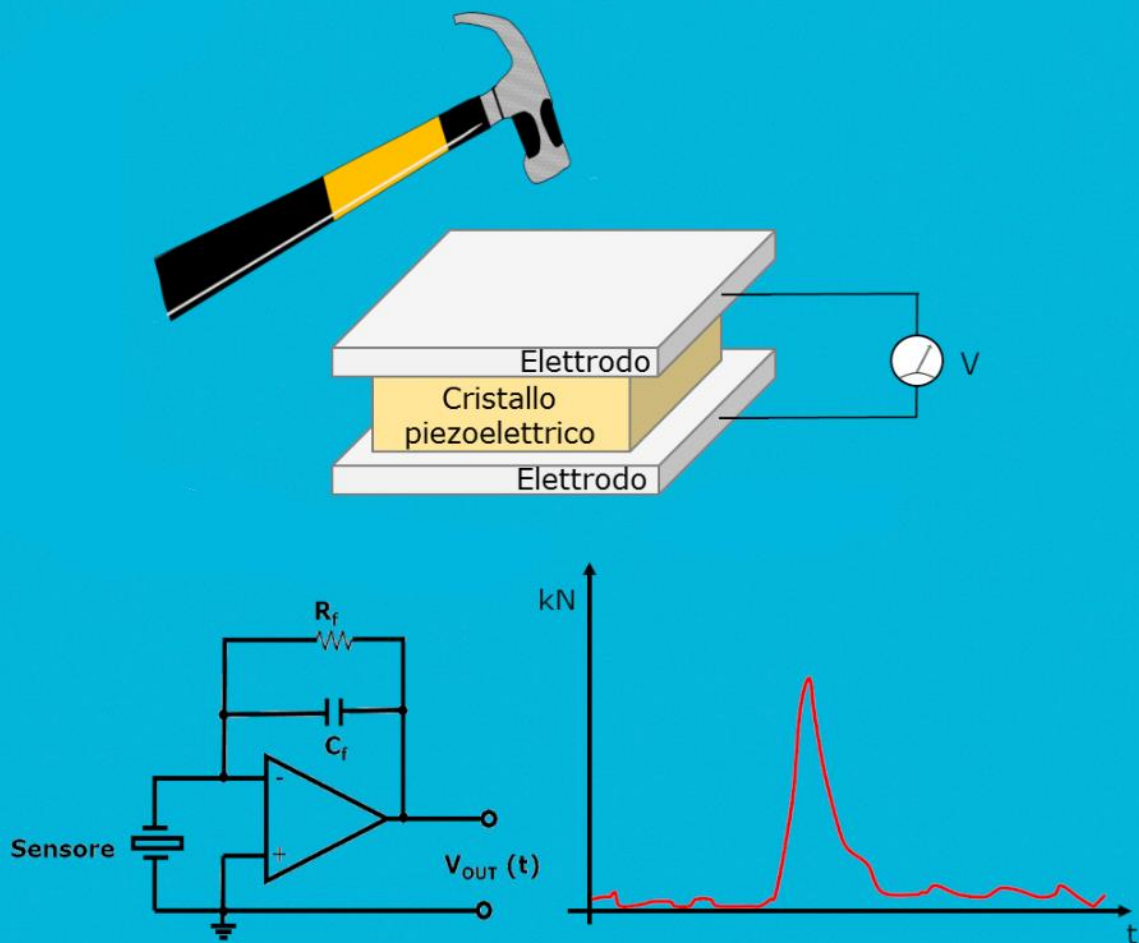


Sensori piezoelettrici e amplificatori di carica

Introduzione teorica, pratica e simulazioni



Leonardo Chieco

Sensori piezoelettrici e amplificatori di carica

Introduzione teorica, pratica e simulazioni

I sensori piezoelettrici sono strumenti fondamentali nella misura di forze, pressioni e accelerazioni, grazie alla loro rapidità e precisione. Vengono utilizzati in numerosi ambiti, dall'ingegneria alla ricerca scientifica, dal controllo industriale alla diagnostica automobilistica. Tuttavia, a differenza di trasduttori più intuitivi come estensimetri o sensori resistivi, il loro funzionamento non è immediato e richiede la comprensione dei fenomeni fisici ed elettrici. Questo tutorial ha l'obiettivo di offrire una panoramica sul funzionamento dei sensori piezoelettrici. Il percorso proposto parte dai principi fisici dell'effetto piezoelettrico, per mostrare come una forza meccanica generi cariche elettriche sulle superfici del cristallo, strettamente legate alla sua struttura interna e ai coefficienti piezoelettrici del materiale. Successivamente, verranno introdotti i modelli circuitali che consentono di descrivere e simulare il comportamento del trasduttore, fino ad arrivare alla progettazione degli amplificatori di carica. Questi ultimi rivestono un ruolo centrale: trasformano la piccola carica prodotta dal sensore in una tensione proporzionale e stabile, indipendente dalle capacità parassite di cavi e connessioni. Per rendere la trattazione più concreta, il tutorial include simulazioni sviluppate in LTSpice, che mostrano come il sensore risponda a segnali sinusoidali o impulsivi e come l'amplificatore elabori il segnale. L'approccio simulativo, pur non sostituendo l'esperimento reale, fornisce un valido supporto per comprendere concetti complessi.

Buona lettura!

L'autore

Leonardo Chieco è un ingegnere elettronico con oltre 20 anni di esperienza nella progettazione e sviluppo di software per il controllo dell'automazione (PC/PLC), nella progettazione di schede elettroniche per applicazioni industriali, firmware, robotica e mecatronica.

