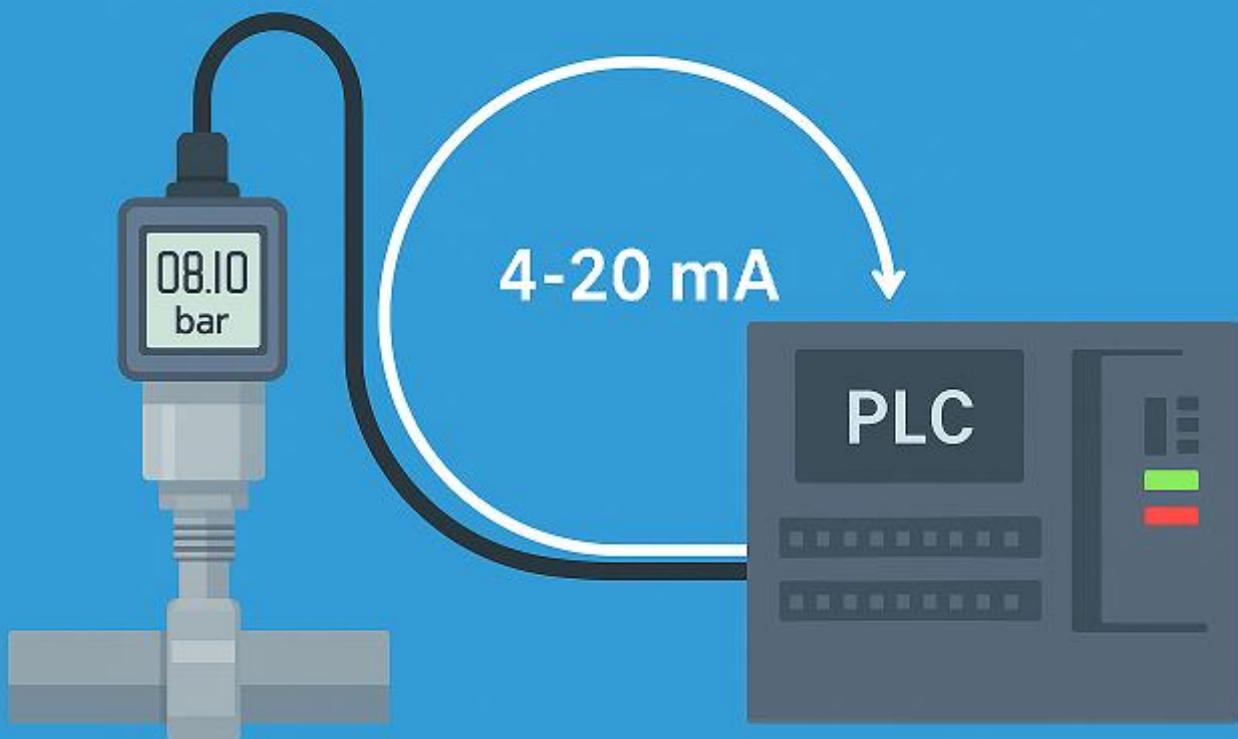


# Trasmissione analogica robusta

Il current loop 4-20 mA spiegato



Leonardo Chieco

# Trasmissione analogica robusta

## Il current loop 4–20 mA spiegato

L'idea di realizzare questo tutorial nasce dall'esigenza di colmare un vuoto molto comune tra teoria e pratica nell'ambito dell'elettronica industriale e del controllo automatico. Il current loop 4–20 mA, pur essendo uno degli standard più diffusi e longevi per la trasmissione di segnali in ambito industriale, viene spesso percepito come un argomento "scontato" e dato per acquisito. In realtà, dietro la sua apparente semplicità si nascondono principi di progettazione, tecniche circuitali e scelte di implementazione che meritano di essere approfondite.

Questo tutorial è stato pensato per fornire una guida, che non si limita a descrivere "cosa" è un current loop, ma spiega nel dettaglio perché è ancora oggi così utilizzato, come funziona a livello elettronico e quali sono i criteri di progettazione necessari per realizzarlo in modo robusto ed efficiente.

In questo percorso progetteremo insieme un trasmettitore current loop a scopo didattico e lo simuleremo con LTSpice, così da analizzarne in dettaglio il funzionamento e comprenderne tutte le caratteristiche operative. Attraverso la simulazione potremo osservare come il sistema risponde alle diverse condizioni di lavoro, valutare le scelte progettuali e mettere in evidenza i punti di forza e i limiti di questa tecnologia.

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 meccatronica.

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

# 1. Introduzione

Nel mondo dell'automazione industriale e della strumentazione di processo esistono diversi metodi per trasmettere informazioni tra sensori, attuatori e sistemi di controllo. Uno dei più affidabili, diffusi e longevi è senza dubbio il current loop 4–20 mA, uno standard che da decenni costituisce il cuore della comunicazione analogica negli impianti industriali di tutto il mondo.

L'idea alla base è molto semplice ma estremamente efficace: invece di trasmettere un segnale in tensione, più vulnerabile ai disturbi e alle cadute di linea, si utilizza una corrente elettrica proporzionale alla grandezza misurata. In questo modo, anche su distanze di centinaia di metri e in ambienti elettricamente rumorosi, l'informazione rimane precisa e robusta. Il range scelto è compreso tra 4 e 20 mA. Il valore minimo di 4 mA corrisponde al valore minimo della grandezza fisica misurata (ad esempio 0 bar, 0 °C, 0 litri/ora), mentre una corrente di 0 mA indica una condizione di guasto, come un cavo interrotto o un sensore non alimentato. Questa caratteristica rende il sistema intrinsecamente sicuro, facilitando la manutenzione e l'individuazione di anomalie.

L'impiego del 4–20 mA è estremamente vasto: trasmettitori di pressione e temperatura, misuratori di livello, strumenti di portata, valvole di regolazione e attuatori intelligenti. La sua popolarità deriva dalla capacità di unire semplicità costruttiva, affidabilità nel tempo e compatibilità universale. Nonostante l'avvento delle comunicazioni digitali come Profibus, Modbus o Profinet, il loop di corrente resta la scelta preferita in molte applicazioni critiche, grazie alla sua robustezza e alla facilità di integrazione.

## 2. Come utilizzare i sensori 4-20mA

Il collegamento di un sensore con uscita in corrente ad un PLC può generare alcuni dubbi pratici, poiché i sensori disponibili sul mercato presentano diverse modalità costruttive e supportano differenti strategie di cablaggio. Comprendere a fondo queste varianti è fondamentale per evitare errori di misura o malfunzionamenti del sistema.

Il concetto di base è che un segnale in corrente può essere sempre convertito in tensione semplicemente facendo scorrere la corrente attraverso una resistenza di misura nota. Il PLC, che per sua natura legge tensioni, dispone di ingressi analogici configurabili come ingressi in corrente, e questi non sono altro che dei morsetti a cui internamente viene collegata una resistenza di misura calibrata (spesso da  $250\ \Omega$ , in modo da ottenere una corrispondenza semplice: 4 mA equivalgono a 1 V, 20 mA equivalgono a 5 V). In alternativa, laddove l'ingresso non disponga di questa resistenza integrata, è prassi comune collegarne una esternamente.

