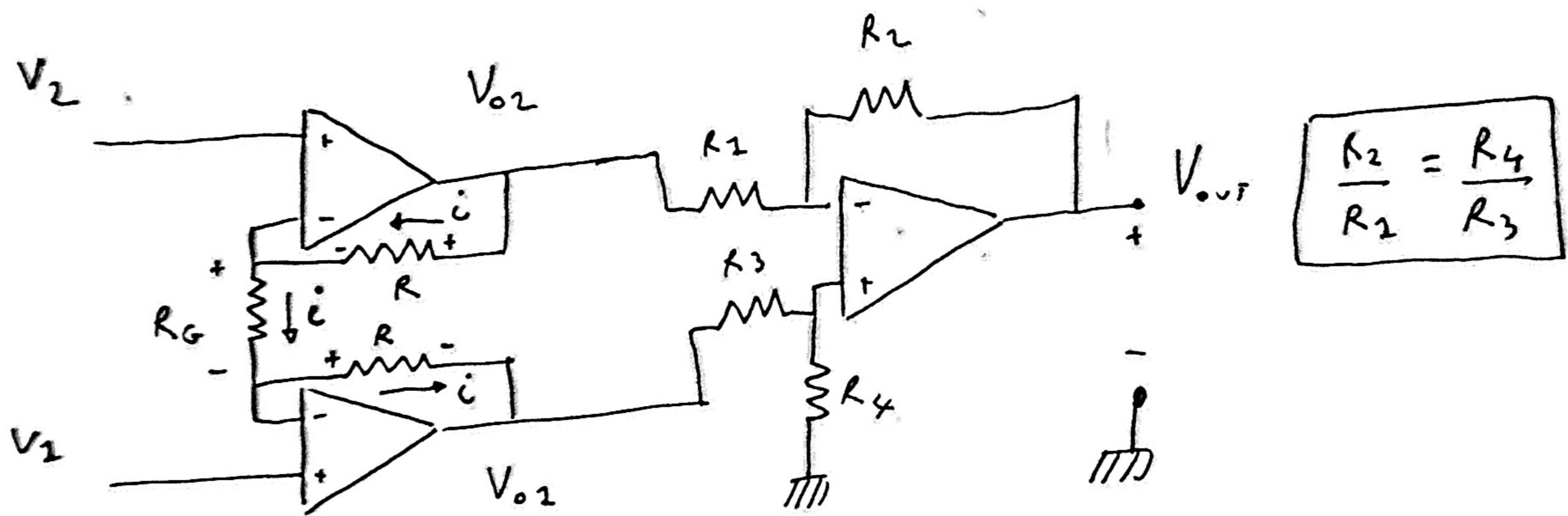
$$v_{out} = (V^+ - V^-)A_d = \left(V_c \frac{\Delta R}{Z} \right) A_d = V_c A_c$$

$$\frac{Ad}{Ac} = CMRR = \frac{V_c}{V_d} = \frac{Z}{\Delta R}$$

Nota: se $\Delta R \approx 0 \rightarrow \text{CMRR} \approx \infty$
 se $Z \gg |\Delta R| \rightarrow \text{CMRR} \text{ molto alto}$

INS-AMP

Soluzione basata su tre operazionali



INS-AMP

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{o2} + \frac{R_4}{R_4+R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{o1} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} V_{o2} + \frac{R_4}{R_4+R_3} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) V_{o1} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} V_{o2} + \frac{R_4}{\cancel{R_4+R_3}} \left(\frac{\cancel{R_3+R_4}}{R_3} \right) V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} V_{o2} + \frac{R_4}{R_3} V_{o1}$$

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_{o1} - V_{o2})$$

INS-AMP

$$i = \frac{V_2 - V_1}{R_G}$$

$$V_{o2} = R_i + V_2 = R \frac{V_2 - V_1}{R_G} + V_2$$

$$V_{o1} = -R_i + V_1 = -R \frac{V_2 - V_1}{R_G} + V_1$$

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \left(V_1 - R \frac{V_2 - V_1}{R_G} - V_2 - R \frac{V_2 - V_1}{R_G} \right) =$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \left(V_1 - V_2 + 2R \frac{V_1 - V_2}{R_G} \right)$$

$$V_{out} = (V_1 - V_2) \left(\frac{R_2}{R_1} \left(1 + 2 \frac{R}{R_G} \right) \right)$$

$$A_{ol} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + 2 \frac{R}{R_G} \right)$$

$$V_{out} = A_{ol} V_{ol}$$

INS-AMP

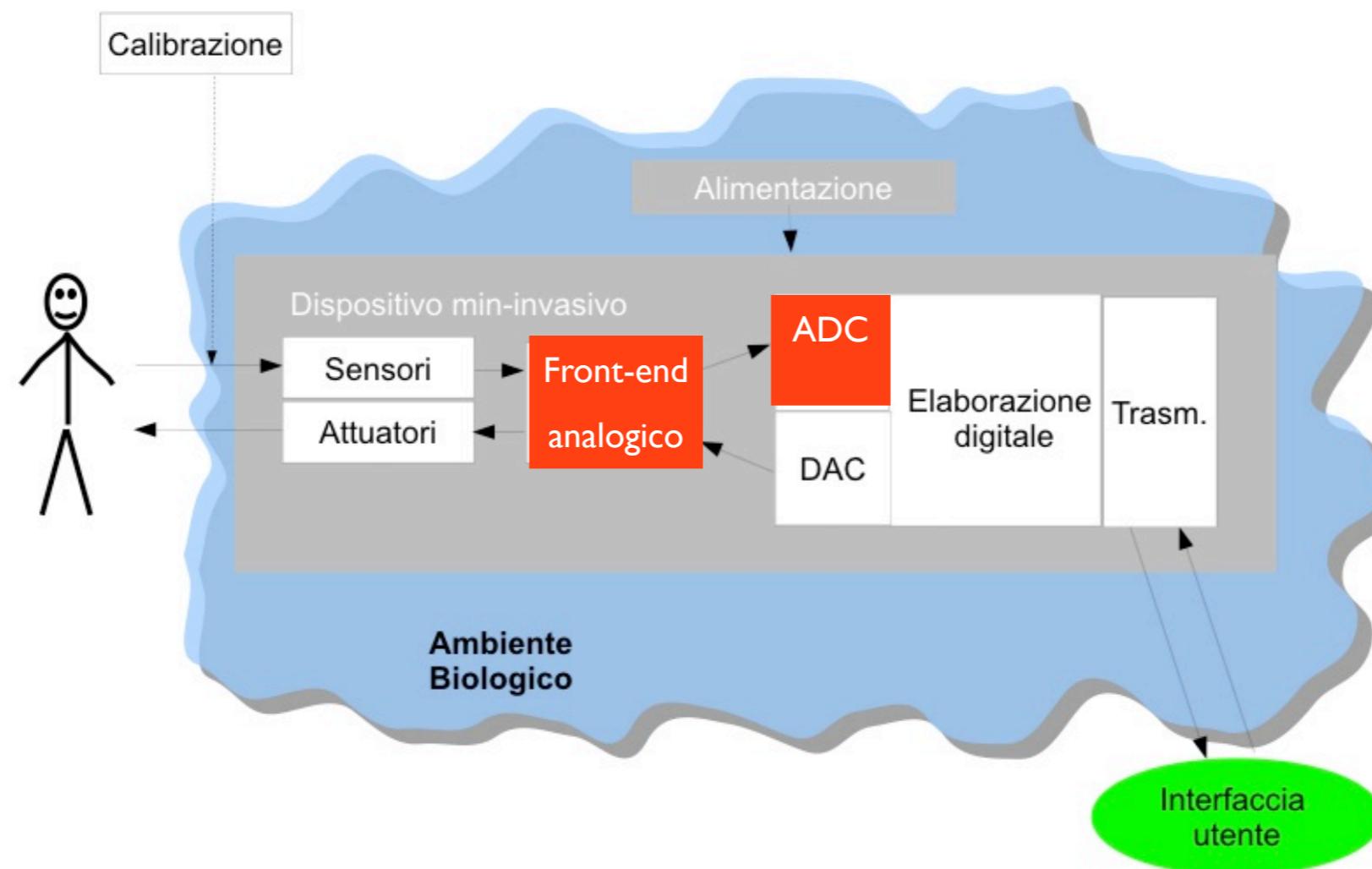
- soluzione a tre operazionali
 - guadagno differenziale funzione di R_g
 - alta impedenza di ingresso
 - alto CMRR
 - attenzione! dipendenza dalla tolleranza sulle resistenze
 - da preferire soluzioni integrate (e.g. AD623, AD620)

