

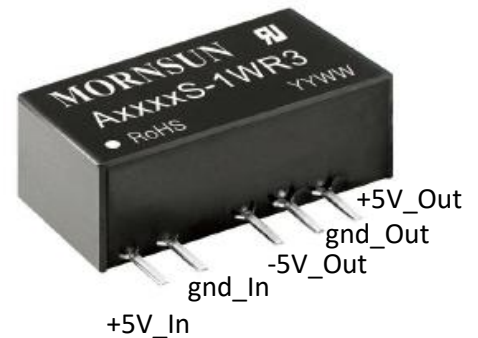
Quinta esercitazione

Amplificatori operazionali e comparatori

Si consideri l'amplificatore operazionale (AO) duale LM358. Nella precedente esercitazione è stato visto il suo comportamento come buffer in alimentazione singola, incluso il funzionamento non rail-to-rail, nel senso che la saturazione positiva è a circa 3,7V mentre la saturazione negativa è a zero in quanto il dispositivo è stato progettato per funzionare bene anche in alimentazione singola. In alimentazione singola, per poter vedere alcuni comportamenti, come ad esempio l'amplificatore invertente, sarebbe necessario fare un cambio di riferimento, ossia "riferire" i circuiti a 2,5V invece che a 0V: in questo modo l'AO funzionerebbe come se fosse alimentato tra -2,5V e +2,5V. In questa esercitazione si vedrà il suo comportamento come AO in alimentazione duale.

Buffer con alimentazione duale

Si consideri il componente **DC-DC converter** A0505S-1WR3 della MORNSUN (o analogo DPU01L-05 della MEAN WELL). Si tratta di un dispositivo ibrido (un piccolo sistema elettronico incapsulato in resina) che riceve in ingresso un'alimentazione singola a 5V (+5V_In e gnd_In) e produce in uscita un'alimentazione duale (-5V_Out, gnd_Out, +5V_Out) isolata rispetto all'alimentazione di ingresso (le due gnd sono isolate tra loro) e in grado di fornire da 10mA a 100mA.



Selection Guide

Certification	Part No.	Input Voltage(VDC)	Output		Full Load Efficiency(%) Min./Typ.	Capacitive Load(μF)* Max.
		Nominal (Range)	Voltage (VDC)	Current(mA) Max./Min.		
CE	A0503S-1WR3		±3.3	±152/±15	70/74	1200
	A0505S-1WR3		±5	±100/±10	78/82	1200

Posizionare il DC-DC converter e, dopo aver rimosso i collegamenti di alimentazione dell'AO (pin 4 e pin 8) collegare

- +5V_In a +5V su scheda
- Gnd_In e gnd_Out a massa su scheda
- +5V_Out al pin 8 (=Vcc+) dell'OA (LM358)
- -5V_Out al pin 4 (=Vcc-) dell'OA (LM358)

Dall'onda quadra monopolare all'onda quadra bipolare

Configurare l'LM358 come buffer (pin 1 e 2 connessi insieme e considerati come uscita, ingresso su pin 3), come si è visto nell'esperienza precedente. Collegare l'uscita (pin 8) del 74HC132 (onda quadra) al pin 3 dell'OA e verificare che in uscita al buffer (pin 1 dell'OA) niente è cambiato rispetto alla forma d'onda ottenuta in alimentazione unipolare tra +5V e gnd (esperienza precedente).

Adesso l'AO è alimentato tra -5V e +5V e, per mostrare meglio il funzionamento dei circuiti base dell'AO, si dovrebbe disporre di un segnale ad onda quadra bipolare, ossia che varia tra una tensione positiva e una negativa, invece dell'onda quadra tra 0 e +5V generata dal 74HC132.

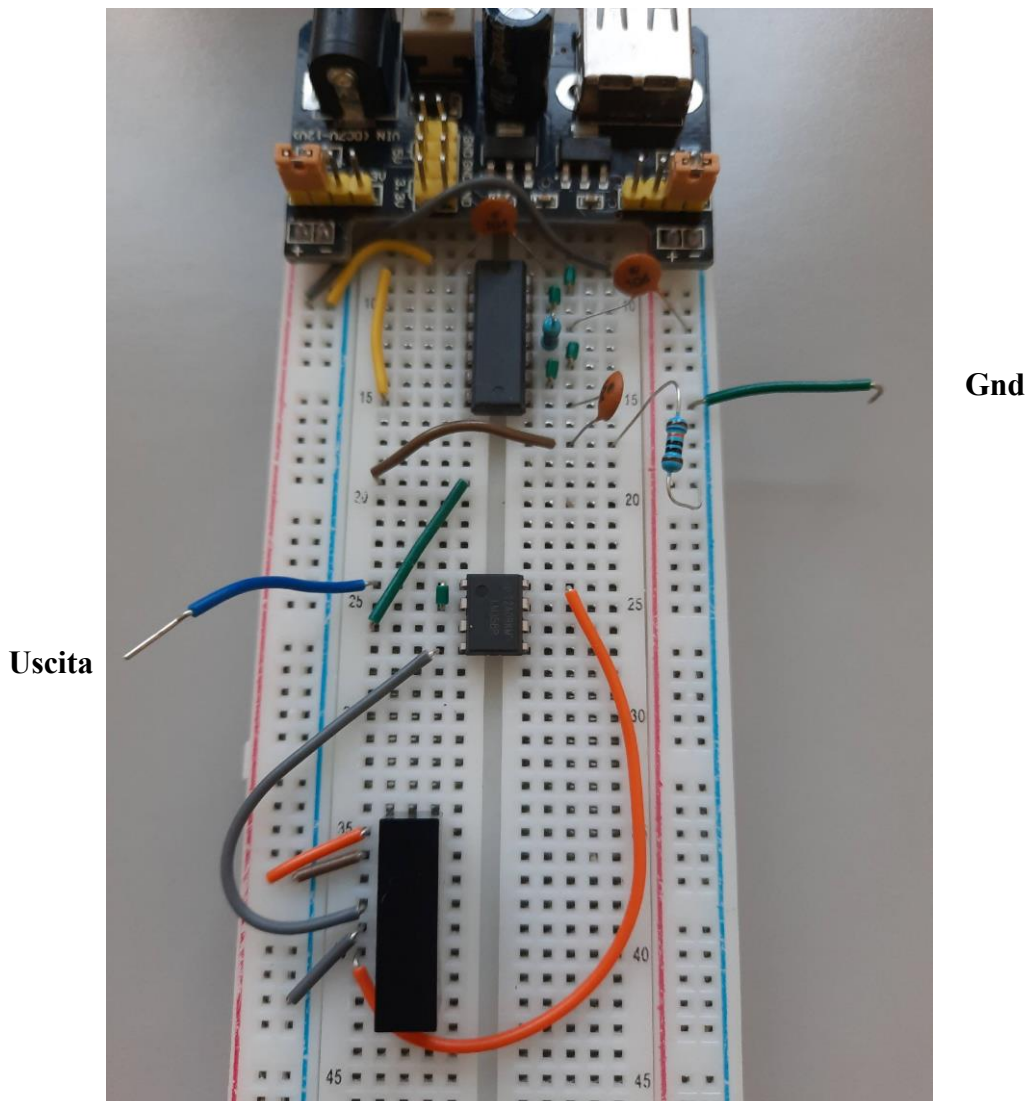
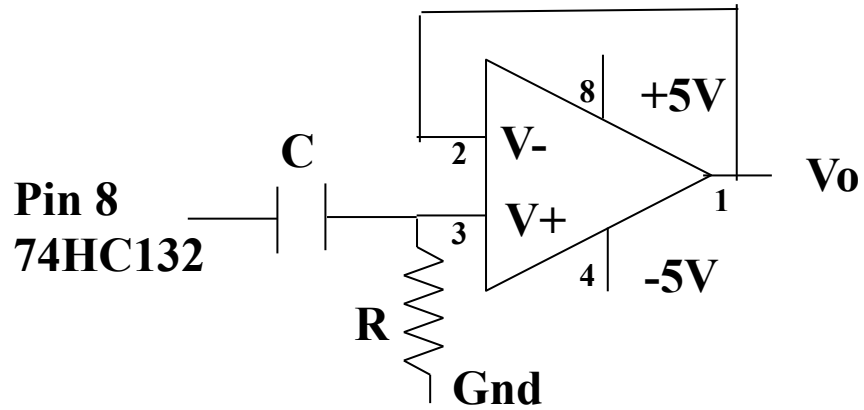
Si utilizza quindi un filtro passa-alto CR.

