

---

# RETI DI CONDIZIONAMENTO

# INTRODUZIONE

---

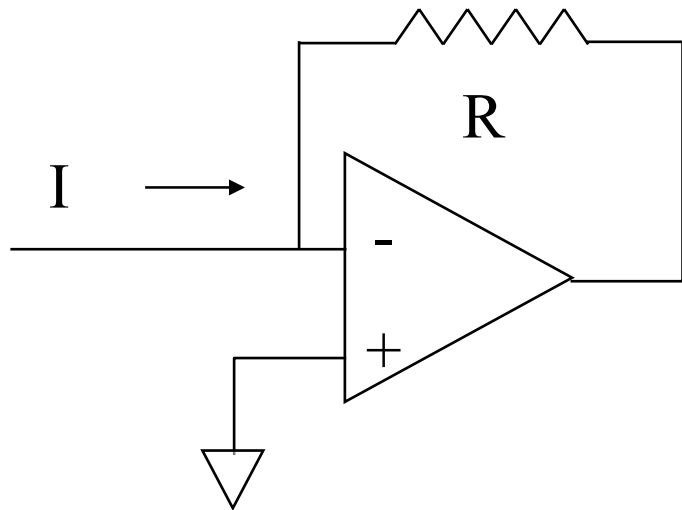
**Conversione segnali in corrente/tensione in tensioni utilizzabili per la trasmissione o la conversione A/D:**

- **Conversione di corrente/carica**
- **Conversione di impedenza**
- **Amplificazione**
- **Raddrizzamento**
- **Trasmissione**

# CONVERTITORE CORRENTE - TENSIONE

---

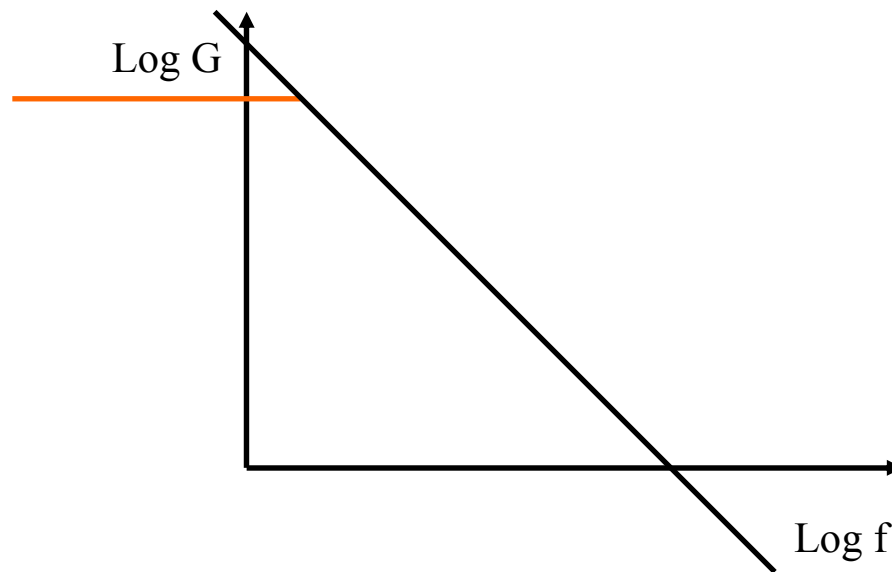
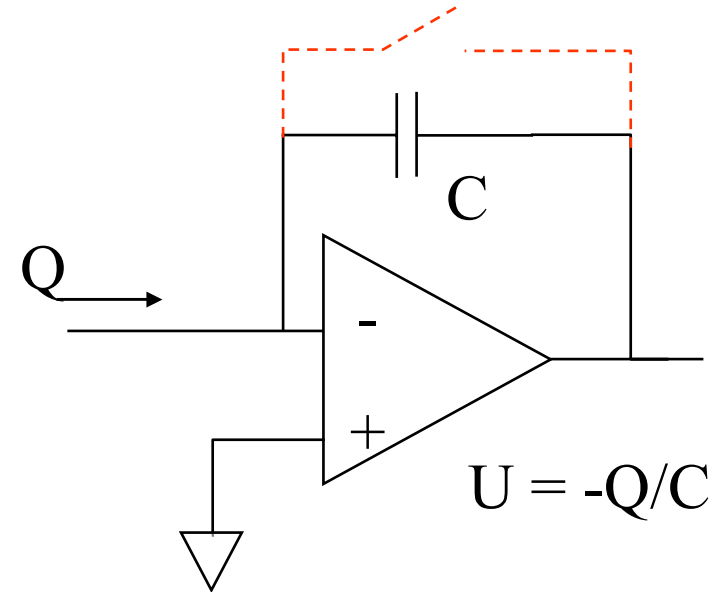
- **Componenti con uscita in corrente (integrati di temperatura)**
- **Una resistenza R converte una I in una tensione opportuna ma presenta la stessa impedenza di ingresso e di uscita (R appunto).**
- **Amplificatore operazionale**



- **OP-AMP in tecnologia MOS per assorbire basse correnti di polarizzazione**
- **R grande per minimizzare offset**
- **$f_t$  bassa (capacità passiva operativa)**
- **due stadi di amplificazione: uno in I/V ed uno V/V**

# AMPLIFICATORE DI CARICA

- **Accelerometro piezoelettrico**
- **Utilizzo di una capacità in reazione ad un amplificatore**
- **Problema della saturazione dell'op. amp. risolto con un interruttore o con resistenza in parallelo a C**



# CONVERTITTORE DI IMPEDENZA

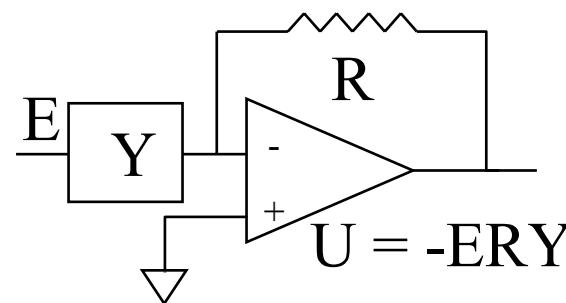
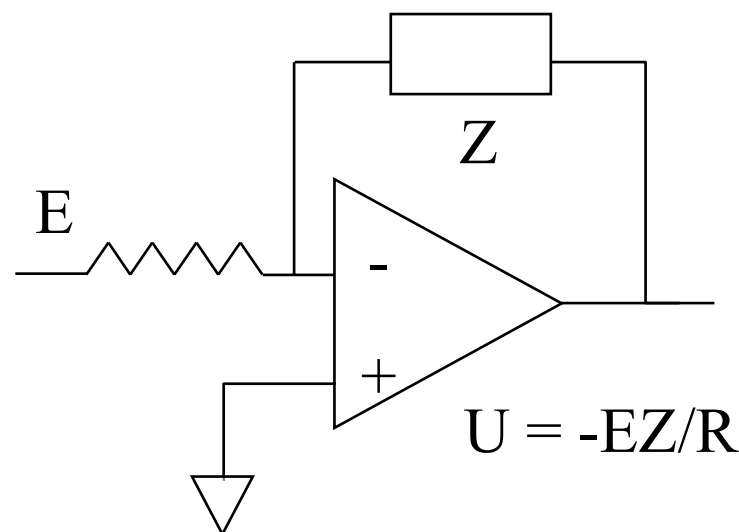
Trasduttori in cui varia un parametro di tipo resistivo, capacitivo o induttivo

$$R_x = -\frac{RU}{E}$$

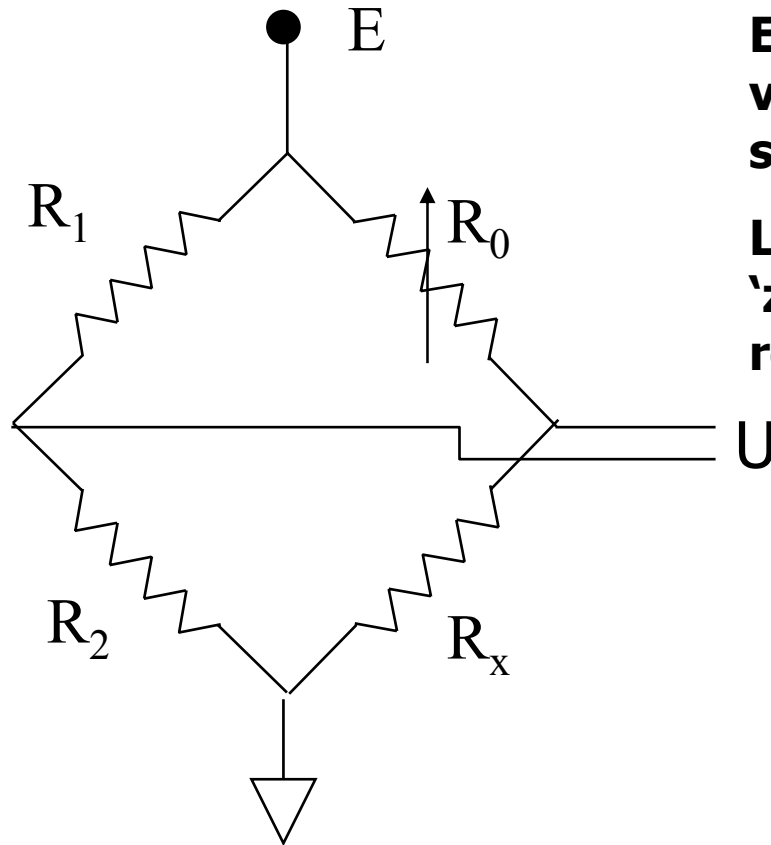
$$L_x = -\frac{RU}{j\omega E}$$

$$C_x = -\frac{E}{j\omega RU}$$

A volte conviene evidenziare l'ammettenza (riluttanza variabile)



# CIRCUITO A PONTE



**E elevato e si vuole rilevare una piccola variazione di impedenza oppure nel caso di sensibilità a parametri ambientali.**

**La soluzione 'ponte' riferisce l'uscita a 'zero' e compensa gli effetti omologhi sulle resistenze dello stesso ramo.**

$$U = \frac{ER_2}{R_1 + R_2} - \frac{ER_x}{R_0 + R_x}$$

**Inizialmente si regola  $R_0$  in modo tale  $U=0 \Rightarrow R_2(R_0+R_{x0})= R_{x0}(R_1+R_2)$**

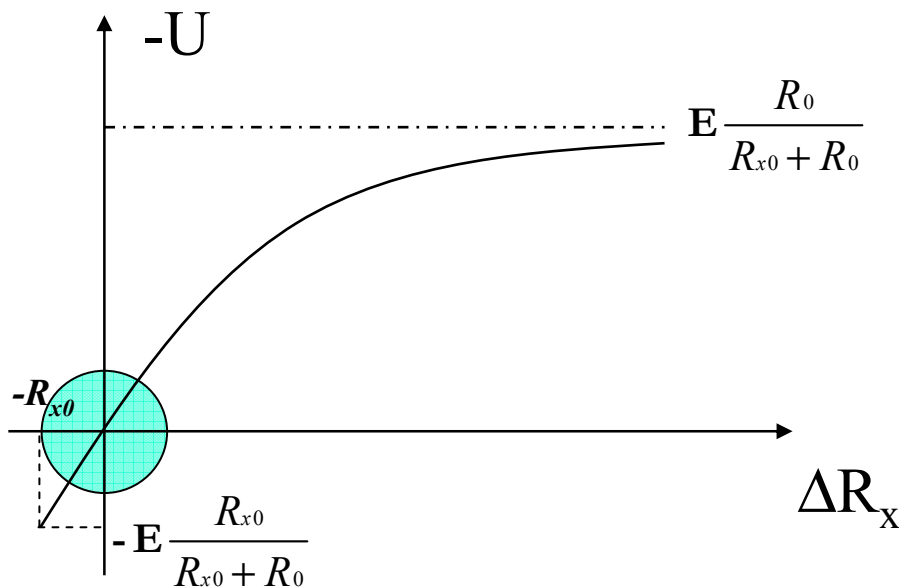
$$\Rightarrow R_2 : R_1 = R_{x0} : R_0$$