Caratteristiche INS-AMP

- Parametri principali (e.g. AD623, AD620)
 - guadagno (espresso con una formula), range di validità, errore di guadagno (massima variazione dal valore teorico), non linearità (massima deviazione dall'andamento teorico rettilineo), dipendenza del guadagno dalla T
 - Correnti di ingresso (necessitano di una via verso massa)
 - CMRR
 - offset (uscita con ingresso differenziale nullo)
 - prodotto guadagno/banda
 - settling time

Conversione AD (campionamento e quantizzazione) e filtraggio antialiasing

Front-end analogico

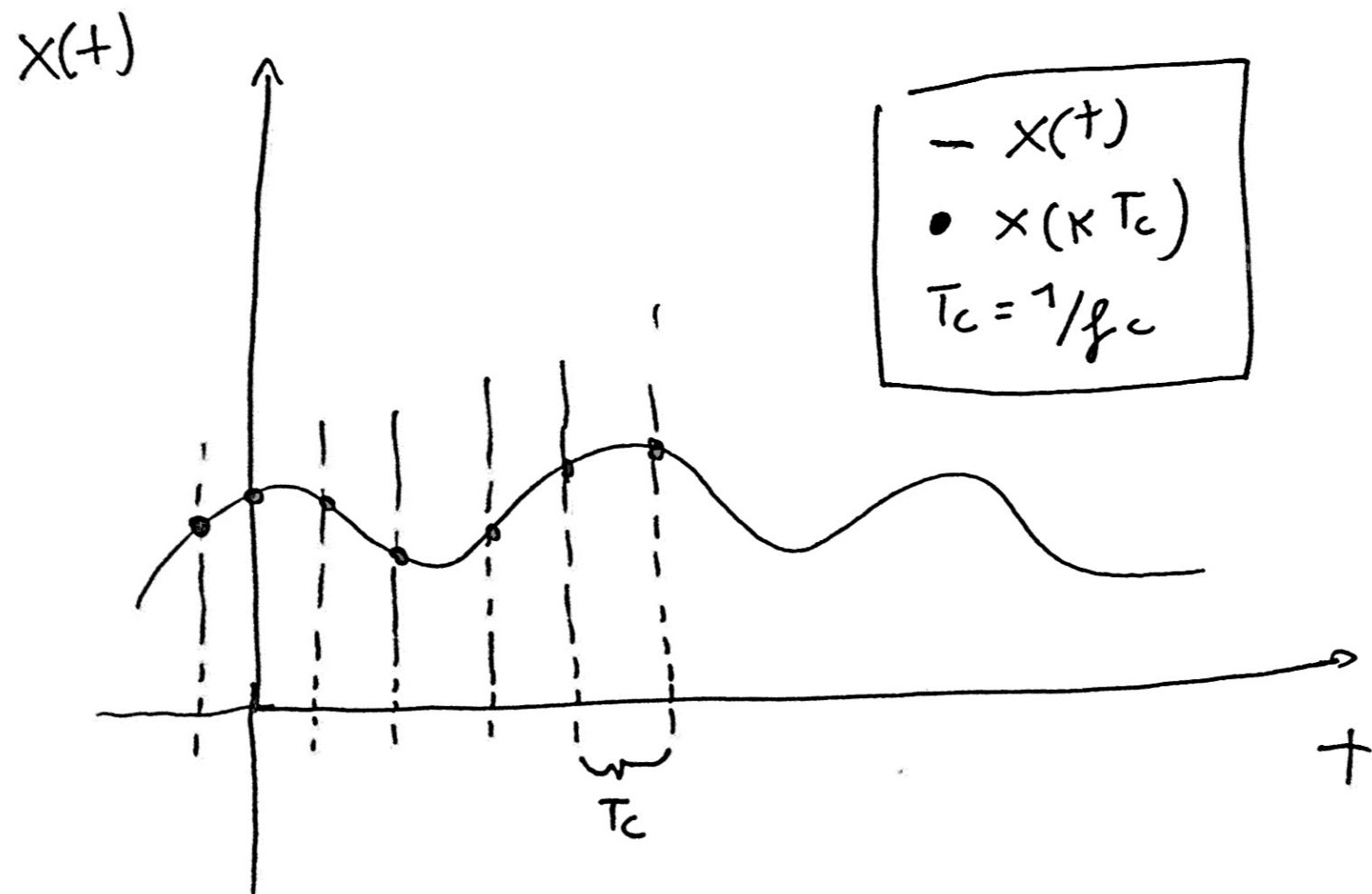


Filtraggio antialiasing e conversione AD

- L'ultimo blocco analogico da considerare è il **filtro antialiasing**
- Prima bisogna introdurre il concetto di **conversione da analogico a digitale**
 - abbiamo un segnale analogico $x(t)$ (tempo continuo con valori continui) che intendiamo trasformare in una successione numerica (segnale tempo discreto) rappresentabile attraverso simboli un alfabeto finito (valori limitati)
 - **Campionamento** $x(t) \rightarrow x(k)=x(kT_c) \subset \mathbb{R}$
 - **Quantizzazione** divido un range di valori in un certo numero di intervalli e associo al campione un valore che dipende esclusivamente dall'intervallo di appartenenza