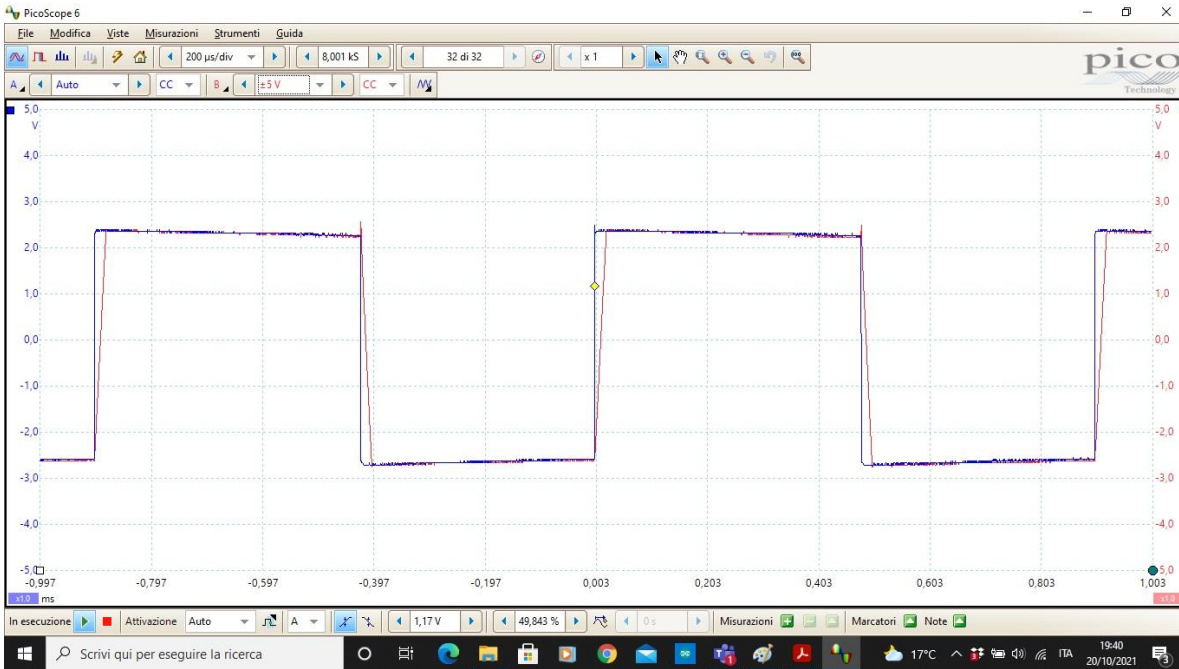
Il circuito CR ha funzione di trasferimento $V_{out} = V_{in} \cdot j\omega RC / (1 + j\omega RC)$

Quello che vediamo è il modulo dei segnali ossia $V_{out} = V_{in} \cdot \omega RC / \sqrt{1 + (\omega RC)^2}$

Se si vuole che l'onda quadra a 1kHz passi senza essere deformata, si deve avere $\omega RC / \sqrt{1+(\omega RC)^2} > 0,99$ ossia $(\omega RC)^2 > 0,98(1+(\omega RC)^2)$ ossia $0,02(\omega RC)^2 > 0,98$ ossia $(\omega RC)^2 > 49$ ossia $\omega RC > 7$ quindi $RC > 1,1ms$. Si sceglie quindi $C=100nF$ e $R=100K$. In questo modo ci si aspetta un'onda quadra tra $-2,5V$ e $+2,5V$ ossia filtrata della sola componente continua (valore medio)

Si colleghi l'uscita (pin 8) del 74HC132 (onda quadra) ad un circuito CR ($C=100nF$, $R=100k$) e collegare l'uscita del CR (segnale blu) all'ingresso del buffer (pin 3 dell'AO) e si osservi che il buffer in uscita V_o (segnale rosso) replica il segnale in ingresso a meno della limitazione sullo slew rate ($0,2V/us$).





Il segnale blu, che è l'uscita del circuito CR, ha valore medio nullo in quanto la componente continua è stata eliminata, ma conserva frequenza e valore picco-picco dell'onda quadra originale. Il buffer realizzato con l'amplificatore operazionale mantiene inalterato il segnale, ad eccezione della lentezza dei fronti a causa del limite sullo slew-rate, in quanto il segnale è sempre ben distante dai limiti di saturazione (+5V e -5V).

Se l'onda quadra all'uscita del 74HC132, misurata con il tester in DC o in AC risulta circa 2,5V, l'uscita del CR o del buffer risulta circa zero se misurata in DC e circa 2,5V se misurata in AC.

Per i prossimi circuiti si consideri come ingresso $V_s = V_{in}$ il pin 1 dell'AO salvo diversamente indicato.

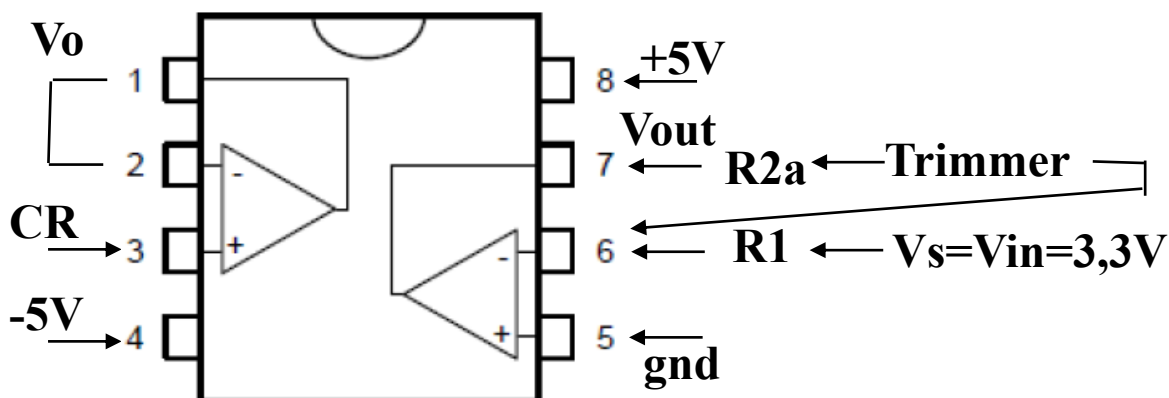
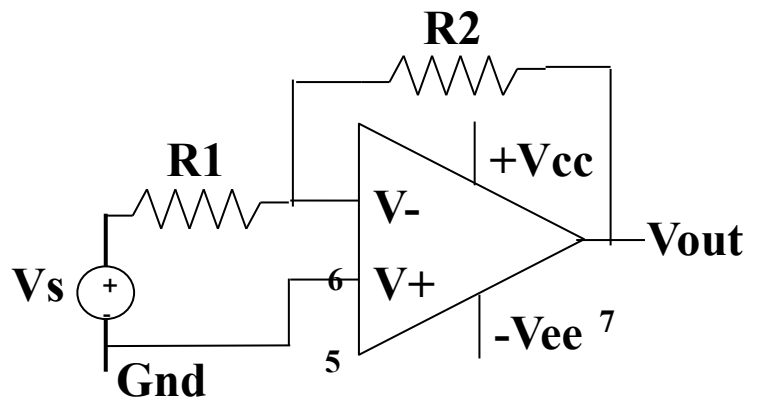
Amplificatore invertente in DC

