

INGEGNERIA E TECNOLOGIE DEI SISTEMI DI CONTROLLO

Marcello Bonfè
 Dipartimento di Ingegneria
 Università di Ferrara
 Tel. +39 0532 293839
 Fax. +39 0532 768602
 Email mbonfe@ing.unife.it
 Pagine WEB www.ing.unife.it/bonfe

Vincoli sugli errori nella catena di acquisizione

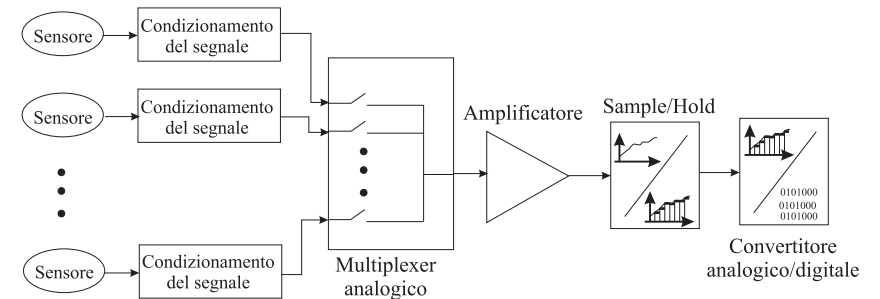
- Essendo l'acquisizione finalizzata alla digitalizzazione dei segnali, occorre che:

$$|\text{errore}| \leq 1/2 \text{ LSB} = \frac{V_s}{2^{N+1}}$$

- Tutte le possibili sorgenti di errore vanno considerate nella scelta dei componenti del sistema di acquisizione:

$$|\text{errore}| = \sum_{i=1}^n |e_i|$$

Componenti elettronici del sistema di acquisizione.



Condizionamento del segnale

- **Motivazioni**

- I sensori forniscono informazioni codificati in modo eterogeneo (tensione, corrente, resistenza...).
- I valori forniti possono avere intervalli di variazione molto diversi.
- Vi possono essere disturbi elettromagnetici che si sovrappongono al segnale utile.
- Può essere necessario isolare i dispositivi di elaborazione da quelli di misura per proteggerli da sovratensioni o sovracorrenti.

Funzionalità dei circuiti di condizionamento del segnale

- **Condizionamento attivo:**
 - Amplificazione (“messa in scala”).
 - Isolamento.
- **Condizionamento passivo:**
 - Filtraggio.
 - Attenuazione (“messa in scala”).
 - Conversione AC/DC o I/V.
- **Elaborazione specifica** (es. trasformazione resistenza-tensione con ponte di Wheatstone).

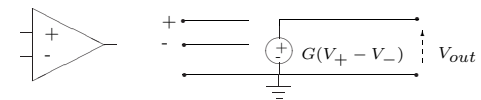
Amplificatori.

- **Necessari nei seguenti casi:**
 - **Tensione di uscita non idonea.**
 - **Elevata impedenza di uscita dei trasduttori, Sbilanciamento della impedenza di uscita.**
 - **Tensione di modo comune elevata.**
 - **Necessità di isolare elettricamente il trasduttore dal circuito di acquisizione.**

Standards industriali di trasmissione dei segnali

- **Segnali analogici** su lunghe distanze: $4 \div 20$ mA, **loop di corrente.**
 - Possibilità di diagnosticare guasti o interruzioni (“zero vivo”).
 - Maggiore insensibilità al rumore (disturbi di tensione lungo le linee di trasmissione attenuati dal regolatore di corrente).
 - Possibilità di trasmissione a distanza maggiore a parità di accuratezza richiesta:
 - * Esempio: segnale a 10 Hz, rumore “industriale” medio, accuratezza 0.5 %
⇒ Distanza max 1500 m.
- **Segnali analogici** a bordo macchina o per laboratorio: $0 \div 5$ V, $0 \div 10$ V, ± 10 V (distanza max 90 m).
- **Segnali digitali** a bordo macchina: $0 \div 24$ V.

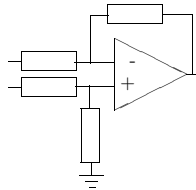
Amplificatore operazionale



- **Caratteristiche:**
 - Guadagno di tensione ad anello aperto ∞ (Reale: $2 \times 10^4 \div 2 \times 10^5$)
 - Impedenza d'ingresso ∞ (Reale: $1 \div 10^6$ M Ω)
 - Impedenza d'uscita nulla (Reale: $10 \div 100\Omega$)
 - Larghezza di banda ad anello aperto ∞ (Reale $10 \div 100$ Hz!)

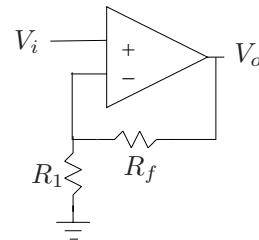
Applicazioni dell'amplificatore operazionale

- L'amplificatore operazionale è utilizzato sempre in configurazione retroazionata:



- Si evita che l'amplificatore saturi ($V_{out} = V_{cc}$) anche per piccoli segnali in ingresso (es. rumore).
- Si ottiene un notevole miglioramento delle prestazioni dinamiche del circuito, soprattutto in termini di larghezza di banda.

- **Amplificatore Non Invertente:**

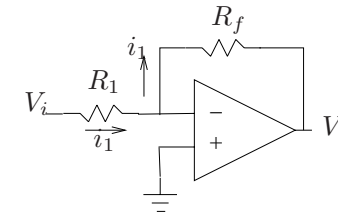


In questo caso invece il guadagno di tensione vale:

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

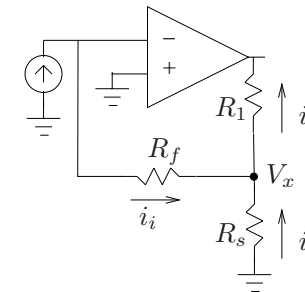
Esempi di configurazioni dell'amplificatore operazionale

- **Amplificatore Invertente:**



$$i_1 = \frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_o}{R_f} \Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_1} = \text{Guadagno di tensione}$$

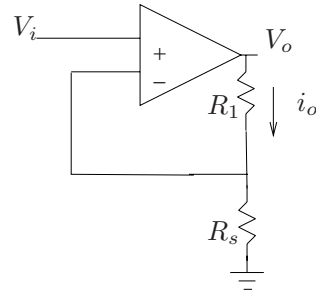
- **Amplificatore di Corrente:**



Siccome $V_x = -i_i R_f = -i_s R_s$ e $i_o = i_i + i_s$, il guadagno di corrente vale:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = 1 + \frac{i_s}{i_i} = 1 + \frac{-V_x/R_s}{-V_x/R_f} = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

• **Convertitore Tensione-Corrente:**



$$V_o = i_o(R_1 + R_s) = V_i \frac{R_1 + R_s}{R_s}$$

$$\Rightarrow i_o = V_i \frac{R_1 + R_s}{R_s} \frac{1}{R_1 + R_s} = \frac{V_i}{R_s}$$

Note sulle non idealità degli OPAMP

- Si consideri la configurazione non invertente con $R_f = 0$ e $R_i = \infty$ (buffer), e si supponga realisticamente che il guadagno dell'operazionale $A_o < \infty$.