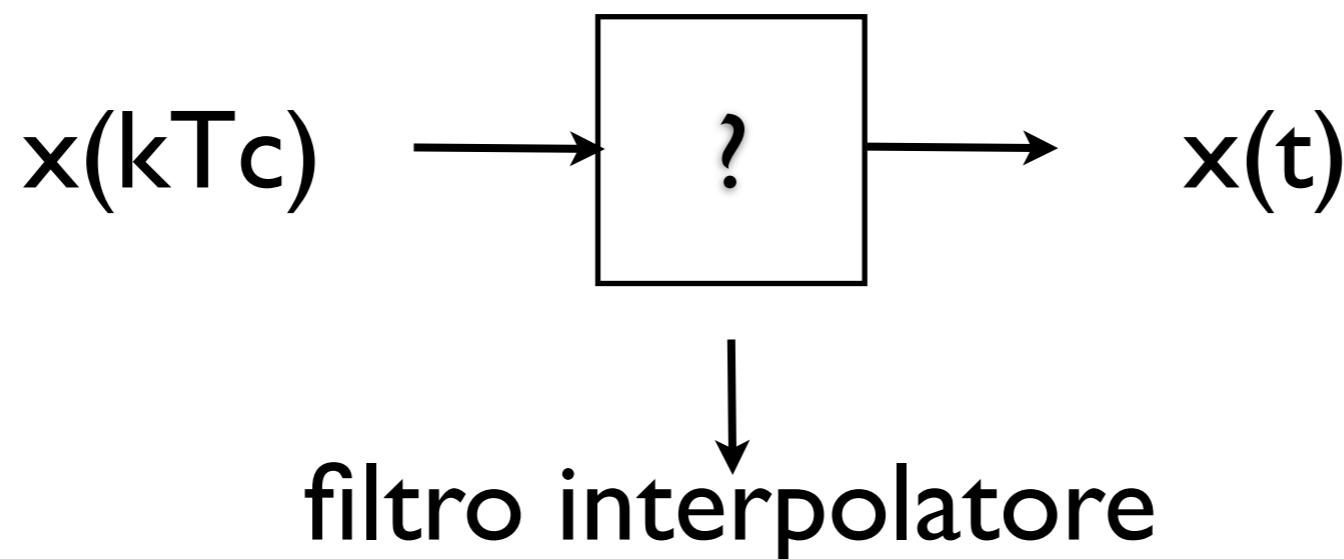
Campionamento

- ipotizzo i campioni equispaziati nel tempo (campionamento uniforme)
- tempo di campionamento T_c , frequenza di campionamento $f_c = 1/T_c$

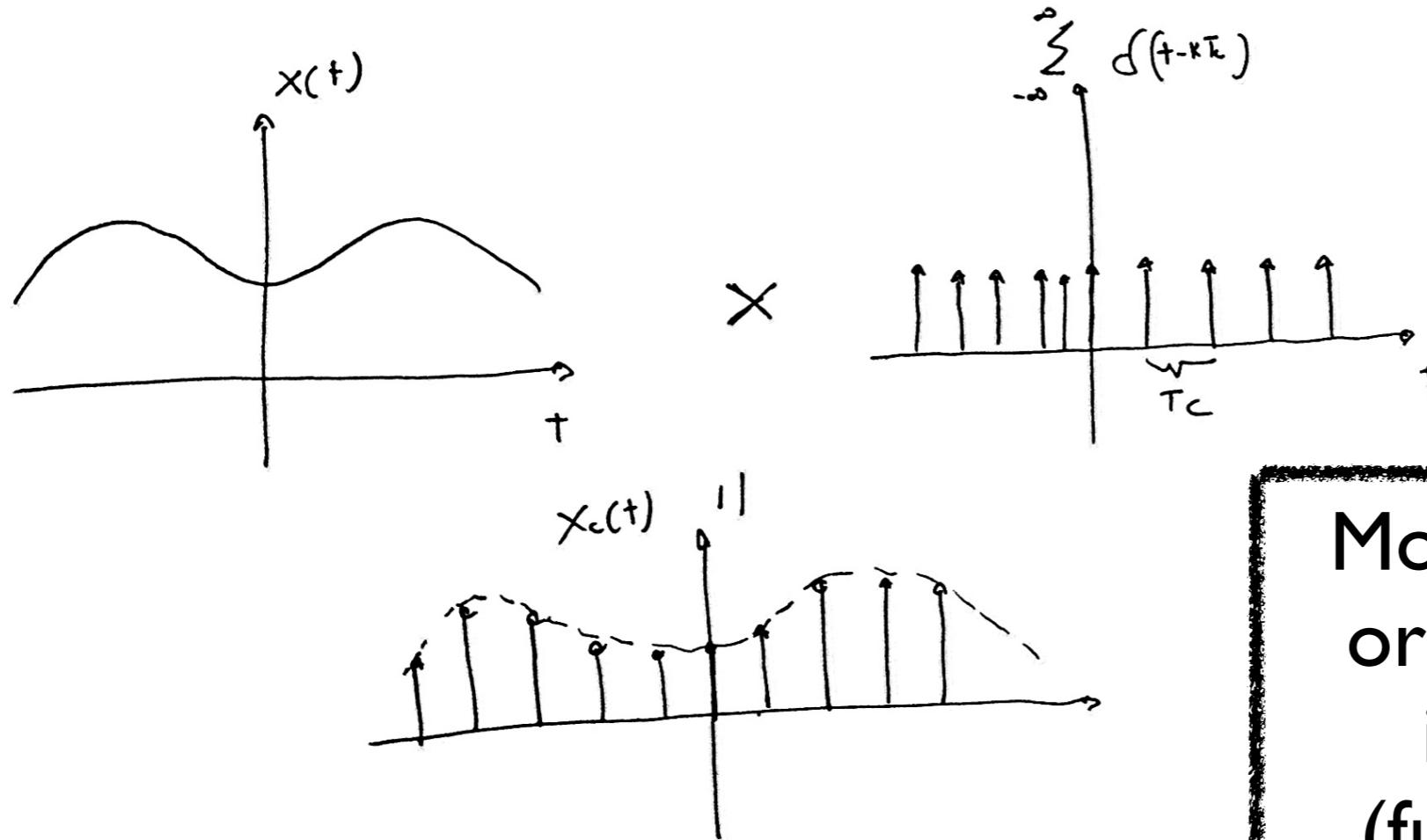


Campionamento

- Sotto quali condizioni $x(k)$ è una buona rappresentazione di $x(t)$?
 - vogliamo determinare le condizioni per cui è possibile ricostruire $x(t)$ a partire da $x(k)$ senza perdita di informazione



Campionamento ideale



Moltiplicazione del segnale originario per un treno di impulsi delta di Dirac
(funzione campionatrice)
 equispaziati nel tempo

$$x_c(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_c) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_c) \delta(t - kT_c)$$

Campionamento ideale

- Delta di Dirac
 - funzione introdotta per descrivere fenomeni con picchi “alti” e “stretti”
 - Definizione e proprietà

$$\delta(t) = 0 \text{ se } t \neq 0 \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

$$f(t)\delta(t) = f(0)\delta(t) \quad f(t)\delta(t - t_0) = f(t_0)\delta(t - t_0)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t) dt = f(0) \quad \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t - t_0) dt = f(t_0)$$

$$F(\delta(t)) = 1$$

Con $F()$ intendiamo la trasformata di Fourier

Campionamento ideale

- trasformata di Fourier di un segnale $x(t)$

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

- trasformata del prodotto uguale alla convoluzione delle trasformate

$$\begin{aligned} g(t) &\rightarrow G(f) & F(g(t)h(t)) &= G(f) \star H(f) = \\ h(t) &\rightarrow H(f) & &= \int_{-\infty}^{\infty} G(k)H(f - k) dk \end{aligned}$$

- ritardo nel tempo e traslazione in f

$$g(t) \rightarrow G(f) \quad F(g(t - t_0)) = G(f)e^{-j2\pi f t_0}$$

$$F(g(t)e^{j2\pi f_0 t}) = G(f - f_0)$$

Campionamento ideale

- Treno di impulsi Dirac
 - funzione periodica rappresentabile come serie di Fourier