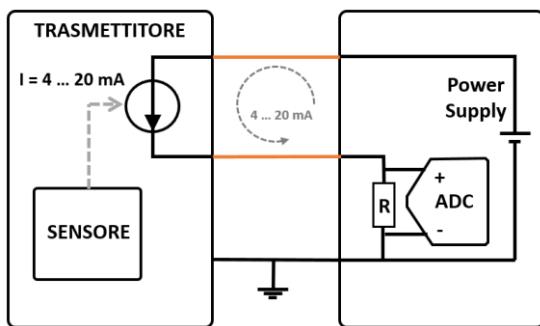


Figura 1: Ingresso PLC in corrente (con resistenza interna)

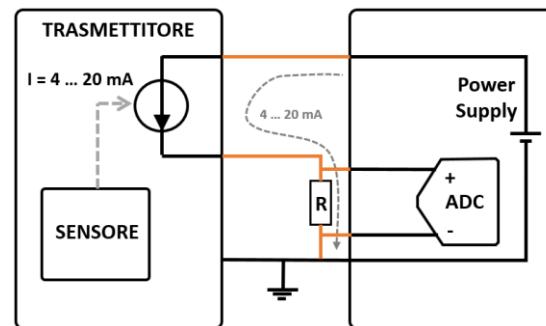


Figura 2: Ingresso PLC in tensione con resistenza esterna

La conversione  $4\text{--}20\text{ mA} \rightarrow 1\text{--}5\text{ V}$  tramite  $250\ \Omega$ , oppure  $2\text{--}10\text{V}$  con  $500\ \Omega$ , è fondamentale perché permette al PLC di elaborare il segnale in maniera uniforme, dato che la maggior parte dei suoi moduli di acquisizione è pensata per lavorare su questi range di tensione. In questo modo, la misura di corrente diventa immediatamente compatibile con l'elettronica di acquisizione senza necessità di circuiti particolarmente complessi. La resistenza, inoltre, svolge la funzione di trasduttore passivo estremamente preciso, purché sia di tolleranza ridotta e con coefficiente di temperatura basso, così da non introdurre errori significativi.

Non tutti i trasmettitori industriali sono costruiti allo stesso modo. Alcuni prevedono un collegamento al PLC con due fili, altri tre, altri ancora quattro. Le differenze non sono casuali, ma derivano dal modo in cui il sensore si alimenta e dal modo in cui fornisce il segnale al loop.

Partiamo dal caso più comune e diffuso: il collegamento a 2 fili. In questa configurazione il sensore, detto anche trasmettitore a due fili, riceve alimentazione e contemporaneamente invia il segnale di misura sugli stessi due conduttori. Il principio di funzionamento è molto elegante: il sensore viene alimentato a 24 V<sub>DC</sub>, tipicamente, e regola la corrente assorbita dal loop in funzione della grandezza fisica misurata. In altre parole, non fornisce una tensione in uscita, ma varia l'assorbimento della corrente in modo proporzionale al valore della grandezza. È un sistema molto robusto e diffuso, proprio perché riduce al minimo il cablaggio e semplifica l'installazione. Non a caso, gran parte dei trasmettitori industriali di pressione, temperatura, livello e portata sono a due fili.

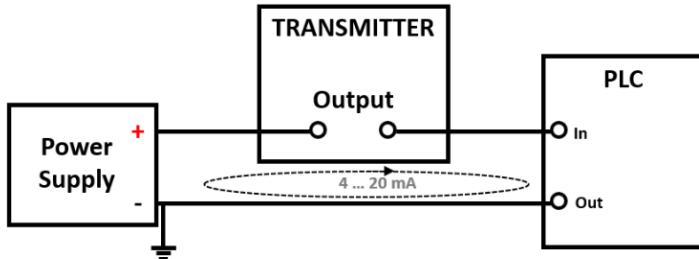


Figura 3: Collegamento a due fili

Passando al collegamento a 3 fili, ci troviamo in una situazione leggermente diversa. Il trasmettitore a tre fili dispone di un morsetto per la tensione positiva di alimentazione, uno per la massa (comune sia all'alimentazione che al segnale), e uno per il segnale di corrente. A differenza del 2 fili, qui il sensore si alimenta in modo indipendente e fornisce in uscita una corrente proporzionale, ma riferita a un morsetto separato. In pratica, il terzo filo è dedicato a portare il segnale, mentre gli altri due alimentano il trasduttore. Questo può risultare utile quando si hanno problemi di cadute di tensione o quando si vuole separare nettamente il ritorno dell'alimentazione da quello del segnale.

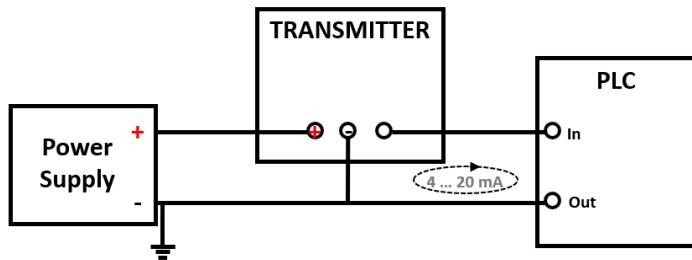


Figura 4: Collegamento a tre fili

Infine, c'è la configurazione a 4 fili. In questo caso il trasmettitore ha due morsetti dedicati esclusivamente all'alimentazione e due morsetti dedicati esclusivamente al segnale di uscita. L'alimentazione fornisce energia al circuito elettronico del trasmettitore, mentre il segnale 4–20 mA è generato in modo indipendente e disponibile come uscita attiva, da collegare direttamente al PLC. Questa architettura separa in modo netto potenza e segnale, e risulta quindi più adatta in applicazioni di alta precisione o quando i cavi sono molto lunghi e soggetti a disturbi.

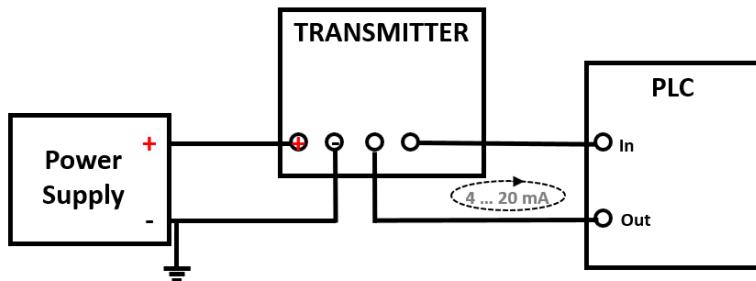


Figura 5: Collegamento a quattro fili

È evidente che servono più conduttori e quindi un cablaggio più complesso, ma il vantaggio sta nella maggiore affidabilità e nella riduzione dei rischi di interferenze.

Indipendentemente dal tipo di collegamento, il PLC effettua una diagnostica sul segnale del loop di corrente. Valori di corrente inferiori a 4mA o superiori a 20 mA rappresentano condizioni di errore e/o malfunzionamento.