- In tal caso $V^+ \neq V^-$, pertanto (dato che $V^+ = V_i$ e $V^- = V_o$):

$$V_o = A_o(V^+ - V^-) = A_o(V_i - V_o)$$

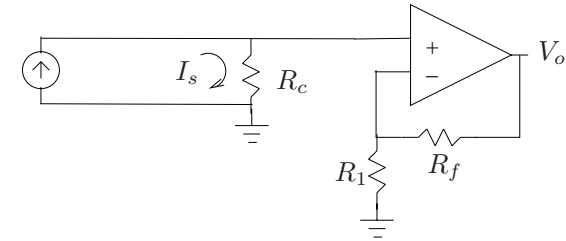
Il guadagno reale è:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_o}}$$

- V_i è quindi una fonte di errore da considerare adeguatamente nel caso di una successiva conversione A/D:

$$|\text{errore}| = V_o^{reale} - V_o^{ideale} = V_i G_v - V_i = -\frac{V_i}{1 + A_o}$$

• **Convertitore Corrente-Tensione:**



$$V_o = A_v I_s R_c$$

Nota: per segnali in corrente a basso livello (es. trasduttori optoelettronici c.ca $1\mu A$) il valore della resistenza sarebbe troppo grande, occorre una preamplificazione.

- Poichè deve essere:

$$|\text{errore}| \leq \frac{1}{2} LSB = \frac{V_{fs}}{2^{N+1}}$$

cioè (supponendo che $V_{fs} = 2V_{cc}$):

$$\frac{V_i}{1 + A_o} \leq \frac{V_{cc}}{2^N}$$

- Da quest'ultima relazione si ricavano i vincoli da considerare su N (bits di conversione) o su A_o per rispettare le specifiche sull'errore di conversione (caso peggiore: $V_i = V_{cc}$):

$$A_o \geq 2^N - 1$$

$$N \leq \frac{\log_{10}(1 + A_o)}{\log_{10} 2}$$

Note sulle non idealità degli OPAMP - 2

- Anche la risposta in frequenza di un operazionale normalmente varia (approssimativamente) secondo la legge:

$$A(f) = \frac{A_o}{1 + j\frac{f}{f_2}}$$

con f_2 frequenza di taglio della caratteristica $10 \div 100$ Hz.

- Nel caso di una configurazione invertente, il guadagno reale è anch'esso dipendente dalla frequenza, infatti:

$$\begin{aligned} I_{R_1} + I_{R_f} &= 0 \\ \frac{V_i - V^-}{R_1} + \frac{V_o - V^-}{R_f} &= 0 \end{aligned}$$

- Se A_o è sufficientemente grande il guadagno a frequenza nulla tende al guadagno ideale $-\frac{R_f}{R_i}$, mentre la frequenza di taglio ($Re(Den) = Im(Den)$) tende a:

$$f_{2F} \approx \frac{A_o}{1 + \frac{R_f}{R_1}} f_2$$

- Comunemente il guadagno desiderato $\frac{R_f}{R_i} \gg 1$ pertanto:

$$f_{2F} \approx \frac{R_1}{R_f} A_o f_2$$

dalla quale si evince che:

$$G_v f_{2F} \approx A_o f_2$$

cioè il prodotto Guadagno-Banda rimane costante.

$$V^- = \frac{R_f V_i + R_1 V_o}{R_1 + R_f}$$

e quindi:

$$V_o = A(f)(V^+ - V^-) = A(f) \frac{R_f V_i + R_1 V_o}{R_1 + R_f}$$

Risolviendo per V_o :

$$V_o = -V_i \frac{R_f}{R_1 + \frac{R_1 + R_f}{A(f)}} = V_i G_v$$

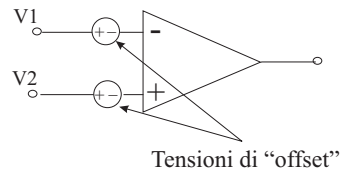
- Nell'equazione del guadagno occorre ora sostituire l'espressione di $A(f)$:

$$G_v(f) = - \frac{\frac{R_f}{R_1} A_o}{A_o + 1 + \frac{R_f}{R_i} + j \frac{f(1 + \frac{R_f}{R_i})}{f_2}}$$

- Si noti che quest'ultima relazione vale anche per una cascata di amplificatori, per cui mettere in sequenza più amplificatori retroazionati con basso guadagno (e banda passante maggiore) **non risolve il problema**.

- Infine, in relazione alla conversione A/D del segnale, possono essere eseguiti calcoli per determinare la massima frequenza di segnale $f_{\frac{1}{2}LSB}$ per la quale l'attenuazione del guadagno non determina un errore superiore a $\frac{1}{2}LSB$ o, nota la massima frequenza di segnale, il numero N di bit ottimali per la conversione.

Note sulle non idealità degli OPAMP - 3



- Un'altra fonte di errore nell'uso di amplificatori è dovuta alle tensioni e correnti di offset V_{os}^+ , V_{os}^- , I_{os}^+ e I_{os}^- .
- La tensione di offset può essere annullata "tarando" il dispositivo in fase di progetto del circuito di collegamento esterno, sfruttando piedini aggiuntivi (**Offset Null Terminal**) da collegare a resistenze variabili, o agendo sulle tensioni di alimentazione positiva o negativa.

Note sulle non idealità degli OPAMP - 4

- Nell'amplificatore operazionale reale, non viene amplificato solamente la differenza tra V^+ e V^- , ma anche la tensione di modo comune.
- La tensione di modo comune viene considerata come:

$$V_{cm} = \frac{V^+ + V^-}{2}$$

e quindi:

$$V_o = A_d(V^+ - V^-) + A_{cm} \frac{V^+ + V^-}{2}$$

- Anche la componente della tensione di uscita, se apprezzabile, dovuta alla tensione di modo comune va considerata nel bilancio di errore di conversione.