# CIRCUITO A PONTE

Supponiamo ora di variare la resistenza incognita  $R_x = R_{x0} + \Delta R_x$

e che  $\Delta R_x \ll R_0, R_{x0}$

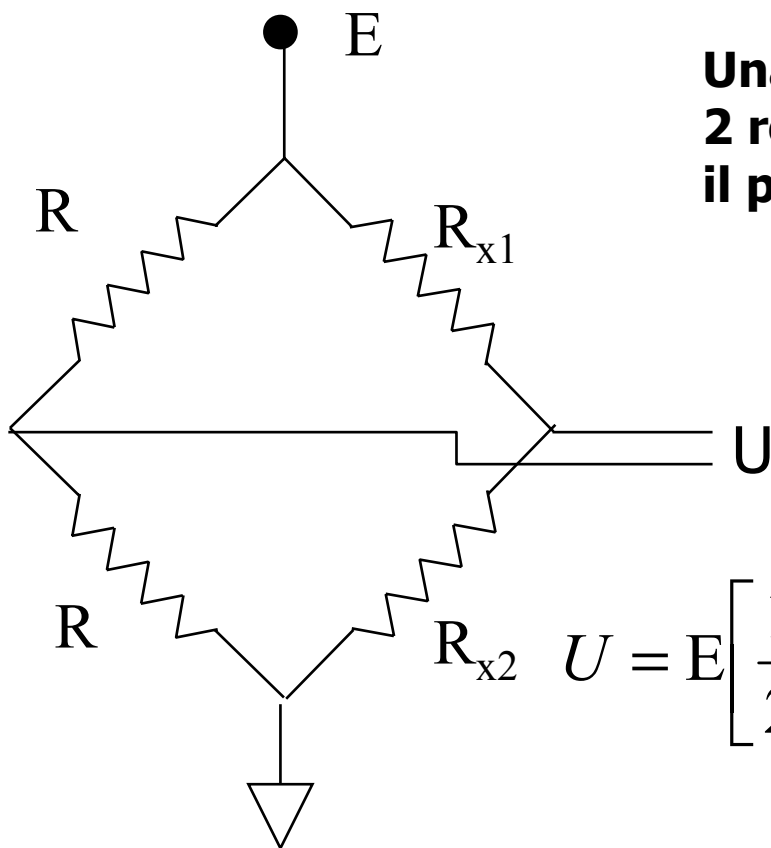
$$U = E \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_{x0} + \Delta R_x}{R_0 + R_{x0} + \Delta R_x} \right] \cong -E \frac{R_0 \Delta R_x}{(R_{x0} + R_0)^2}$$



**In realtà solo quando  $\Delta R_x$  è piccolo vale l'ipotesi di linearità.**

**Volendo 'bilanciare' il grafico uso  $R_{x0}$  e  $R_0$  circa =**

# CIRCUITO A PONTE



Una situazione migliore è quella in cui si usano 2 resistenze variabili in maniera antitetica con il parametro che si vuole misurare.

$$R_{x1} = R_{x0} + \Delta R_x$$

$$R_{x2} = R_{x0} - \Delta R_x$$

$$U = E \left[ \frac{1}{2} - \frac{R_{x2}}{R_{x1} + R_{x2}} \right] = E \left[ \frac{1}{2} - \frac{R_{x0} - \Delta R_x}{2R_{x0}} \right] = E \frac{\Delta R_x}{2R_{x0}}$$

**Se le resistenze sono sostituite con impedenze reattive il ponte può essere ancora usato alimentando in alternata e mantenendo sui lati corrispondenti componenti con lo stesso sfasamento.**

**Alternata anche per evitare l'influenza dell'offset se  $\Delta R$  molto piccolo.**

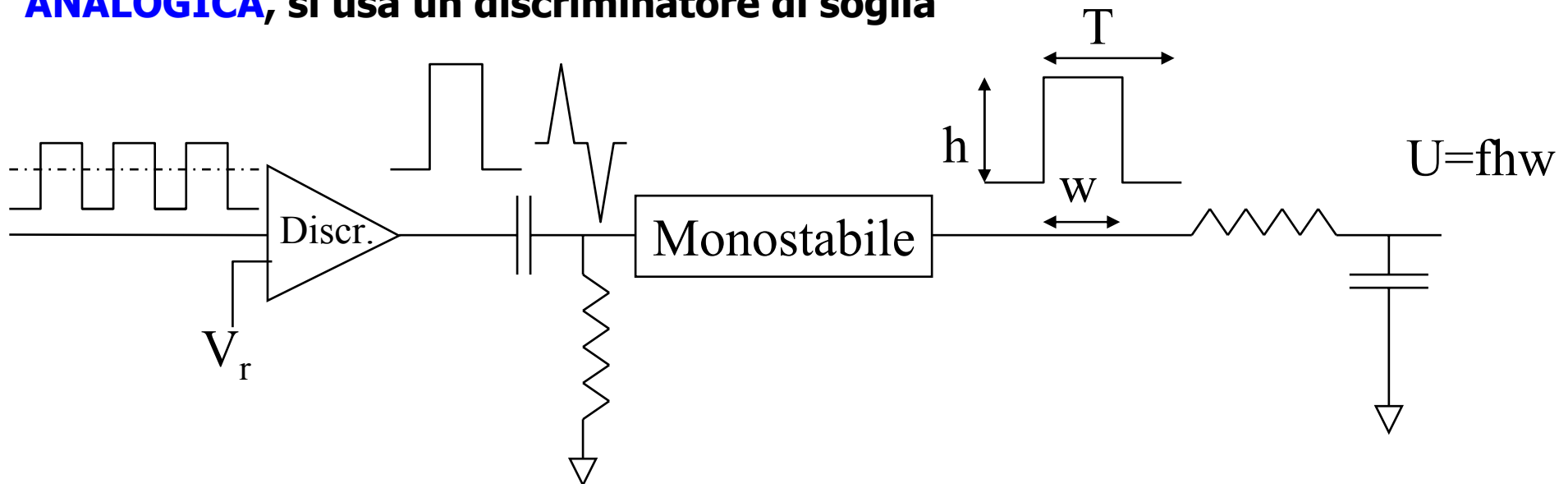


# CONVERTITORI FREQUENZA-TENSIONE

2 modalità di conversione:

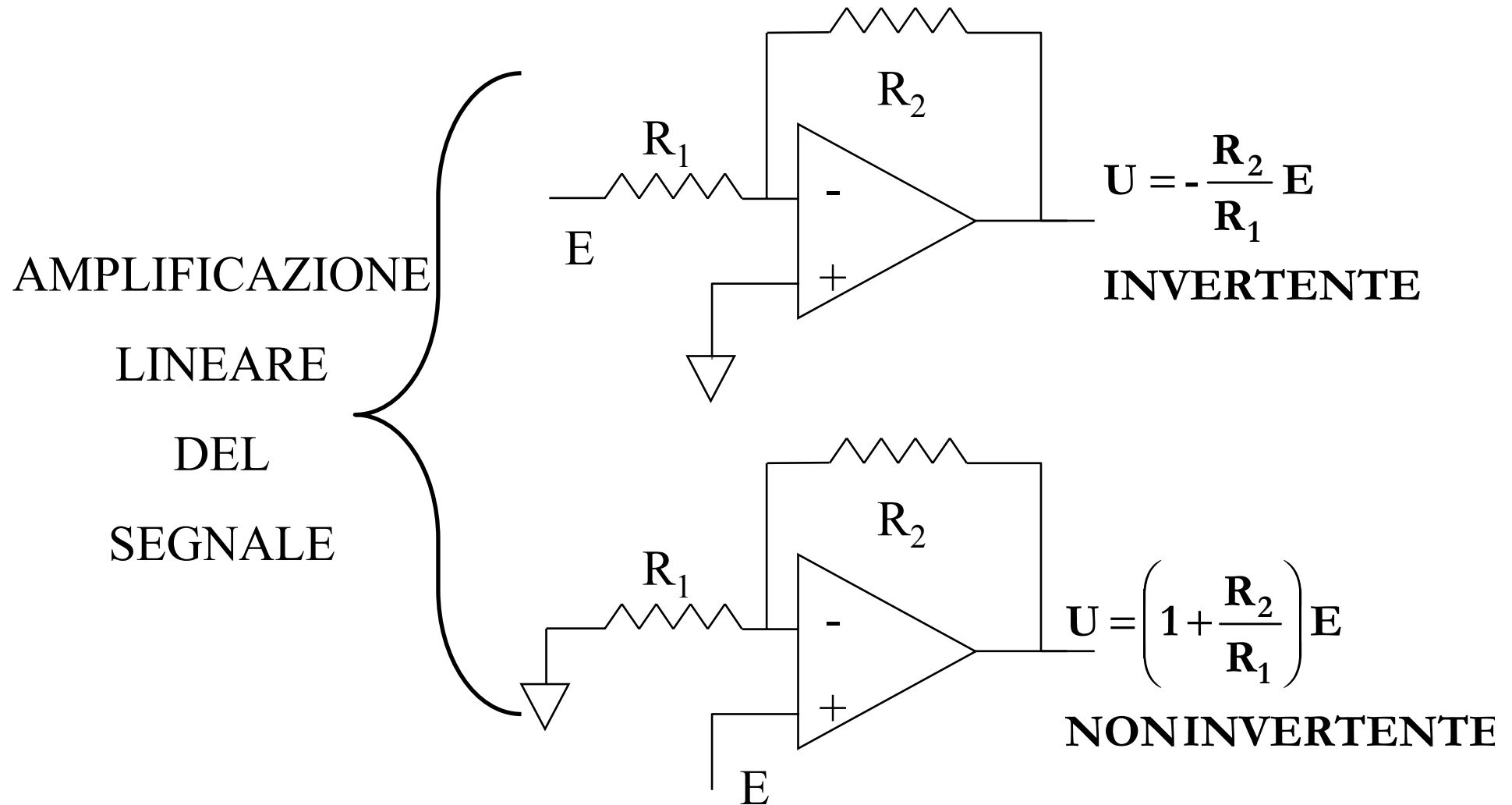
**DIGITALE**, il segnale viene digitalizzato ed inviato ad un  $\mu\text{P}$  che conta i periodi