Si consideri il circuito indicato in figura con:

$$+V_{CC} = +5V \quad -V_{EE} = -5V \quad \underline{V_{in} = V_s = 3,3V}$$

$$R_1 = 10k$$

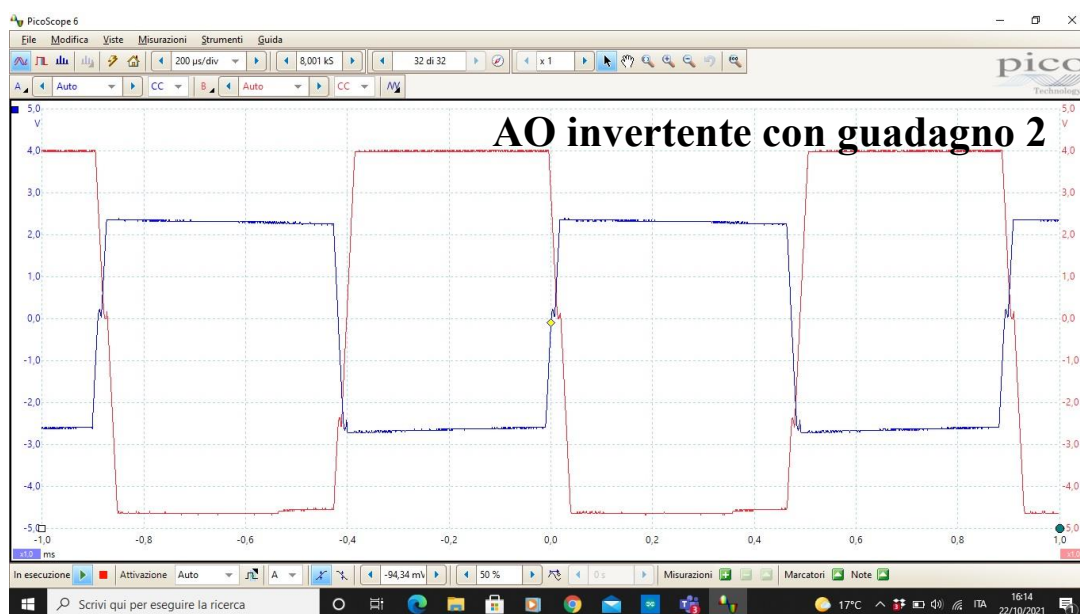
$$R_2 = R_{2a} = 10k \text{ in serie al potenziometro da } 10k$$



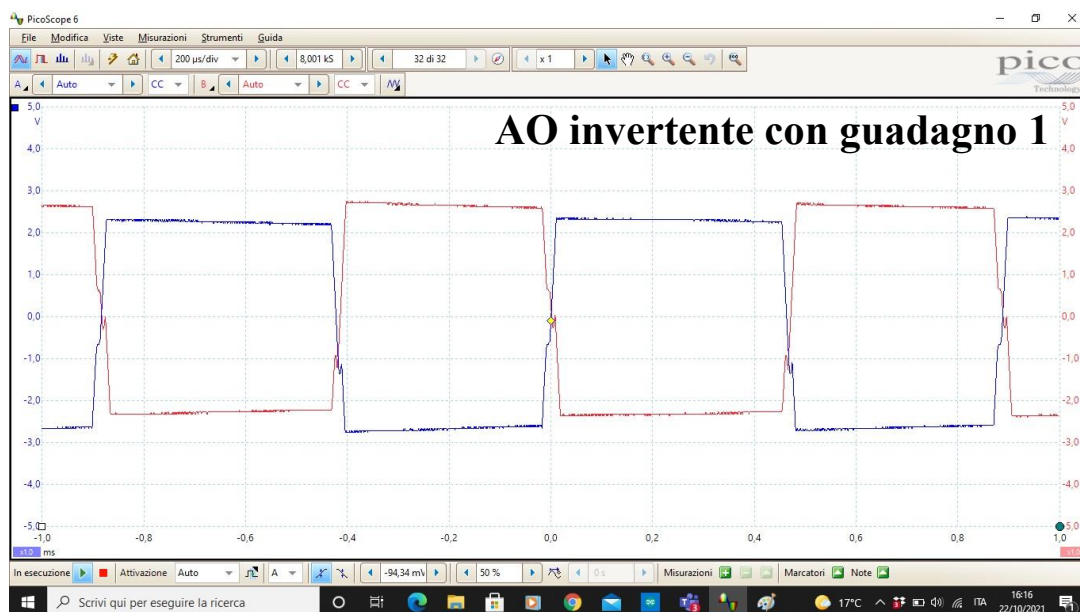
Si osservi che ruotando il potenziometro (trimmer) il guadagno dell'amplificatore invertente varia da -1 a -2 e quindi in uscita si avrà un valore che varia tra -3,3V e la tensione di saturazione negativa. Infatti, ruotando il trimmer in modo da avere $R_2=10k+10k$, il guadagno sarà -2 ($-20k/10k$) ma l'uscita non può portarsi a -6,6 e saturerà ad un valore di circa -4,6V (misurare con il tester in DC). In queste condizioni non si avrà l'ingresso invertente a massa virtuale (0V) ma, essendo l'OA in saturazione negativa, viene a mancare la condizione di uguaglianza tra i due ingressi di tensione V_+ (pin 5) e V_- (pin 6). Dato che non entra corrente negli ingressi, si ha $(3,3V-(V_-))/R_1 = ((V_-)-V_{out})/R_2$ e quindi, dato che $V_{out}=-4,6V$, allora si ha $(3,3V-(V_-))/R_2/R_1 = (V_-)-V_{out}$ e, dato che $R_2/R_1=2$, allora $(V_-) = (6,6-4,6)/3=0,67$ che è esattamente quanto si misura con il tester in DC tra i due ingressi (puntale rosso su pin 6 e puntale nero su pin 5).

Amplificatore invertente con onda quadra

Si scollegi il segnale V_s di ingresso dell'amplificatore invertente da 3,3V e lo si colleghi al pin 1 del LM358 (onda quadra tra -2,5V e +2,5V); si verifichi il comportamento invertente a guadagno variabile tra -1 e -2.