- Le correnti di offset invece, scorrendo sull'impedenza di uscita del dispositivo a monte e sul ramo di retroazione, generano un errore costante sulla tensione di uscita.
- Se il guadagno A_o è sufficientemente elevato, è possibile trascurare l'influenza della tensione spuria sul ramo di ingresso, pertanto il bilancio dell'errore di conversione sarà (almeno):

$$|\text{errore}| = R_f |I_{os}| \leq \frac{V_{fs}}{2^{N+1}}$$

- Le prestazioni di un amplificatore in relazione a V_{cm} si esprimono attraverso il rapporto tra la **tensione di uscita ideale con un segnale differenziale di ampiezza V** e la **tensione di uscita con un segnale di modo comune di ampiezza V** :

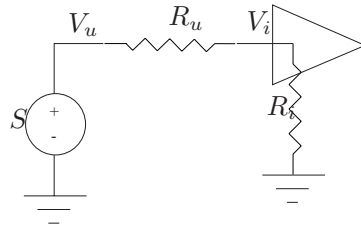
$$CMRR = \frac{V_o}{V_o^{cm}} = \frac{A_d V}{A_{cm} V} = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

o, in dB:

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR$$

- Per amplificatori operazionali il CMR varia tra 50 e 120 dB.

Trasduttori ad uscita singola.



Errore dovuto all'impedenza di uscita del trasduttore:

$$|V_u - V_i| = \left| V_u - V_u \frac{R_i}{R_i + R_u} \right| = |V_u| \left(1 - \frac{R_i}{R_i + R_u} \right) = |V_u| \frac{R_u}{R_i + R_u}$$

Guadagno dell'amplificatore differenziale

- Sfruttando il principio di sovrapposizione degli effetti possiamo eseguire i seguenti passi:

- Calcolo di V_{out} con $V_1 \neq 0$ (ingresso sul ramo invertente) e $V_2 = 0$ (ingresso sul ramo non invertente).
- Calcolo di V_{out} con $V_2 \neq 0$ (ingresso sul ramo non invertente) e $V_1 = 0$ (ingresso sul ramo invertente).
- Si ottiene:

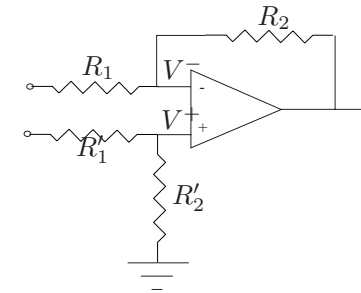
$$V_{out,1} = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

$$V_{out,2} = V_2 \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Dalle quali, nell'ipotesi che $R_1 = R'_1$ e $R_2 = R'_2$:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1}$$

Amplificatore differenziale.



Specifiche ottimali per l'acquisizione del segnale.

- Il guadagno è bilanciato se:

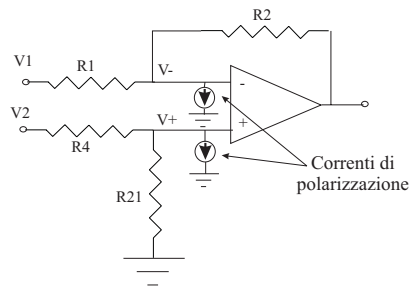
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R'_2}{R'_1}$$

- L'impedenza di ingresso è bilanciata se:

$$R_1 = R'_1 + R'_2$$

3. Per minimizzare l'offset sulla tensione differenziale dovuta alle **correnti di polarizzazione** occorre che sia:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R'_1 R'_2}{R'_1 + R'_2}$$

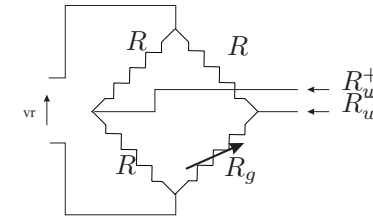


Inadeguatezza dell'amplificatore differenziale

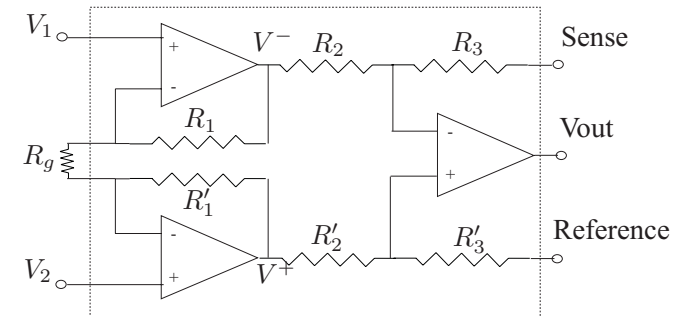
- I vincoli richiesti sul valore delle resistenze nell'amplificatore differenziale non possono essere soddisfatti contemporaneamente.
- Le impedenze d'uscita dei trasduttori differenziali si sommano a quelle dei rami di ingresso, pertanto se sono sbilanciate (v. ponte di Wheatstone) sbilanciano il guadagno e incrementano l'offset dovuto alle correnti di polarizzazione.
- Gli amplificatori operazionali hanno basse prestazioni in termini di reiezione di modo comune (**Common Mode Rejection, CMR**)
- Nella pratica, l'amplificatore differenziale basato su un unico operazionale non viene utilizzato nelle catene di acquisizione dei segnali.

Trasduttori ad uscita differenziale.

$$R_u^+ = \frac{R}{2}; \quad R_u^- = \frac{RR_g}{R + R_g}$$



Amplificatori di strumentazione.



Funzionamento dell'amplificatore di strumentazione

- Il primo stadio permette di amplificare il segnale differenziale lasciando inalterato quello di modo comune.
- Il secondo stadio effettua principalmente la reiezione di modo comune.
- Calcolo del guadagno: sovrapposizione degli effetti.

$$V_1^- = V_1 \left(\frac{R_1}{R_g} + 1 \right) \quad V_1^+ = -V_1 \frac{R_1'}{R_g}$$

$$V_2^+ = V_2 \left(\frac{R_1'}{R_g} + 1 \right) \quad V_2^- = -V_2 \frac{R_1}{R_g}$$

Nota sulla saturazione del componente

- La resistenza R_g non viene normalmente integrata dal costruttore, ma lasciata a cura del progettista del circuito di acquisizione del segnale.
- In tal modo è possibile regolare il guadagno, facendo soprattutto attenzione al valore della tensione di modo comune, per evitare la saturazione del componente.
- Infatti:

$$V^+ = \frac{V_d}{2} G + V_{cm}$$

Esempio: con alimentazione ± 15 V, $G = 1000$, $V_{cm} = 7$ V e $V_d = 20$ mV, si ottiene $V^+ = 7 + 10 = 17$ V ed il componente satura.