LinkedIn: <https://www.linkedin.com/in/leonardo-chieco-53550b129/>

1. Introduzione

I sensori piezoelettrici occupano un posto particolare nel mondo della misura e della strumentazione scientifica. Sono dispositivi che sfruttano una proprietà intrinseca di alcuni materiali cristallini, ovvero la capacità di generare una carica elettrica proporzionale a una sollecitazione meccanica. In altre parole, comprimendo, piegando o sottoponendo a vibrazioni un cristallo piezoelettrico, questo si comporta come una sorgente di carica. È un fenomeno affascinante perché permette di trasformare direttamente un'azione meccanica in un segnale elettrico senza bisogno di alimentazione esterna per il processo di trasduzione.

Questa caratteristica rende i trasduttori piezoelettrici strumenti ideali in molte applicazioni di misura dinamica: dall'analisi delle vibrazioni alle prove di impatto, dalla misura della pressione in ambienti estremi al rilevamento di accelerazioni, fino ai campi più innovativi come l'acustica ultrasonica, i sistemi medicali o la sensoristica per la diagnostica strutturale.

Tuttavia, insieme ai vantaggi, emergono anche delle sfide. Il segnale generato da un sensore piezoelettrico non è una "tensione stabile" ma una **carica elettrica** accumulata sulle superfici del cristallo. Questa carica tende a disperdersi nel tempo, a causa delle inevitabili resistenze di perdita e della capacità interna del materiale. Inoltre, i segnali sono spesso molto piccoli (dell'ordine dei picocoulomb per Newton) e richiedono circuiti elettronici specifici per essere amplificati, condizionati e resi utilizzabili da strumenti di misura tradizionali.

Proprio qui entra in gioco l'**amplificatore di carica**, un circuito elettronico progettato per ricevere la carica prodotta dal sensore e convertirla in una tensione proporzionale alla grandezza fisica misurata. L'amplificatore di carica è il cuore della catena di misura con sensori piezoelettrici: determina la sensibilità, la linearità e la stabilità del sistema complessivo.

Nel corso di questo tutorial andremo a scoprire, passo dopo passo, come funzionano i sensori piezoelettrici, quali sono i principi fisici alla base del loro comportamento, come vengono modellati e quali sono le loro applicazioni più

diffuse. Successivamente introdurremo l'amplificatore di carica, analizzandone la teoria di funzionamento e mostrando un esempio pratico di progetto.

L'obiettivo non è soltanto fornire informazioni tecniche, ma definire una metodologia chiara e accessibile: capire il principio di funzionamento di questi dispositivi, come interpretare correttamente i datasheet e come progettare i circuiti di condizionamento per ottenere misure affidabili.

2. Principio di funzionamento

Il principio piezoelettrico fu scoperto nel 1880 dai fratelli Curie. Essi notarono che determinati cristalli, come il quarzo, se sottoposti a compressione generano una differenza di potenziale elettrico proporzionale alla forza applicata. Questo effetto, detto effetto piezoelettrico diretto, è alla base di tutti i sensori piezoelettrici.

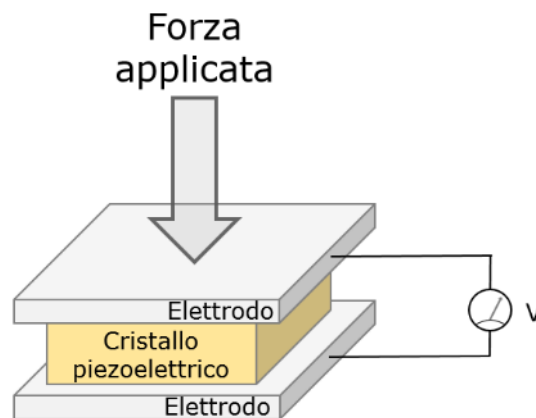


Figura 1: Sensore piezoelettrico

Dal punto di vista fisico, i materiali piezoelettrici presentano una struttura cristallina non simmetrica: gli ioni che li compongono non sono perfettamente bilanciati nello spazio. Quando il reticolo viene deformato, si ha uno spostamento relativo delle cariche positive e negative, che porta alla comparsa di una polarizzazione macroscopica. A livello elettrico, questo si traduce nella generazione di una carica elettrica Q sulle superfici del cristallo.

Nel dominio lineare, ovvero nell'ipotesi di piccole deformazioni, possiamo formalizzare la carica totale sul sensore:

$$q = C_0 \cdot v + d \cdot F$$

dove:

- q = carica elettrica sulle armature,
- v = tensione ai capi del sensore,
- F = forza applicata,
- C_0 = capacità "a vuoto" del cristallo (dipende da area, spessore, dielettrico),

- d = coefficiente di accoppiamento elettro-meccanico (proporzionale alla **sensibilità** in Coulomb/Newton).

Questa equazione dice che la carica totale accumulata ha due contributi, uno “puramente elettrico” ($C_0 \cdot v$), ed uno “piezoelettrico” ($d \cdot F$).

Analizziamo due condizioni di funzionamento nell’ottica di impostare un modello elettrico del sensore.

Anzitutto ricordiamo due teoremi fondamentali dell’elettrotecnica:

- **Teorema di Thevenin:** Un circuito costituito da generatori ed impedenze che abbia due terminali di uscita può essere sostituito da un circuito, ad esso equivalente, costituito da un solo generatore di tensione ideale e da un’impedenza ad esso in serie. Il generatore di tensione V_{Th} è la tensione a vuoto ai terminali di uscita e Z_{Th} è l’impedenza di ingresso equivalente vista agli stessi terminali quando i generatori indipendenti sono spenti.
- **Teorema di Norton:** Ciascun circuito costituito da generatori ed impedenze che abbia due terminali di uscita può essere sostituito da un circuito, ad esso equivalente, costituito da un solo generatore di corrente ideale e da un’impedenza ad esso in parallelo. Il generatore ha una corrente pari alla corrente di corto circuito sui terminali di uscita. L’impedenza è quella equivalente vista ai terminali di uscita quando i generatori indipendenti sono spenti.