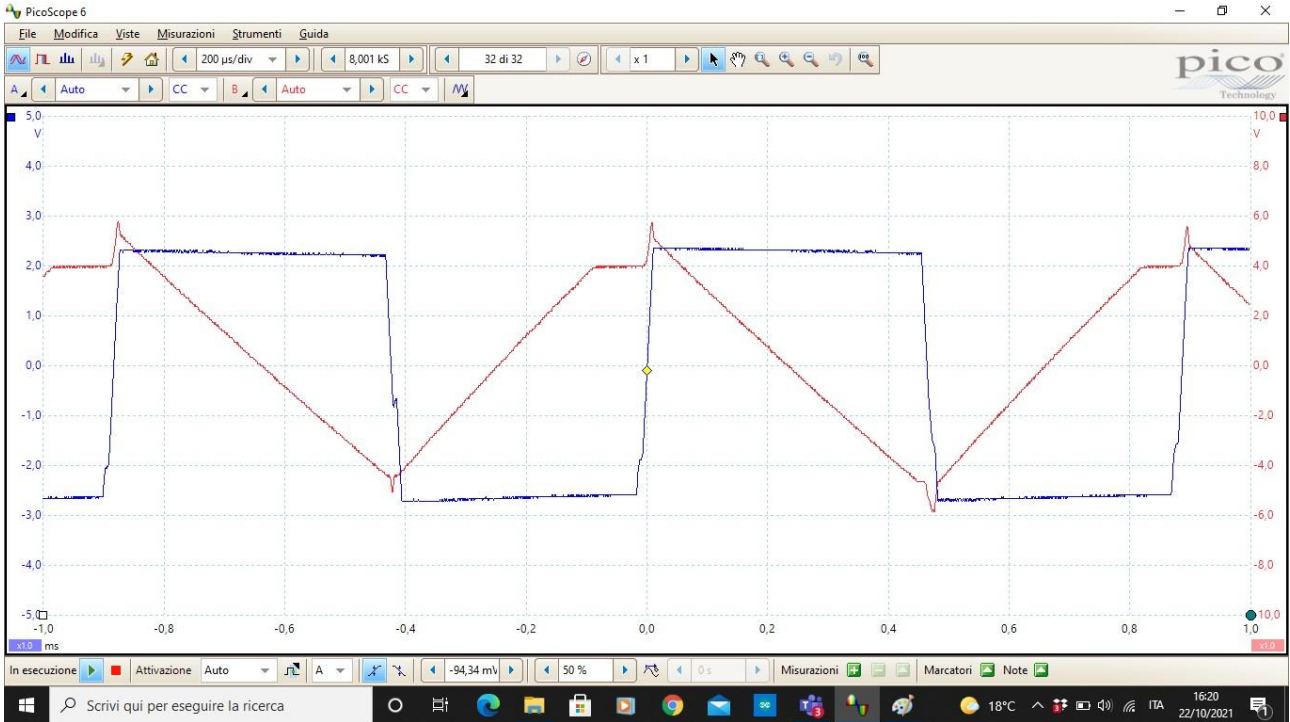


Si elimini il trimmer lasciando la sola $R_{2a}=10k$ tra il pin 6 e il pin 7 e si osservi il comportamento invertente con guadagno unitario (ingresso segnale blu, uscita segnale rosso)

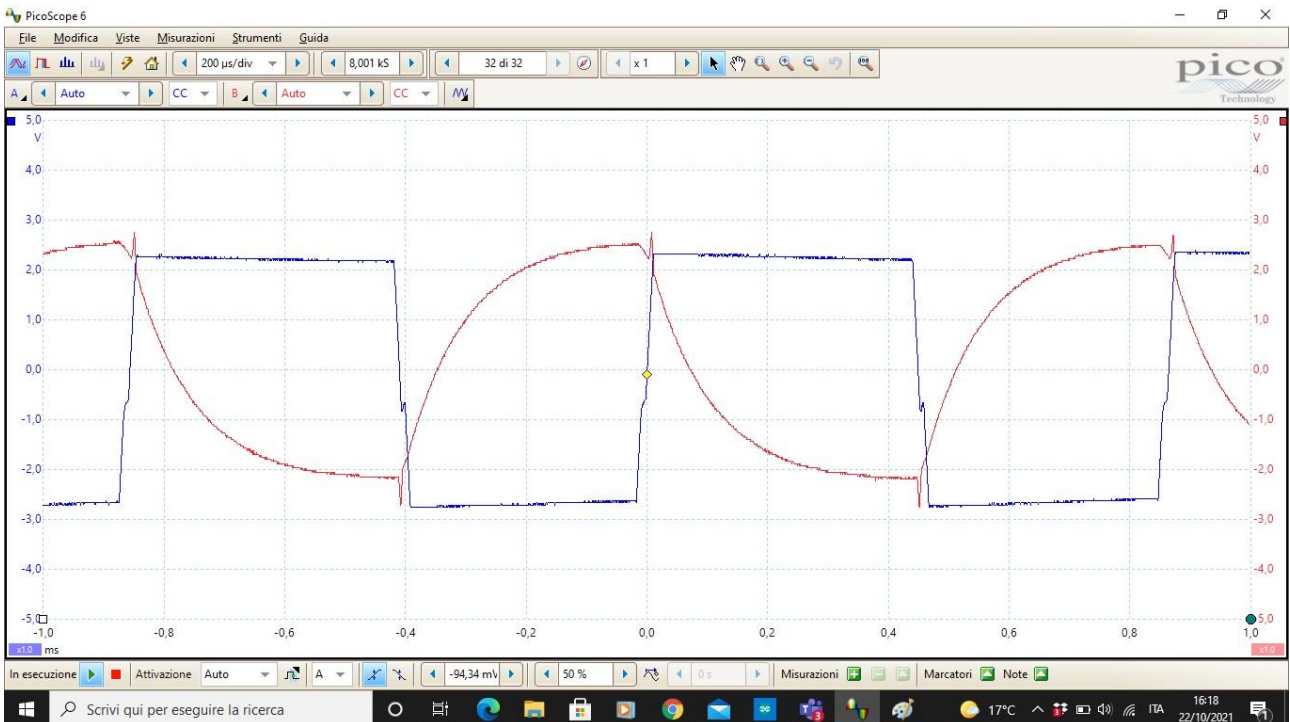


Si sostituisca R2 (retroazione negativa dell'amplificatore, tra i pin 6 e 7) con una capacità C da 10nF.

Il circuito ha funzione di trasferimento $V_{out}=V_{in}/j\omega RC$ e quindi agisce da integratore puro (l'integrale di una costante è una retta). Infatti la tensione ai capi di un condensatore è $V=(1/C)\int I_C$ ma $I_C = I_R = V_{in}/R$, quindi $V_{out} = -(1/RC)\int V_{in}$

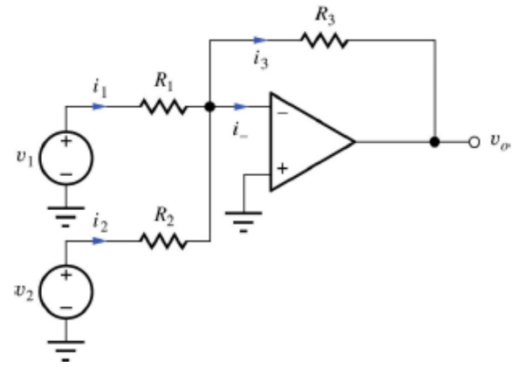


Si reinserisca $R_2=10k$ in parallelo a $C=10nF$. Adesso la funzione di trasferimento è $V_{out}=(Z_2/R_1)V_{in}$, dove $Z_2=C \parallel R_2 = R_2/(1+j\omega R_1C)$ e quindi agisce da passa-basso con guadagno in continua pari a R_2/R_1 , proprio come un circuito RC passivo a meno del guadagno in continua.