Se $R_1 = R_1'$, ipotesi quasi perfettamente verificata con l'integrazione nel componente:

$$V^+ - V^- = (V_2 - V_1) \left(2 \frac{R_1}{R_g} + 1 \right) = V_d G$$

$$V_{cm} = \frac{V^+ + V^-}{2} = \frac{V_2 + V_1}{2}$$

Infine, collegando opportunamente i terminali di **sense** e **reference**, si ottiene la relazione globale:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(2 \frac{R_1}{R_g} + 1 \right) \frac{R_3}{R_2}$$

Specifiche dell'amplificatore di strumentazione - I

- **Input offset voltage**, tensione da applicare ai due terminali di ingresso per avere uscita nulla.
- **Output offset voltage**, tensione di uscita con ingresso differenziale nullo.
- **Power supply reject ratio**, variazione della tensione di offset (input) rispetto a variazioni della tensione di alimentazione.
- **Input bias current**, media delle correnti di ingresso.
- **Input bias current drift**, rispetto alla temperatura, alimentazione, tempo.
- **Input offset current**, differenza delle correnti di ingresso.

Specifiche dell'amplificatore di strumentazione - II

- **Differential input resistance, differential input capacitance.**
- **Common mode input resistance, common mode input capacitance.**
- **Common mode rejection ratio (CMRR).**

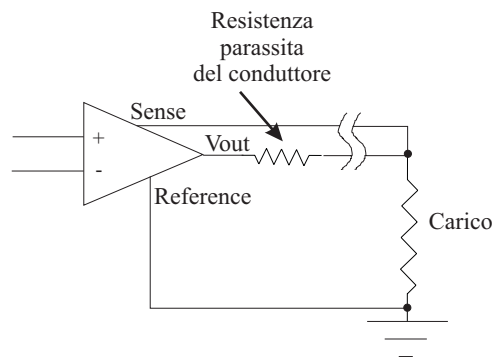
$$CMRR = \frac{V_o}{V_o^{cm}} = \frac{GV_d}{G_{cm}V_{cm}} = \frac{GV_d}{G_{cm}V_d} = \frac{G}{G_{cm}}$$

- **Common mode rejection.**

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR$$

Interfacciamento dell'amplificatore di strumentazione.

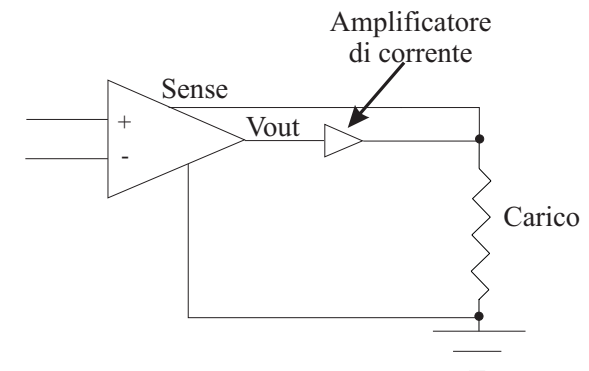
➡ Terminale di sense Collegamento remoto sul carico per compensare le resistenze parassite inserendole nell'anello di retroazione:



Specifiche dell'amplificatore di strumentazione - III

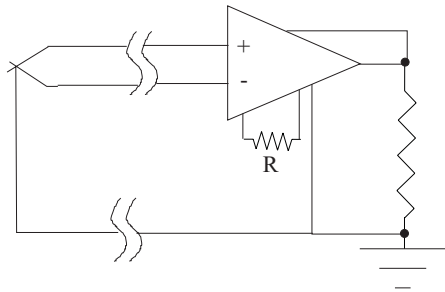
- **Bandwidth, small signal 3 db.**
- **Slew rate**, massima variazione dell'uscita nell'unità di tempo in regime di grandi segnali.
- **Settling time.**
- **Noise Figure**, può essere fornito come **Referred To Input, RTI** (va moltiplicato per il guadagno) o **Referred To Output, RTO**.

Inserimento di un amplificatore di corrente nell'anello di retroazione, per aumentare il livello di corrente fornita al carico senza diminuire le prestazioni dell'amplificatore:



Correnti di Bias

Se gli ingressi sono isolati (es. connessione a termocoppie) le correnti di bias caricherebbero le capacità parassite, alzando il livello di tensione di modo comune e provocando la saturazione del componente \Rightarrow Collegare i terminali flottanti a massa:

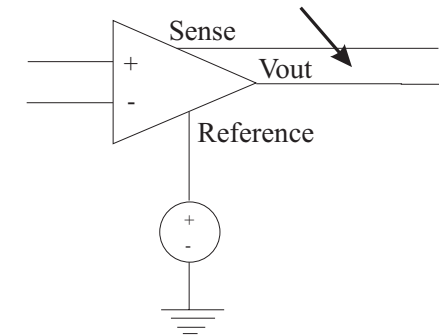


Filtraggio dei segnali

- Un filtro è un elemento della catena di elaborazione dei segnali che modifica la caratteristica spettrale del segnale in ingresso.
- Motivazione dell'introduzione dei filtri:
 - **eliminazione delle componenti spettrali attribuibili con certezza a rumore.**
- Suddivisione dei filtri in base alla banda passante:
 - **Passa-basso (Low-pass)**
 - **Passa-alto (High-pass)**
 - **Passa-banda (Band-pass)**
 - **Elimina-banda (Band-reject o Notch-Filter)**

Terminale di Reference

Il terminale di reference può essere collegato ad un generatore di tensione anzichè a massa per traslare il livello dell'uscita:



Possibili realizzazioni dei filtri

- Filtri Analogici (circuiti elettronici):
 - **Filtri passivi RLC:** non vi sono componenti in grado di amplificare il segnale, per avere "buone caratteristiche" servono induttanze (difficili da realizzare nei circuiti integrati).
 - **Filtri attivi RC:** sostituiscono induttanze con amplificatori, problemi di dimensioni massime e di stabilità delle resistenze integrate.
 - **Filtri attivi a condensatori commutati (Switched Capacitor Filter, SCF),** "simulano" le resistenze con condensatori che, caricati e scaricati con frequenza opportuna, si comportano come se fossero resistenze $R = \frac{1}{CF}$.