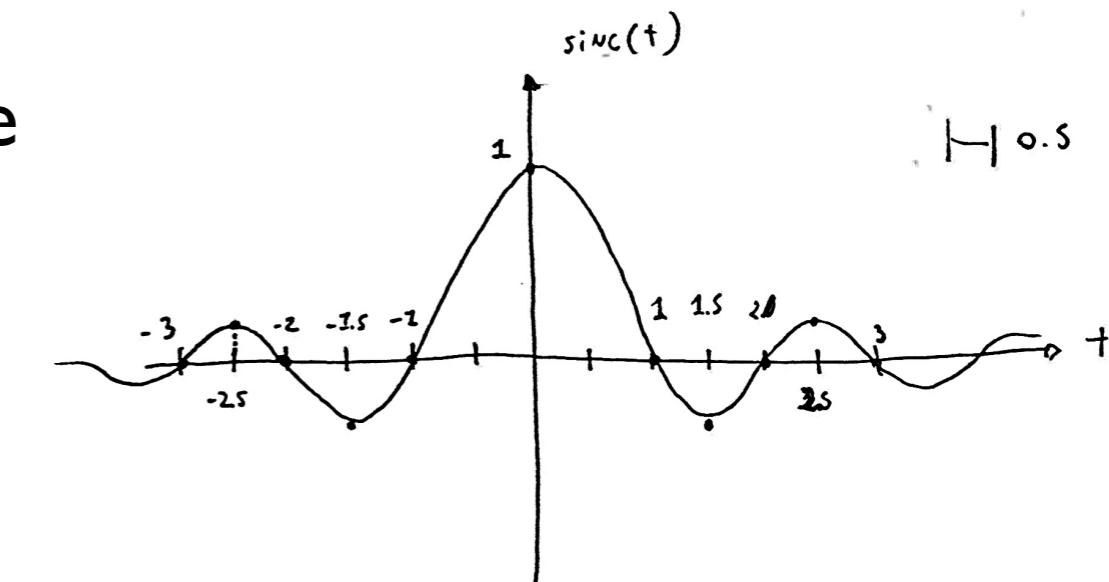
$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_c) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi k \frac{t}{T_c}} = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi kt f_c}$$

- Richiamo ad altre funzioni di interesse

$$sinc(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}$$

$$1 \text{ se } |t| < \frac{1}{2}$$

$$rect(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } |t| < \frac{1}{2} \\ 0 & \text{se } |t| \geq \frac{1}{2} \end{cases}$$



$$F[sinc(t)] = rect(f)$$

Campionamento ideale

- segnale campionato $x_c(t)$

$$x_c(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_c) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t)e^{j2\pi k \frac{t}{T_c}}$$

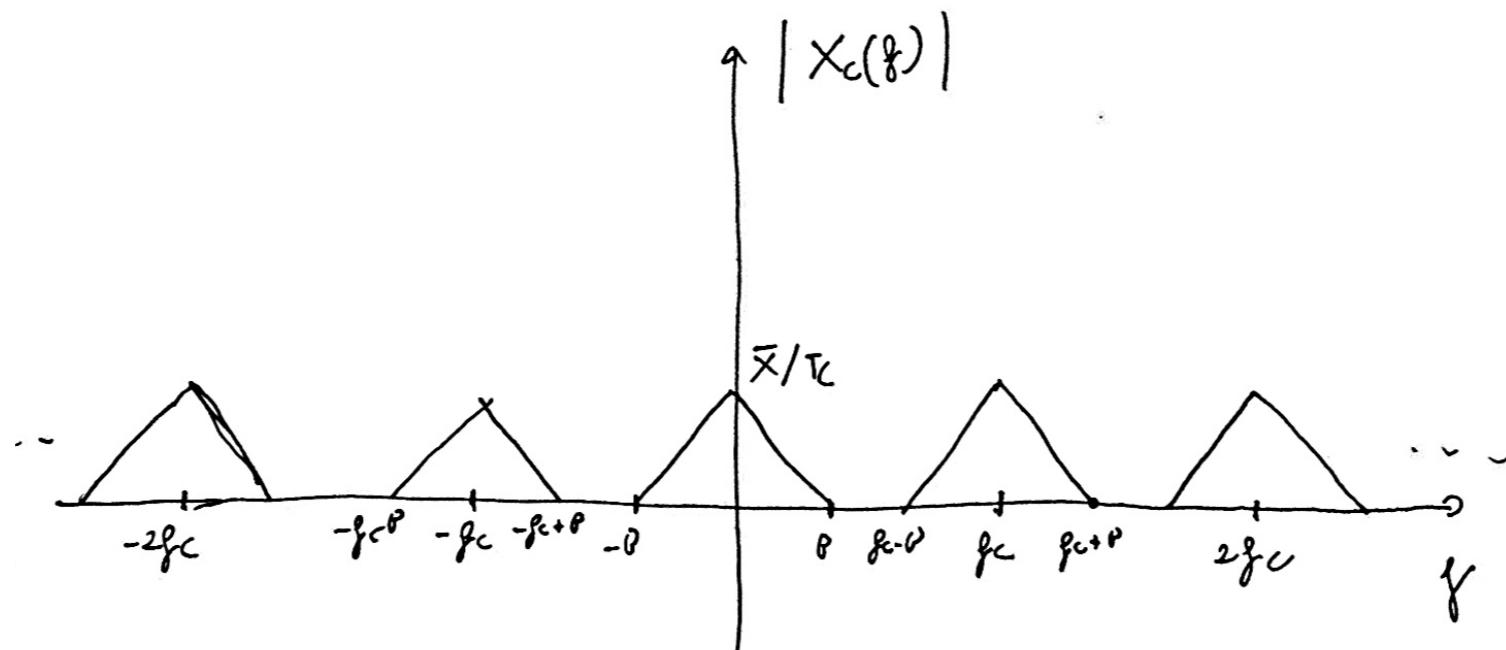
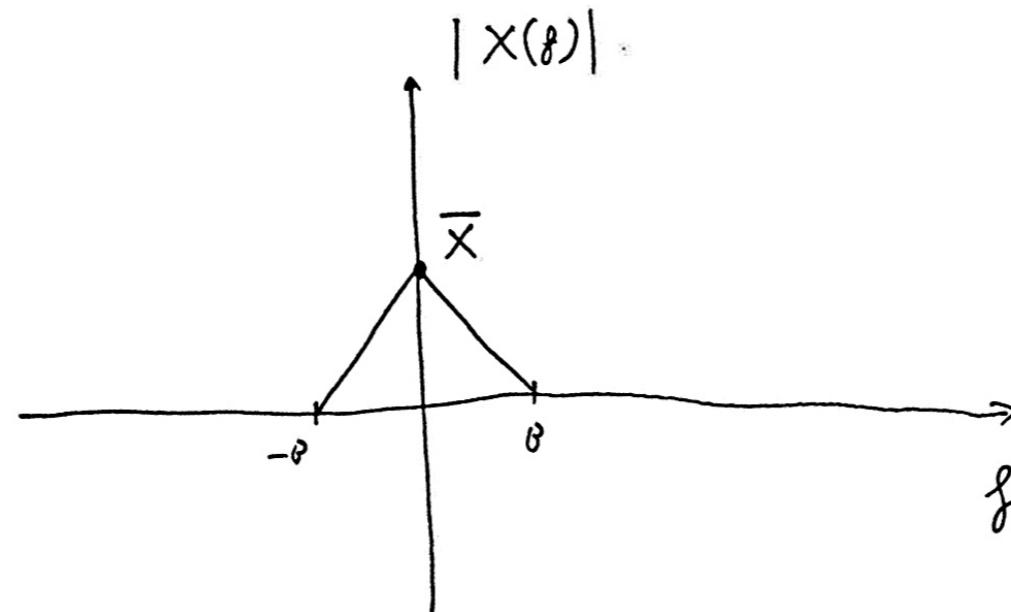
- trasformata di Fourier di $x_c(t)$ (traslazione in frequenza)

$$X_c(f) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - \frac{k}{T_c}) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_c)$$