**ANALOGICA**, si usa un discriminatore di soglia



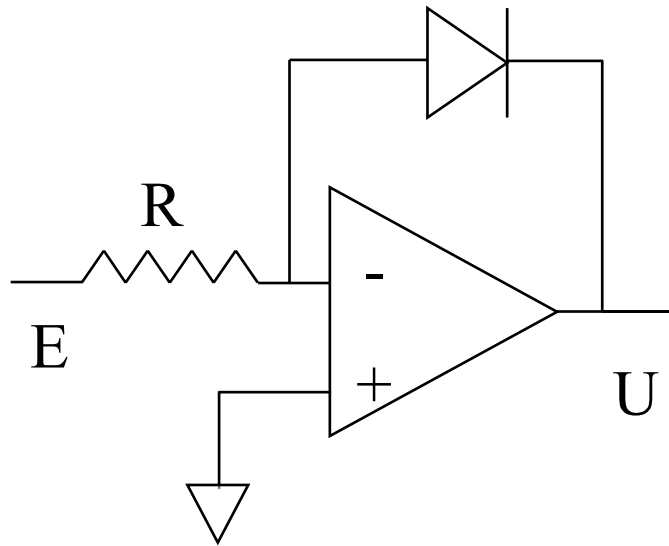
- La prima tecnica è più precisa
- La seconda è accurata solo per un  $n^\circ$  sufficiente di impulsi
- Entrambe funzionano bene a frequenze medio-alte

# AMPLIFICAZIONE SEGNALE



# AMPLIFICAZIONE NON LINEARE DEL SEGNALE

---



$$U = -\eta V_T \ln \left[ \frac{E}{RI_D} \right]$$

**In parecchi casi un segnale fornisce una informazione non (a volte inversamente) proporzionale alla sua ampiezza  $\Rightarrow$  interessa mantenere l'errore relativo costante.**

**Rilevare un valore non con un errore proporzionale all'ampiezza massima ma a quella effettiva  $\Rightarrow$  compressione / espansione della dinamica dei valori prima della digitalizzazione**

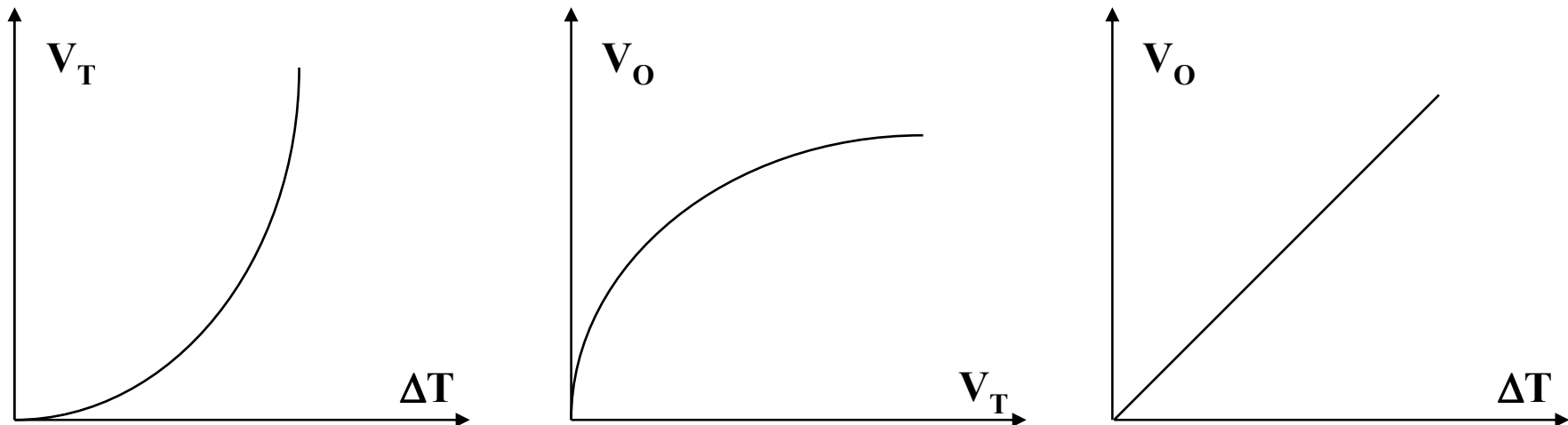
**N. B. Errore di quantizzazione dell'ADC costante.**

# AMPLIFICAZIONE NON LINEARE DEL SEGNALE

---

Le non linearità possono essere introdotte per compensare non linearità prodotte da un sensore (es. termocoppia). 2 soluzioni:

1) amplificare non linearmente il segnale;

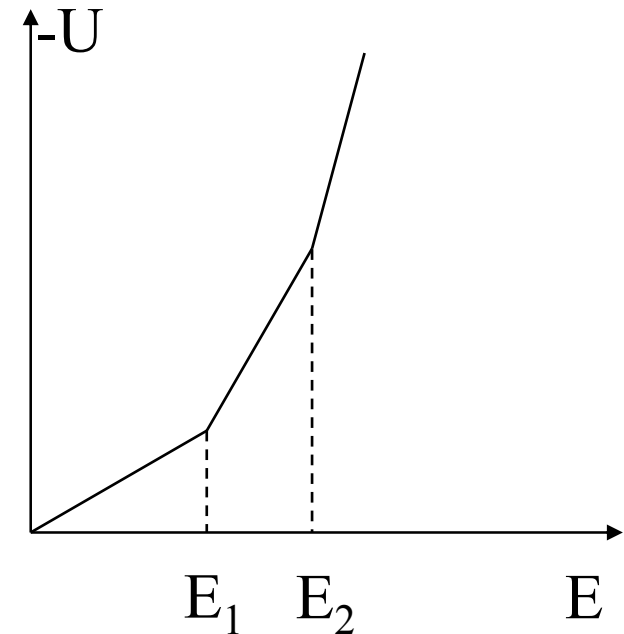
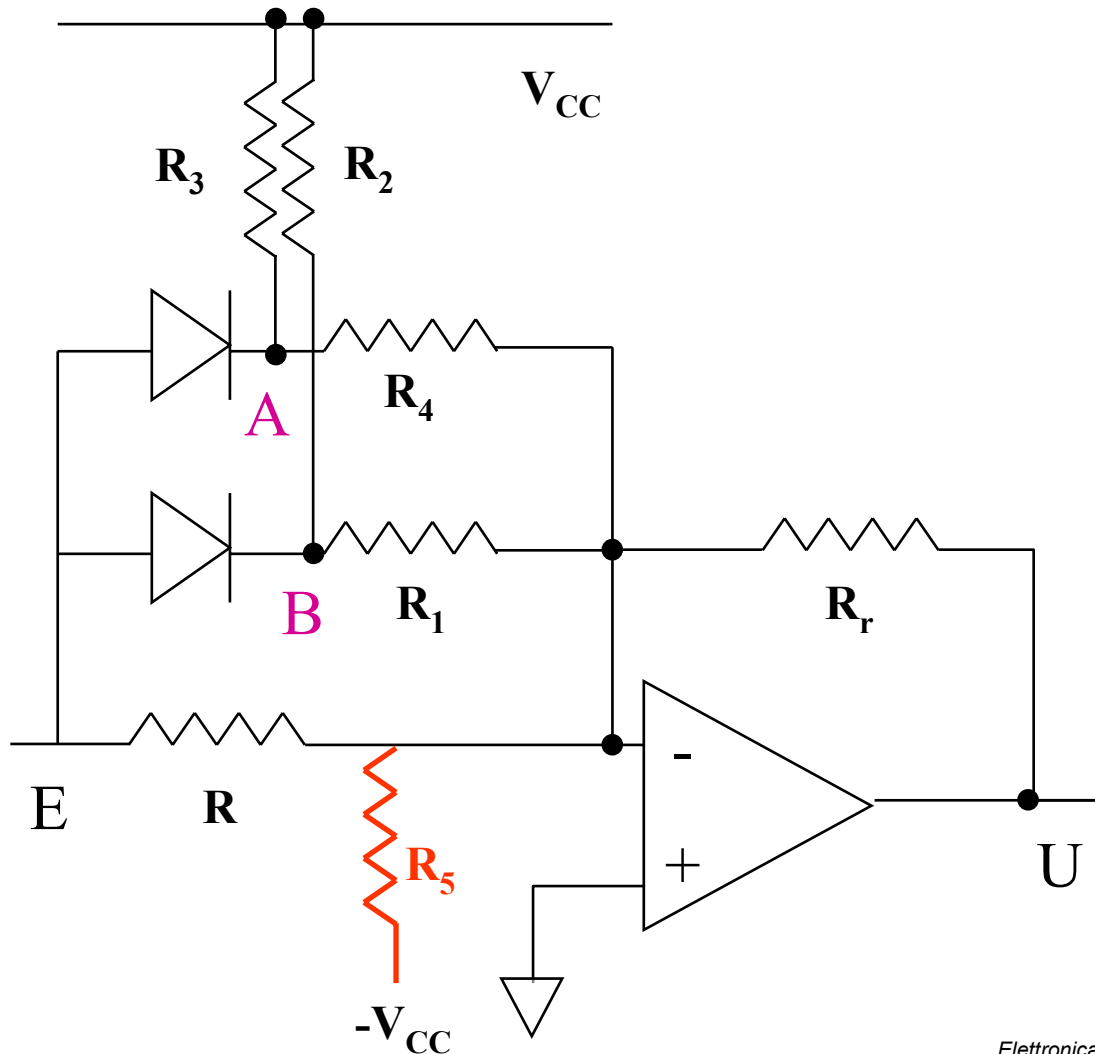


2) amplificare il segnale linearmente, digitalizzarlo ed inviarlo ad un  $\mu P$  dove viene corretto in base a valori "tabulati"

La soluzione 2) può essere più precisa, mentre nel caso 1) è possibile ricavare una relazione lineare tra grandezza d'ingresso ( $\Delta T$  per es.) e di uscita ( $V_O$ )

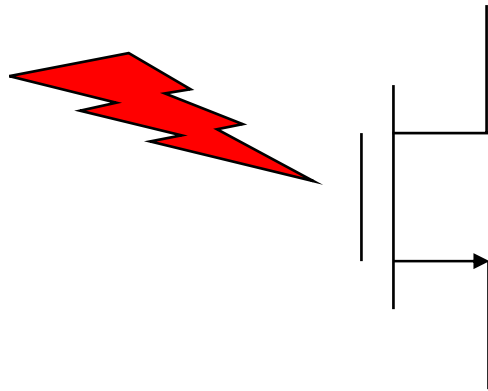
# AMPLIFICAZIONE NON LINEARE DEL SEGNALE

**APPROSSIMAZIONE PER SPEZZATE** (quando è difficile trovare un componente con f.d.t esattamente inversa di quella che si ha)

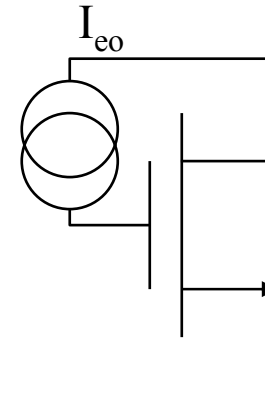


$R_{1-4}$  sono scelte per stabilire le soglie  $E_1$  ed  $E_2$  nei punti  $A$  o  $B$  facendo agganciare i diodi.  $R_5$  serve per scaricare la corrente