Applichiamo questi teoremi al sensore piezoelettrico.

1. **Circuito aperto** (nessuna corrente prelevata). Tutta la carica rimane all’interno del sensore e la derivata di q nel tempo, ovvero la corrente, è nulla.

$$i_0 = \frac{\partial q}{\partial t} = 0$$

Quindi, nell’ipotesi $q=\text{costante}$, partiamo da una condizione di riposo dove $F=0$ e $q=0$.

Se applichiamo una forza F , l'effetto piezoelettrico genera una carica $q=d \cdot F$ che non può fluire da nessuna parte e rimane nel sensore, ovvero sulle "armature" del condensatore (=materiale piezoelettrico).

In queste condizioni i due termini dell'equazione generale, $C_0 \cdot v$ e $d \cdot F$, coincidono cioè $C_0 \cdot v = d \cdot F$. Dunque, la carica, non potendo fluire come corrente, si accumula sulle armature facendo aumentare la tensione ai capi del condensatore secondo la relazione:

$$v_{OC} = \frac{q}{C_0} = \frac{d}{C_0} \cdot F$$

Allora possiamo affermare che, a circuito aperto (modello di Thévenin), il piezo si comporta come un **generatore di tensione** proporzionale alla forza, **in serie** alla sua capacità C_0 .

2. **Corto circuito** ($v = 0$)

La corrente che eroga il sensore vale:

$$i_{sc} = \frac{\partial q}{\partial t} = d \cdot \frac{\partial F}{\partial t}$$

In corto il piezo è un generatore di corrente proporzionale alla derivata della forza, in parallelo alla capacità C_0 (modello Norton).

Osserviamo che, se F è **costante**, $i_s = d \cdot \frac{\partial F}{\partial t} = 0$, quindi, non fluisce corrente in uscita dal sensore; la tensione resta "congelata" ma poi, nella realtà, **decade** lentamente per le perdite ohmiche (una resistenza R_{leak} enorme ma "finita" in parallelo). In pratica un piezo è un **sensore passa-alto**: eccelle su variazioni, impulsi, vibrazioni, **non** su forze DC.

La capacità C_0 è "a vuoto", cioè è quella che avremmo se il cristallo si comportasse come un semplice dielettrico tra due armature quindi dipende dalla geometria e da ϵ_r del materiale secondo la relazione $C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{t}$ dove A è l'area e t lo spessore del condensatore. Quando colleghiamo il sensore ad un circuito, quest'ultimo non vede solo C_0 , ma una capacità $C_t = C_0 + C_{cavo} + C_{IngressoOpAmp}$.

Se utilizziamo il sensore in configurazione “generatore di tensione” (modello di Thèvenin) le capacità parassite si sommano a C_0 quindi abbassano la sensibilità totale del sensore.

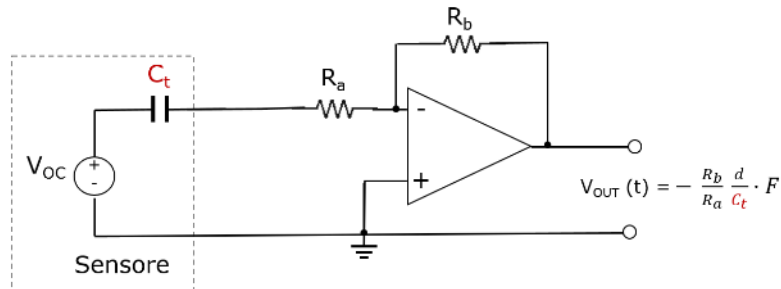


Figura 2: Sensore piezo utilizzato come "generatore di tensione"

Per questo motivo i trasduttori piezoelettrici non vengono collegati direttamente ad amplificatori di tensione, ma utilizzano quasi sempre amplificatori di carica. In questa configurazione, infatti, la tensione di uscita non dipende più dalla capacità complessiva del sensore e del cablaggio, ma unicamente dai parametri fondamentali: la capacità di retroazione C_f , la costante piezoelettrica “d” e la forza applicata F .

L'amplificatore di carica isola completamente il segnale utile dagli effetti indesiderati della capacità parassita, garantendo misure stabili e ripetibili

Tipologie di sensori piezoelettrici

Esistono diverse famiglie di sensori piezoelettrici, ciascuna ottimizzata per specifiche grandezze:

- **Sensori di forza:** misurano forze impulsive o dinamiche. Sono spesso compatti e hanno capacità interne ridotte (poche decine di pF).
- **Accelerometri piezoelettrici:** sfruttano una massa sismica accoppiata al cristallo, così che un'accelerazione si traduca in una forza. Sono molto usati per vibrazioni e test dinamici.

- **Sensori di pressione:** integrano elementi piezoelettrici in diaframmi o strutture esposte a fluidi, utili per combustione interna, turbine o applicazioni industriali.
- **Trasduttori acustici e ultrasonici:** operano a frequenze elevate, generando e ricevendo onde elastiche.