NB: repliche di $X(f)$ translate
di f_c e scalate di $1/T_c$

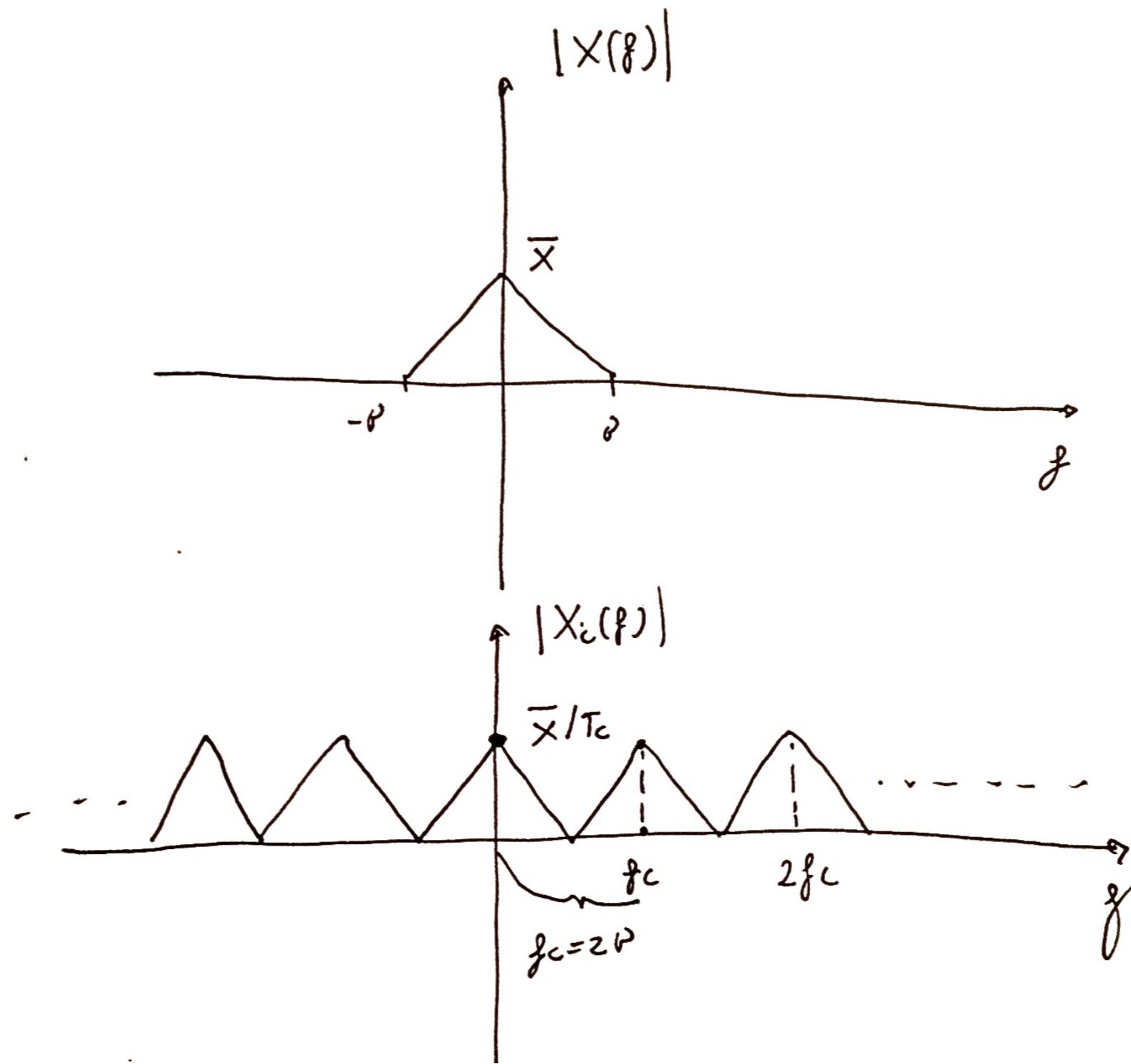
Campionamento ideale

- Ipotesi segnale $x(t)$ ha banda limitata e $f_c > 2B$



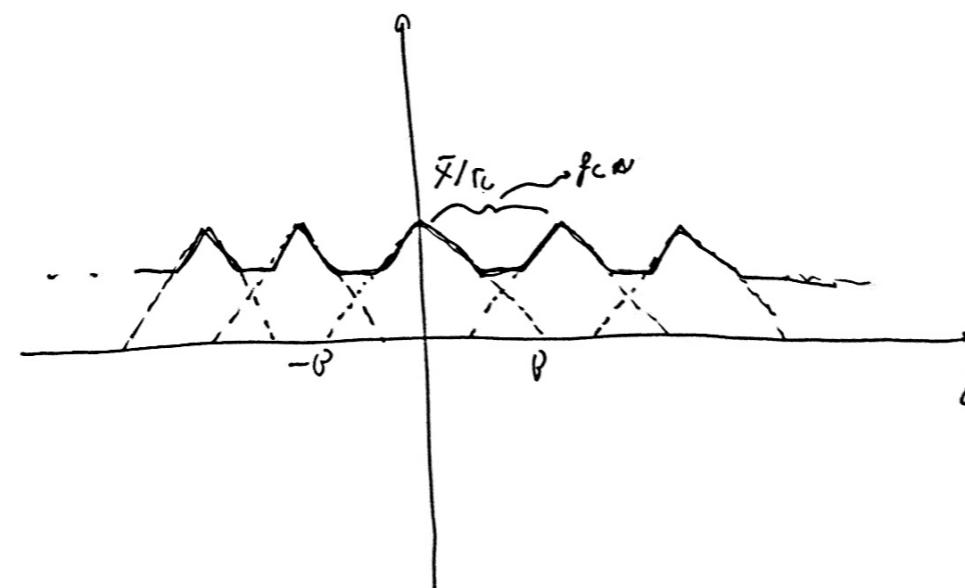
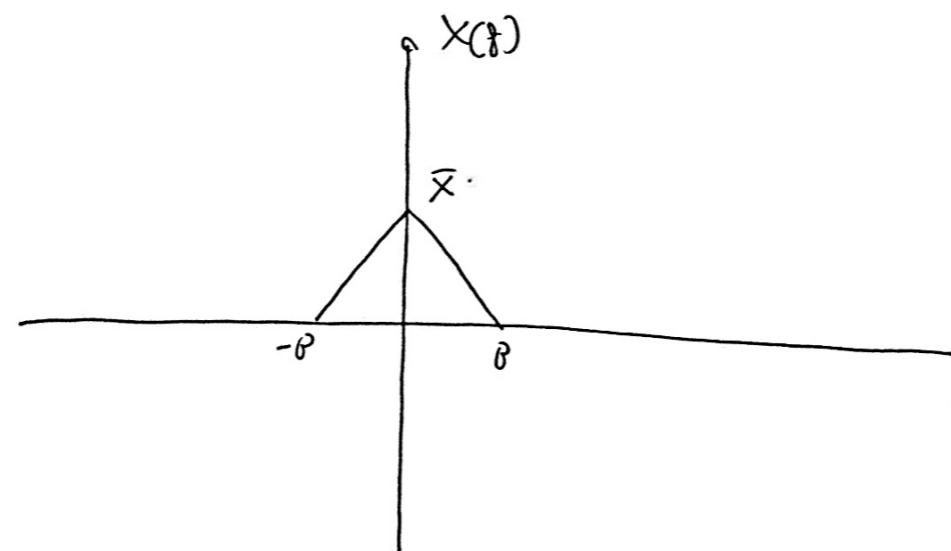
Campionamento ideale

