

# Sensori analogici

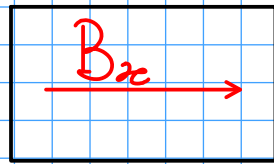
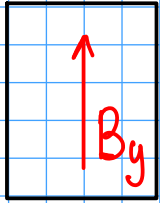
3 OT

vedremo una classificazione del punto di vista dell'interfaccia

- producono direttamente una tensione
  - termocoppie, tensioni di circa  $50 \mu V/^{\circ}C$
  - elettrochimici reazione in base a concentrazione  
elementi: misura pH, sonda lambda
- producono indirettamente una tensione
  - sensori magnetici di Hall
  - ponti di Wheatstone lineare solo per piccole variazioni
- resistivi
  - temperatura termistori NTC, PTC
  - piezoresistori sensibili alle deformazioni
  - chemiresistori misure di sostanze chimiche
- capacitivi
  - posizione relativa/prossimità (accelerometri, pressione, ...)
- corrente
  - sensori ottici e diodi (sensori CMOS)
- carica elettrica
  - CCD e piezoelettrici

Come progettare una Bussola elettronica  
si utilizzano due

$$B = \mu T \quad 60 \mu T$$



nota:

campi identici orientati sulle due direzioni  
campo terrestre non ha intensità  
costante ma varia da 20-70  $\mu T$  in  
base a posizione geografica

applico formula per calcolo  $\alpha_\theta$

$$\alpha_{\theta}^2 = \frac{\alpha_B^2}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \rightarrow \alpha_{\theta} = \frac{\alpha_B}{|B|} \text{ rad}$$

$\alpha_\theta$  è grandezza derivata da B  
(Hp |B| costante)

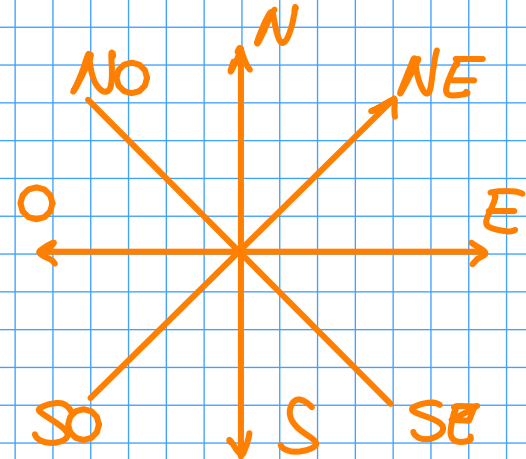
inseriamo specifica su risoluzione

$$\alpha_\theta = 10^\circ \rightarrow \text{risoluzione} = 4\alpha_\theta = 40^\circ$$

in modo da comprendere  
99,9% della distribuzione

escursione completa  
suddivisa in angoli di  $40^\circ$ ,  $\frac{360^\circ}{40^\circ} = 9$  livelli

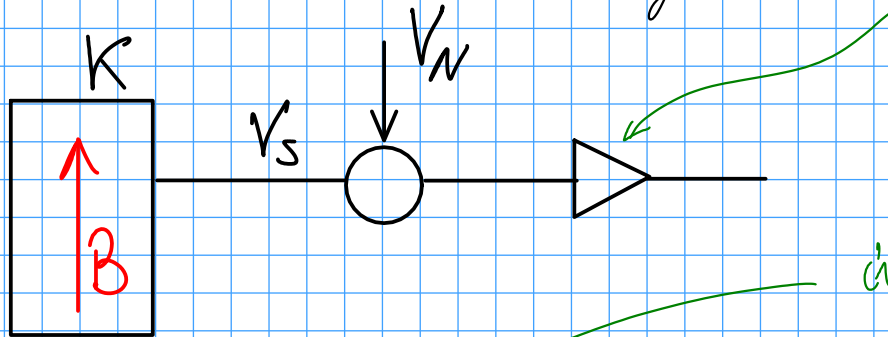
per 8 livelli avrei:



osservazione:

dato una risoluzione di  $10^\circ$  riesco a distinguere  
"solo" 9 direzioni

costruiamo l'interfaccia riporto rumore in ingresso, amplificatore schematizzato come ideale