Le caratteristiche chiave che bisogna sempre verificare sui datasheet sono:

- **Sensibilità** (pC/N): quantità di carica prodotta per unità di forza. Ad esempio, un sensore con sensibilità 4 pC/N produce 40 pC se sollecitato con 10 N.
- **Capacità interna:** tipicamente da pochi pF a centinaia di pF.
- **Gamma di frequenza:** possono coprire da pochi Hz a centinaia di kHz, in funzione del design meccanico.
- **Linearità:** buona in un ampio intervallo, anche se spesso dipende dalla temperatura.
- **Limiti statici:** incapacità di misurare grandezze statiche permanenti (ad es. peso costante).

Modellazione circuitale

Il modello elettrico semplificato di un sensore piezoelettrico comprende:

- una **sorgente di carica** proporzionale alla forza,
- la **capacità interna** C_p ,
- una **resistenza di perdita** R_{leak} molto elevata,
- eventuali elementi meccanici che si traducono in risonanze elettriche.

Questo modello spiega perché il condizionamento del segnale sia cruciale: senza un circuito dedicato, la carica generata si disperderebbe rapidamente e il segnale utile andrebbe perso.

I trasduttori piezo generano un segnale solo durante le transizioni ($\Delta F/\Delta t$), quindi non misura forze statiche, ma solo variazioni.

Dunque, durante una transizione, il sensore genera corrente proporzionale alla derivata della forza secondo la relazione:

$$i(t) = \frac{\partial q}{\partial t} = S \cdot \frac{\partial F}{\partial t}$$

e questa corrente carica la capacità interna del trasduttore, ovvero C_p .

Quindi, con riferimento alla figura seguente, la tensione ai capi del condensatore C_p cresce finché la forza varia, ma resta quasi costante se la forza si stabilizza (con lenta scarica tramite R_{leak}).

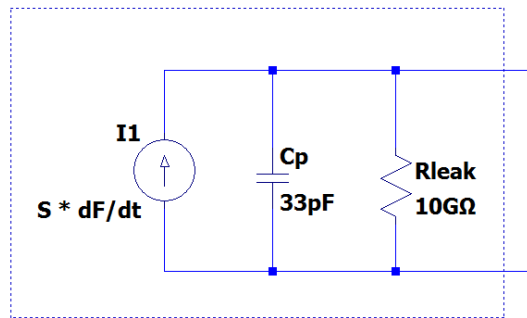


Figura 3: Modello elettrico di un trasduttore piezoelettrico

La sensibilità S del trasduttore si misura in $\frac{pC}{N}$ (pico-Coulomb/Newton).

Il termine $\frac{\partial F}{\partial t}$ è la derivata della forza nel tempo e si misura in N/secondo. Quindi

$S \cdot \frac{\partial F}{\partial t}$ si misura in $\frac{pC}{N} \cdot \frac{N}{secondo} = \frac{pC}{secondo} = pA$ ovvero una corrente.

C_p modella la capacità interna del sensore, mentre R_{leak} la resistenza che scarica lentamente C_p .

In appendice trovare il modello LTSpice del sensore.

3. Amplificatore di carica

Per rendere utilizzabile il segnale del sensore piezoelettrico si impiega un **amplificatore di carica**. Il classico schema circuitale di questo amplificatore è riportato nella figura seguente.

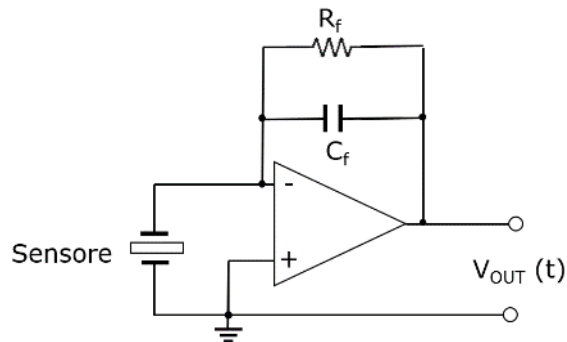
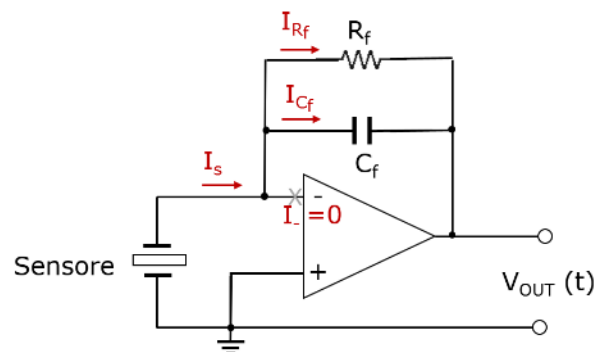


Figura 4: Schema classico dell'amplificatore di carica

Analizziamone il funzionamento in dettaglio.

Assumiamo che l'operazionale sia ideale (ingresso a impedenza infinita, corrente di ingresso nulla ($i_- = 0$, $i_+ = 0$) e cortocircuito virtuale sugli ingressi ($v_- = v_+$)).



Concentriamoci sul nodo v_- . La corrente $i_s(t)$ proveniente dal sensore non può entrare nell'integrato e si dirige verso il ramo di retroazione, ovvero $R_f \parallel C_f$.

La corrente in C_f vale:

$$i_{C_f}(t) = C_f \frac{d(v_- - v_{out})}{dt} = -C_f \frac{dv_{out}}{dt} \text{ perchè } v_- = v_+ = 0$$

La corrente in R_f vale:

$$i_{R_f}(t) = \frac{v_- - v_{out}}{R_f} = -\frac{v_{out}}{R_f} \text{ perchè } v_- = v_+ = 0$$

Nota: le correnti in C_s e R_{leak} (nel modello del sensore) sono trascurabili visto che $v_- = 0$.