Negli ultimi decenni si sono diffusi sistemi “ibridi” come l'HART, che sfrutta ancora il classico loop a 2 fili ma vi sovrappone un segnale digitale modulato,

permettendo di leggere informazioni aggiuntive senza rinunciare alla compatibilità con i PLC tradizionali.

Il protocollo HART (Highway Addressable Remote Transducer) è uno standard di comunicazione digitale sviluppato per applicazioni industriali avanzate. La sua caratteristica principale è di essere un protocollo ibrido analogico-digitale. In pratica, la corrente da 4 a 20 mA continua a rappresentare la variabile di processo principale (ad esempio pressione, portata, temperatura, livello), garantendo la compatibilità con gli strumenti tradizionali e con i sistemi che leggono solo il segnale analogico. Sopra questo segnale, viene sovrapposta una modulazione digitale secondo lo schema FSK (Frequency Shift Keying), cioè una forma di modulazione di frequenza che utilizza due toni:

- 1200 Hz per rappresentare il bit “1”,
- 2200 Hz per rappresentare il bit “0”.

Questa modulazione è progettata in modo da non alterare il valore medio della corrente analogica, quindi non interferisce con la misura del segnale 4–20 mA.

Grazie a questa tecnica, il protocollo HART consente di inviare e ricevere informazioni aggiuntive come, ad esempio, identificazione del dispositivo (marca, modello, numero di serie), diagnostica e stato di salute del sensore, parametri di configurazione e calibrazione.

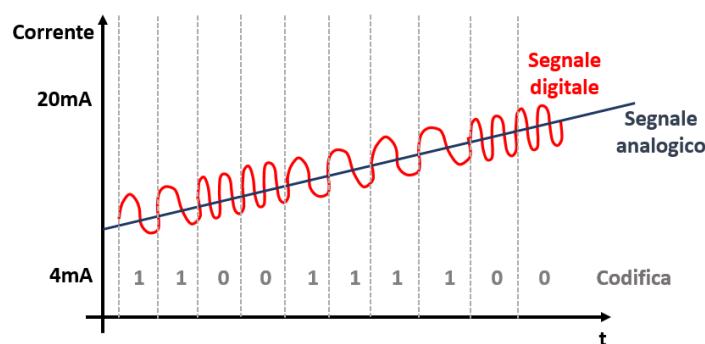


Figura 6: Protocollo HART

### 3. Progettiamo un trasmettitore 4-20mA

Nella figura seguente è mostrato lo schema di principio di un trasmettitore "current-loop" **didattico** che progetteremo in questo tutorial.

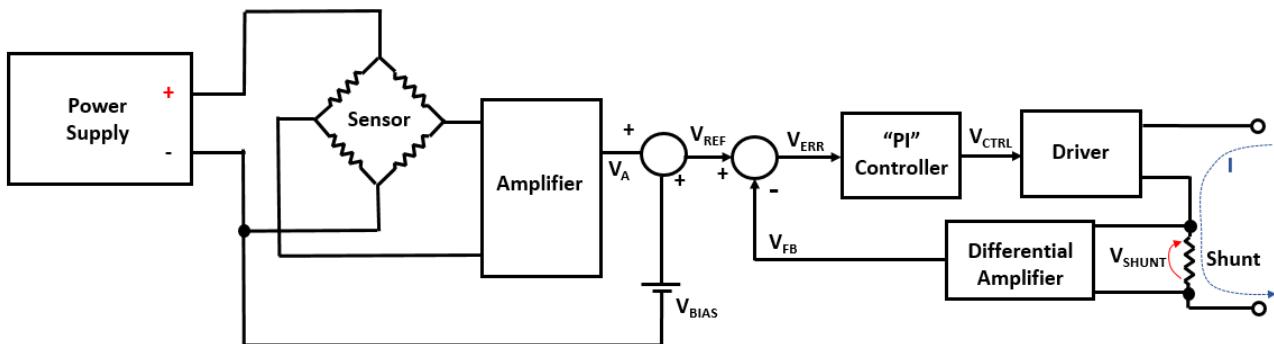


Figura 7: Schema di principio di un trasmettitore "current loop"

Il segnale di tensione generato, ad esempio da un ponte estensimetrico, viene subito amplificato ottenendo una tensione  $V_A$  che varia, supponiamo, tra 0 e 10V in base al valore della grandezza fisica misurata. A questo segnale analogico viene sommata una tensione di riferimento fissa, detta  $V_{BIAS}$ , ottenendo il segnale di riferimento  $V_{REF}$ .

Se il sensore si trova in condizioni di riposo, fornisce una tensione  $V_A$  nulla e di conseguenza  $V_{REF} = V_{BIAS}$ .

In questa situazione desideriamo che la corrente di uscita sia esattamente 4 mA. Tale corrente, prima di raggiungere il PLC, attraversa la resistenza di misura  $R_{SHUNT}$ , generando una caduta di tensione  $V_{SHUNT} = R_{SHUNT} \cdot I_{OUT} = R_{SHUNT} \cdot 4mA$ . Poiché  $V_{SHUNT}$  è tipicamente molto piccola (nell'ordine dei millivolt), deve essere opportunamente amplificata per produrre una tensione di retroazione  $V_{FB}$ , che risulta quindi essere proporzionale alla corrente generata.

La tensione  $V_{FB}$  viene costantemente confrontata con  $V_{REF}$ .

L'obiettivo è fare in modo che, alla corrente minima di 4 mA, sia soddisfatta la condizione:  $V_{FB}=V_{BIAS}$  per avere  $V_{ERR} = V_{REF} - V_{FB} = (V_{BIAS} + 0) - V_{FB} = 0$ ,

La tensione  $V_{ERR}$ , dunque, indica quanto la corrente generata è diversa da quella desiderata (=Errore) e pilota direttamente un controllore hardware "PI".

Il controllore PI confronta continuamente il setpoint  $V_{REF}$  con il valore reale misurato  $V_{FB}$ , calcola l'errore  $V_{ERR}$  e genera un segnale di comando per l'attuatore in modo da annullare l'errore.

In termini pratici, quando  $V_{ERR} < 0$  significa che  $V_{REF} < V_{FB}$ , quindi la corrente generata risulta superiore a quella richiesta: in questa condizione il controllore riduce l'azione del generatore per diminuire la corrente. Al contrario, quando  $V_{ERR} > 0$ , ossia  $V_{REF} > V_{FB}$ , la corrente generata è inferiore a quella desiderata e il controllore interviene incrementando l'uscita del generatore fino a ristabilire l'equilibrio

Il controllore PI combina due azioni:

- Azione proporzionale (P): direttamente proporzionale all'errore istantaneo  $V_{ERR}$ . Se l'errore è grande, anche il segnale di uscita sarà grande; se l'errore è piccolo, l'uscita sarà piccola.

L'azione proporzionale rende il sistema veloce e reattivo ma, da sola, non riesce a eliminare completamente l'errore a regime: resta sempre un piccolo scostamento tra setpoint e valore reale (errore di offset).