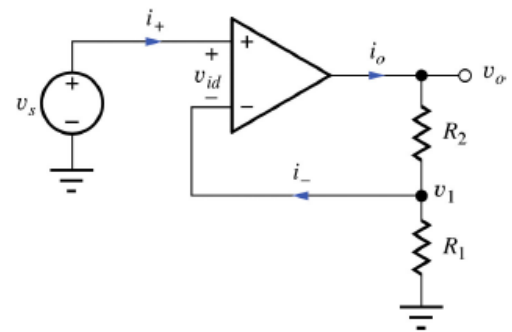
Sommatore invertente

Si configuri l'AO (pin 5,6,7) come in figura a lato con V_1 pari all'onda quadra in AC (pin 1 dell'AO), $R_1=R_2=R_3=10k$ e $V_2=3,3V$. Si è realizzato un sommatore invertente la cui uscita è pari a $-(V_{in}+3,3V)$ e quindi potrà andare in saturazione negativa. In realtà il circuito è un sommatore di correnti, quindi, per variare il peso di una delle due correnti in somma, è sufficiente variare i valori delle resistenze tra gli addendi e l'ingresso negativo (V^-). Infatti, $V_{out} = -R_3 \cdot I$ e, dato che in V^- non entra corrente, $I = V_1/R_1 + 3,3/R_2$, quindi $V_{out} = -[V_s(R_3/R_1) + 3,3(R_2/R_1)]$



Amplificatore non invertente

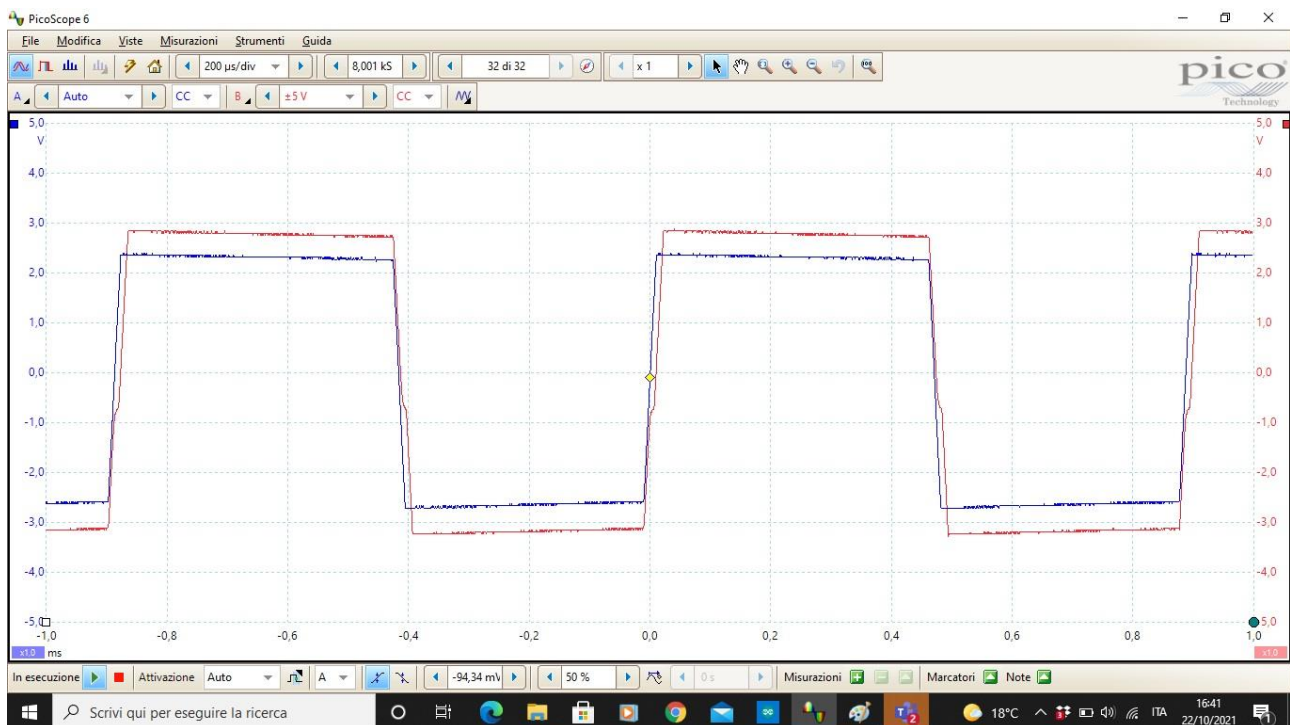
Si configuri l'AO come amplificatore non invertente ($R_1=10k$, $R_2=2k$): si colleghi la resistenza R_2 tra il pin 7 e il pin 6 e si colleghi la resistenza R_1 tra il pin 6 e gnd. Si colleghi il pin 5 al punto centrale del potenziometro da $10k$ alimentato tra $+5V$ e gnd, così da avere un ingresso in tensione DC che sia variabile tra gnd e $+5V$.



L'amplificatore non invertente ha l'uscita $V_o = V_s (1 + (R_2/R_1))$. Tale equazione si ricava in ipotesi di funzionamento lineare ($V^+ = V^-$) ricordando che la corrente in R_2 è pari alla corrente in R_1 o, in altre parole, che $V^- = V_o \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = V^+ = V_s$.

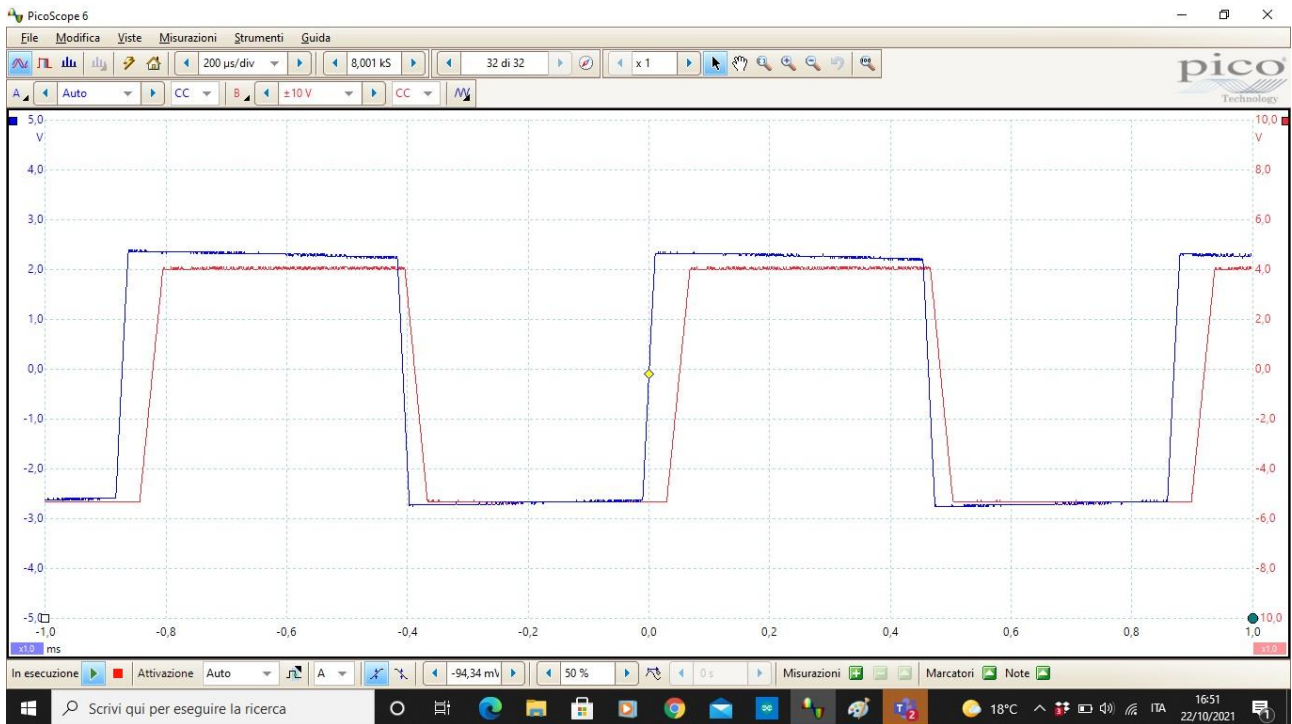
Più in generale, se si considera R_2 come un'impedenza Z_2 , si ha $V_o = V_s (1 + (Z_2/R_1))$