Applichiamo la **legge di Kirchhoff delle correnti (KCL)** al nodo v_- (correnti uscenti positive):

$$-i_s(t) + i_{C_f}(t) + i_{R_f}(t) = 0$$

Cioè:

$$-i_s(t) - C_f \frac{dv_{out}}{dt} - \frac{v_{out}}{R_f} = 0$$

Riscriviamo:

$$C_f \frac{dv_{out}}{dt} + \frac{v_{out}}{R_f} = -i_s(t) \quad (1)$$

Ricordiamo che la carica erogata dal sensore vale

$$Q_s(t) = \int_{t_0}^t i_s(\tau) d\tau$$

Ora, se consideriamo che R_f in genere è molto grande, il contributo di $\frac{v_{out}}{R_f}$ è trascurabile, quindi, possiamo semplificare la relazione "1":

$$C_f \frac{dv_{out}}{dt} = -i_s(t) \quad \rightarrow \quad \frac{dv_{out}}{dt} = -\frac{i_s(t)}{C_f}$$

Integriamo rispetto al tempo ed otteniamo:

$$v_{out}(t) = -\frac{1}{C_f} \int_{t_0}^t i_s(\tau) d\tau + v_{out}(t_0)$$

Se azzeriamo la capacità C_f al tempo t_0 (mediante reset, ovvero cortocircuito su C_f), allora:

$$v_{out}(t) = -\frac{1}{C_f} \int_{t_0}^t i_s(\tau) d\tau = -\frac{Q_s(t)}{C_f}$$

cioè **l'uscita è direttamente proporzionale alla carica generata dal sensore** (segno negativo perché l'amplificatore è invertente).

Da un punto di vista **fisico**, possiamo rivedere il circuito anche sotto l'aspetto della **conservazione della carica**.

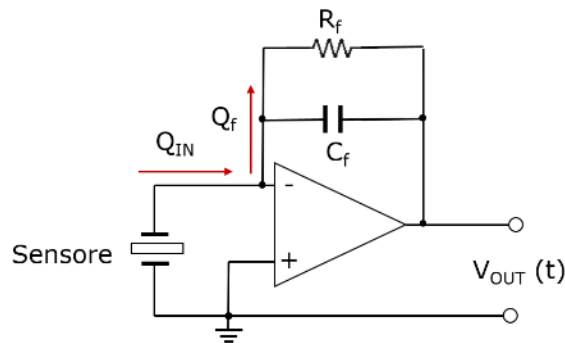


Figura 5: Schema di principio dell'amplificatore di carica

Il nodo invertente v_- è tenuto a **potenziale quasi costante** (virtual ground). La carica che il sensore spinge nel nodo **non può accumularsi su C_s** (la tensione sul nodo v_- non sale, ma è praticamente zero), quindi “deve” finire su C_f .

La carica su C_f è:

$$Q_f = C_f (0 - v_{out}) = -C_f v_{out}$$

Ora, poiché Q_f è la carica generata dal sensore dall'ultimo reset:

$$Q_f(t) = -Q_s(t) \rightarrow v_{out} = -\frac{Q_s(t)}{C_f}$$

Abbiamo ottenuto la stessa conclusione vista precedentemente.

Vediamo ora alcuni aspetti interessanti:

1. Nell'amplificatore di carica ideale la sensibilità non dipende dalla capacità totale $C_{tot} = C_{Interna_del_sensore} + C_{cavo} + \dots$. In ingresso all'aop-amp. Ecco perché questa soluzione circuitale è preferita.
2. La resistenza R_f in parallelo al condensatore C_f limita il guadagno alle bassissime frequenze (dove C_f è un circuito aperto), ma limita anche la banda passante poiché il parallelo forma un filtro passa alto con frequenza di taglio pari a:

$$F_{TaglioInferiore} = \frac{1}{2 \pi R_f C_f}$$

R_f introduce anche rumore termico che cresce con $\sqrt{R_f}$.

3. **Op-amp**: deve avere un **GBW** alto e **corrente di bias** bassissima (vedremo dopo il motivo);
4. **Risonanze meccaniche** del sensore: a certe frequenze il trasduttore può esaltare o attenuare il segnale.
5. **Frequenza di taglio superiore**: La frequenza di taglio superiore è approssimabile con la relazione:

$$F_{TaglioSuperiore} = \frac{GBW}{2 \pi \left(\frac{C_p + C_{in}}{C_f} \right)}$$

Dove C_{in} è la capacità di ingresso dell'op-amp. In genere, poiché GBW è molto alto e le capacità in gioco sono piccole, questa frequenza è alta e non rappresenta un problema.

Esempio di dimensionamento

Supponiamo di avere un sensore piezo con queste caratteristiche:

- Sensibilità $S \sim 4 \text{ pC/N}$
- Forza nominale $\pm 14 \text{ kN}$
- Capacità del sensore 33 pF

Partiamo con il dimensionamento di C_f . A fondo scala, la carica massima sarà data da:

$$Q_{MAX} = S \cdot F_{MAX} = 4 \frac{\text{pC}}{\text{N}} \cdot 14000 \text{ N} = 56 \text{ nC}$$

Supponiamo di non voler implementare altri stadi di amplificazione, quindi a questa carica vogliamo avere la massima tensione d'uscita (es 10 V) dall'op-amp, allora:

$$C_f = \frac{Q_{MAX}}{V_{OUT,MAX}} = \frac{56 \text{ nC}}{10 \text{ V}} = 5.6 \text{ nF} \text{ (è già un valore standard)}$$

Per la R_f scegliamo un valore elevato, diciamo $10 \text{ G}\Omega$ in modo da avere una costante di tempo lunga.