- Azione integrale (I): tiene conto della somma nel tempo degli errori passati. Se l'errore persiste, l'azione integrale continua ad accumularsi finché non viene annullato. Questo permette di eliminare l'errore residuo che la sola azione proporzionale non può cancellare.

Lo svantaggio è che, se tarata male, può introdurre lentezza o oscillazioni, perché “spinge” troppo anche quando l'errore è piccolo.

Il segnale di uscita del controllore PI è quindi dato dalla somma di due contributi:

$$V_{CTRL}(t) = k_p V_{ERR}(t) + k_i \int_0^t V_{ERR}(t) dt$$

dove:

- $V_{ERR}(t)$  è l'errore =  $V_{RIF}(t) - V_{FB}(t)$ ,
- $k_p$  è il guadagno proporzionale,
- $k_i$  è il guadagno integrale.

I guadagni  $k_p$  e  $k_i$  saranno valorizzati durante la sperimentazione.

Torniamo al nostro circuito.

Supponiamo di avere:

- $V_{BIAS} = 2V$
- $R_{SHUNT} = 1\Omega$
- $I_0 = 4mA$

Applichiamo la legge di Ohm al resistore di misura:

$$V_{SHUNT} = R_{SHUNT} \cdot I_0 = 1\Omega \cdot 4mA = 4 mV.$$

Questa tensione è molto piccola e va amplificata. Per ottenere una tensione di retroazione  $V_{FB}$  pari alla tensione di riferimento di bias  $V_{BIAS}=2V$  quando la corrente è  $I_0=4mA$ , serve un guadagno pari a:

$$A_V = \frac{2}{0.004} = 500 \text{ in modo da avere } V_{FB} = V_{BIAS} = 2V \text{ con } I_0=4mA.$$

Verifichiamo:

$$V_{FB@4mA} = 500 \cdot V_{SHUNT@4mA} = 500 \cdot (R_{SHUNT} \cdot 4mA) = 500 \cdot (1 \cdot 0.004) = 2 V$$

All'accensione, quando il circuito non eroga ancora corrente, anche  $V_{SHUNT}$  e  $V_{FB}$  sono nulle. In questa condizione, l'errore del controllore è:

$$V_{ERR} = V_{REF} - V_{FB} = V_{REF}.$$

Di conseguenza, il controllore comincia a incrementare la tensione di pilotaggio  $V_{CTRL}$ , facendo salire la corrente fino al valore di 4 mA. A questo punto:  $V_{REF}=V_{FB}$  e  $V_{ERR}=0$ ; il controllore mantiene la corrente in equilibrio attuando continue micro-correzioni, affidate in gran parte all'azione integrale.

In regime di normale funzionamento, alla tensione  $V_{BIAS}$  si somma il contributo generato dal sensore  $V_A$ , proporzionale alla grandezza fisica misurata.

Al fondo scala desideriamo avere un'uscita di 20 mA. Con il guadagno calcolato in precedenza, la corrispondente tensione di retroazione è:

$$V_{FB@20mA} = 500 \cdot (1 \Omega \cdot 0.020 A) = 10 V.$$

Abbiamo quindi  $V_{FB}=2 V$  a 4 mA e  $V_{FB}=10 V$  a 20 mA.

Ne deriva che il contributo del sensore deve coprire un intervallo di 8 V, dal valore minimo al fondo scala. Questo dato è essenziale per dimensionare il guadagno del primo stadio di amplificazione a valle del ponte di misura: dobbiamo infatti fare in modo che, a fondo scala, la tensione  $V_A$  sia pari a 8 V.

Ricapitolando: con il sensore a fondo scala,  $V_{RIF} = V_A + V_{BIAS} = 8+2=10V$

In queste condizioni la corrente di uscita deve essere 20mA dunque la  $V_{FB}$  generata sarà pari a  $V_{FB} = 500 \cdot 20mA \cdot 1 \Omega = 10V$ . Quindi abbiamo ottenuto che  $V_{ERR} = V_{RIF} - V_{FB} = 0$  e il circuito è in condizioni stabili, o meglio, il regolatore farà microregolazioni intorno a questo punto di lavoro.

Esaminiamo ora le implementazioni dei singoli stadi.

### Controllore "PI"

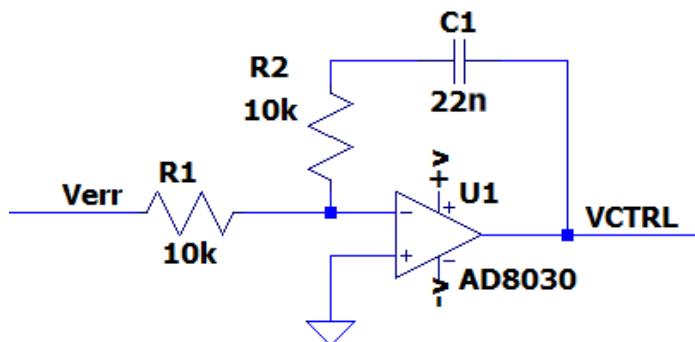


Figura 8: Controllore "PI"

La corrente in  $R_1$  vale (per il principio di corto circuito virtuale tra gli ingressi "+" e "-" dell'opamp):

$$I_{R1} = \frac{V_{ERR}}{R_1}$$

Questa corrente, poiché la resistenza d'ingresso tra “+” e “-” è infinita, scorre anche in  $R_2$  e  $C_1$ , quindi:

$$V_{CTRL} = V_{C1} + V_{R2} = -\frac{1}{C_1} \int_0^t I_{R1}(t) dt - R_2 I_{R1} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t V_{ERR}(t) dt - \frac{R_2}{R_1} V_{ERR}$$

Poniamo  $\frac{R_2}{R_1} = K_p$  e  $\frac{1}{R_1 C_1} = K_i$

$$V_{CTRL}(t) = -\left( K_i \int_0^t V_{ERR}(t) dt + K_p V_{ERR}(t) \right)$$

Il segno negativo è dovuto al fatto che l'opamp è in configurazione invertente. Di questo dobbiamo tenerne conto nel progetto del circuito sottrattore che implementa l'operazione  $V_{ERR} = V_{REF} - V_{FB}$ . In pratica a noi serve  $-V_{ERR}$  in modo da compensare il “-” introdotto dal controllore PI. Analizziamo subito questo aspetto.

### Circuito sottrattore

Un sottrattore (o amplificatore differenziale) è un circuito realizzato con un amplificatore operazionale che fornisce in uscita una tensione proporzionale alla differenza tra due tensioni di ingresso. È molto utile quando si vuole confrontare due segnali, eliminare il rumore comune o ottenere direttamente la misura di una variazione.