- Ipotesi segnale $x(t)$ ha banda limitata e $f_c = 2B$



Campionamento ideale

- Ipotesi segnale $x(t)$ ha banda limitata e $f_c < 2B$



Campionamento ideale

- Come posso ricostruire $x(t)$ da $x_c(t)$?
 - Nei primi due casi filtrando il segnale campionato con un filtro passa basso ideale con frequenza di taglio B

$$X_c(f) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_c)$$

$$\begin{aligned} x(t) &= F^{-1} [X_c(f) T_c rect(fT_c)] = F^{-1} [X(f)] = \\ &= x_c(t) \star sinc\left(\frac{t}{T_c}\right) \end{aligned}$$

Il filtro interpolatore è un passa basso ideale

Nota: proprietà del cambiamento di scala

$$F[g(\alpha t)] = \frac{1}{|\alpha|} G\left(\frac{f}{\alpha}\right)$$

$$F\left[sinc\left(\frac{t}{T_c}\right)\right] = T_c rect(fT_c)$$

Campionamento ideale

- Fenomeno dell'**aliasing**
 - Nel caso che $f_c < 2B$ gli spettri delle replicate traslate di $X(f)$ si sovrappongono
 - Non è più possibile ricostruire la forma d'onda iniziale a partire dal segnale campionato

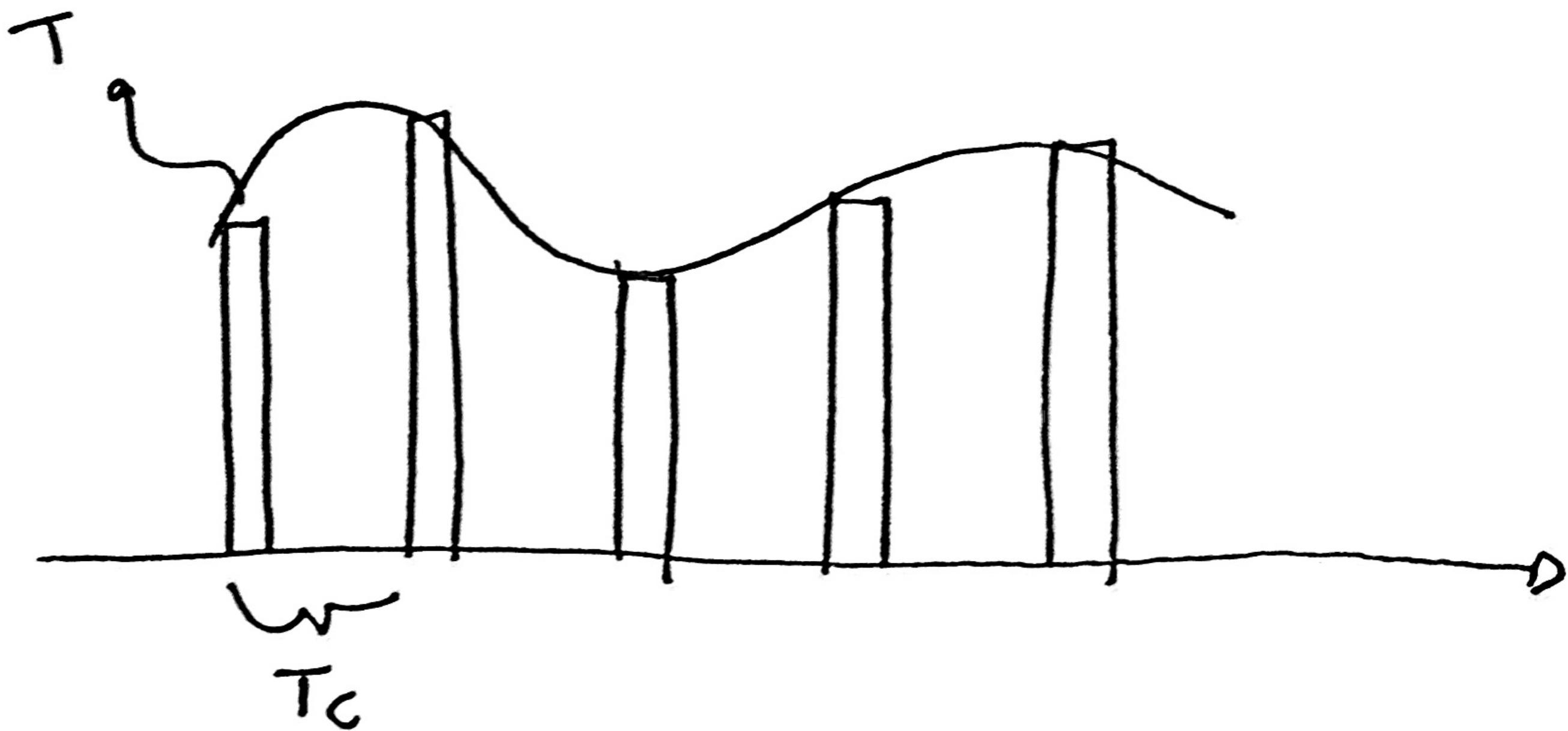
Campionamento ideale

- **Teorema di Shannon**
 - un segnale analogico $x(t)$ può essere rappresentato dai suoi campioni presi con passo costante T_c (frequenza di campionamento $f_c = 1/T_c$) se:
 - il segnale $x(t)$ è a banda rigorosamente limitata B ($X(f)=0$ per ogni f tale che $|f| \geq B$)
 - la frequenza di campionamento f_c è maggiore o uguale a quella di Nyquist ($f_{Nyquist} = 2B$)
- **Un segnale a banda limitata può essere rappresentato dai suoi campioni solo se la frequenza di campionamento soddisfa le condizioni di Nyquist ($f_c \geq 2B$)**

Campionamento reale

- Caso ideale: ricostruisco il segnale di partenza filtrando il segnale campionato con un filtro passa basso ideale
- Caso reale: la funzione campionatrice è sostituita con un treno di impulsi rettangolari (sample & hold)
 - il valore del campione k -esimo viene mantenuto per un tempo T non nullo

Campionamento reale



Campionamento reale

- il segnale campionato vale

$$x_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_c) \text{rect}\left(\frac{t - kT_c}{T}\right)$$

- la trasformata vale

$$X_c(f) = T \text{sinc}(fT) \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_c) e^{-j2\pi kT_c f}$$

- si può dimostrare

$$X_c(f) = \frac{T}{T_c} \text{sinc}(fT) \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_c)$$

Ripetizione dello spettro del segnale originario moltiplicato per una sinc. Il segnale non può essere ricostruito come nel caso precedente!