Con questo valore abbiamo $\tau = R_f C_f = 10^{10} \cdot 5.6 \cdot 10^{-9} = 56 \text{ secondi}$, più che sufficiente per effettuare la misura.

Calcoliamo ora la frequenza di taglio inferiore introdotta con R_f :

$$F_{TaglioInferiore} = \frac{1}{2 \pi R_f C_f} = \frac{1}{2 \pi 10^{10} \cdot 5.6 \cdot 10^{-9}} = 0.003 \text{ Hz}$$

La possiamo ritenere più che accettabile.

Ora scegliamo l'amplificatore operazionale. Le caratteristiche critiche che dobbiamo verificare sono:

- Bias current molto basso (pA o meglio fA). Capiamo il motivo.

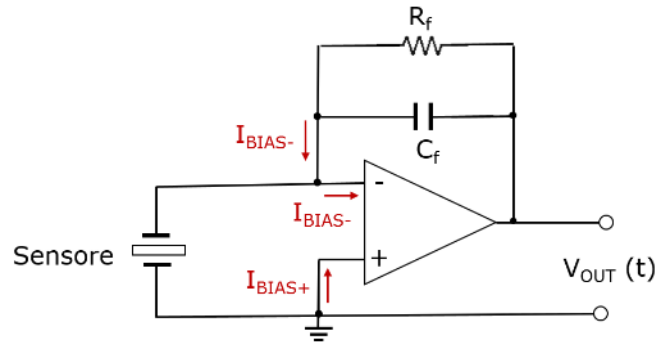


Figura 6: Effetto delle correnti di bias

Nella figura sopra, I_{Bias-} e I_{Bias+} indicano le correnti che fluiscono nei terminali di ingresso dell'amplificatore operazionale. Tralasciamo per semplicità R_f .

Poiché l'ingresso invertente (-) è a massa virtuale, I_{Bias-} può fluire solo attraverso il condensatore di retroazione. Questo carica gradualmente C_f e determina una deriva dell'uscita nel tempo.

Supponiamo $I_{Bias-} = 10\text{fA}$ e $C_f = 10\text{nF}$ inizialmente scarico.

Con questi valori, la tensione di uscita dopo 100 secondi può essere calcolata come:

$$V_{OUT} = \frac{1}{C_f} \int_{t=0}^{100} I_{Bias-} dt = \frac{10\text{fA} \cdot 100\text{ secondi}}{10\text{ nF}} = \frac{10 \cdot 10^{-15} \cdot 100}{10 \cdot 10^{-9}} = 0.1\text{ mV}$$

Come si può vedere, dopo 100 s, l'uscita subisce una deriva di 0.1 mV. Questo può causare problemi, soprattutto quando si misura un segnale piccolo, paragonabile all'errore.

Notiamo che R_f (resistore di retroazione) aiuta a limitare la deriva. A basse frequenze, infatti, C_f è un circuito aperto e domina R_f che però non ha effetto memoria e non integra la corrente di bias. In questo caso, I_{Bias-} può causare solo una deriva in CC tra l'uscita e l'ingresso invertente.

- Drift di offset basso: Un altro meccanismo che può causare deriva è la tensione di offset in ingresso dell'amplificatore operazionale.

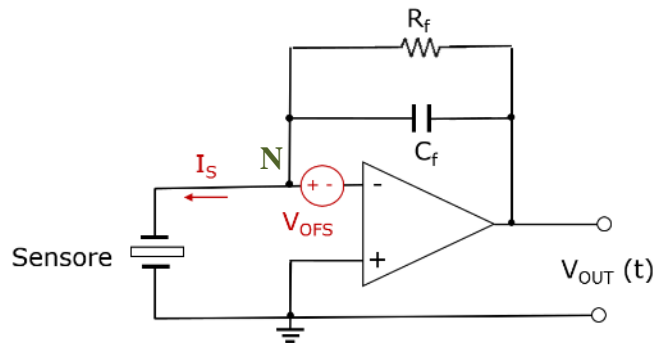


Figura 7: Effetto della tensione di offset in ingresso

Supponendo che l'amplificatore operazionale sia “ideale”, abbiamo che:

$$V_- = V_+ = 0,$$

quindi il potenziale del nodo N è approssimativamente uguale a V_{offset} .

Pertanto, la corrente che scorre attraverso la resistenza di isolamento interna del sensore può essere calcolata come:

$$I_S = \frac{V_N}{R_p} = \frac{V_{offset}}{R_p}$$

Questa corrente attraversa anche il condensatore di retroazione C_f (ricordiamo che in un amplificatore ideale non scorre corrente negli ingressi) e può causare una deriva proprio come la corrente di bias. Ad esempio, supponiamo che:

- $V_{offset} = 10 \text{ mV}$
- $R_{Interna,Sensore} = 10 \text{ G}\Omega$
- $C_f = 10 \text{ nF}$

Supponendo che C_f venga inizialmente scaricato, la tensione di uscita dopo 100 secondi può essere calcolata come:

$$V_{OUT} = \frac{1}{C_f} \int_{t=0}^{100} \frac{V_{offset}}{R_p} dt = \frac{10mV \cdot 100 \text{ secondi}}{10^{10} \Omega \cdot 10 \text{ nF}} = \frac{1}{100} = 10mV$$

Questo valore potrebbe essere trascurabile in molte applicazioni; tuttavia, è opportuno notare che la resistenza di isolamento del sensore si riduce all'aumentare della temperatura, quindi la tensione calcolata potrebbe aumentare in modo significativo.