$V_s = KB$  quindi  $\sigma_{V_s} = K\sigma_B$

inverto formulazione  $\sigma_\theta = \frac{\sigma_B}{|B|}$

$\sigma_{V_s} = K\sigma_B = K |B| \frac{\sigma_\theta}{57^\circ}$

definito da specifiche

fissato da campo terrestre ( $20 \div 70 \mu T$ )

specifiche su  $\theta$   $\sigma_\theta = 10^\circ$   
 modulo  $|B| = 50 \mu T$   $\left\{ \rightarrow \sigma_B = |B| \cdot \frac{\sigma_\theta}{57^\circ} \cong 10 \mu T \right.$

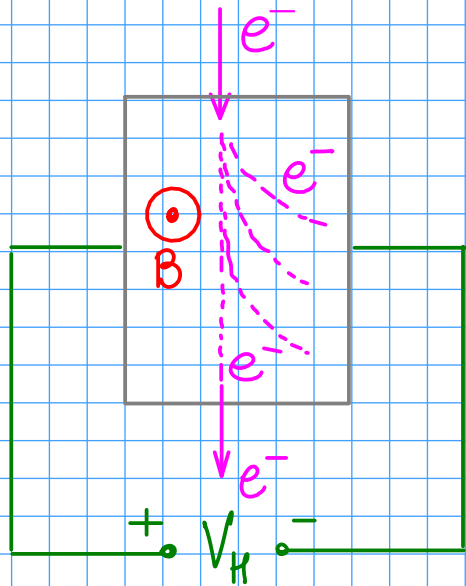
per calcolare  $\sigma_{V_s}$  mi servono informazioni sul sensore utilizzato in particolare il guadagno  $K$

da specifica su  $\sigma_\theta \rightarrow$  ottengo specifica su  $\sigma_B \rightarrow$  cerco  $\sigma_{V_s}$

senore magnetico commerciale  $\rightarrow$  Sensore di Hall

misurazione della forza di Lorentz

HW - 101 A - 4T



presenza di un flusso di campo magnetico  
sbilancia moto elettroni  $\rightarrow$  formazione di  
un accumulo di carica e conseguente potenziale  $V_H$   
misura con campo B nullo restituisce  $V_H$  nullo

dependenza lineare

$$V_H \propto K_H \cdot B \cdot I$$

dependenza da I sta  
nell'aumento della velocità  
dei portatori con aumento  
della forza di Lorentz

nota "fisica"

è uno dei pochi esperimenti macroscopici  
dove si distinguono  $h^+$  e  $e^-$  ( $h^+$  presenti anche in alcuni metalli)

solitamente si utilizza un materiale con un limitato  
numero di portatori perché

$J = q n v = q v n$  quindi a parità di  $J$  e minor  $n \rightarrow$  aumenta  $v$   
minor concentrazione di portatori  $\rightarrow$  aumento incidenza Lorentz

Diamo uno sguardo al datasheet per ottenere K

## HW-101A-4T

### ● Classification of Output Hall Voltage ( $V_H$ )

Rank	$V_H [\mu V]$	Conditions
C	168 ~ 204	$B=50\mu T, V_C=1V$ Constant Voltage Drive
D	196 ~ 236	
E	228 ~ 274	
F	266 ~ 320	

tensione di Hall pari a  
 $320 \mu V @ B=50 \mu T$

offre una sensibilità K pari a

$$K = \frac{320 \mu V}{50 \mu T} \approx 6 V/T$$

con questo parametro posso calcolare la  $\alpha_{V_S}$

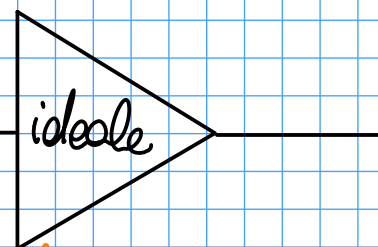
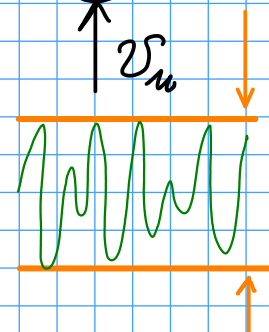
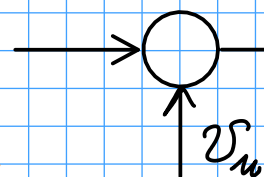
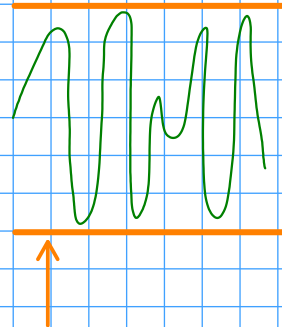
$$\alpha_{V_S} = K \alpha_B = 60 \mu V$$