La figura seguente indica la risposta dell'AO non invertente con $R_1=10k$ e $R_2=2k$ all'onda quadra V_s , variabile tra $-2,5V$ e $+2,5V$ circa. Si osservi che l'amplificazione è appunto pari a circa 1,2.



COMPARATORE SEMPLICE IN DC E IN AC

Si smonta l'amplificatore non invertente e si realizza un comparatore semplice collegando il pin 6 (V-) a 3,3V e il pin 5 (V+) all'uscita del potenziometro (punto centrale) alimentato tra +5V e gnd (punti estremi a +5V e gnd). Facendo variare il potenziometro si osserva con il tester in DC che l'uscita (pin 7) varia tra saturazione positiva (Se l'uscita del partitore potenziometrico è maggiore di 3,3V) e saturazione negativa. Scollegando il pin 6 da 3,3V e collegandolo a gnd e scollegando il pin 5 dall'uscita del partitore potenziometrico e collegandolo all'onda quadra generata dall'oscillatore 74HC132, si osserva il comportamento dell'uscita che agisce come un comparatore ma è affetto da notevoli ritardi di reazione e di slew rate.



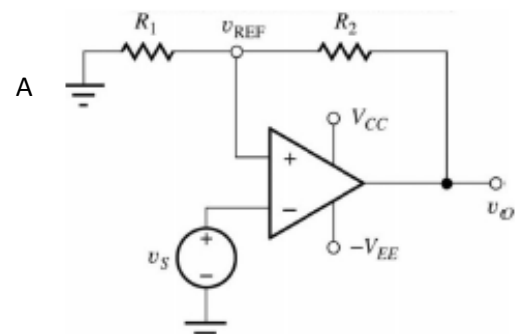
APPROFONDIMENTO: COMPARATORE CON ISTERESI

Si consideri un comparatore con isteresi. Nell'ingresso + non entra corrente e $V_+ = V_o \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = V_o \cdot \beta$.

Se $V_s < V_+$ allora $V_o = V_{cc}$ e $V_+ = V_{cc} \cdot \beta$.

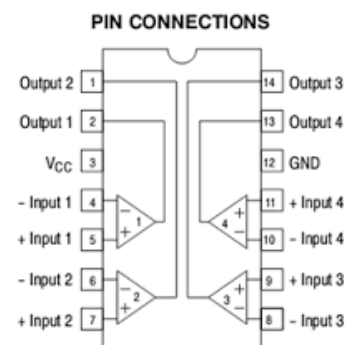
Se $V_s > V_+ = V_{cc} \cdot \beta$ allora $V_o = -V_{ee}$ e $V_+ = -V_{ee} \cdot \beta$ e quindi se anche il rumore porta $V_s < V_{cc} \cdot \beta$ questo non provoca commutazione in quanto si commuta solo per $V_s < -V_{ee} \cdot \beta$.

Naturalmente questo vale se il dispositivo è alimentato in logica bipolare.

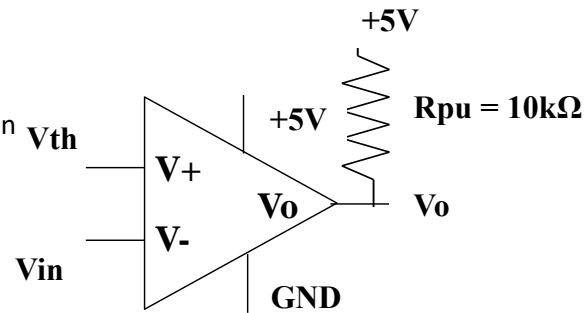


DISPOSITIVI COMPARATORI

Come si è visto gli amplificatori operazionali come il LM358 utilizzati come comparatori funzionano ma sono lenti e non sono rail-to-rail (non arrivano fino alla tensione di alimentazione, ad esempio saturano a 4V con tensione di alimentazione a 5V). Esistono dispositivi comparatori come il LM339.



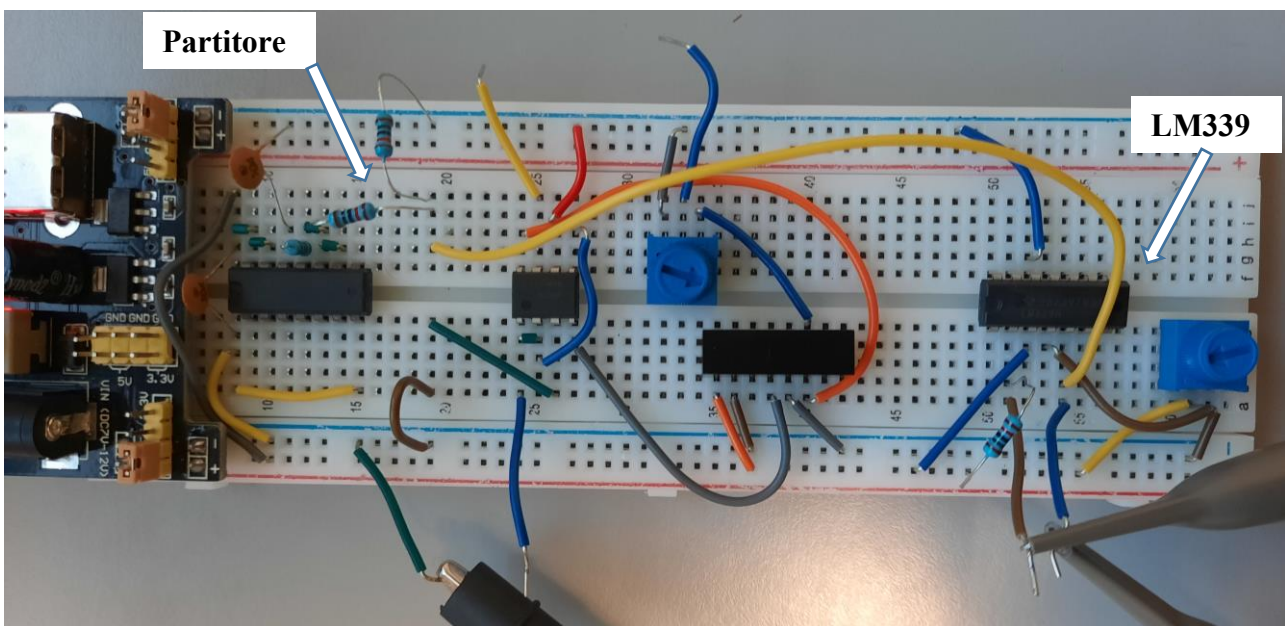
Come si osserva dai datasheet, l'LM339 è un comparatore quadruplo (4 comparatori) con uscita booleana "a collettore aperto". In pratica il dispositivo LM339 ha in uscita un transistor che chiude l'uscita verso gnd, ma che rimane in alta impedenza (come un interruttore aperto) in corrispondenza dell'"1". Per fissare il valore dell'"1" è necessario utilizzare una resistenza di pull-up, ossia una resistenza (es. da 10k) connessa tra l'uscita e la tensione di alimentazione.