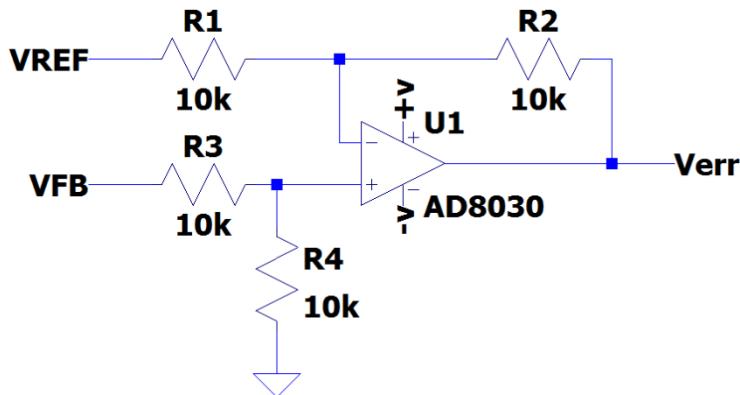


Figura 9: Circuito sottrattore

Per capirne il funzionamento dobbiamo applicare la sovrapposizione degli effetti.

1) Poniamo  $V_{REF} = \text{GND}$ . La tensione all'ingresso non invertente vale:

$$V_+ = V_{FB} \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Avendo posto  $V_{REF} = \text{GND}$ , l'opamp è connesso come amplificatore non invertente con guadano:  $A_{V1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Quindi, il contributo di  $V_{FB}$  all'uscita è:

$$V_{\text{OUT},V_{FB}} = V_+ A_{V1} = V_{FB} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

2) Poniamo ora  $V_{FB} = \text{GND}$ . L'opamp risulta connesso come amplificatore invertente con guadano:  $A_{V2} = -\frac{R_2}{R_1}$

Quindi, il contributo di  $V_{REF}$  all'uscita è:

$$V_{\text{OUT},V_{REF}} = V_{REF} A_{V2} = -V_{REF} \frac{R_2}{R_1}$$

Sommendo i contributi abbiamo:

$$V_{\text{OUT}} = V_{FB} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_{REF} \frac{R_2}{R_1}$$

Poniamo tutte le resistenze uguali ( $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega$ ) ed otteniamo:

$$V_{\text{OUT}} = V_{FB} \frac{R_1}{2R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) - V_{REF} \frac{R_1}{R_1} = V_{FB} - V_{REF}$$

Che è proprio la relazione che a noi interessa. Infatti:  $V_{FB} - V_{REF} = -V_{ERR}$ .

Analizziamo ora il generatore di corrente.

### **Generatore di corrente**

La figura seguente mostra un semplice generatore di corrente.

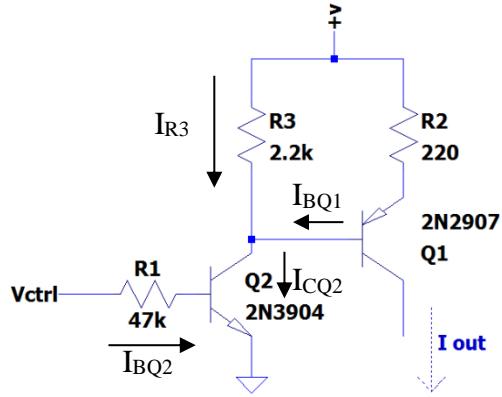


Figura 10: Generatore di corrente

La tensione  $V_{CTRL}$  modula la corrente  $I_{C,Q2}$  che attraversa  $Q_2$  agendo direttamente sulla corrente di base  $I_{B,Q2}$  attraverso la  $R_1$ . Infatti:

$$I_{B,Q2} = I_{R1} = \frac{(V_{CTRL} - V_{BE,Q2})}{R1} \approx \frac{(V_{CTRL} - 0.7V)}{R1}$$

Se  $V_{CTRL} = 0$ ,  $Q_2$  è spento (come se non fosse presente nel circuito).  $R_3$  tiene spento  $Q_1$  portando la sua base alla tensione di alimentazione.

La corrente in  $R_3$ , infatti, è nulla non potendo scorrere né in  $Q_2$  che è spento, né nella base di  $Q_1$  che è un PNP, quindi  $V_{BQ1} = V_{Alimentazione}$ . Quindi anche  $Q_1$  è spento. In queste condizioni  $I_{OUT} = 0$ .

Non appena  $V_{CTRL}$  diventa sufficientemente alta ( $>0.7V$ ),  $Q_2$  inizia a condurre richiamando corrente da  $R_3$  e dalla base di  $Q_1$  che inizia anch'esso a condurre generando una corrente  $I_{OUT}$  proporzionale a  $V_{CTRL}$ .

Vediamo di esplicitare questo concetto in modo analitico calcolando il valore di  $I_{OUT}$  in funzione di  $V_{CTRL}$ .

Supponiamo di trascurare le correnti di base e poniamo  $I_E \approx I_C$  in entrambi i transistori. Quindi:

$$I_{OUT} \approx I_{E,Q1} \text{ (stiamo trascurando } I_{B,Q1})$$

$$V_{R3} \approx R_3 I_{C,Q2} \text{ (stiamo trascurando } I_{B,Q2})$$

$$V_{R2} = R_2 I_{OUT} \approx R_2 I_{E,Q1} \text{ (stiamo trascurando } I_{B,Q1})$$

Calcoliamo:

$$V_{R3} \simeq R_3 I_{C,Q2} = V_{R2} + V_{EB,Q1} = R_2 I_{E,Q1} + V_{EB,Q1} \simeq R_2 I_{OUT} + V_{EB,Q1}$$

Ricaviamo  $I_{OUT}$ :

$$I_{OUT} = \frac{R_3 I_{C,Q2} - V_{EB,Q1}}{R_2} = \frac{R_3 I_{C,Q2}}{R_2} - \frac{V_{EB,Q1}}{R_2}$$

Ricordando che:

$$I_{C,Q2} = \beta_2 I_{B,Q2} = \beta_2 \frac{(V_{CTRL} - V_{BE,Q2})}{R_1}$$

Otteniamo:

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= \frac{R_3 I_{C,Q2}}{R_2} - \frac{V_{EB,Q1}}{R_2} = \frac{R_3 \beta_2 \frac{(V_{CTRL} - V_{BE,Q2})}{R_1}}{R_2} - \frac{V_{EB,Q1}}{R_2} \\ &= \frac{R_3 \beta_2 V_{CTRL}}{R_2 R_1} - \frac{R_3 \beta_2 V_{BE,Q2}}{R_2 R_1} - \frac{V_{EB,Q1}}{R_2} \end{aligned}$$

Sostituendo i valori delle resistenze e considerando  $\beta_2 = 290$  abbiamo:

$$I_{OUT} = \frac{2200 \beta_2 V_{CTRL}}{220 \cdot 47000} - \frac{2200 \beta_2 0.7}{220 \cdot 47000} - \frac{0.7}{220} = 0.0617 V_{CTRL} - 0.0617 \cdot 0.7 - 0.0032$$

Se esprimiamo la corrente in mA:

$$I_{OUT} [mA] = 61.7 V_{CTRL} - 46.37$$

Si vede chiaramente che la corrente in uscita dipende linearmente da  $V_{CTRL}$ .