Anche in questo caso, utilizzando la R_f , la corrente continua prodotta dalla tensione di offset non può caricare C_f e il problema della deriva è idealmente risolto.

- Banda passante (GBW) sufficiente. Il guadagno in tensione è pari a $1/C_f$, e risulta quindi molto elevato poiché la capacità di retroazione C_f è tipicamente molto piccola. Questa caratteristica, se da un lato è vantaggiosa in termini di sensibilità, dall'altro impone vincoli stringenti sulla scelta dell'operazionale: per non compromettere la banda passante, è infatti necessario utilizzare un op-amp con un prodotto guadagno-banda (GBW) sufficientemente alto.

Occorre considerare che $1/C_f$ cresce rapidamente al diminuire di C_f , e ciò può rendere difficile reperire amplificatori con GBW adeguato. In pratica, la regola empirica è che il rapporto tra GBW e guadagno in tensione ($1/C_f$) deve essere almeno dieci volte superiore alla massima frequenza che si desidera misurare.

Se non è possibile soddisfare questo requisito, una soluzione consiste nell'aumentare il valore di C_f : in questo modo il guadagno diminuisce, e di conseguenza diventa più agevole rispettare i vincoli di banda. Il rovescio della medaglia è che, a parità di forza applicata al sensore, la tensione di uscita risulta inferiore. Per compensare, sarà quindi necessario prevedere ulteriori stadi di amplificazione a valle, progettati con criteri meno restrittivi.

- Basso rumore.
- Stabilità con carico capacitivo: alcuni opamp oscillano o si comportano male con sorgenti capacitive.

- Alimentazione: tensioni di alimentazioni compatibili con range di uscita desiderato;

Sotto queste ipotesi, alcuni op-amp che possono essere presi in considerazione sono: **OPA129, LTC6240, AD8628**.

Un'altra accortezza che conviene adottare è quella di inserire una piccola resistenza in serie con l'ingresso (tra sensore e invertente), tipicamente da 100 Ω a qualche k Ω a seconda della sorgente allo scopo di limitare correnti transitorie o di spunto e proteggere il front-end.

Circuito di reset

L'amplificatore di carica è costruito attorno a un operazionale in configurazione invertente, con un condensatore C_f come elemento di retroazione. La tensione d'uscita è data dalla relazione:

$$v_{out} = -\frac{q}{C_f} = -\frac{d \cdot F}{C_f}$$

dove q è la carica trasferita dal sensore. Finché il sistema è ideale, l'uscita rimane stabile e proporzionale alla forza applicata. In realtà, però, il condensatore C_f non è perfettamente isolato: esistono correnti di leakage, resistenze parassite e offset dell'amplificatore che, con il tempo, accumulano carica indesiderata. Il risultato è che l'uscita dell'op-amp comincia lentamente a “driftare”, cioè a spostarsi verso saturazione, anche in assenza di un segnale utile.

Per evitare questo fenomeno, occorre introdurre un meccanismo di reset che periodicamente scarichi il condensatore di retroazione, riportando il sistema a uno stato iniziale definito. Questo consente di:

- Evitare la saturazione dell'op-amp, che impedirebbe di leggere nuovi segnali.
- Mantenere il punto di lavoro stabile anche in misure di lunga durata.
- Azzerare la memoria del circuito, in modo che ogni misura parta da condizioni controllate.

Il reset, quindi, non è un dettaglio opzionale, ma una parte essenziale di ogni amplificatore di carica pratico.

L'implementazione circuitale consiste nell'inserire un interruttore (meccanico o elettronico) in parallelo a C_f . Quando l'interruttore si chiude, il condensatore viene scaricato rapidamente a zero; quando si riapre, il sistema torna a funzionare normalmente.

Per questo scopo è possibile utilizzare un **interruttore analogico a basso leakage** come **ADG1221** oppure **MAX4619**.

Occorre stare attenti alla capacità parassita che l'interruttore inserisce in parallelo a C_f . Consiglio di scegliere interruttori a bassissima capacità parassita ($\ll C_f$).

In serie all'interruttore suggerisco di inserire una piccola resistenza R_{lim} ($<1k\Omega$) in modo da limitare la corrente di scarica del condensatore.

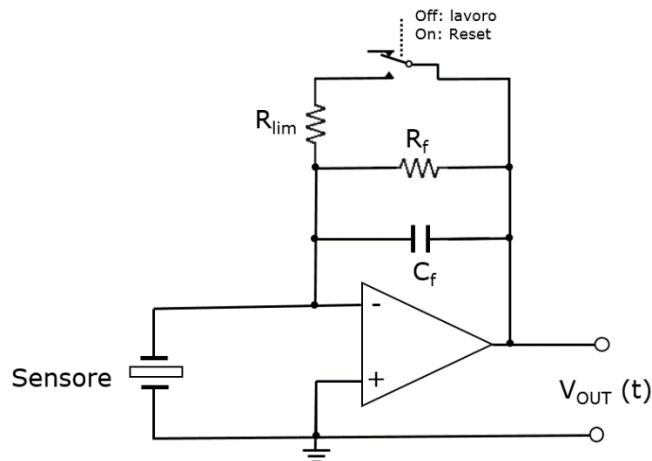


Figura 8: Circuito di reset

4. Simulazioni

Terminata la parte teorica, è arrivato il momento di mettere alla prova i concetti appresi in un ambiente simulativo. Per questo scopo utilizziamo LTspice, uno degli strumenti più diffusi e versatili per la simulazione circuitale. La simulazione consente di osservare in maniera immediata come i diversi parametri influiscono sul comportamento del sistema, senza dover ricorrere subito a costosi prototipi hardware.