- Filtri Digitali (realizzati con μ -processore), basati su campioni del segnale, descritti da equazioni alle differenze e Z-Trasformate:
 - **Infinite Impulse Filter (IIR)** o Filtri Ricorrenti, il valore di uscita dipende dai campioni precedenti dell'ingresso e dai valori precedenti dell'uscita.
 - **Finite Impulse Filter (FIR)** o Filtri Non Ricorrenti, il valore di uscita dipende solo dai campioni precedenti dell'ingresso. La loro implementazione richiede maggiore memoria degli IIR (più campioni a parità di funzione di trasferimento), ma non essendo retroazionati non hanno problemi di stabilità.

- Tipiche approssimazioni di ordine superiore:
 - Filtri di Butterworth:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}$$

I poli del filtro di Butterworth giacciono su una circonferenza di raggio $\omega_p(1/\varepsilon)^{1/N}$, distanziati di angoli pari a π/N , il primo ad un angolo $\pi/2N$ dall'asse immaginario.

- Filtri di Chebyshev:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)}}$$

dove $C_n(\omega)$ è un polinomio di ordine n che varia tra 0 e 1. È caratterizzato da un ripple nella banda passante, ma ha una zona di transizione verso la banda attenuata molto più ripida di un filtro di Butterworth dello stesso ordine.

Funzioni di trasferimento dei filtri

- Filtri del primo ordine:

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$$

- Filtri del secondo ordine:

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

- Filtri di ordine superiore possono essere realizzati in forma canonica, utilizzando una schiera di integratori retroazionati.

Filtri Presampling o Anti-aliasing

- Un segnale campionato (campionamento ideale) ha un'andamento spettrale caratterizzato da ripetizioni dello spettro originario centrate attorno a multipli della frequenza di campionamento.
- Pertanto, per evitare la sovrapposizione delle componenti spettrali (**aliasing**), occorre una frequenza di campionamento che rispetti la:

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

dove f_{max} è la larghezza dello spettro del segnale originario, e $f_{c,min} = 2f_{max}$ viene detta **frequenza di Nyquist**.

- Se vi sono componenti di rumore a frequenza maggiore di f_{max} , queste possono sovrapporsi irrimediabilmente nello spettro campionato. **Soluzione:**
 - Campionamento a frequenza molto maggiore di $f_{c,min}$ ($2,5 \div 10 \times f_{max}$).
 - Filtri passa basso prima del campionamento (**Presampling**).

Amplificatori di isolamento

- Necessità di interruzione della continuità elettrica tra sezioni della catena di acquisizione:
 - parte operativa a tensioni e/o correnti molto elevate \Rightarrow dannose per i dispositivi di controllo.
 - fenomeni ambientali causano sbalzi di tensione e/o corrente di ampiezza elevata.
- Tipi di Amplificatori di Isolamento (**ISOAMP**):
 - **Ad accoppiamento capacitivo.**
 - **Ad accoppiamento optoelettronico.**
 - **Ad accoppiamento trasformatore.**

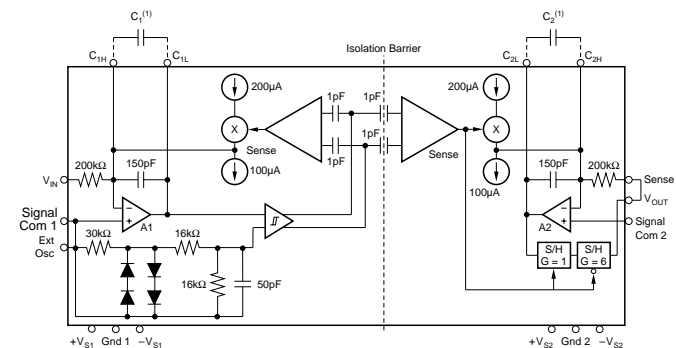
NOTA: L'attenuazione di un filtro anti-aliasing non ideale può intervenire anche su armoniche desiderate del segnale. Occorre valutare, in base all'ampiezza massima di tali armoniche, se l'errore commesso sul valore digitalizzato, dovuto all'attenuazione del filtro a tale frequenza, sia inferiore a 1/2 LSB.

Ad esempio, si supponga che alla massima frequenza utile del segnale, f_M l'ampiezza sia V_m , e che il filtro anti-aliasing sia un filtro di Butterworth di ordine n ($\epsilon = 1$):

$$|errore| = V_m \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_M}{f_P}\right)^{2n}}} \right) \leq \frac{V_{fs}}{2^{N+1}}$$

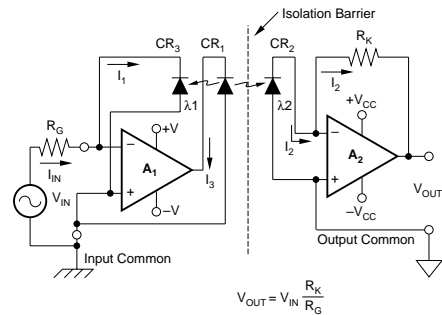
ISOAMP ad accoppiamento capacitivo

Esempio: Burr-Brown ISO120. Il segnale viene modulato in modo PWM, attraverso la barriera capacitiva e viene demodolato e filtrato per attenuare il ripple implicito nella demodolazione.



ISOAMP ad accoppiamento optoelettronico

Esempio: Burr-Brown 3650. L'accoppiamento avviene tra un LED (Light Emitting Diode) e un diodo fotorivelatore. Le caratteristiche di scarsa linearità e l'accuratezza minore, contrapposte alla banda passante elevata e alle dimensioni contenute, li rendono poco adatti all'isolamento di segnali analogici e più idonei all'isolamento di segnali digitali.



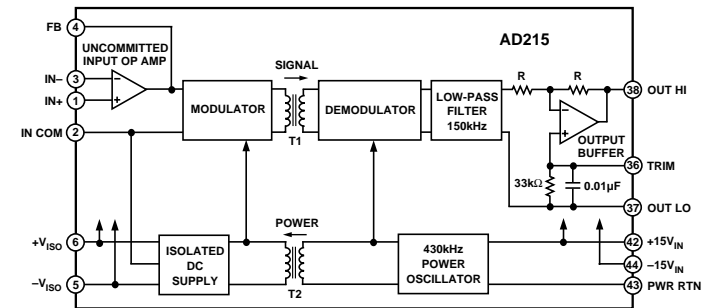
Multiplexer analogici.

Motivo: Economia nella catena di acquisizione del segnale.