questo impone una specifica sul  
rumore (riportato in ingresso) dell'  
amplificatore a valle

fascia di rumore di  
 $4\alpha_{V_S}$

da  $\alpha_\theta \rightarrow \alpha_B \rightarrow \alpha_{V_S} \rightarrow$  specifica sull'  
amplificatore

dal  
sensore



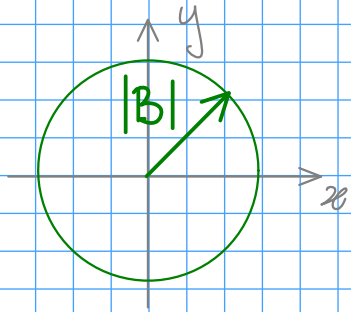
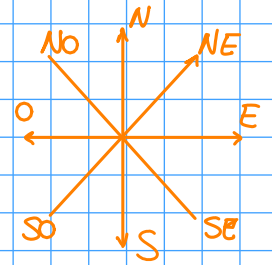
$$\alpha_\theta \rightarrow \alpha_B \rightarrow \alpha_{V_S}$$

fascia di rumore introdotta dall'ampli-  
per rispettare le specifiche deve essere  
minore del  $V_{npp}$  già presente su  $V_S$

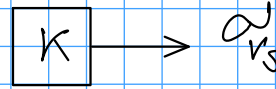


## ricapitolando

voglio integrare sensore come bussola elettronica e devo poter distinguere almeno 8 direzioni



la specifica si traduce in un  $\alpha_B$  sull'angolo e considerando il modulo del campo terrestre costante su  $\alpha_B$  scelto il sensore da utilizzare conosco la sensibilità e di conseguenza ho informazioni sul rumore in ingresso all'amplificatore  $\alpha_{V_S}$



il tutto si traduce in una specifica sull'amplificatore, perché per un funzionamento ottimale non deve introdurre rumore od una ampiezza superiore a quella già presente

in aggiunta dobbiamo considerare la componente di offset

per un amplificatore, al 77% dei casi vale  $V_{io} \in [-2\alpha_{V_{io}}, 2\alpha_{V_{io}}]$  con  $\alpha_{V_{io}}$  minore o al limite uguale a  $\alpha_{V_S}$  per il sensore vale

$V_{io} \cong 7 \text{ mV} + \text{deriva termica}$

Offset Voltage	$V_{OS}(V_U)$	$B=0 \mu T, V_C=1V$	7	7	mV
Temp. Coefficient of $V_H$	$V_H$	Average on 0 40 $B=50 \mu T, c=5mA$	1.8		%/°C

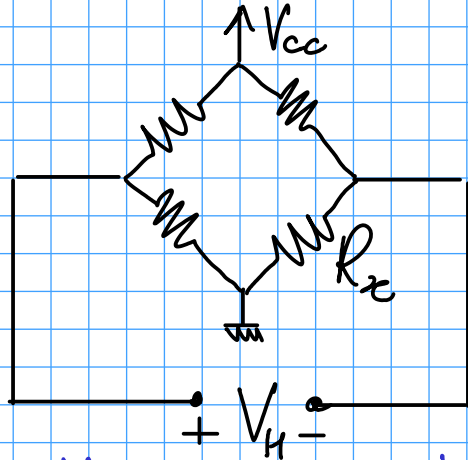
minor K  $\rightarrow$  specifiche strette su amplificatore

Vediamo un altro esempio di sensore commerciale

Honeywell HMC 1001/1002

$$X_{FS} = 400 \mu T$$

adotta una configurazione a  
ponte di Wheatstone integrato



alimentazione da 5 a 12 V  
1 gauss =  $10^{-4} T$

sensibilità  $K = 3,2 \mu V/V/\text{gauss}$

$\mu V$  per ogni gauss per ogni volt di  
alimentazione del ponte ( $V_{cc}$ )

$K$  funzione di  $V_{cc}$

con  $V_{cc} = 5 V \rightarrow K = 16 \mu V/\text{gauss} \rightarrow K = \frac{160}{V/T}$  25 volte migliore di prima.