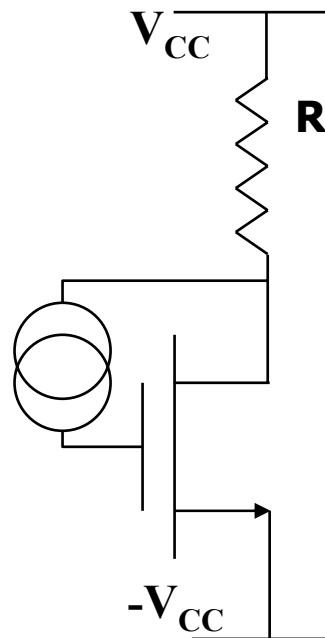
# GENERAZIONE DI SEGNALI LOGICI



**Il fototransistor illuminato emette una corrente perché conduce. La luce ha lo stesso effetto di mettere un generatore di corrente tra base e collettore.**



**Possiamo leggere questa corrente (prop. alla radiazione che investe il fototransistor) tramite una caduta su una resistenza R.**



$$V = - R(1+\beta)I_{eo}$$

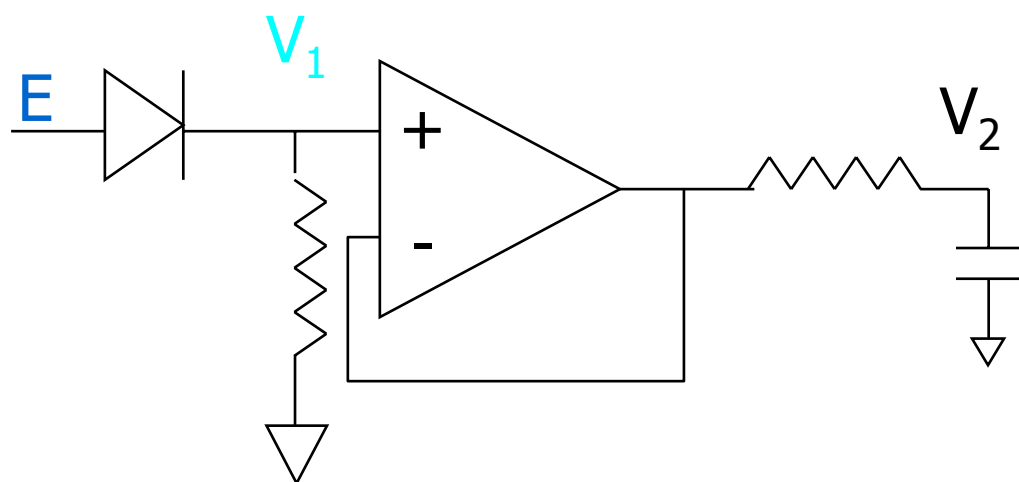
**La misura (1 o 0 logico) può essere lenta perché questi transistor di solito tagliano a 1 kHz.**

# RADDRIZZAMENTO

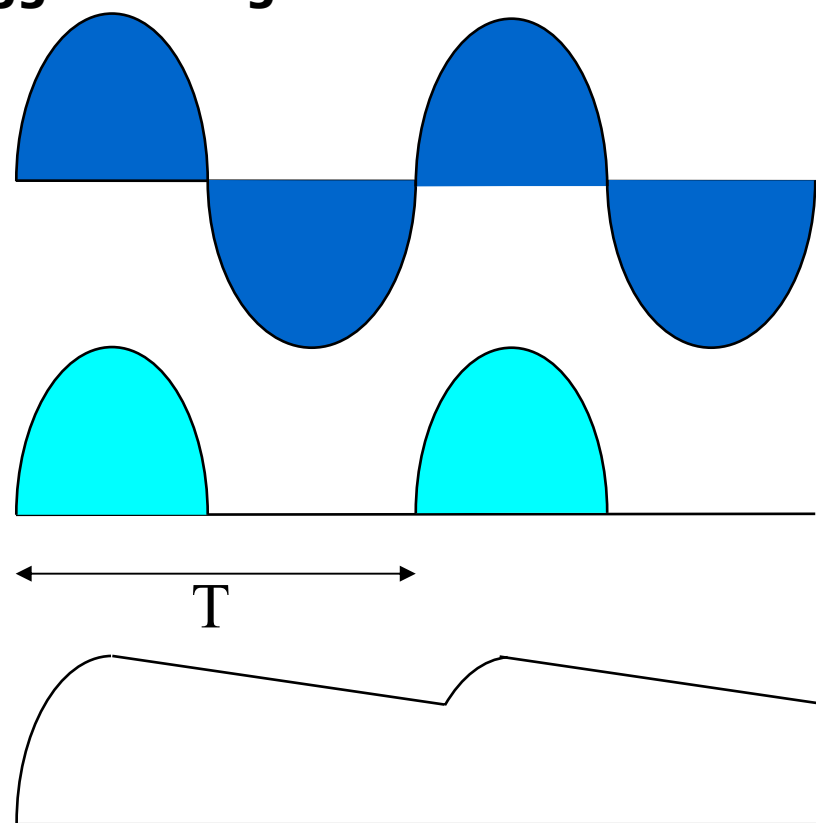
Esistono trasduttori che forniscono in uscita segnali in alternata.

L'informazione che interessa è però contenuta nel valore di picco (es. trasduttore di posizione lineare differenziale).

Raddrizzamento, disaccoppiamento e filtraggio del segnale.

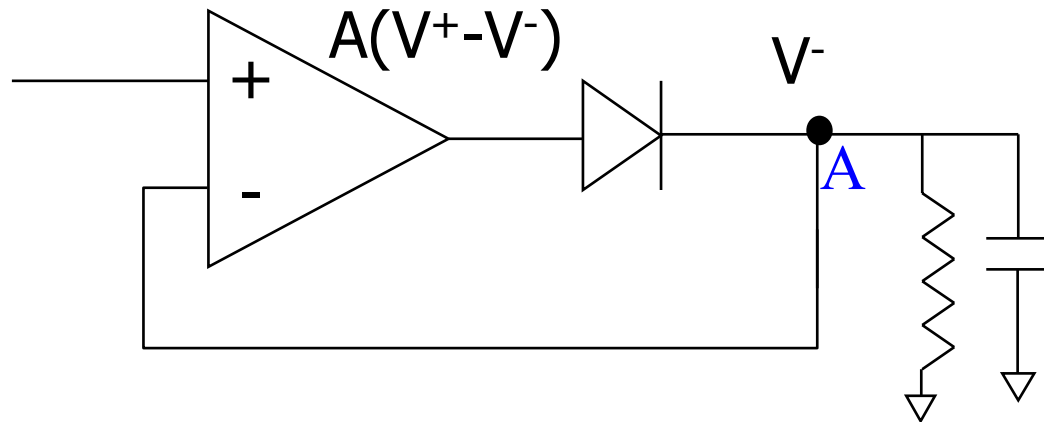


valido se  $E \gg V_\gamma$  e  $RC \gg T$

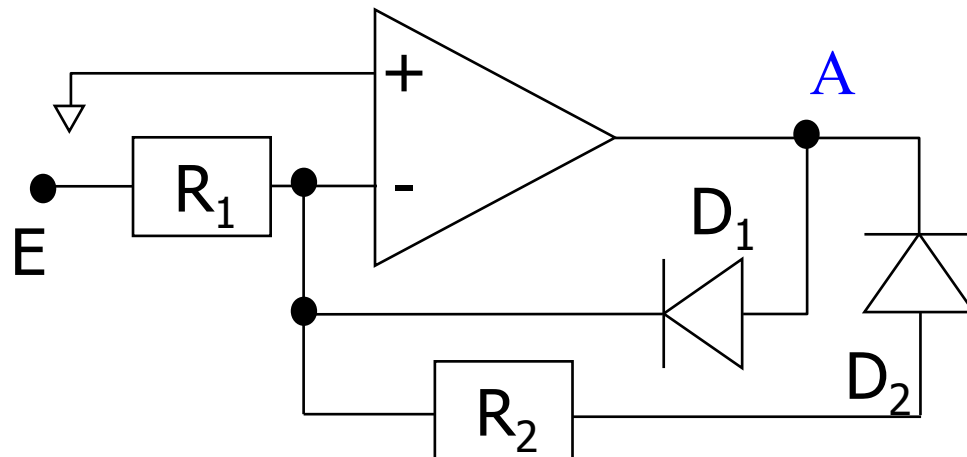


# DIODO AMPLIFICATO

Per misure più precise si usano schemi diversi basati su operazionali



Solo sulla semionda positiva il diodo conduce. Su quella negativa il diodo è interdetto e l'amplificatore satura  $\Rightarrow$  lento (uscita dalla saturazione)



Sulla semionda positiva  $D_2$  conduce  $\Rightarrow U = -E R_2 / R_1$ .

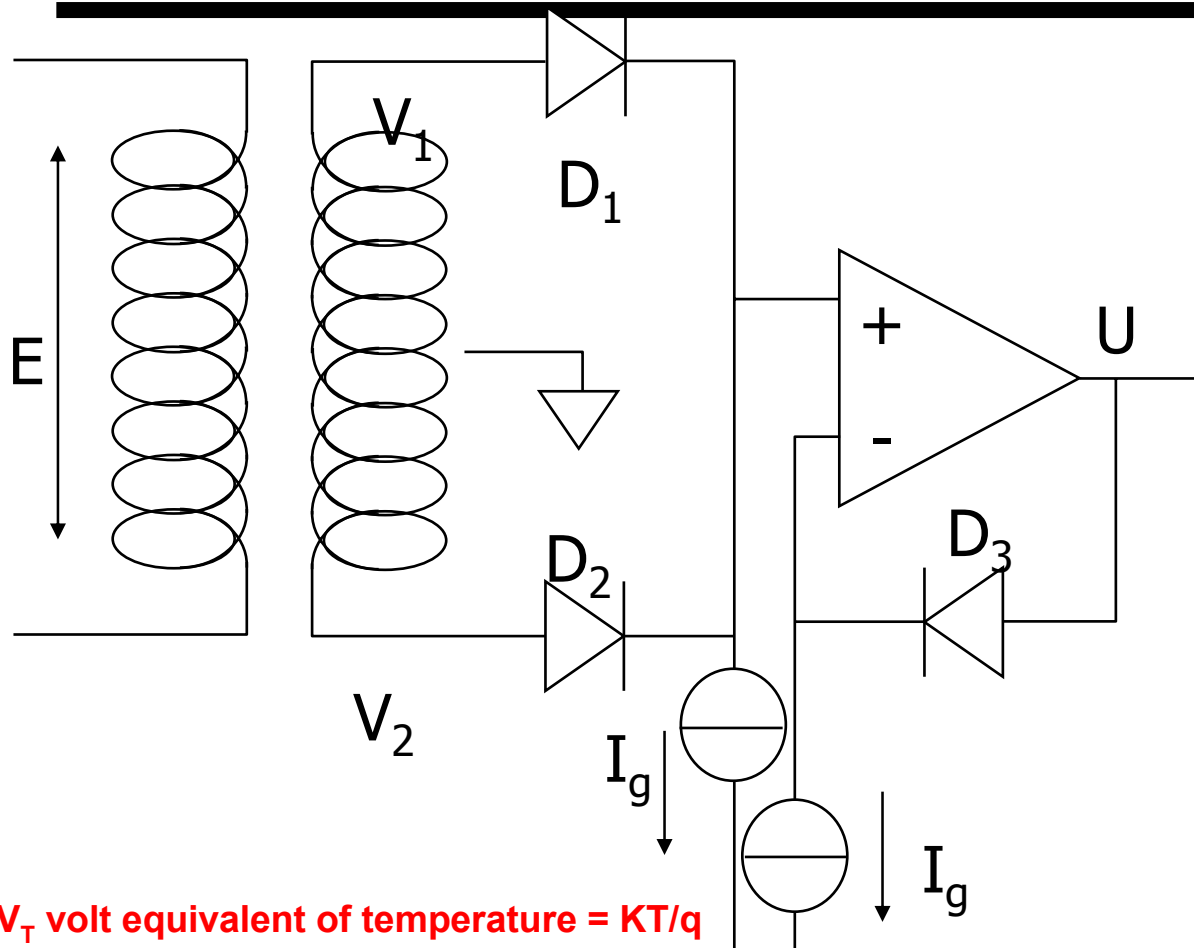
Su quella negativa  $D_1$  conduce  $U = 0$ .