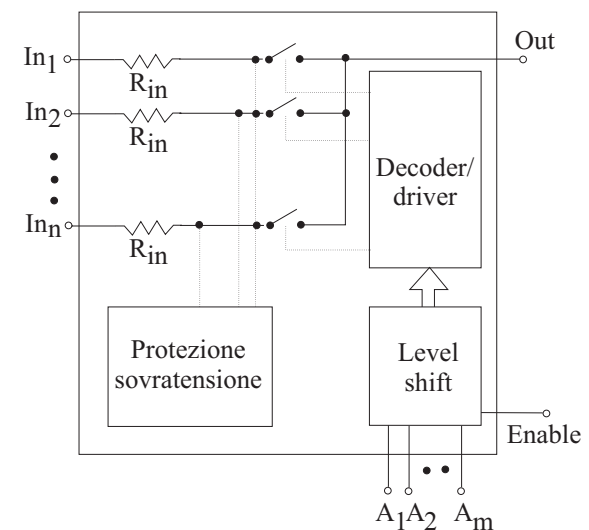
- Il **Multiplexer analogico** è un dispositivo che consente di commutare n canali analogici in ingresso in un unico canale analogico di uscita.
- La commutazione viene comandata da un segnale digitale che codifica il canale di ingresso da selezionare.
- Due tipi di multiplexer analogici:
 - A canale singolo.
 - Differenziale.

ISOAMP ad accoppiamento trasformatore

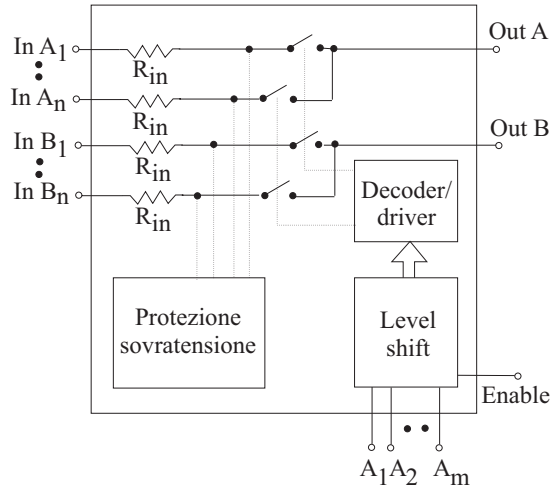
Esempio: Burr-Brown 3656 o Analog Devices AD215. Benchè abbiano banda passante non elevatissima, la possibilità di integrare l'isolamento di segnale e quello di alimentazione li rendono maggiormente idonei all'utilizzo industriale.



Multiplexer a canale singolo.



Multiplexer differenziale.



➡ Errore di carico:

$$e\% = \frac{R_{s1} + R_{on}}{R_{s1} + R_{on} + R_l}$$

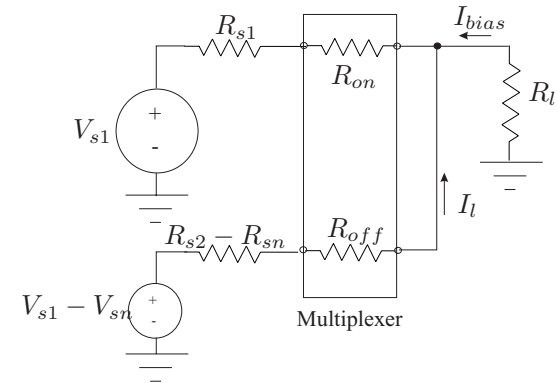
➡ Errori dovuti alle correnti di leakage

$$V_{offset} = (I_b + I_l)(R_{on} + R_{s1})$$

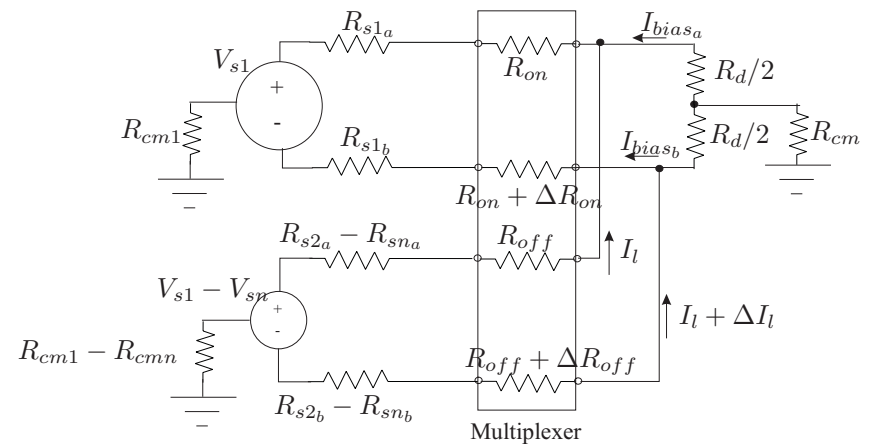
➡ Per minimizzare gli errori:

- Usare un amplificatore con impedenza di ingresso più elevata possibile.
- Usare un trasduttore con impedenza di uscita più piccola possibile.

Caratteristica statica: Mux a singolo canale



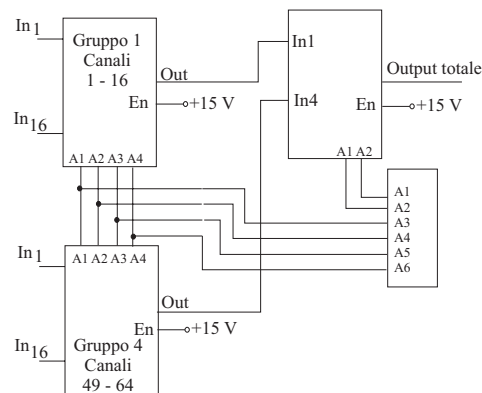
Caratteristica statica: Mux differenziale



Caratteristica dinamica.

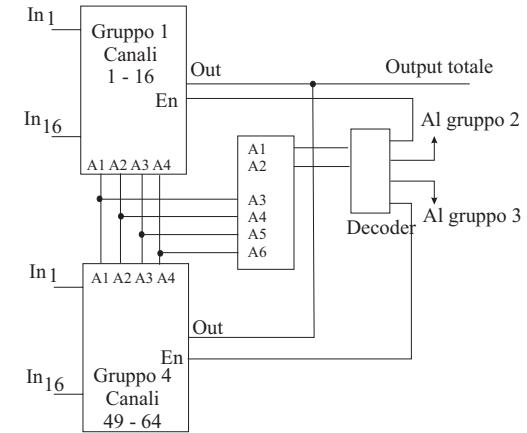
- Access time, t_A .
- Breake-before-make delay, t_{open} .
- t_{on} e t_{off} .