si allentano specifiche su amplificatore  $\alpha_{VS} \approx 1,5 \mu V$   
quindi in un range  $\pm 2 \alpha_{VS}$  (70% dei casi)

$$\left| \begin{array}{l} V_{io} < 3 \mu V \\ V_{n_{RIS}} < 3 \mu V \end{array} \right|$$

$V_{io} = 15 \mu V$  con deriva in temperatura di  $0,001 \%/^{\circ}C \rightarrow 100^{\circ}C \rightarrow +150 \mu V$

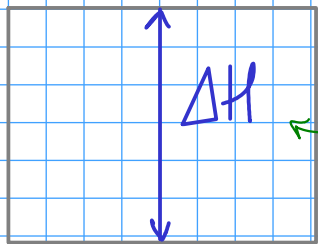
datasheet indica riduzione

teorica di  $27 \mu \text{gauss} = 2,7 \mu T$

su una banda di  $10 \text{Hz} \rightarrow S_{V_n} = 27 \mu V/\sqrt{\text{Hz}}$   
 $B_n = V_n/K = 0,2 \mu T/\sqrt{\text{Hz}}$

# Come progettare un Altimetro

in prima approssimazione consideriamo la densità dell'aria  $\rho$  costante (fino a 3000 m dk)



$$\Delta P = \rho g \Delta H \quad \text{con } \rho = 1,2 \text{ kg/m}^3 \\ \text{con } g = 9,81 \text{ m/s}^2 \rightarrow \Delta P \approx 10 \Delta H$$

specifica  $\rightarrow$  risoluzione di 1 m, con  $R = 4\alpha_H = 1 \text{ m} \rightarrow \alpha_H = 0,25 \text{ m}$

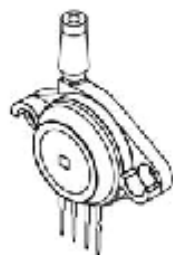
$$\alpha_P = 10 \alpha_H \rightarrow \alpha_P = 2,5 \text{ Pa} \quad \text{per distinguere } \Delta H \text{ di } 1 \text{ m, devo distinguere } 2,5 \text{ Pa sul sensore}$$

$$\alpha_{Vs} = K \alpha_P$$

dal datasheet del sensore di pressione MPX2102  $\rightarrow K = 0,4 \text{ mV/kPa}$

**MPX2102 Series**

**100 kPa On-Chip Temperature Compensated Silicon Pressure Sensors**



doppio tubo  
misura pressione  
relativa

singolo tubo  $\rightarrow$  misura assoluta

quindi la specifica sul rumore di ingresso dell'amplificatore

$$\alpha_{Vs} = K \alpha_P = 1 \mu\text{V} \quad \text{per risoluzione di } 1 \text{ m}$$

specifiche sull'amplificatore, tenendo conto della fascia di rumore

$$\begin{cases} \alpha_{V_{in}} = 1 \mu\text{V RMS} = 4 \mu\text{V}_{PP} \\ V_{io} = 2 \mu\text{V} \end{cases}$$

molto strette!



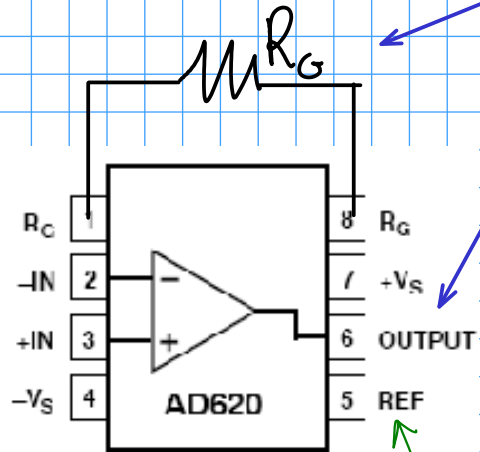
# Vediamo adesso alcuni esempi di amplificatori da strumentazione