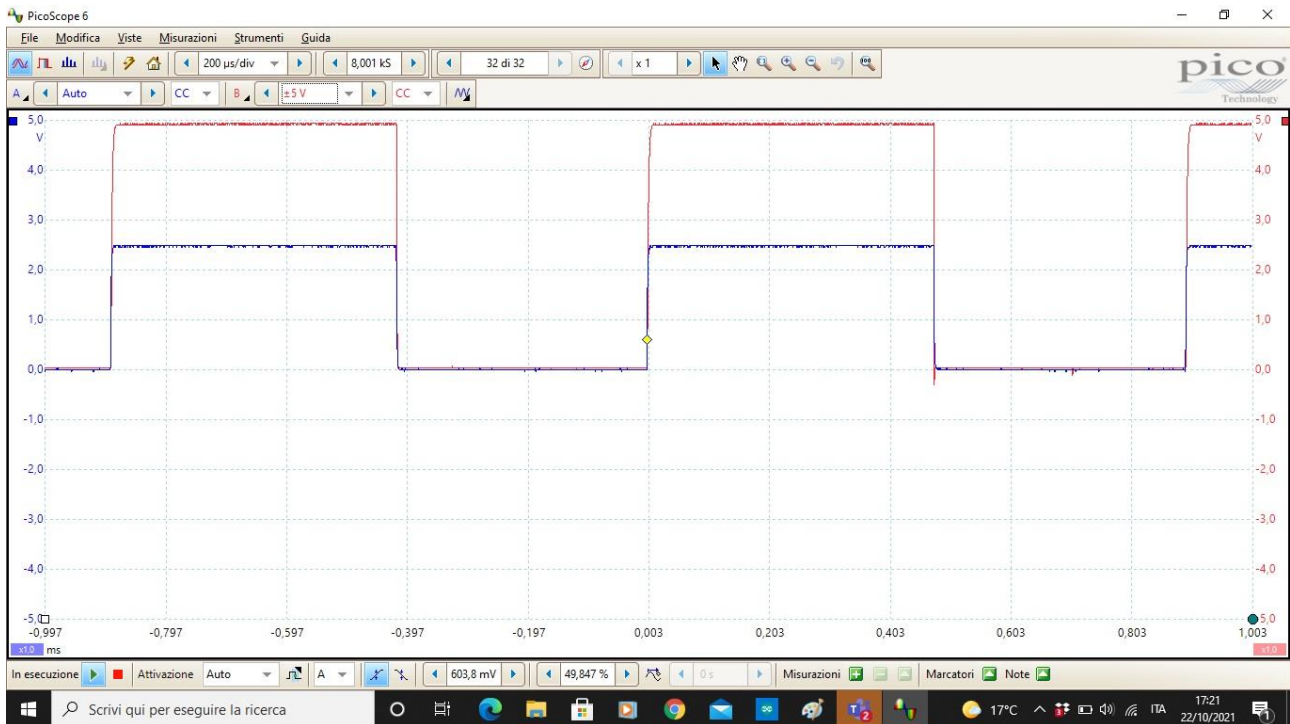
Il comparatore LM339 è veloce e il datasheet mostra che ha tempi di risposta di 1,3us (l'AO LM358 ha slew rate di 0,2V/us quindi per fare 5V impiega 25us).

Oltre al vantaggio di utilizzare un unico circuito integrato con quattro comparatori, il dispositivo LM339 ha alimentazione singola (+5V) e può già fornire un'uscita 0 ÷ +5V grazie allo stadio di uscita, detto "open collector", costituito da un transistor con emettitore connesso a GND e collettore non polarizzato e disponibile in uscita. In pratica, quando $V+ < V-$ l'uscita del comparatore va a 0V, mentre quando $V+ > V-$ il comparatore è come "scollegato" dal resto del circuito e così è possibile impostare il valore dell'uscita a piacimento, utilizzando una resistenza (detta di pull-up o Rpu).

Di seguito il comportamento dell'LM339 collegando il pin 4 (Input1-) a 1V generato da un trimmer connesso tra +5V e gnd e collegando il pin 5 (Input1+) all'uscita di un partitore resistivo costituito da due resistenze da 10K al cui ingresso è connessa l'uscita (pin 8) del 74HC132.

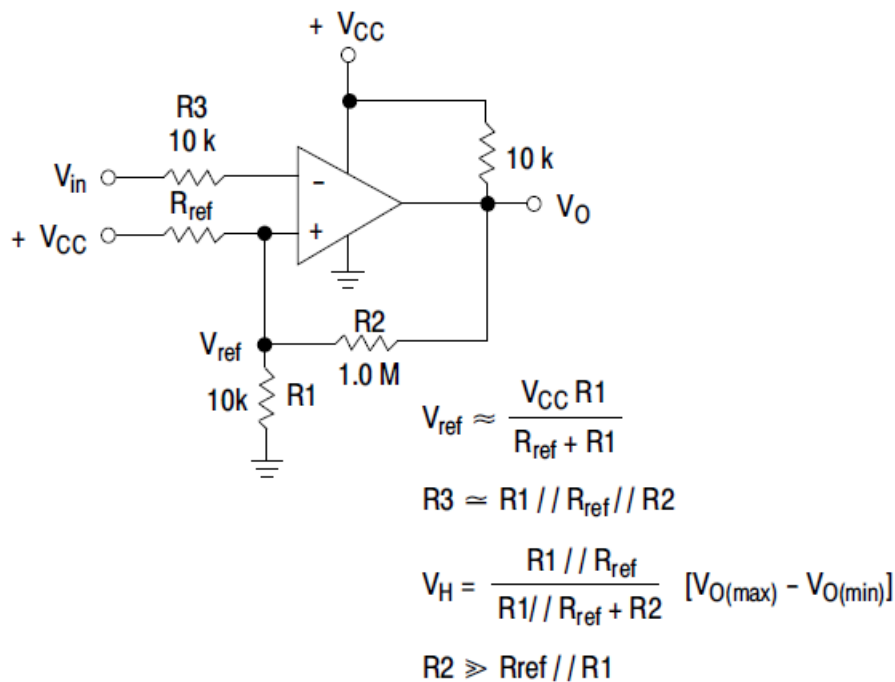


Si osservi come l'LM339 sia un dispositivo progettato per agire da comparatore, ossia ottimizzato nel funzionamento in saturazione, mentre l'LM358 è un AO progettato per funzionare fuori dalla saturazione.