Two-tier, due livelli: **più costoso, più lento, FAIL-SAFE, I_{leak} del solo livello di uscita.**



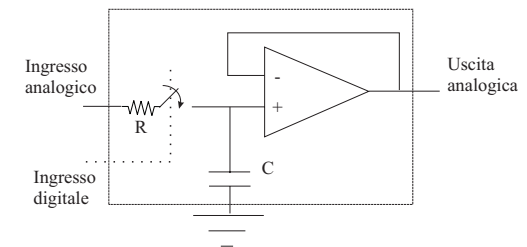
Espansione a più canali.

Single Node: **meno costoso, NON FAIL-SAFE, I_{leak} di tutti i mux sul nodo di uscita.**

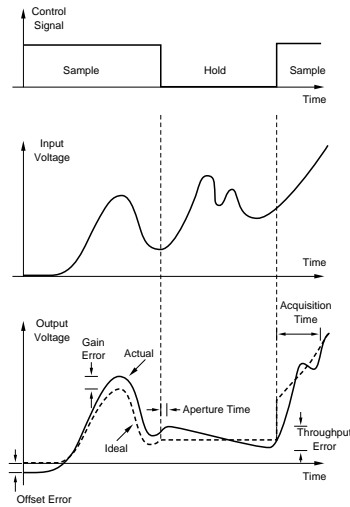


Campionatura e tenuta. (Sample and hold)

- Lo stato di "sample" o "tracking".
- Lo stato di "hold".



Caratteristiche di un S/H



Convertitore Digitale analogico (DA).

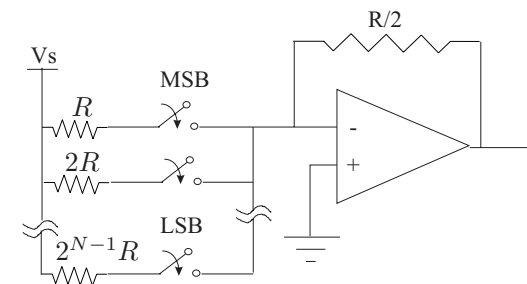
➡ Il DA traduce una parola binaria in una grandezza elettrica analogica secondo la proporzione:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{x}{2^n} \Rightarrow V_o = \frac{V_s x}{2^N}$$

- Possibili realizzazioni costruttive:
 - Resistenze Pesate
 - Rete di resistenze R-2R (Ladder).

- **Acquisition time**, tempo di stabilizzazione della tensione di uscita nel passaggio da Hold a Sample.
- **Droop rate**, variazione nel tempo della tensione di uscita in modo Hold.
- **Aperture time**, ritardo nel passaggio dalla fase di Sample a quella di Hold con tensione di uscita "affidabile".
- **Feedthrough**, porzione della tensione di ingresso che influisce sull'uscita in modo Hold.
- **Charge offset error**, errore nella tensione di uscita dovuta a capacità parassite del circuito interruttore e alla non idealità del condensatore.

Schema costruttivo di un DAC: Resistenze Pesate

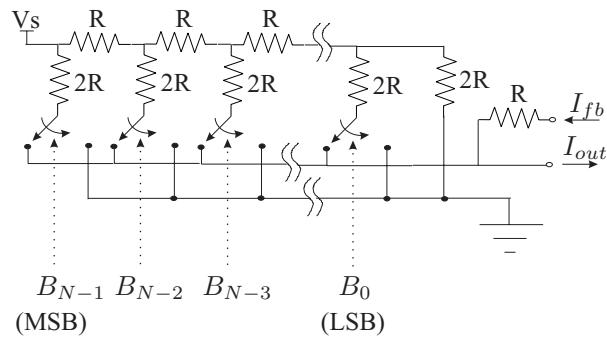


$$I = V_s \left(\frac{B_{N-1}}{R} + \frac{B_{N-2}}{2R} + \dots + \frac{B_1}{2^{N-2}R} + \frac{B_0}{2^{N-1}R} \right)$$

Perciò:

$$V_o = -\frac{V_s}{2^N} (2^{N-1}B_{N-1} + 2^{N-2}B_{N-2} + \dots + 2B_1 + B_0)$$

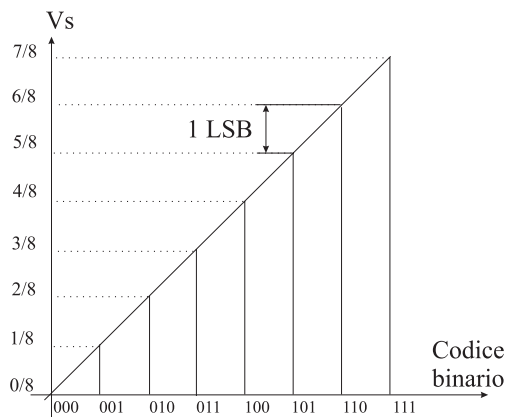
Schema costruttivo di un DAC: Ladder R-2R



Ogni resistenza verticale successiva è percorsa da metà corrente rispetto alla precedente, fino alla N-esima per la quale:

$$I_N = \frac{I_1}{2^{N-1}}$$

Caratteristiche del DAC.



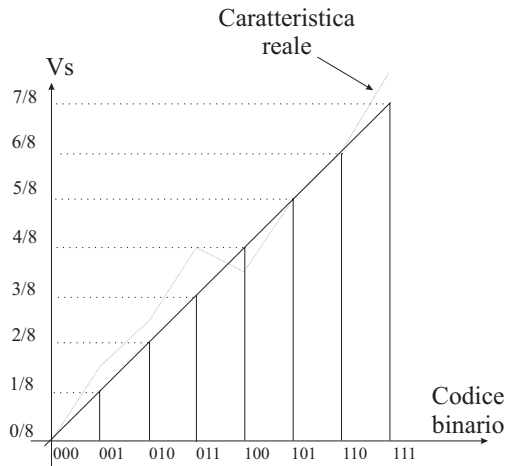
Quindi, globalmente (uscita in corrente):

$$I_{out} = \frac{V_s}{2R} \left(B_{N-1} + \frac{B_{N-2}}{2} + \dots + \frac{B_1}{2^{N-2}} + \frac{B_0}{2^{N-1}} \right)$$

- **Resolution**, numero di bit.
- **Relative accuracy or linearity**.
- **Gain error**, differenza tra l'intervallo di uscita reale rispetto a quello ideale.
- **Output Leakage Current**.
- **Output current settling time**, tempo richiesto dalla corrente di uscita per stabilizzarsi in un intervallo $-0.5 \text{ LSB} \div +0.5 \text{ LSB}$ dopo una transizione del codice da 111.1 a 000.0 o viceversa.