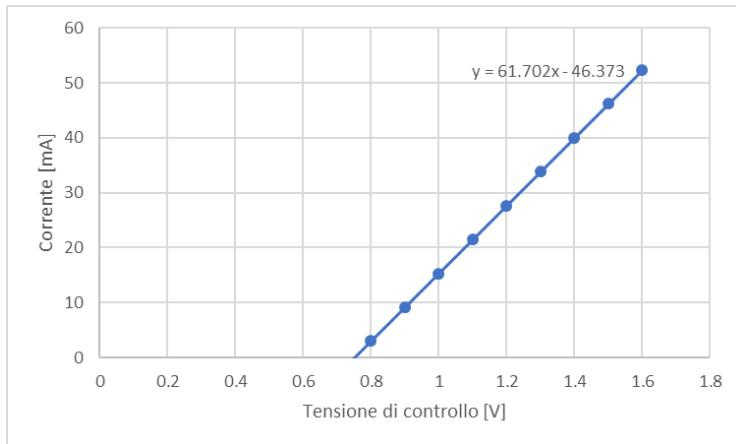


Figura 11: Caratteristica V-I del generatore di corrente

Per tensioni di controllo  $V_{CTRL}$  inferiori a 0.75V il generatore non produce corrente perché  $Q_2$  è spento. Di questo aspetto non ci dobbiamo preoccupare perché sarà il controllore a tenerne conto in modo automatico e trasparente.

### Amplificatore differenziale di precisione

La corrente generata dallo stadio precedente viene fatta passare attraverso una resistenza di shunt (che, come ipotizzato all'inizio del tutorial, ha valore pari a 1 Ω) per poter essere misurata. La caduta di tensione ai suoi capi, indicata come  $V_{SHUNT} = R_{SHUNT} \cdot I_{OUT}$ , risulta molto bassa, nell'ordine di pochi millivolt, e deve quindi essere opportunamente amplificata per poter essere utilizzata in modo efficace come segnale di retroazione nel controllo.

Abbiamo visto che è necessario un fattore di amplificazione pari ad  $A_V \approx 500$ , troppo elevato per poter essere realizzato da un singolo stadio senza compromettere stabilità e qualità del segnale. È quindi opportuno adottare una soluzione basata su almeno due stadi amplificatori in cascata.

Il primo stadio sarà un amplificatore differenziale per strumentazione, che offre un'elevata impedenza di ingresso e permette di amplificare con precisione la differenza di potenziale rilevata tra due punti del circuito: nel nostro caso, la tensione ai capi della resistenza di shunt  $R_{SHUNT}$ .

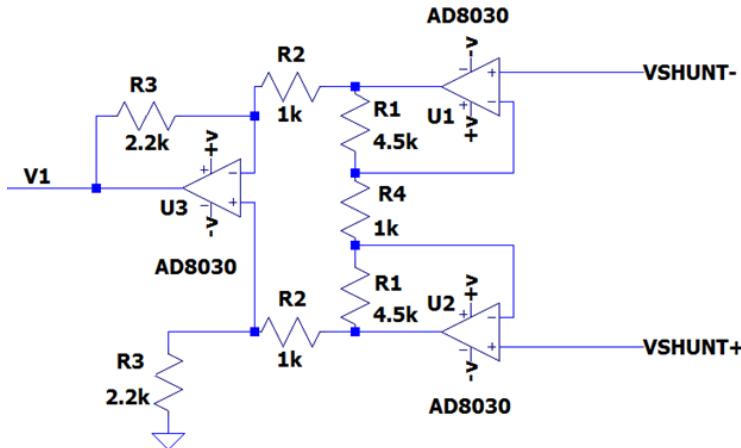


Figura 12: Amplificatore differenziale per strumentazione

Si tratta di una configurazione classica utilizzata in elettronica. La tensione d'uscita è data da:

$$V_{OUT} = \left( 1 + \frac{2 R_1}{R_4} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot (V_{SHUNT}^+ - V_{SHUNT}^-)$$

Con i componenti scelti abbiamo:

$$V_{OUT} = \left( 1 + \frac{9}{1} \right) \cdot \frac{2.2}{1} \cdot (V_{SHUNT}^+ - V_{SHUNT}^-) = 22 \cdot (V_{SHUNT}^+ - V_{SHUNT}^-)$$

Per raggiungere un guadagno totale di  $A_V \simeq 500$  dobbiamo ancora amplificare di un fattore:  $\frac{500}{22} \simeq 23$ .

Lo implementiamo con un opamp in configurazione non invertente.

Con riferimento alla figura seguente, i valori scelti per  $R_5$  e  $R_6$  danno un guadagno pari a  $A_{V2} = 1 + \frac{R_6}{R_5} \simeq 24$ .

In pratica,  $R_6$  dovrà essere un trimmer (resistenza variabile) che andrà tarato sul valore necessario tenendo conto delle tolleranze di tutti i componenti.

Vedremo più avanti come effettuare la taratura.

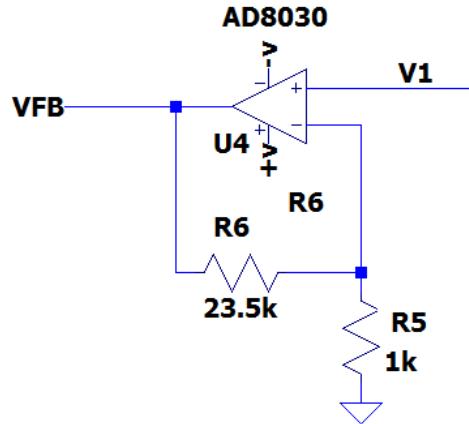


Figura 13: Amplificatore non invertente

### Stadio per la generazione della tensione di riferimento

Il sistema di controllo PI ha bisogno di una tensione di riferimento per generare la corrente nel range 4...20 mA.

Supponiamo di voler avere  $V_{RIF} = 2V$  con  $I_{OUT} = 4mA$  e  $V_{RIF} = 10V$  con  $I_{OUT} = 20mA$ .

Questo significa che il segnale del solo sensore, ovvero la “traduzione” in volt di una grandezza fisica (pressione, temperatura, ...), potrà variare tra un minimo di 0V ad un massimo di 8V a fondo scala.

Il segnale di bias per i 2V (V1 nella figura seguente) deve essere costante, quindi generata da una apposita famiglia di circuiti integrati detta “voltage reference”.

La tensione di bias (2V) e quella proveniente dal sensore (0...8V) devono essere sommate per formare la tensione di riferimento  $V_{RIF}$ .

Nella figura seguente è mostrato un classico circuito sommatore non invertente. La tensione d'uscita vale

$$V_{OUT} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{bias} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{sensore} \right)$$

Se  $R_2 = R_1$  e  $R_3 = R_4$ , abbiamo che  $V_{OUT} = V_{bias} + V_{sensore}$

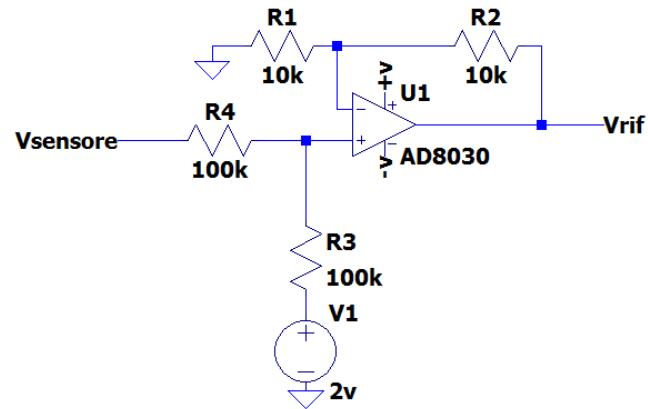


Figura 14: Generazione della tensione di riferimento

## 4. Simulazione del circuito completo

Mettiamo insieme tutti i sotto circuiti visti precedentemente secondo lo schema di principio iniziale.