L'amplificatore non satura mai perché la reazione è sempre chiusa.

Ok con frequenze non elevate (kHz). Ko con MHz (trasd. capacitivi)



# RADDRIZZAMENTO DI PRECISIONE



$V_T$  volt equivalent of temperature =  $KT/q$   
 $\eta$  = costante dipendente dal materiale

$$U = V_1 - \eta V_T \ln \frac{I_g}{2I_0} + \eta V_T \ln \frac{I_g}{I_0} = \eta V_T \ln 2 \cong 20\text{mV}$$

La caduta su  $D_1$  e  $D_2$  viene compensata da quella su  $D_3$ . I 3 diodi sono mantenuti in conduzione dai generatori di corrente.

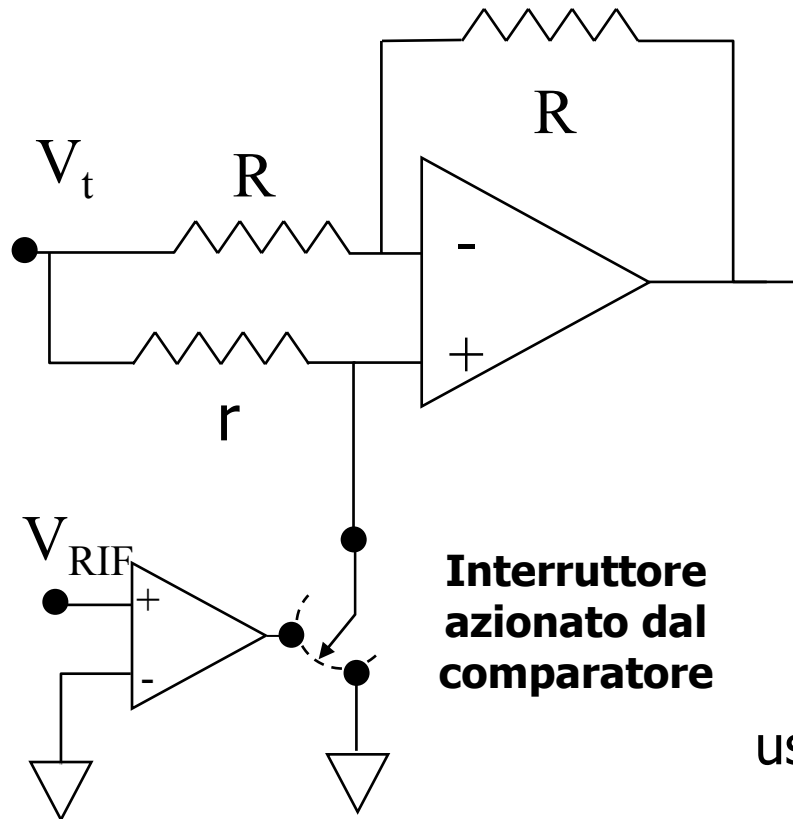
L'avvolgimento primario è alimentato in alternata, quindi quando  $V_1 \gg V_2$  o viceversa  $U = V_1$  o  $U = V_2$ .

Il caso peggiore è quando  $V_1 \approx V_2$ . Essendo  $V_1 = -V_2$  ciò accade quando entrambi sono a zero. In tal caso (ingresso a zero), l'uscita è 0.02 (errore).

# RIVELATORE SINCRONO

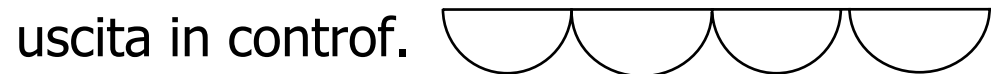
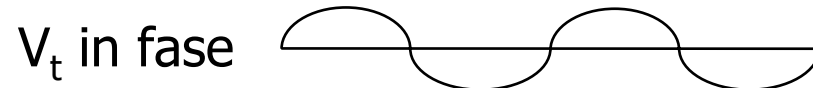
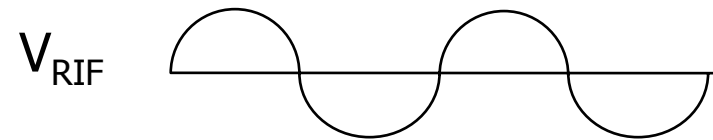
Usati quando oltre alla ampiezza interessa la fase.

Qui è ottenuta per confronto con quella di un segnale di riferimento.



$V_{RIF} > 0$ , interruttore aperto  $\Rightarrow$  uscita =  $V_t$

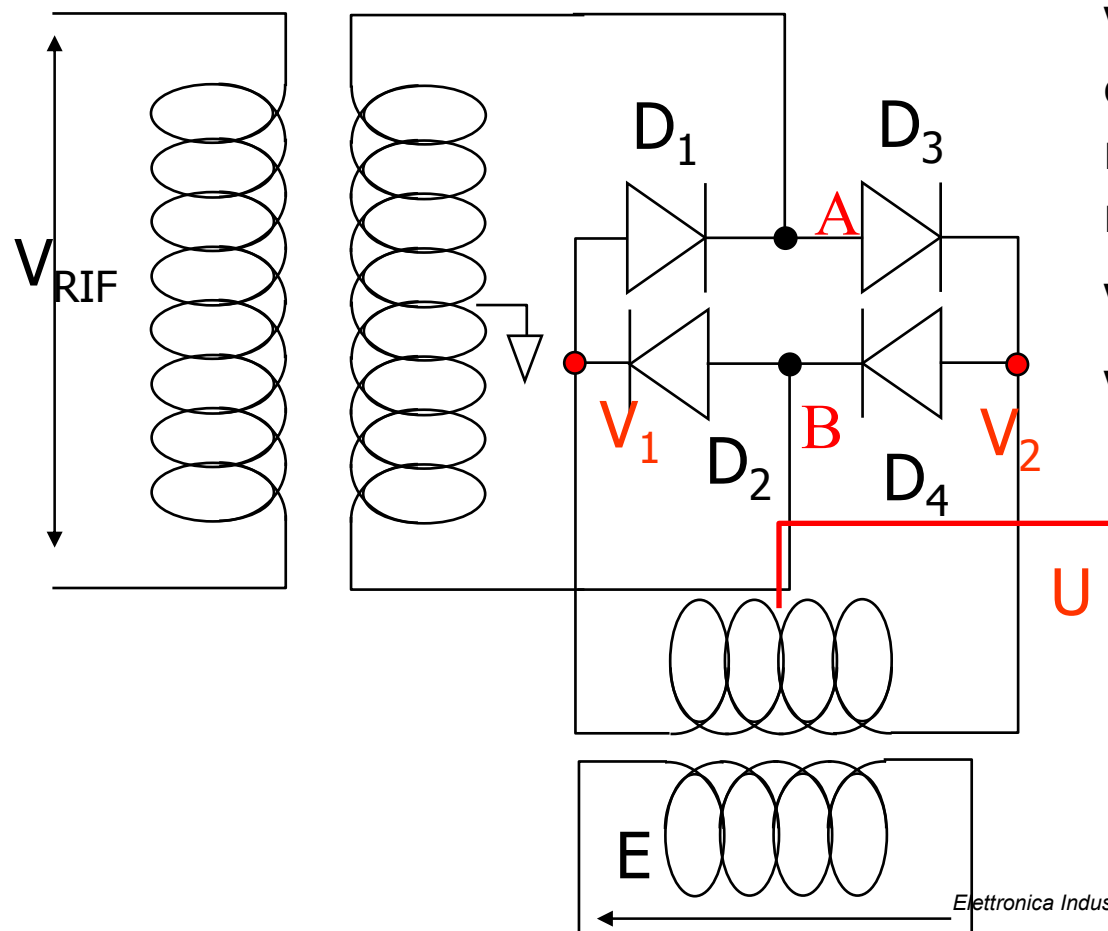
$V_{RIF} < 0$ , interruttore chiuso  $\Rightarrow$  uscita =  $-V_t$



# RIVELATORE SINCRONO A PONTE DI DIODI

Il rivelatore precedente fornisce una tensione in uscita anche per valori bassi di ingresso ma può essere limitato in frequenza (op. amp.).

Una soluzione alternativa fa uso di uno schema 'chopper'.