## AD620

guadagno impostabile secondo la relazione

$$G = 1 + \frac{49,4 K}{R_G}$$

regolando guadagno  
cerco di neutrare nelle  
specifiche di rumore

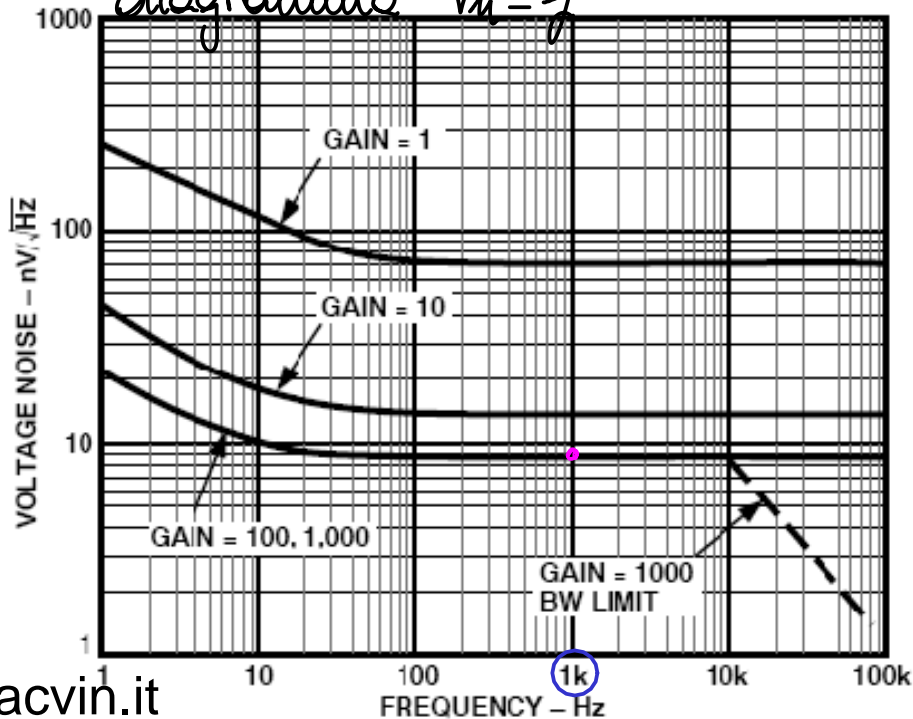


$$V_{OUT} = G V_d + V_{REF}$$

traslazione della tensione d'uscita serve per:

- bilanciamento offset
- adattamento a range ADC unipolari (es.  $0 \div 2,5V$ )
- annulla eventuale uscita negativa con traslazione

diagramma  $V_n = f$



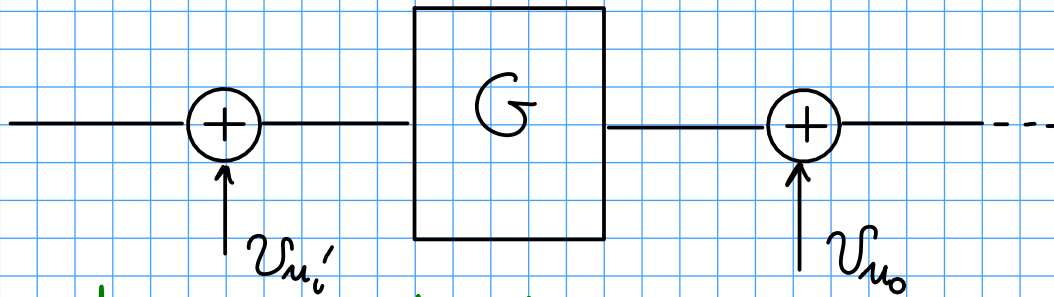
con  $G = 100$   
a  $f = 1 KHz \rightarrow$  zona piatta  $S_{V_n BB} = 9 nV/\sqrt{Hz}$

cerco  $f_k$ , 3dB sopra  $S_{BB}$ , quindi  
intorno a  $f_k \approx 10 Hz \rightarrow K_F = f_k S_{BB}$

datasheet fornisce  $V_n$   $\begin{cases} 9 nV/\sqrt{Hz} & 1 KHz / S_{BB} \\ 0,1 \div 10 Hz & 0,28 \mu V_{pp} \end{cases}$

Osservazione

Perché  $S_{Vn}$  si riduce con aumento  $G$ ?