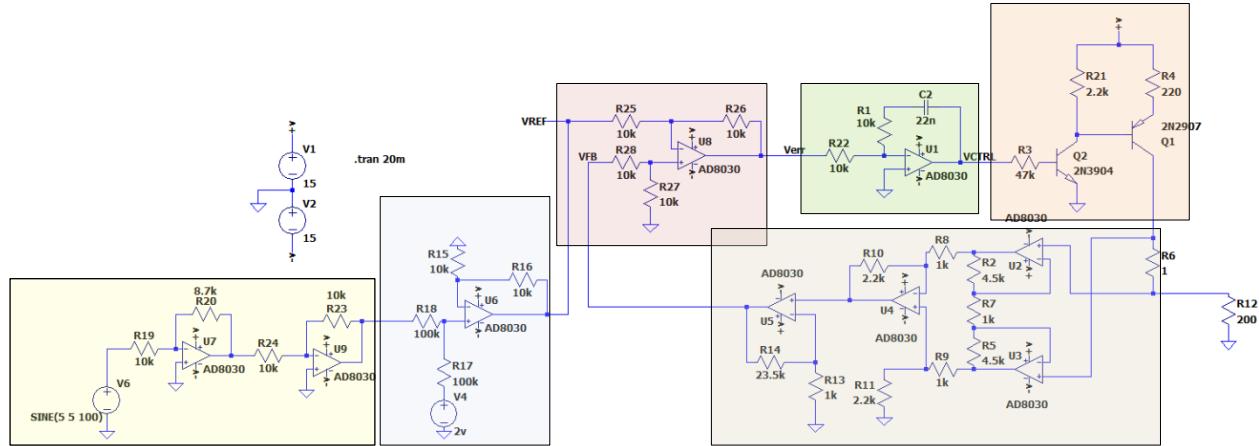


Figura 15: Circuito completo

La corrente in uscita, ovvero  $I_{\text{OUT}}$ , scorre attraverso  $R_6$  che è la resistenza di shunt da  $1\Omega$ , quindi raggiunte la resistenza del circuito di misura che abbiamo modellato con  $R_{12}$  da  $200\Omega$ .

Per la simulazione con LTSpice, supponiamo di modellare il sensore con un generatore di tensione sinusoidale  $0\dots10\text{V}$  a  $100\text{Hz}$ . Questa tensione viene ridotta da  $U_7$  e  $U_9$  a  $0\dots8\text{V}$  in modo da avere una  $V_{\text{REF}}$  che varia tra 2 e 10 Volt. La corrente in uscita avrà anch'essa, ovviamente, un andamento sinusoidale tra 4 e 20 mA.

### Taratura

Prima di procedere ai test funzionali, dobbiamo tarare il circuito. Per far questo poniamo  $V_6=0$ , ovvero il sensore non deve apportare nessun contributo a  $V_{\text{REF}}$  che quindi è uguale a  $V_{\text{REF}} = V_{\text{BIAS}}$ .

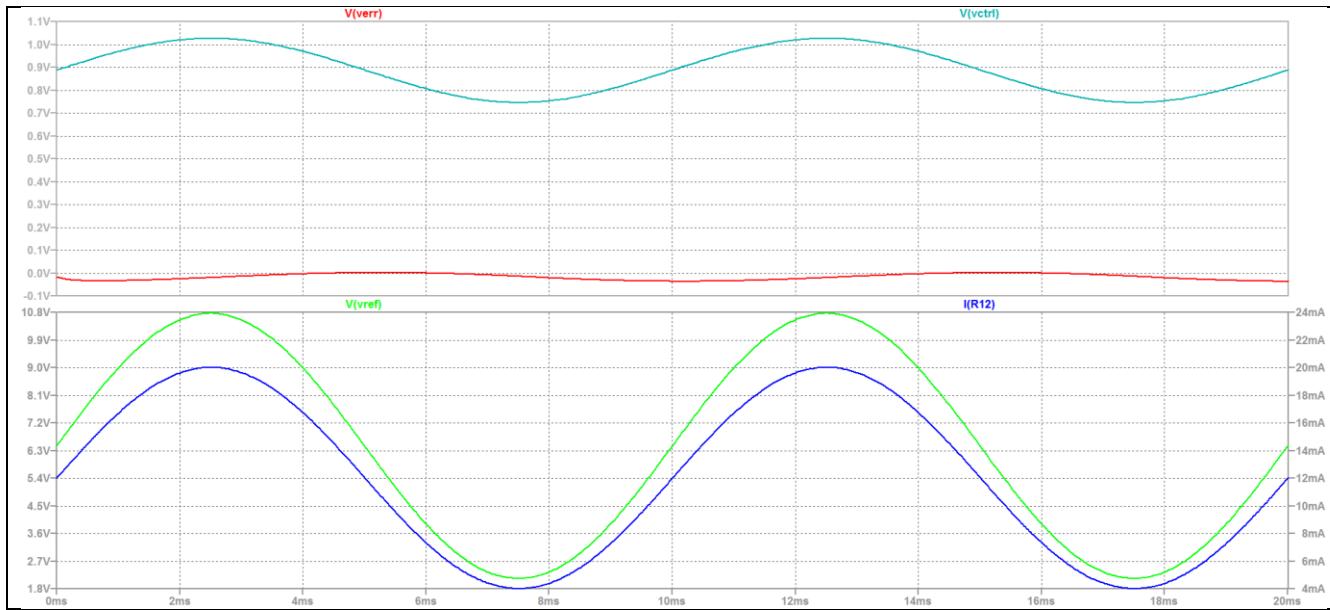
In queste condizioni andiamo a modificare leggermente  $R_{14}$  in modo da avere in uscita esattamente 4mA.

Poi poniamo  $V_6=10\text{V}$  (sensore a fondo scala) e modifichiamo  $R_{20}$  in modo da avere in uscita esattamente 20mA.

A questo punto il circuito è perfettamente tarato e allineato.

## Sperimentazione

Mandiamo in simulazione il circuito come riportato nella figura precedente dove abbiamo impostato V<sub>6</sub> per generare una sinusoide 0..10V a 100Hz. Naturalmente ci aspettiamo che anche la corrente in uscita abbia un andamento sinusoidale tra 4 e 20 mA.



Come esercizio possiamo anche provare a variare i valori del circuito PI verificando la stabilità.

Per fare questo esperimento sostituiamo il segnale d'ingresso sinusoidale con un gradino di 10V: PULSE(0 10 0.01 0.000001 0.000001 0.2 0.4).