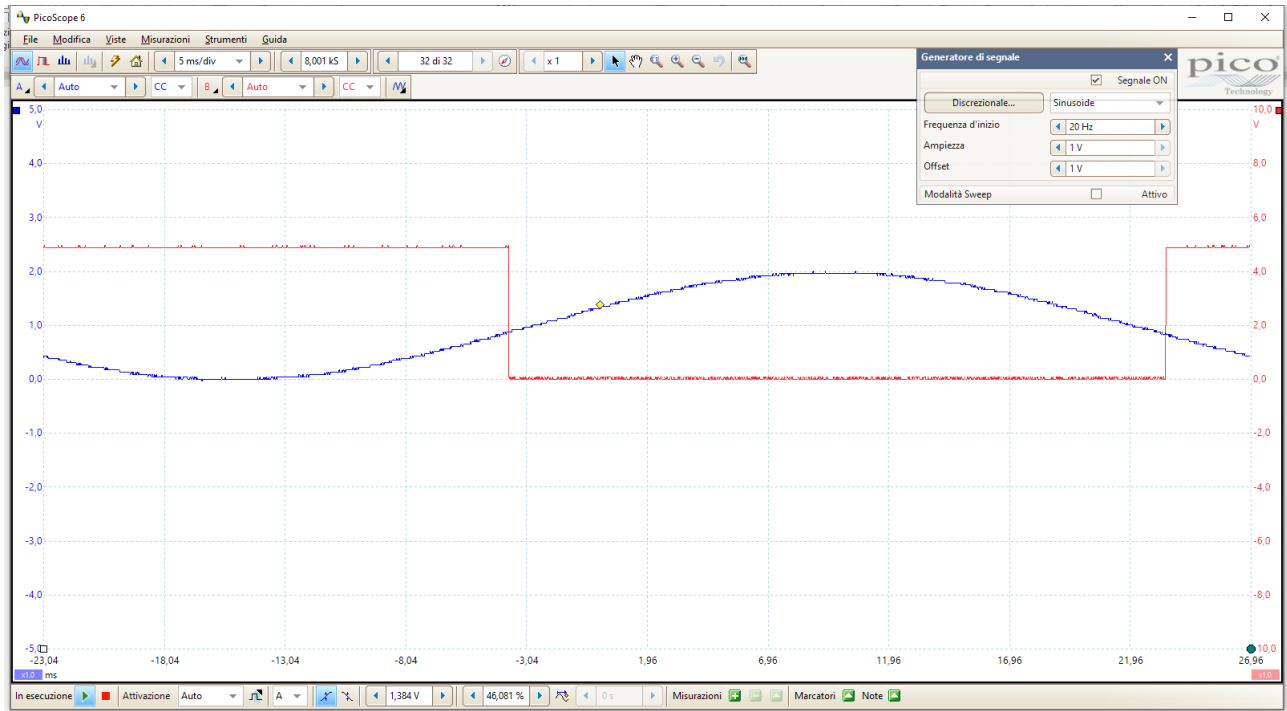


APPROFONDIMENTO: Comparatore con isteresi

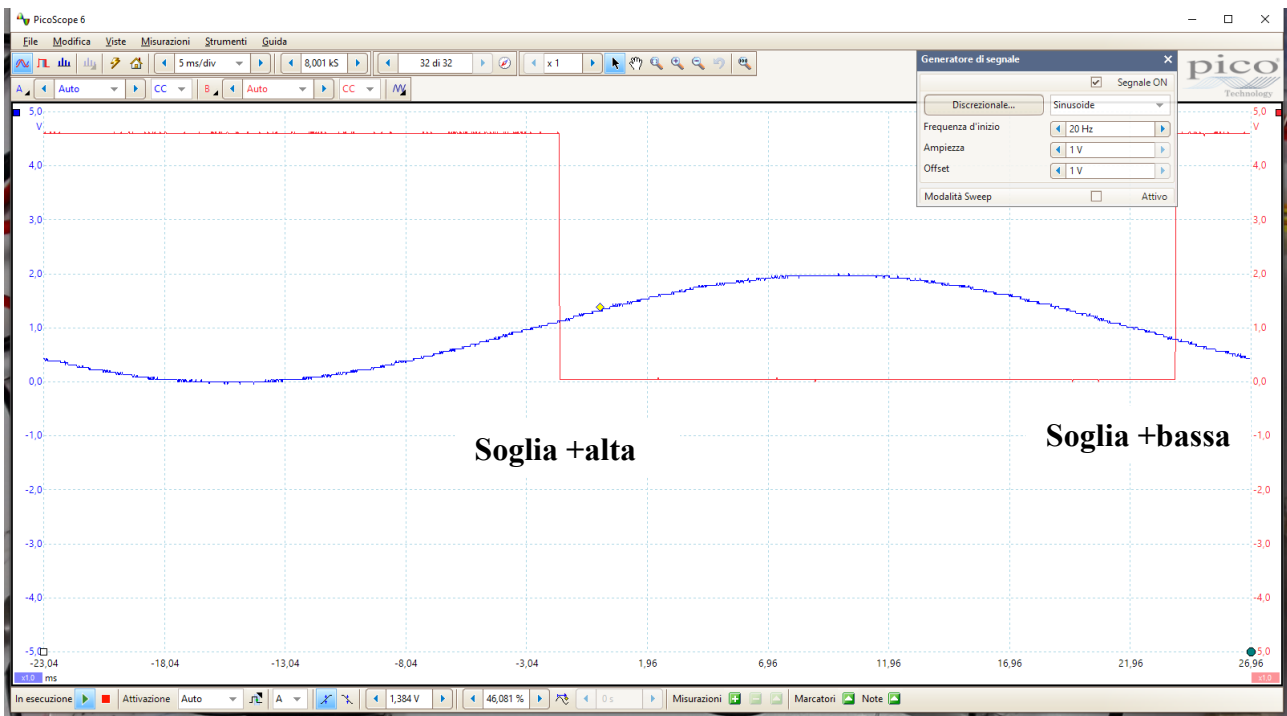
Di seguito si riporta lo schema indicato dai datasheet (pag.4) per avere soglia V_{ref} . Se si impone $V_{ref} = 1V$, dato che $V_{CC}=5V$, si ha R_{ref} circa uguale a $40k$. Si realizzi $R_{ref}=50k$ con il parallelo di 2 resistenze da $100k$, si ottiene $V_{ref} = 0,85V$ circa. L'isteresi V_h , considerando $V_{o,max} - V_{o,min} = 5V$, è pari a $V_h = 5 * 8,3 / (1008) = 41mV$



Se invece si sostituisce il valore di R2 (R2 = 100k), allora Vref rimane a 0,85V circa ma l'isteresi Vh diventa pari a $V_h = 5 \cdot 8,3 / (108) = 0,38V$, come si osserva nell'ultima misura con il Picoscope.



LM339 con isteresi e circuito in figura con R2=1M



LM339 con isteresi e circuito in figura con R2=100k. Si noti come l'isteresi sia aumentata.

In pratica, il sistema commuta dopo aver superato la soglia più alta e, prima di commutare nuovamente, il segnale deve scendere sotto una soglia più bassa.