Considerando l'approssimazione in cui $T \ll 1/B$ (allora $T \ll T_c$) otteniamo un'approssimazione del caso precedente (la sinc può essere considerata costante)

Filtro antialiasing

- Abbiamo visto che un segnale a banda limitata (B) può essere ricostruito dalla sua copia campionata se $f_c \geq 2B$
- Se il segnale avesse componenti a frequenze B' che non rispettano la condizione di Nyquist, il campionamento distruggerebbe l'informazione anche all'interno della banda di interesse B
- Un segnale reale che andiamo a prelevare con la nostra catena di misura non sarà generalmente di banda limitata (si pensi ad esempio al rumore termico che ha uno spettro costante a tutte le frequenze)

Filtro antialiasing

- I segnali biomedici da campionare avranno un certo spettro (generalmente non limitato), ma avranno un contenuto di informazione utile fino ad una certa frequenza (banda utile B_u) (vedere le tabelle delle slide sui sensori)
- Naturalmente è sbagliato campionare ad una frequenza pari a $2B_u$
- Procedura corretta
 - prima di campionare si filtra con un filtro passa basso di banda B_u (in modo da mantenere inalterate le componenti utili nel segnale e attenuare le componenti a frequenza maggiore di B_u). Questo filtro viene detto **filtro antialiasing**
 - si campiona con una frequenza di campionamento $f_c = nB_u$ (con $n > 2$) (sovrcampionamento) (maggior n, minore l'effetto dell'aliasing)
 - **NB: non utilizzare mai la f di Nyquist!**
 - I filtri che utilizziamo non sono filtri ideali, quindi attenueranno, ma non annulleranno del tutto l'effetto delle componenti del segnali a frequenza $f > B_u$
 - In pratica il filtro antialiasing non elimina, ma limita il fenomeno che in teoria è sempre presente

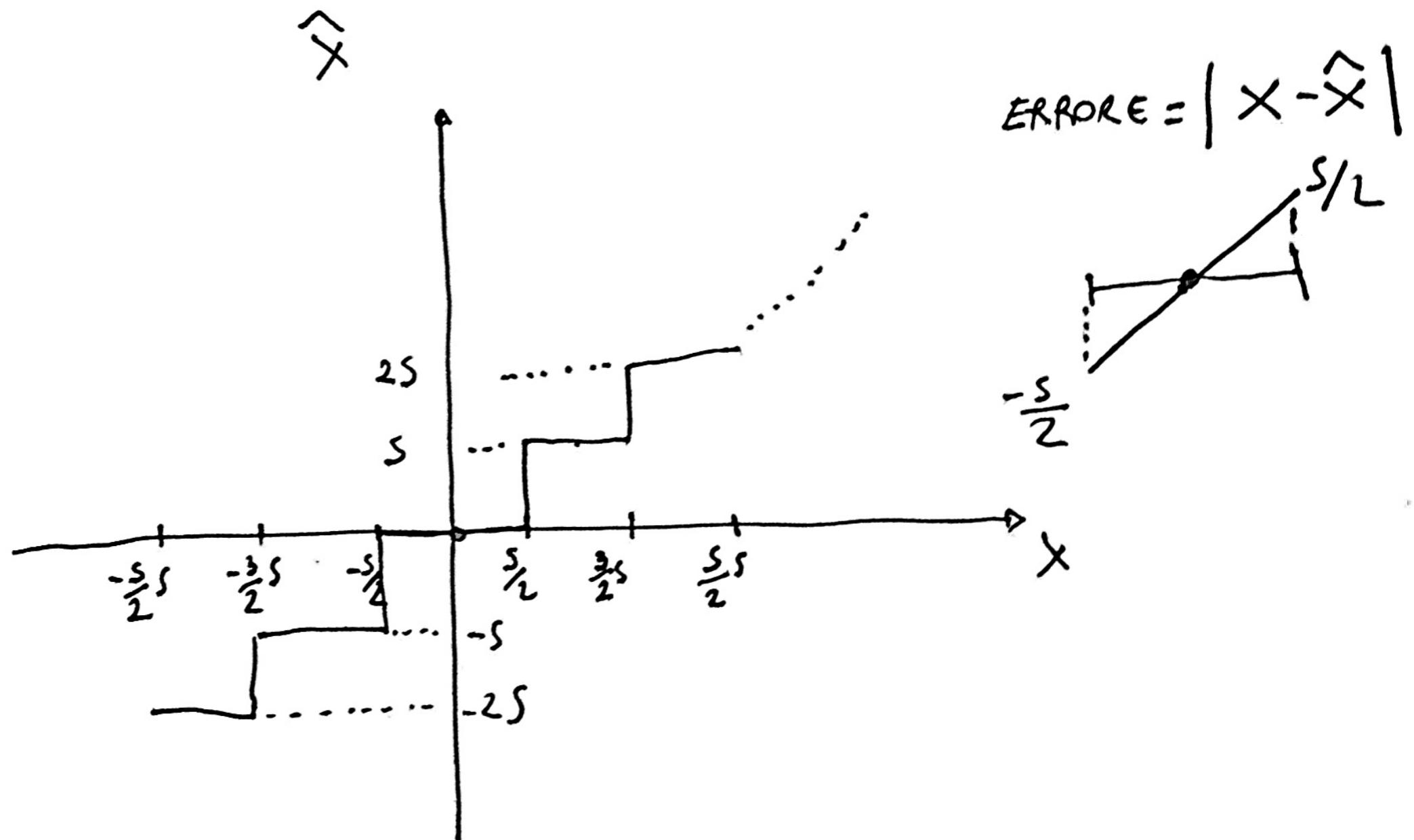
Filtro antialiasing

- NB: minore è la qualità del filtro maggiore sarà il sovraccampionamento necessario
- Esempio: segnale con $B_u = 10\text{Hz}$
 - Caso 1: filtro passa basso del primo ordine (-20dB/decade, ovvero attenuazione di un fattore 10 ogni decade) con frequenza di taglio a 10Hz
 - Caso 2: filtro passa basso del secondo ordine (-40dB/decade, ovvero attenuazione di un fattore 100 ogni decade) con frequenza di taglio 10Hz
 - supponiamo di avere un disturbo a tutte le frequenze di ampiezza 0.01V
 - Se suppongo accettare in ingresso al campionatore un valore del disturbo pari a 0.0001V, quale sarà la frequenza di campionamento da scegliere nei due casi?
 - nel primo caso devo campionare a $f_c = 1000\text{Hz}$ (attenuazione 100 in due decadi)
 - nel secondo caso devo campionare a $f_c = 100\text{Hz}$ (attenuazione 100 in una decade)
 - Regola generale: maggiore il sovraccampionamento, minore l'effetto dell'aliasing