$$V_{nu} = V_{no} + G V_{ni'}$$

riporto rumore in ingresso

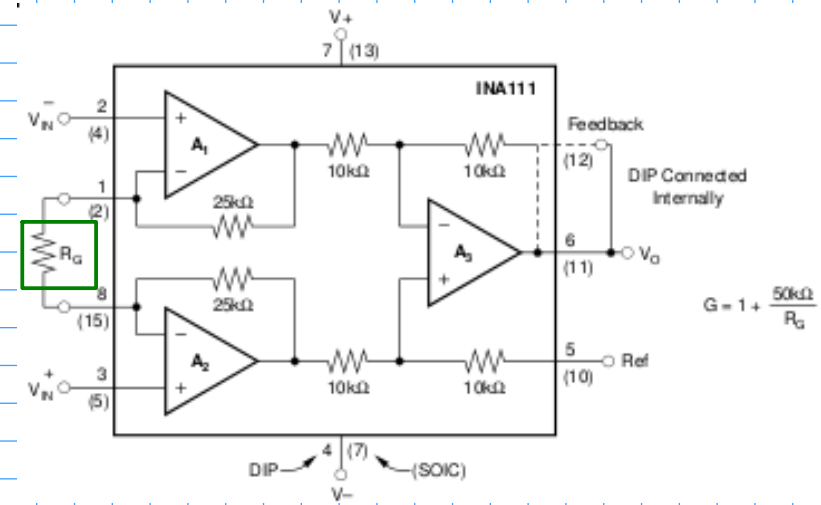
$$V_{ni'} = \frac{V_{no}}{G} + V_{ni'}$$

più guadagno amplificatore più viene ridotta la componente di rumore introdotta sull'uscita!

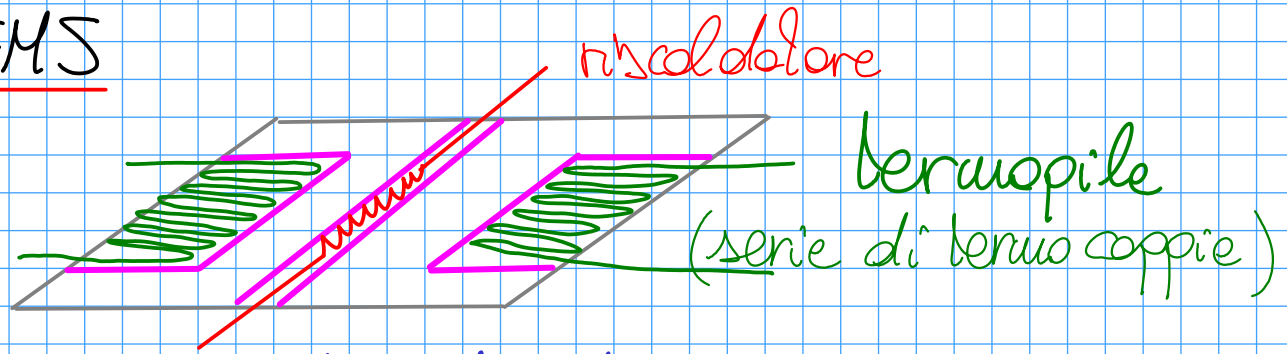
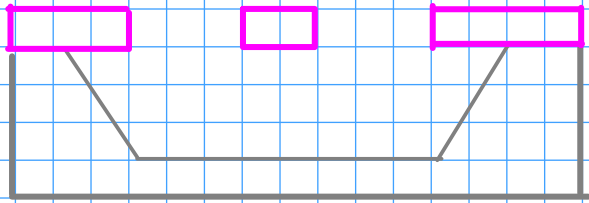
note  $V_{no}$  maggiore di  $V_{ni'}$

→ primo stadio dell'amplificatore deve mantenere basso  $V_{ni'}$   
(vedi utilizzo dei LNA)  
alto guadagno però limita banda!