Nelle figure seguenti sono mostrati due esempi di risposta al gradino. Nel primo si nota una certa instabilità mentre, nel secondo, la risposta è corretta.

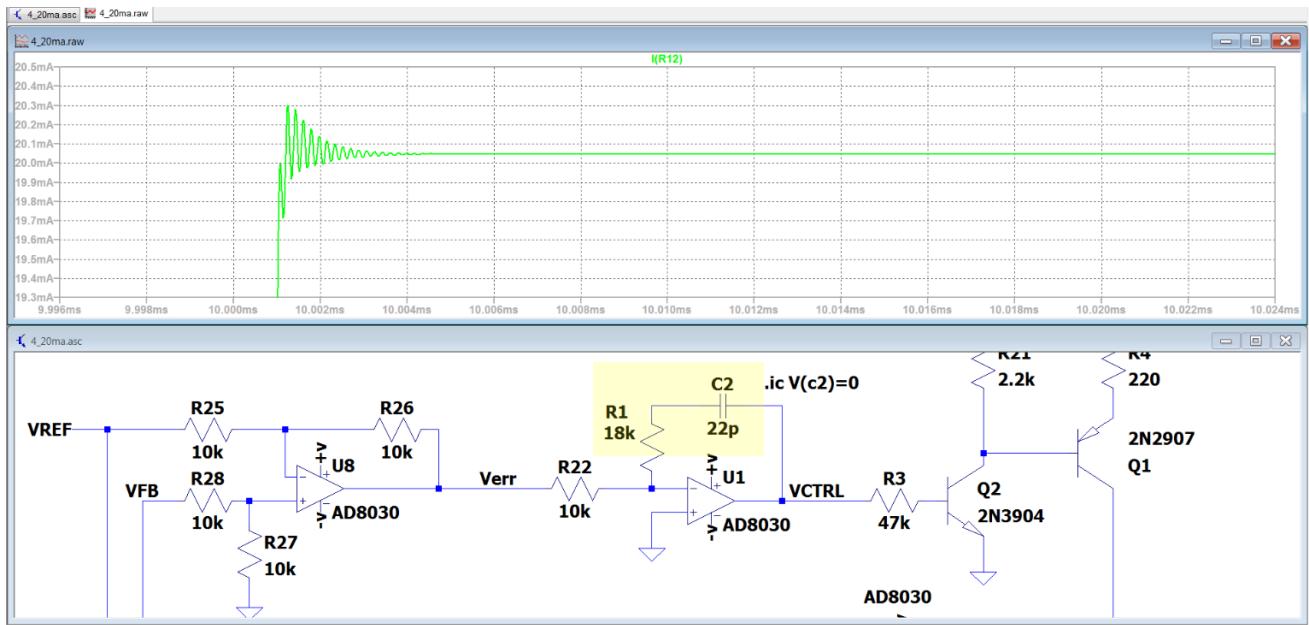


Figura 16: Risposta al gradino con instabilità

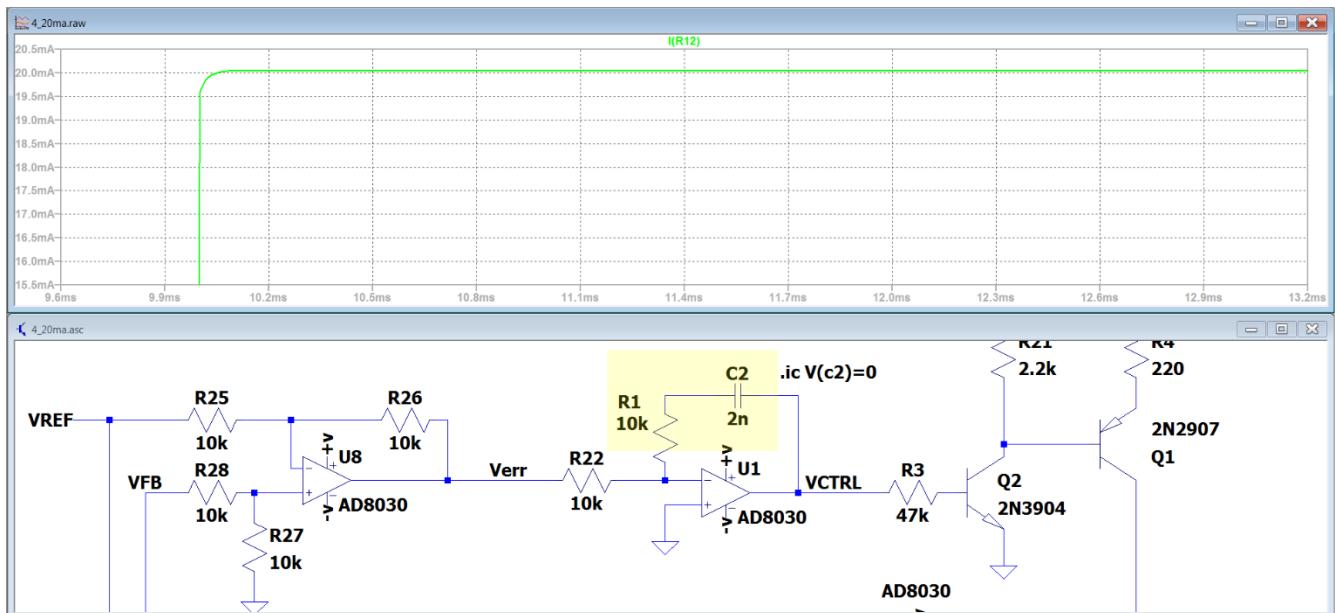


Figura 17: Risposta al gradino corretta

## 5. Conclusioni

Il percorso affrontato in questo tutorial ci ha permesso di comprendere come il current loop 4–20 mA rappresenti ancora oggi una delle soluzioni più robuste, versatili e diffuse per la trasmissione di segnali nei sistemi di automazione industriale. Abbiamo visto che, dietro la sua apparente semplicità, si nasconde un insieme di principi tecnici che spaziano dall'elettronica analogica al controllo retroazionato, passando per l'integrazione con i moderni PLC.

L'analisi dei diversi tipi di collegamento (a 2, 3 e 4 fili) ha mostrato come ogni configurazione presenti specifici vantaggi e richieda attenzioni particolari in fase di cablaggio e di diagnostica.

Nel corso di questo tutorial abbiamo progettato e simulato un trasmettitore current loop a scopo didattico, concepito come un vero e proprio banco di prova sul quale poter sviluppare e verificare molteplici sperimentazioni. Questo prototipo virtuale non rappresenta soltanto un esercizio teorico, ma costituisce una piattaforma flessibile per esplorare scenari reali, testare differenti configurazioni di collegamento, analizzare il comportamento del controllore PI e valutare l'impatto delle varie scelte circuitali sul funzionamento complessivo del sistema.

In questo modo il trasmettitore simulato diventa non solo un modello per l'apprendimento, ma anche un terreno fertile per nuove idee, sperimentazioni e applicazioni innovative.