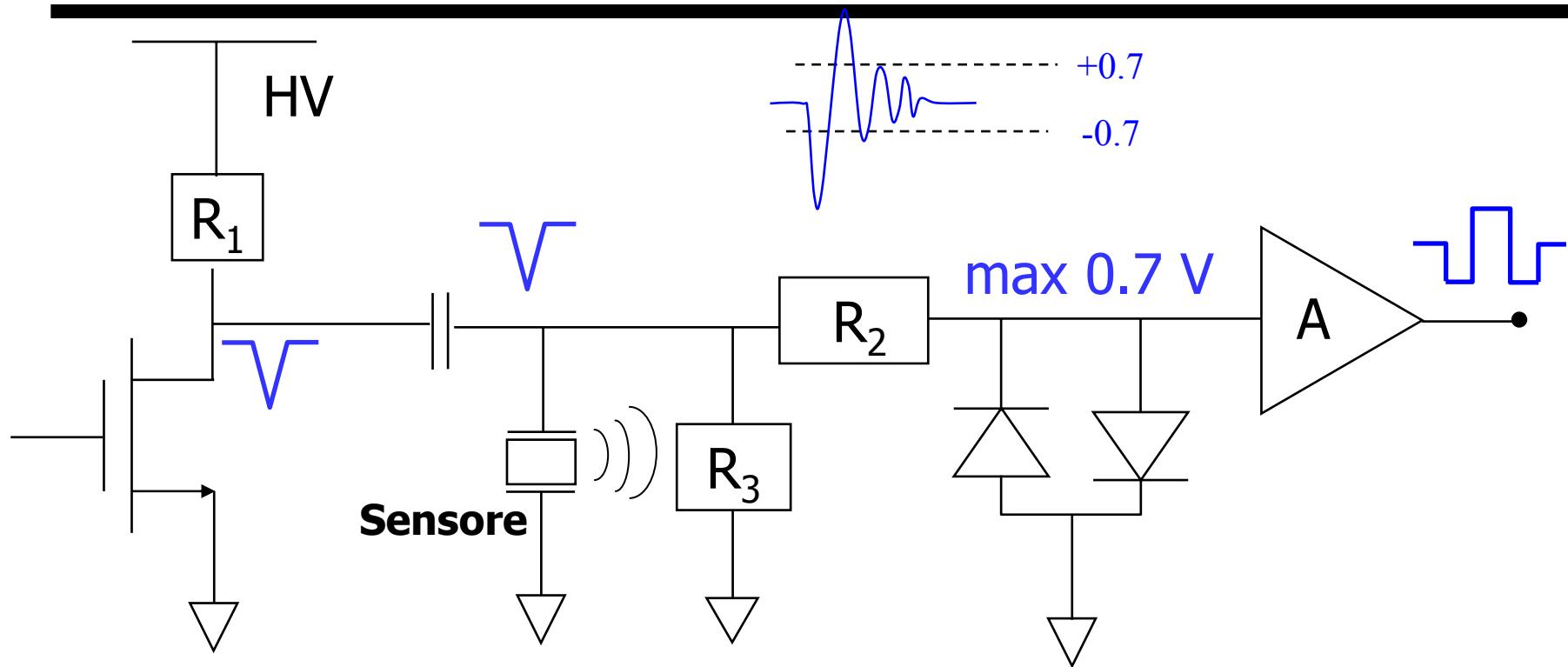


$V_{RIF}$  porta in conduzione o la coppia  $D_1$ - $D_2$  nella semionda negativa o la coppia  $D_3$ - $D_4$  nella semionda positiva.

$V_{RIF} > 0, V_2 = 0; U = E/2$

$V_{RIF} < 0, V_1 = 0; U = -E/2$

# CONDIZIONAMENTO PER SENSORI A ULTRASUONI



**TRASMISSIONE:** l'impulso in base al Mosfet, portandolo in conduzione, genera uno spike di conduzione, ai lati della capacità, dell'ordine di 10-100V capace di eccitare il generatore/ricevitore di ultrasuoni.

**RICEZIONE:** il sensore genera un segnale che viene amplificato da A ( $\sim 1000$ ).

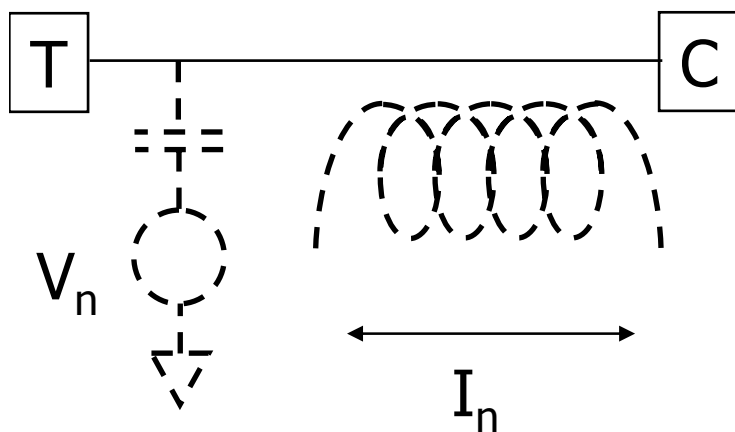
La resistenza e la coppia di diodi proteggono A da valori del segnale di eccitazione e di ricezione del sensore troppo elevati rispetto al guadagno.

# TRASMISSIONE DEL SEGNALE

Trasmissione affetta da rumore per effetto di un'interazione di tipo elettrostatico o elettromagnetico (in presenza di campo magnetico variabile).

Nel primo caso si verifica un accoppiamento capacitivo tra il cavo che trasporta il segnale ed una generica sorgente di disturbo (ad esempio quando è vicino ad altri cavi che trasportano la tensione di rete). Disturbo di tipo "parallelo" = inserimento di carica nel cavo.

Nel secondo caso la sorgente di rumore posta nelle vicinanze 'induce' una corrente nel cavo, corrente che si sovrappone a quella già esistente. Questa corrente crea una tensione aggiuntiva che sarà tanto più piccola quanto minore è l'impedenza del cavo.

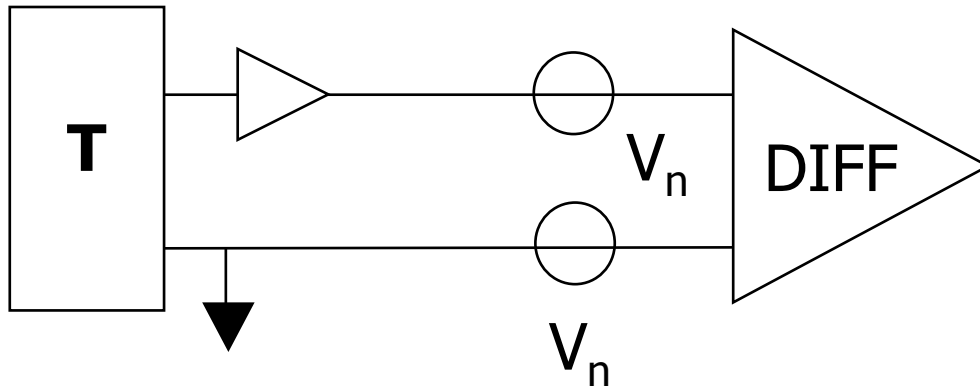


L'effetto elettrostatico potrebbe essere eliminato da una bassa impedenza di uscita del trasduttore in grado di assorbire la carica iniettata.

Il disturbo di tipo elettromagnetico invece può essere contenuto solo se il segnale è molto forte rispetto ad esso (pre-amplificatore in uscita al trasduttore)

# COMPENSAZIONI DISTURBI

Conoscendo il tipo di disturbo è possibile realizzare una *compensazione*.



**CONDIZIONI:**

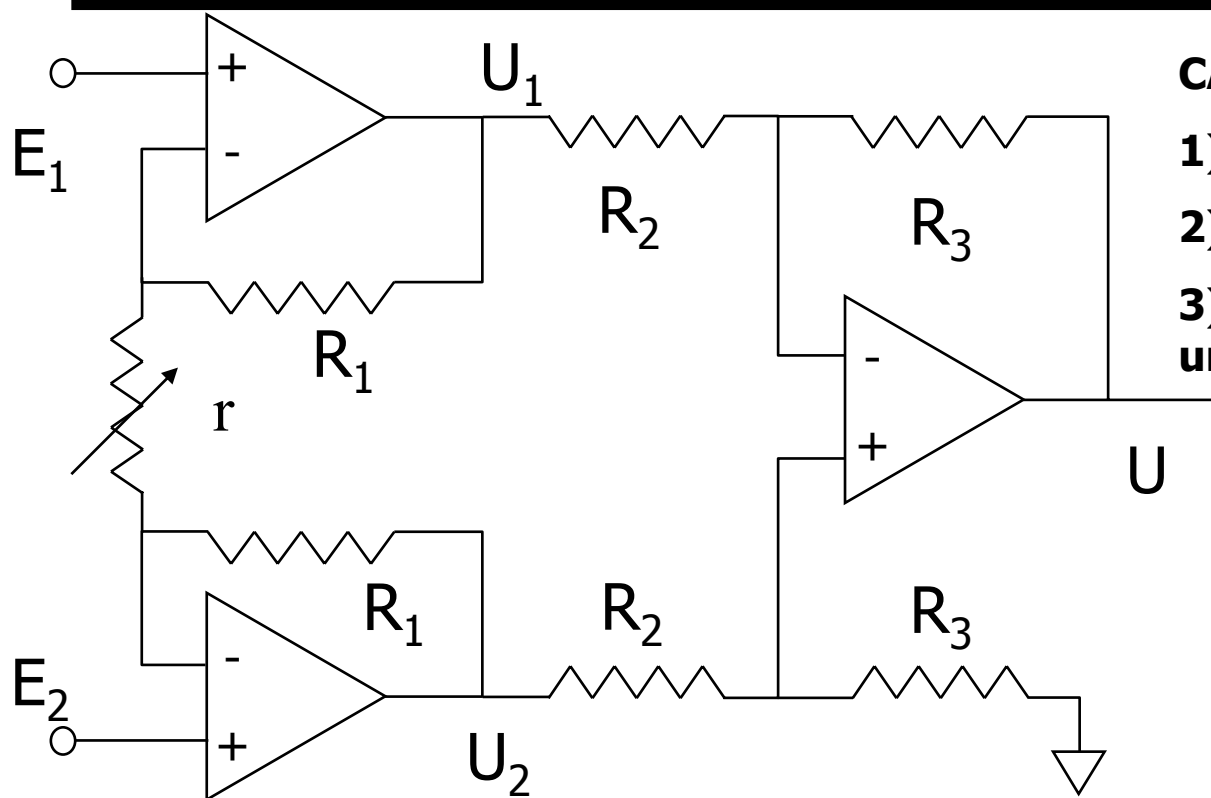
- 1) alto CMRR (alto  $A_d$  e basso  $A_c$ )
- 2) disturbo identico (filì intrecciati)

**L'accoppiamento capacitivo dipende dalle impedenze dei 2 cavi. È importante che siano il più uguali possibile per dare lo stesso effetto di rumore.**

**Il preamplificatore ed il trasduttore dovranno avere una bassa impedenza di uscita. Il preamplificatore anche una alta impedenza d'ingresso.**

**Per il differenziale si usa l'AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE**

# AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE



## CARATTERISTICHE

- 1) alto CMRR (alto  $A_d$  e basso  $A_c$ )
- 2) alta  $Z_{in}$  (300 M $\Omega$ )
- 3) amplificazione regolabile con una sola resistenza (1-1000)

$$U_1 = E_1 \left( 1 + \frac{R_1}{r} \right) - E_2 \frac{R_1}{r} \qquad U_2 = E_2 \left( 1 + \frac{R_1}{r} \right) - E_1 \frac{R_1}{r}$$

$$U = (U_1 - U_2) \frac{R_3}{R_2} = (E_1 - E_2) \left( 1 + \frac{2R_1}{r} \right) \frac{R_3}{R_2}$$

# OSSERVAZIONI

---

**Trattamento rumore ok se non richieste precisioni troppo elevate. In alternativa conversione digitale in prossimità del trasduttore.**

**Su lunghe distanze in ambiente rumoroso necessaria trasmissione seriale (RS232) che garantisce maggior immunità al rumore.**