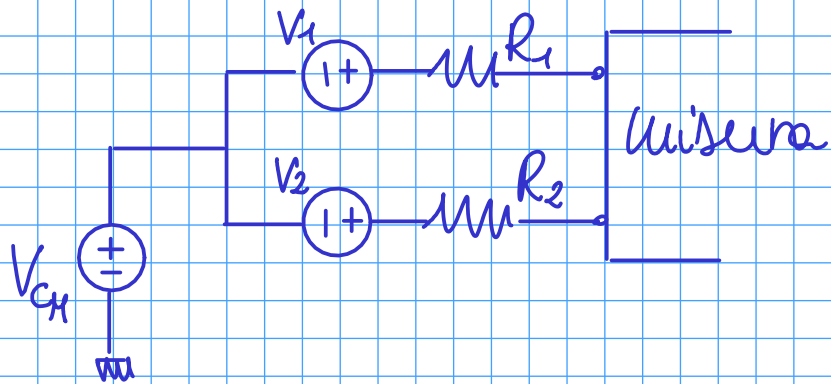
Amplificatore a doppio stadio  
INA111



# Sensore microfluidico MEMS



circuito equivalente,  $R_1 = R_2 = 50k\Omega$ , banda di  $10Hz$



funzionamento

- scaldando con aria ferma ottengo un profilo  $\Delta T$  costante
- scorre fluido o gas, in base a  $\Delta T$  posso calcolare quantità in moto

specifiche sull'amplificatore

→ sensore introduce rumore termico  $S_{V_R} = 4kTR_S$  con  $R_S = R_1 + R_2$  in termini di tensione di rumore, su una banda di  $10Hz$

$$V_{n_{RMS}} = \sigma_n = \sqrt{S_{V_R} B} = 126 \mu V \quad \text{oppure} \quad V_{npp} = 4\sigma \approx 500 \mu V$$

posso utilizzare un AD620 come amplificatore? vediamo

Sorgenti di rumore:

1 rumore in tensione - flicker e shot

in una banda di 10Hz prende rumore flicker  
→ datasheet fornisce  $0,28 \mu V_{pp}$

unisco contributi "con pitagora"

$0,28 \mu V_{pp}$  amplificatore

$0,5 \mu V_{pp}$  sorgente

$$\rightarrow V_{u,pp} = 570 \mu V_{pp}$$

non peggiora di molto

2 correnti di polarizzazione

$S_V = R^2 S_I$  per comodità esprimo tutto in tensione

$$i_n = (i_{n2} - i_{n1}) R \rightarrow S_{V_n} = R^2 (S_{I_1} + S_{I_2} - 2 S_{I_1} S_{I_2})$$

da volutare correlazione tra le due  
considero caso peggiore: incorrelate

$$S_{V_n} = R^2 (S_{I_1} + S_{I_2}) = 2 S_I R^2$$

Current Noise  
0.1 Hz to 10 Hz

$f = 1 \text{ kHz}$

$\frac{100 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}}{10 \text{ pA p-p}}$

$$\sqrt{S_{V_n}} = 28 \mu V / \sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{e quindi } \alpha_{V_n} = V_{n_{RMS}} = 90 \mu V$$

$$\sqrt{S_{V_n}}$$

riassumo, per il contributo di rumore in corrente

- coefficiente correlazione positivo
  - cerco caso peggiore
- caso peggiore è quando  $i_{n1}$  e  $i_{n2}$  sono **incorrelate**

$V_{n,RMS} = 90 \mu V$  confrontati con i  $500 \mu V$  del rumore introdotto sulle sorgenti sono trascurabili!

⚠ contributo in corrente non è più trascurabile per elemento  $R_s$ !

3 rumore in corrente sovrapposto a polarizzazione da datasheet, current noise

Current Noise  
0.1 Hz to 10 Hz

$f = 1 \text{ kHz}$

$$i_{npp} = \frac{100 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}}{10 \text{ pA p-p}}$$

$$V_{npp} = \sqrt{2 R_s} i_{npp}$$

unisco i vari contributi

termico  $V_{S_{npp}} = \underline{0,5 \mu V}$

flicker  $V_{npp} = 0,28 \mu V$

corrente  $V_{i_{npp}} = 0,7 \mu V$

$$V_n = \sqrt{V_{S_{npp}}^2 + V_{npp}^2 + V_{i_{npp}}^2} = \underline{0,9 \mu V}$$

peggiore quasi di un fattore due a partire dal sensore → perdo 1 bit in risoluzione



in conclusione, è possibile usare AD620 con il sensore microfluidico descritto? ----

→ rumore introdotto dall'amplificatore riduce risoluzione massima teorica dell'uscita del sensore

→ offset 30 volte superiore a rumore (da datasheet  $30\mu V$ )

.... necessario introdurre una limitazione del rumore in corrente, ad esempio un AD8429, oppure con soluzione a Mos

che però introduce maggiore rumore flicker a parità di area  
(a meno di utilizzare tecniche furbe)