Differential nonlinearity.



Se l'errore è superiore a 1 LSB, la caratteristica non è monotona.



Multiplying DAC

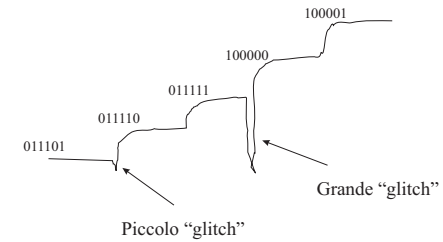
Connettendo l'uscita di un DAC al terminale di alimentazione di un'altro DAC si realizza un circuito moltiplicatore, infatti:

$$V_{o2} = V_{o1} \frac{y}{2^N} ; V_{o1} = V_s \frac{x}{2^N} \text{ da cui } V_{o2} = V_s \frac{y}{2^N} \frac{x}{2^N}$$

NOTA: vedi Resolver-to-Digital Converter.



Digital to Analog glitch impulse.

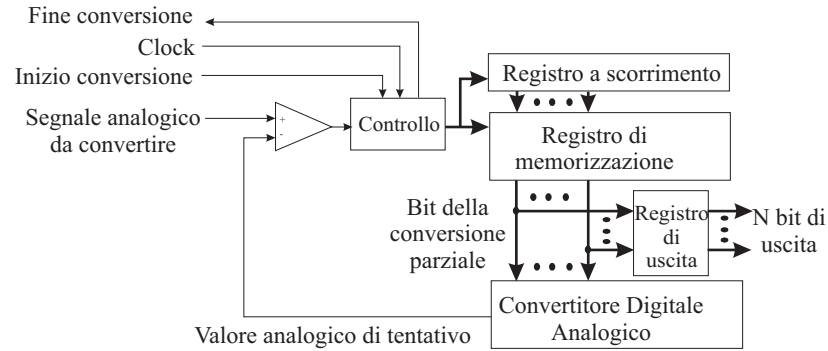


Transizioni spurie, di durata molto breve. Tuttavia se il dispositivo a valle è molto veloce, occorre mettere un Sample-and-Hold subito dopo il DAC.

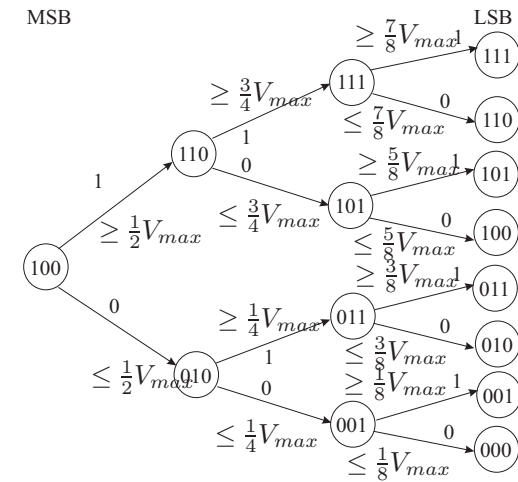
Convertitore analogico digitale (ADC)

- ADC a successive approssimazioni.
- ADC a conversione parallela ("flash-converter").

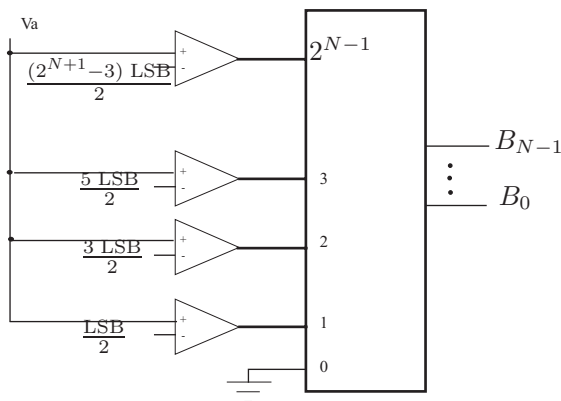
Convertitore a successive approssimazioni



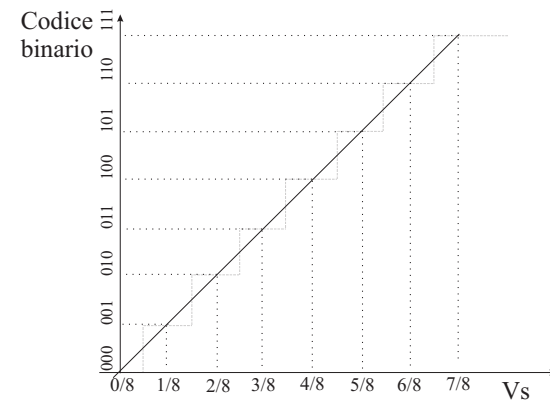
Stati logici di funzionamento.



ADC a conversione parallela



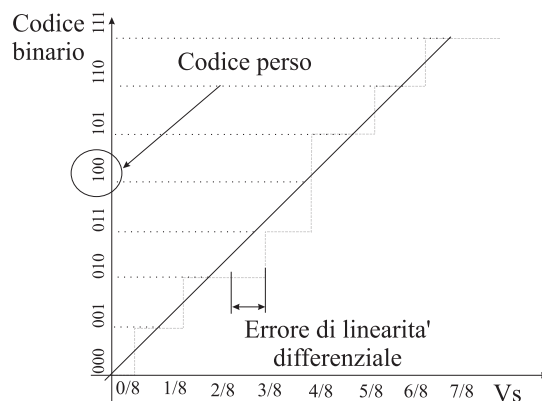
Caratteristica del ADC



Specifiche del DAC.

- **Resolution.**
- **Code width (quantum)**, il quanto ideale coincide con 1 LSB.
- **Conversion time**, tempo trascorso tra lo Start Conversion (SC) e l'End Of Conversion (EOC).
- **Unipolar and bipolar offset error**, a seconda che si considerino segnali d'ingresso tra 0 e V_s o tra $-V_s$ e $+V_s$. Corrisponde alla differenza tra il valore reale della prima transizione, partendo dal fondo scala inferiore (0 o $-V_s$), e quello ideale ($1/2$ LSB).
- **Gain error**, differenza tra l'ultima transizione prima del fondo scala superiore reale e quella ideale ($3/2$ LSB sotto $+V_s$).

➔ Differential linearity error and no missing code.



Se l'errore di linearità differenziale massimo è inferiore a $1/2$ LSB non vi sono codici perduti.

➔ Linearity error (integral linearity error)