**Bande di riconoscimento più grandi rispetto ai livelli TTL o ECL (0 logico 3/25 V, 1 logico -3/-25 V).**

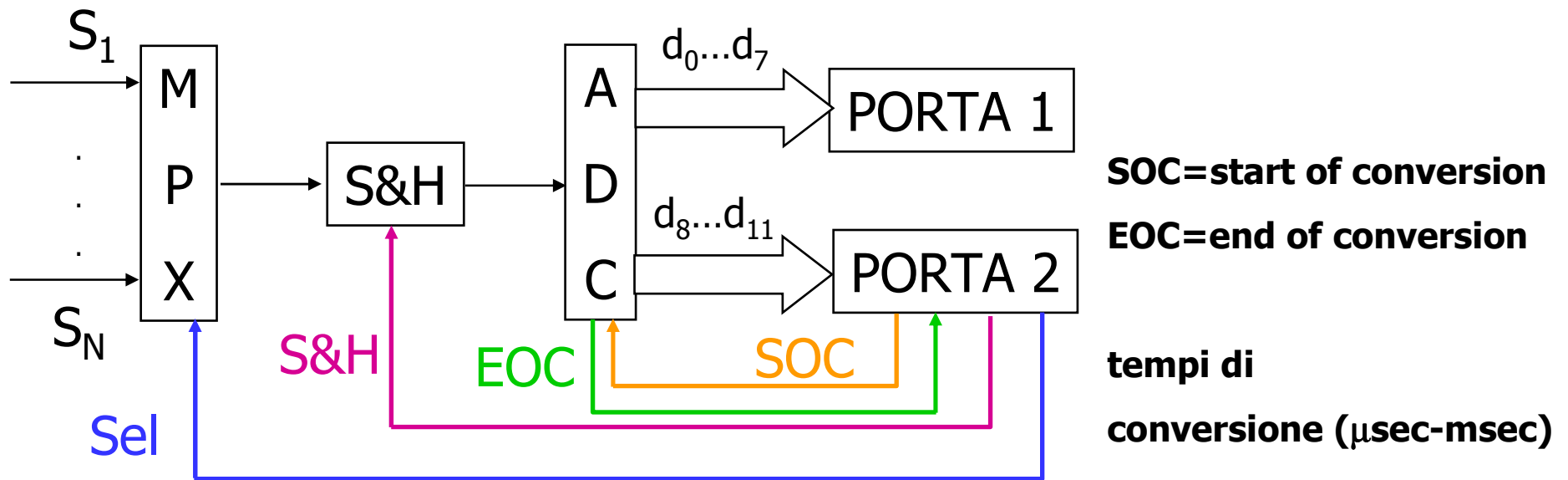
**Nel formato RS232 trasmissione su unico filo: no compensazione rumore (nel formato RS422 sì).**

**Necessità di convertitori di livelli di tensione per la generazione dei bits (line drivers e receivers).**

**Uso di filtri a patto che il rumore ed il segnale abbiano frequenze diverse. Filtraggio analogico e digitale.**



# COLLEGAMENTO CON MICROPROCESSORE



## Quando leggere il dato convertito?

**Se ADC veloce, il  $\mu$ P attende EOC (polling)**

**Se ADC lento, il  $\mu$ P riceve un interrupt su EOC (prog. porte)**

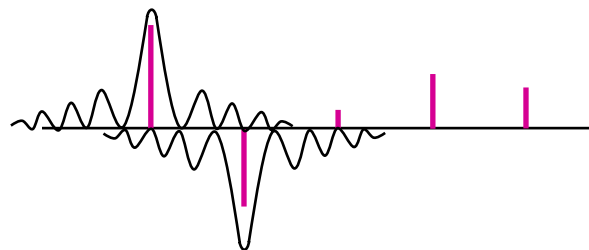
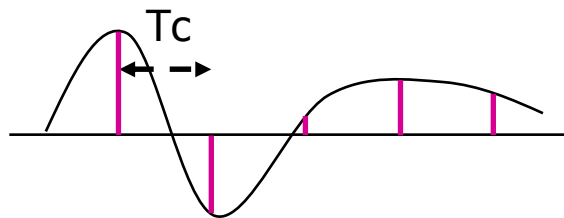
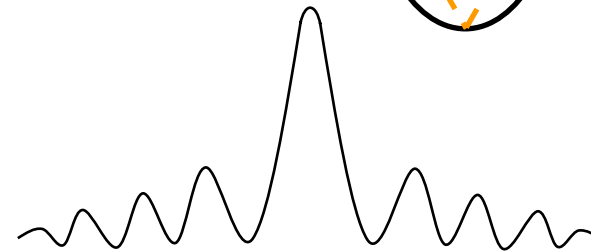
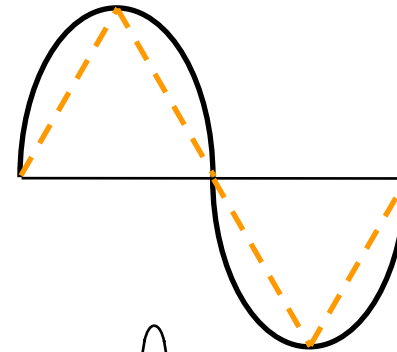
## Quando iniziare la conversione?

- programma con tempo di svolgimento noto. Al termine il  $\mu$ P invia SOC.
- timer che invia un interrupt al processore ogni tot. istanti di tempo

# QUANTIZZAZIONE TEMPORALE

**Teorema di Shannon (Nyquist)  $f_c > 2f_{max}$ .**

**Funziona? Solo se il n° dei campioni è sufficiente o se si usano le funzioni sinc=  $\text{sen}\omega t / \omega t$**



**$\Sigma \text{segnale}(kT_c) \text{sinc}(\omega(t-T_c))$   
complicato!!!**

**In pratica  $f_c > 10 f_{max}$ .**

# QUANTIZZAZIONE IN AMPIEZZA

---

## PRECISIONE ADC

**Un segnale di 20 V di ampiezza da leggersi con precisione di 1 mV richiede 20000 livelli di risoluzione e implica l'uso di un ADC da 15 bit.**

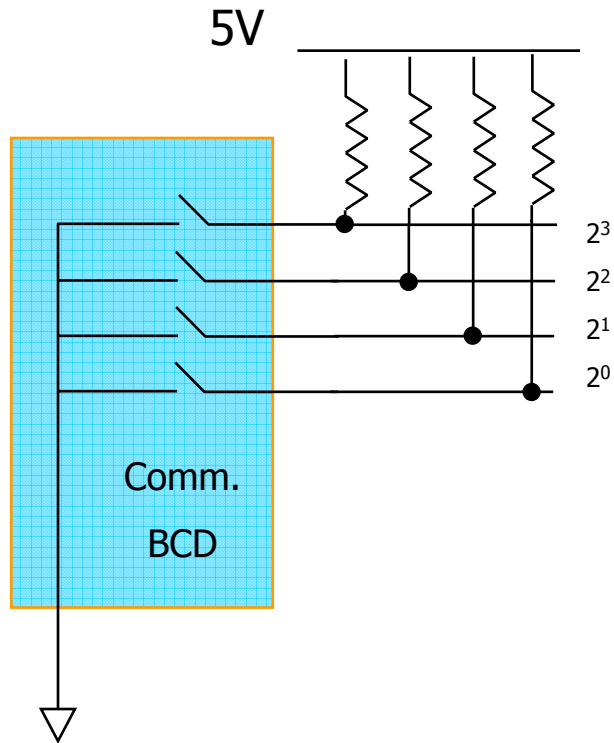
**Se però vi fosse sovrapposto un rumore di ampiezza 100 mV bastano 8 bit.**

**Se infine il rumore fosse bianco gaussiano un ADC a 15 bit + un filtro passa basso.**

**Gli ADC industriali vanno da 12 a 16 bit solitamente. Di solito tanto più un ADC è veloce, tanto meno è preciso.**

**$N^{\circ} \text{ Bit} = \log_2 (\text{precisione})^{-1} = \log_2 \text{dinamica segnale}/\text{max. errore}$**

# COMMUTATORI DECIMALI



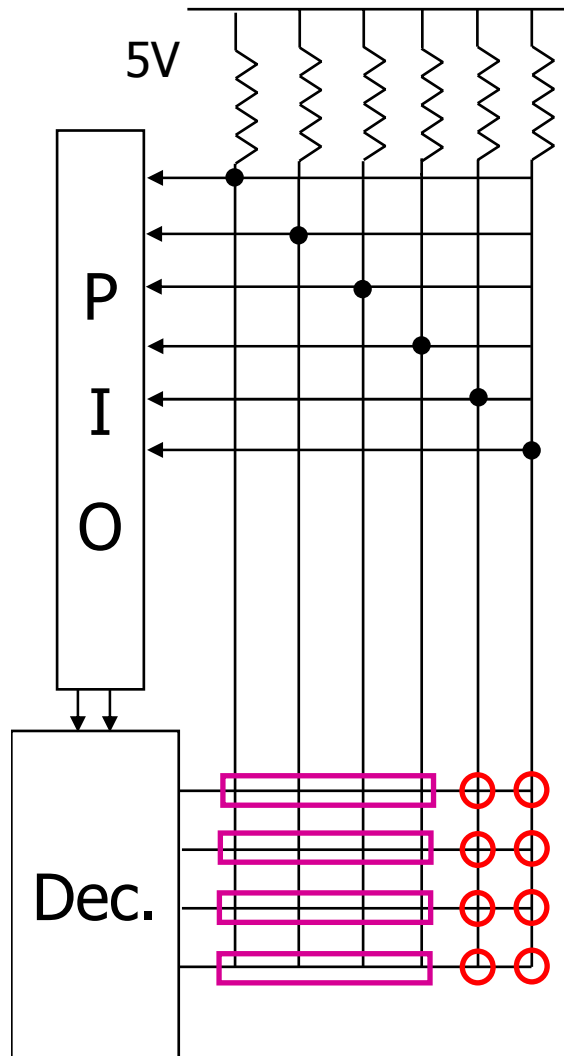
**Impostazione di un certo numero di cifre da leggere tramite  $\mu P$  (set point di una catena di acquisizione per esempio)**

**Possibili problemi di partizionamento con altri carichi**

**Un bit di comando per ogni interruttore del commutatore. Scomodo perché comporta l'uso di molte porte.**

**Meglio usare una soluzione a matrice.**

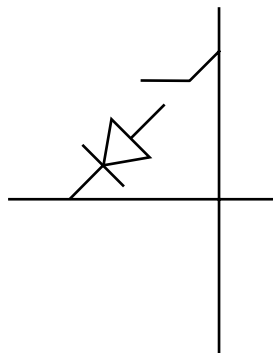
# COMM. DECIMALI - soluzione a matrice



**ESEMPIO:** si debbano leggere 4 cifre BCD ed il valore di 8 contatti (in tutto 24 connessioni). Anziché 3 porte si può usare 1 porta ed un decoder.