In appendice è riportato il modello circuitale del sensore piezoelettrico, già predisposto per l'utilizzo in LTspice. Questo modello può essere facilmente riconfigurato modificando, ad esempio, la capacità intrinseca del cristallo, la costante piezoelettrica o le capacità parassite di collegamento. In questo modo è possibile esplorare in autonomia come varia la risposta dinamica del sistema al variare di un singolo parametro, acquisendo una comprensione più intuitiva delle relazioni tra teoria e pratica.

La figura seguente mostra lo schema dell'amplificatore di carica così come discusso nei capitoli precedenti, implementato in simulazione. In questo scenario, al sensore viene applicata una variazione di forza di 7 kN.

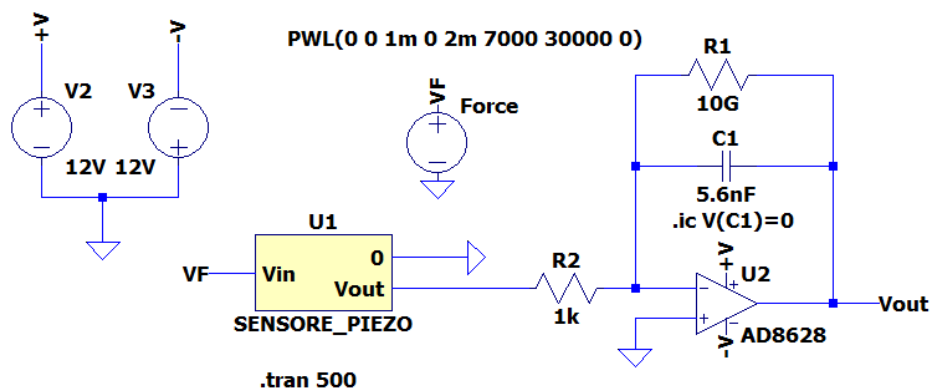


Figura 9: Schema circuitale per la simulazione con LTSpice

Ricordiamo che il dimensionamento del condensatore di retroazione C_f era stato effettuato in modo tale da ottenere in uscita una tensione di circa 10 V per una forza di 14 kN. La simulazione conferma pienamente il progetto: con un ingresso

dimezzato, l'uscita si stabilizza infatti attorno a 5 V, dimostrando la linearità del sistema e la correttezza delle ipotesi di calcolo.

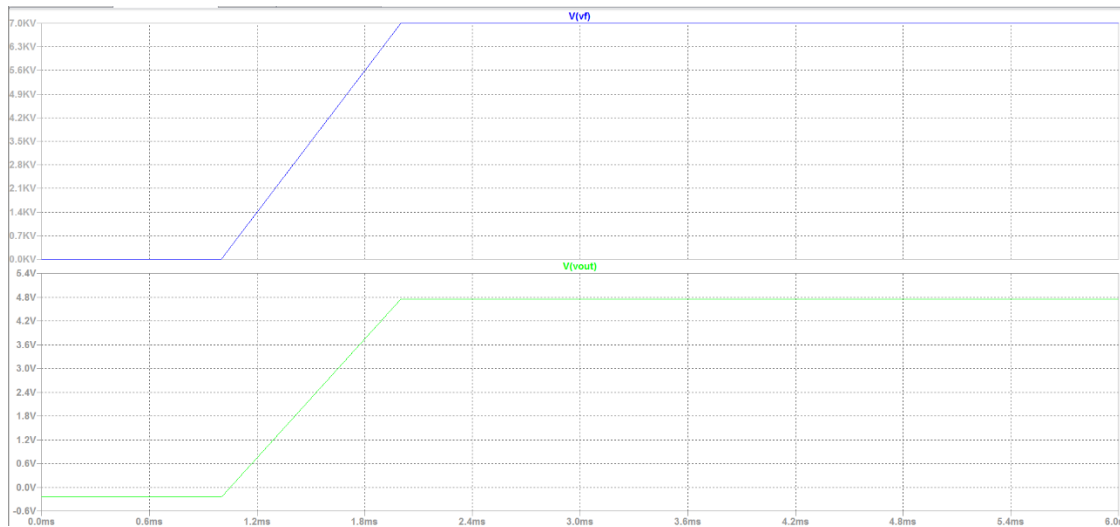


Figura 10: Risultato della simulazione

Questo esempio mette in luce due aspetti fondamentali: da un lato la potenza del metodo analitico, che permette di stimare a priori i risultati attesi; dall'altro l'importanza della simulazione, che non solo conferma le previsioni, ma consente anche di osservare fenomeni transitori e secondari difficili da trattare solo su carta, come il comportamento all'accensione, la presenza di rumore o eventuali effetti legati alle capacità parassite.

L'approccio simulativo permette di “vedere” come la teoria prende vita in un circuito reale, fornendo un ponte ideale tra l'analisi matematica e l'applicazione pratica.

5. Appendice

```
*****
*
* Input: force represented by voltage source 'Vin' (1 V = 1 N)
*
*****

.subckt SENSORE_PIEZO Vin 0 Vout

* Modello piezo realistico
.param S      4e-12 ; sensitivity 4 pC/N
.param Cpie   33e-12 ; piezo capacitance 33pF
.param Rleak  10G    ; leakage resistance 10G
.ic V(Cpie)=0

* Current = S *dV/dt
Gpie  Vout 0 value={S*ddt(V(Vin))}
Cpie  Vout 0 {Cpie}
Rleak Vout 0 {Rleak}

.END
```