Quantizzazione

- Segnale $x(t)$ campionato secondo quanto visto in precedenza $x(kT_c)$
- Ipotizzo che il mio segnale abbia un range di variazione finito $[x_{\min}, x_{\max}]$
- Divido l'intervallo in N intervalli più piccoli e associo a $x(kT_c)$ un valore che dipende dall'intervallo di appartenenza
- Intuitivamente: accetto un errore che dipenderà dalla grandezza dell'intervallo stesso
 - più piccolo l'intervallo, minore l'errore

Quantizzazione

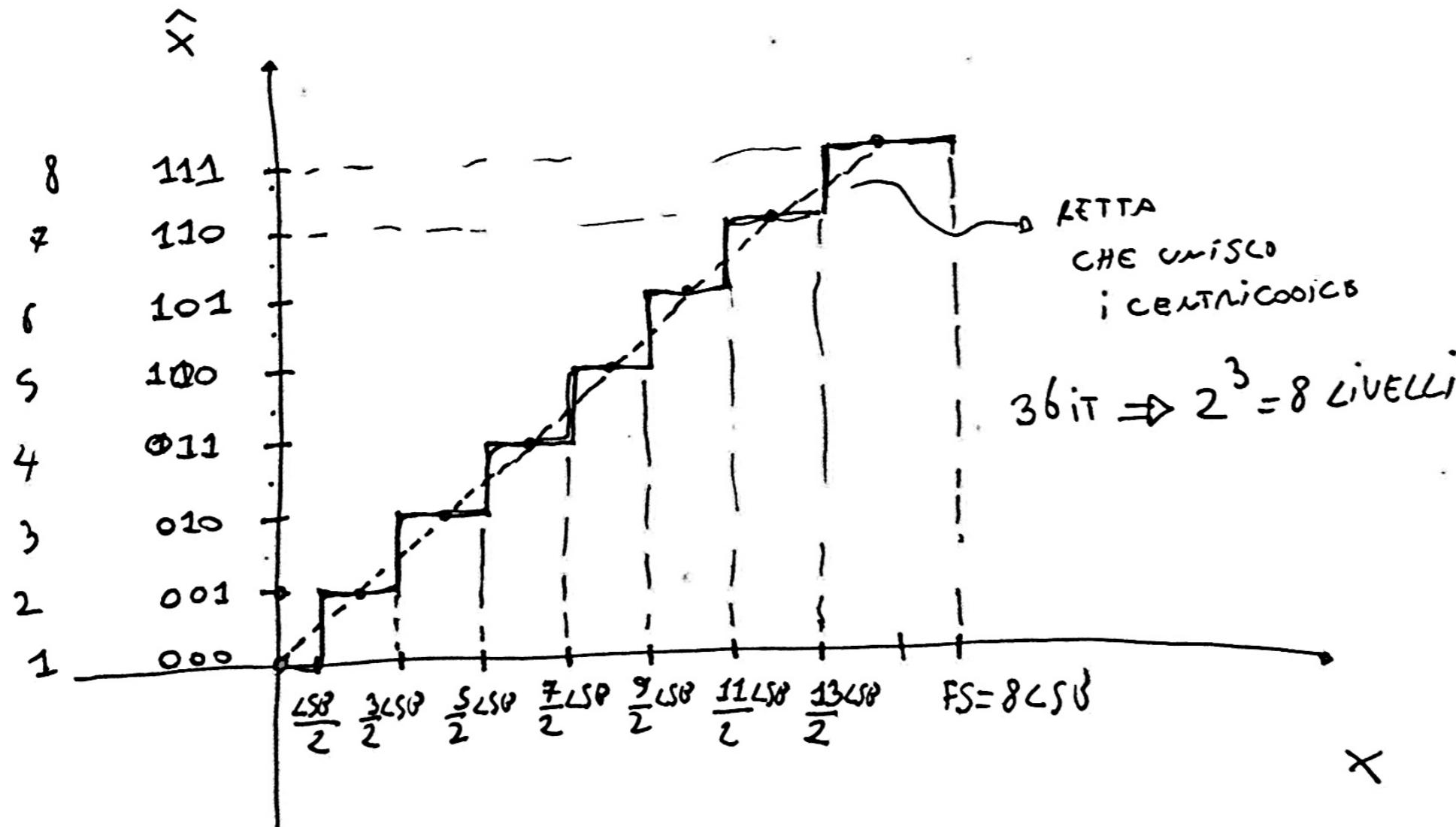


Quantizzazione

- Errore di quantizzazione massimo nell'intervallo è pari a $S/2$, dove S è l'ampiezza dell'intervallo
 - errore nullo a centro intervallo e massimo in valore assoluto negli estremi
 - si associa un rumore di quantizzazione (nel caso di intervalli distribuite uniformemente) di potenza pari a $Nq=S^2/12$
 - Perchè potrei avere bisogno di intervalli non campionati in modo uniforme?
 - l'errore assoluto è costante, ma in termini relativi facciamo errori consistenti per gli intervalli più bassi (ad esempio se $x=S/2$, errore di $S/2$ ovvero del 100%)
 - L'errore di quantizzazione si somma agli altri errori che troviamo sulla catena di misura
 - A parità di range di variazione ($x_{\max}-x_{\min}$), all'aumentare del numero di intervalli diminuisce l'errore che compio

Quantizzazione

- Analizzeremo alcune delle caratteristiche principali dei convertitori ADC
- Caratteristica di trasferimento di un convertitore ADC
 - ampiezza dell'intervallo viene detta LSB (Least Significant Bit) definibile anche come distanza tra le soglie
 - consideriamo ad esempio una configurazione unipolare (range di valori $[0;F_s]$) standard a 3bit



Quantizzazione

- Nota: nel caso unipolare l'intervallo di conversione è $[0;F_s]$
 - l'intervallo viene diviso 2^n intervalli dove n è il numero di bit del convertitore
 - gli intervalli non sono tutti equispaziati
 - centri codice: punti medi tra due soglie successive
 - **perche?** la retta che unisce i centri codice ha pendenza unitaria e passa per l'origine
 - si riduce il modulo dell'errore di quantizzazione a $LSB/2$ invece che LSB

Parametri convertitore AD

- Range di ingresso
 - bipolare $\approx [-V_{ref}; V_{ref}]$
 - unipolare $\approx [0; V_{ref}]$
- risoluzione: numero di livelli 2^n
- range dinamico: esprime il rapporto espresso in dB tra massimo valore convertibile e passo

$$20\log\left(\frac{FS}{LSB}\right) = 20\log\left(\frac{FS}{FS/2^n}\right) = 20\log(2^n) = 20n\log(2)$$

Dimensionamento



$$V_1 = kx(t)$$

$$V_2 = Akx(t)$$

fc, FS, n

Dimensionamento:

- ipotizzo un range di variazione per x. Esempio: $[0-x_{\max}]$
- scelto il convertitore (ipotizzo unipolare), scelgo A tale $Akx_{\max} \approx FS$
 - se questa condizione non è verificata non utilizzo tutto il range dinamico del convertitore (risoluzione effettiva minore di quella totale). Esempio se $FS=2Akx_{\max}$ perdo un bit e riduco la mia risoluzione a 2^{n-1}
 - determino n in modo tale da avere errori compatibili con le specifiche di progetto (comparabile con l'incertezza di taratura del sensore)
- ipotizzo di conoscere la banda utile B_u di $x(t)$
 - progetto il filtro LP e imposto la frequenza di campionamento corrispondente ($f_c=nB_u$)