**Il decoder seleziona una delle 4 possibili righe (attive basse) di 6 elementi che vengono poi lette dalla porta.**

**Il contatto riga/colonna viene realizzato mediante diodi di disaccoppiamento.**

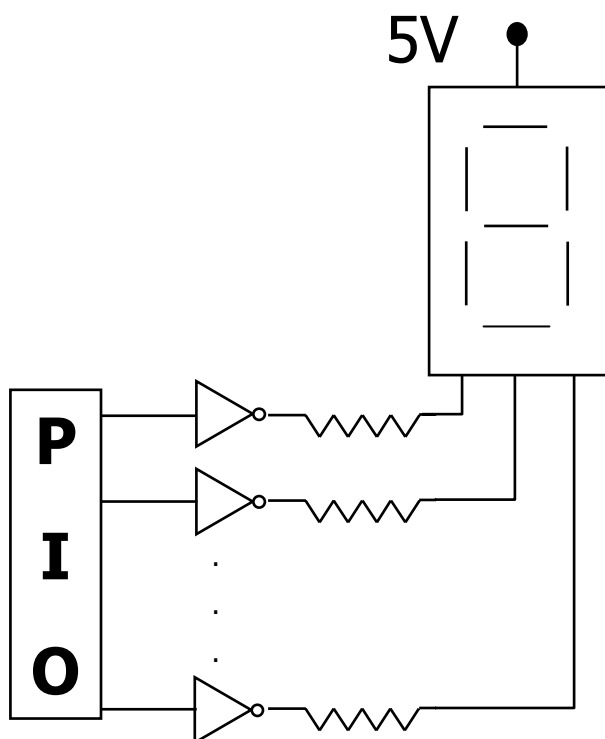
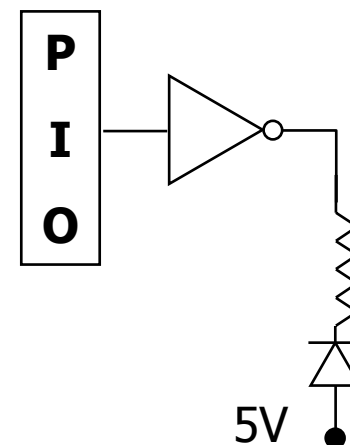


**Tempo di lettura = tempo output bit di selezione + tempo output decoder + tempo in da porta**

# OUTPUT DIGITALE PER LED 7 SEGMENTI

LED con caduta di potenziale dell'ordine di 1-2 V, con correnti di alimentazione da 10 mA, ottenibili tramite accoppiamento con stadio logico TTL.

Necessità di resistenza di limitazione (330  $\Omega$ ) per evitare sfondamento (no collegamento diretto a 5V).



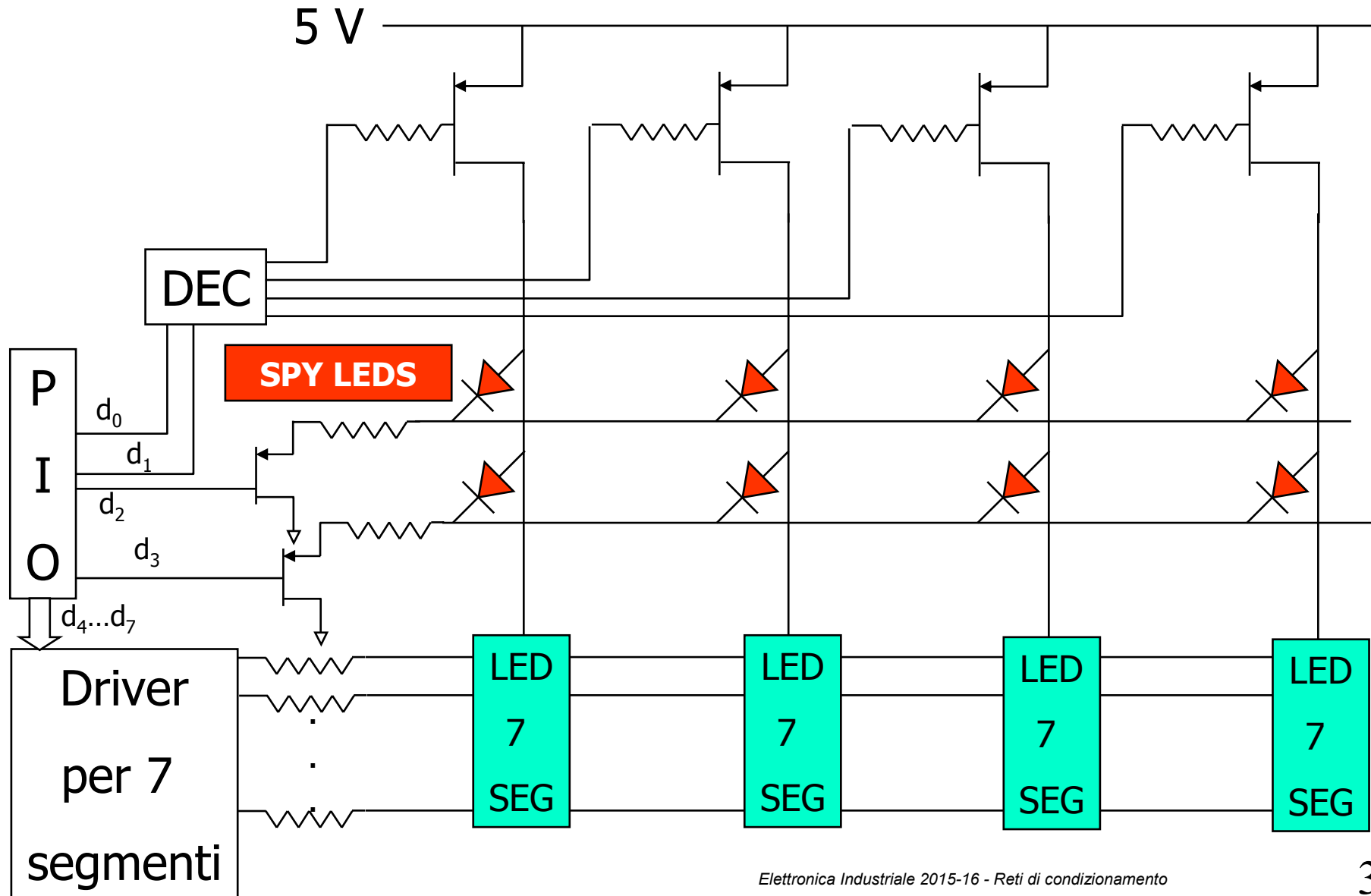
## Quanti segnali sono richiesti alla PIO?

Per 8 LED avremo 56 bit di controllo più qualche altro segnale  $\Rightarrow$  60-70. Sconveniente usare una PIO

Esistono componenti che ricevendo i bit necessari per comporre una cifra BCD (driver 7 segmenti) generano i segnali di controllo per i LED. Per 8 LED  $4 \times 8 = 32$ .

Meglio ancora se ricorriamo ad un collegamento di tipo matriciale.

# OUTPUT PER LED 7 SEGMENTI: matrice di coll.



# OUTPUT PER LED 7 SEGMENTI: matrice di coll.

---

Può essere necessario accendere tutti i led contemporaneamente.

Si sfrutta la persistenza delle immagini sulla retina.

Accensione e spegnimento con una frequenza che l'occhio umano non segue (20-30 Hz).

L'occhio, tuttavia, 'media' tra la luce dei led ed il tempo di accensione, tendendo a percepire minor luminosità (per avere lo stesso effetto di luminosità devo moltiplicare la corrente per lo stesso fattore per cui è diminuito il tempo di accensione led).

Temporizzazione per accendere/spegnere (200 Hz, ogni 5 msec cambio lo stato dei led).

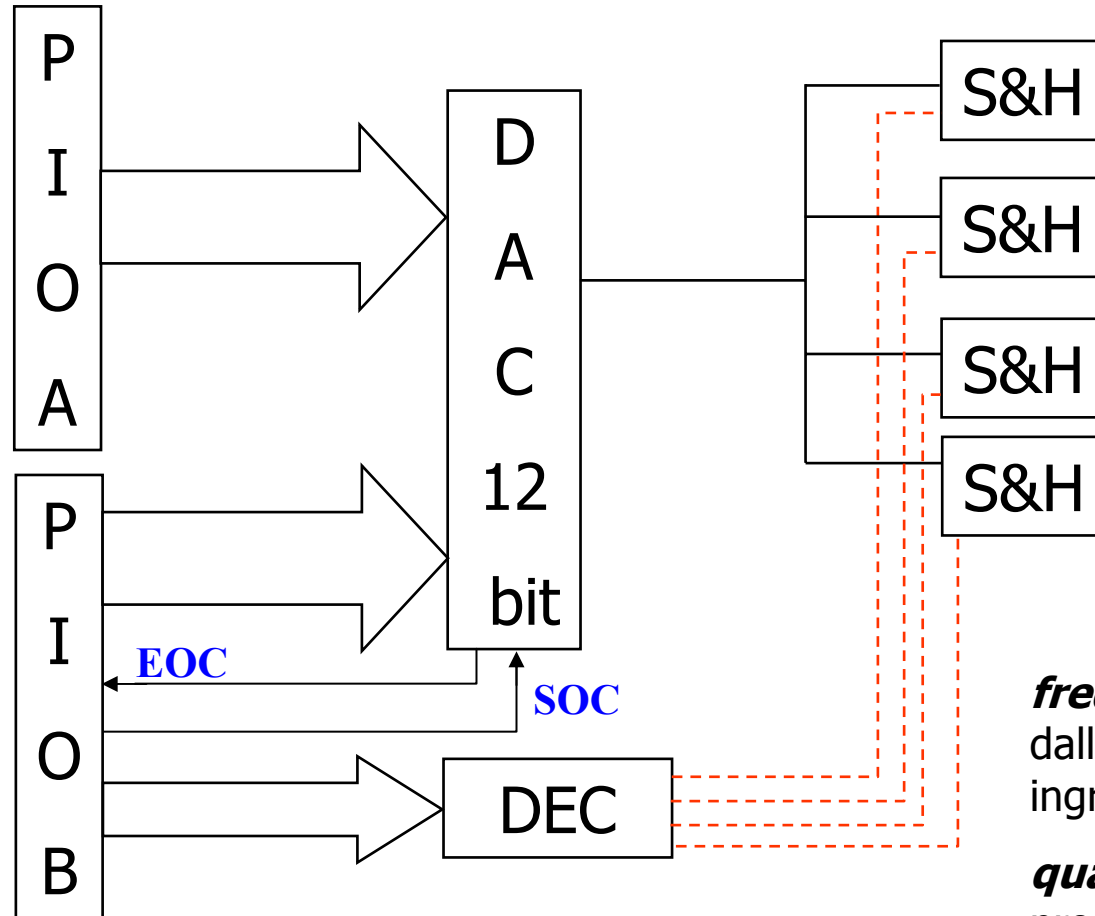
Nel circuito precedente con una sola porta controllo 36 led che vengono accesi alternativamente per colonne.

Semplicità circuito.

Lieve luminescenza dei led spenti dovuta ai ritardi nella commutazione dei transistor (in questo caso conta poco, ma all'aumentare del n° di led e quindi di porte l'effetto del ritardo con cui le istruzioni attivano le porte può creare fastidiosi effetti).



# Output analogico: DAC



S&H per mantenere l'uscita stabile tra un valore e il successivo.

Frequenza di ripetizione delle 4 uscite analogica a quella con cui il S&H campiona i vari segnali.

## PRECISIONE

**frequenza di conversione:** dipende dalla frequenza con cui i dati arrivano in ingresso per essere elaborati;

**quantizzazione:** se non conosciamo il processo la variabile manipolata può essere errata rispetto al valore desiderato di quella di controllo; non è un problema se il processo ha una dinamica lenta.