

Quarta esercitazione

Polarizzazione del BJT 2N2222

Prendere il Transistore BJT 2N2222 ed esaminare il suo datasheet.

La massima corrente di collettore è 0,6A.

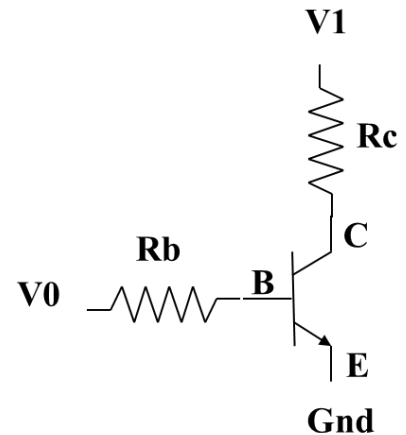
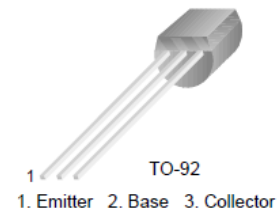
Il suo Hfe, che in pratica coincide con quello che a lezione abbiamo chiamato β , varia sensibilmente al variare della corrente I_c e, per correnti $I_c > \text{mA}$, può essere compreso tra 100 e 300.

Si polarizzi il transistor ad emettitore comune come in figura utilizzando i valori descritti nella slide 6 del blocco FEI_I3_2021 e quindi $V_0 = V_1 = 5V$, $R_b = 100\text{k}\Omega$, $R_c = 1\text{k}\Omega$.

Teoricamente, in ipotesi di polarizzazione attiva diretta e di $\beta = 100$ si avrebbe

$$I_b = (V_0 - V_{be}) / R_b = (5V - 0,7V) / R_b = 0,043\text{mA}, \rightarrow I_c = 4,3\text{mA}$$

$V_{ce} = V_1 - (R_c \cdot I_c) = 0,7V$ il che conferma l'ipotesi di polarizzazione attiva diretta; aumentando V_0 (diminuendo R_b) si andrebbe verso la saturazione.



In realtà, misurando la tensione V_{ce} , si può trovare circa zero, che è contrario all'ipotesi di polarizzazione attiva diretta. Perché? Come riconosco se un BJT è in polarizzazione attiva diretta o in saturazione?

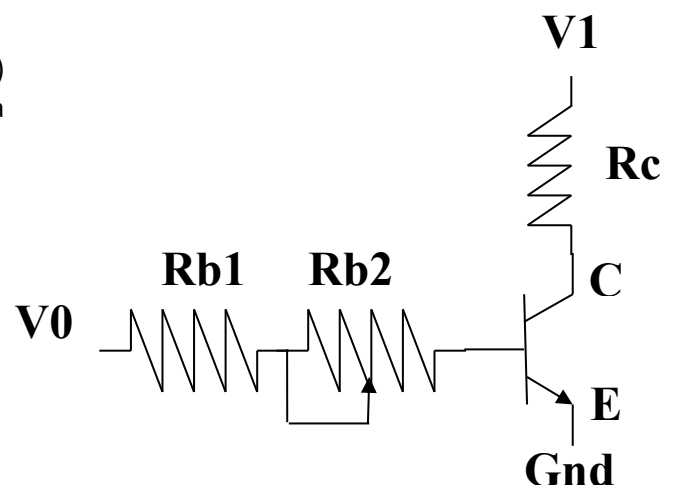
Il valore di β è variabile (dai datasheet risulta variabile in un ampio range ma con valori probabili ben superiori a 100. Se si ipotizza $\beta = 200$ si avrebbe $I_c = 8,6\text{mA}$ e $V_{ce} = V_1 - (R_c \cdot I_c) < 0$, contrario all'ipotesi di polarizzazione attiva e analogamente per $\beta = 300 \rightarrow I_c = 13\text{mA} \rightarrow V_{ce} = -8V$).

Per capire se un BJT è in saturazione o in polarizzazione diretta si misura la V_{ce} e la si confronta con 0,5V.

Per uscire dalla saturazione si deve o aumentare I_c o ridurre I_b , mantenendo I_b a livelli di corrente lontani dal rumore.

Si polarizzi il transistor ad emettitore comune ($V_1 = 3,3V$) come in figura e si colleghi la sua base ad una resistenza R_{b1} da $10\text{k}\Omega$ in serie ad un trimmer R_{b2} da $10\text{k}\Omega$ in modo da far variare la resistenza di base con continuità da 10k a 20k e quindi $0,13\text{mA} < I_b < 0,26\text{mA}$.

Il trimmer o potenziometro è un tripolo: ai suoi estremi la resistenza è fissa e vale quanto stampigliato sul trimmer ($10\text{k}\Omega$) mentre il punto centrale ha una resistenza verso un estremo pari a R , dove $0 < R < 10\text{k}$ e resistenza verso l'altro estremo pari a $10\text{k}\Omega - R$, dove R varia girando con il cacciavite.



Si colleghi il trimmer R_{b2} tra la base del transistor e la resistenza R_{b1} , connessa ad una tensione $V_0 = 3,3V$ e si colleghi il collettore del transistor ad una resistenza R_c da dimensionare (abbiamo diminuito R_b quindi anche R_c deve diminuire). In caso di polarizzazione attiva si avrebbe $0,13\text{mA} < I_b < 0,26\text{mA}$ e, se si ipotizza

$\beta=200$, si avrebbe $26\text{mA} < I_c < 52\text{mA}$ e, dato che $V_{ce} = V_1 - (R_c \cdot I_c) = 3,3 - (R_c \cdot I_c)$, per avere V_{ce} ad almeno 1V , si deve avere $R_c \cdot 26\text{mA} = 2,3\text{V}$, ossia R_c di poco inferiore a 100 . Si noti che R_c non può essere troppo bassa altrimenti la I_c assume valori troppo elevati (es. $R_c=10$ implica I_c nell'ordine di $0,33\text{A}$) e in ogni caso il circuito consuma troppo. Si utilizzi quindi $R_c=100$ e, se anche in questo caso il BJT rimane in saturazione per qualsiasi valore del trimmer, si inserisca una resistenza da 10k in serie alla base ($R_{b1}=20\text{k}$): in questo modo $0,08\text{mA} < I_b < 0,13\text{mA}$ e quindi $17\text{mA} < I_c < 26\text{mA}$ e $0,7 < V_{ce} < 1,6\text{V}$, ovviamente nell'ipotesi di $\beta=200$.

NOTA: quando si utilizzano resistenze di valore piccolo è importante controllare la massima potenza del resistore, oltre alla massima corrente (e potenza) del transistor. I resistori di lunghezza 6mm contenuti nel kit sono resistori da $\frac{1}{4}\text{W}$ ossia possono dissipare al massimo 250mW e in tal caso la loro temperatura assume valori elevati. Ad esempio, se utilizzo una resistenza da 100 e applico una tensione da 5V la corrente è pari a 50mA e la potenza dissipata è di 250mW ; in questo caso, dato che si raggiunge la potenza limite, sarebbe preferibile realizzare R_c con il parallelo di due resistori da 220 Ohm , eventualmente "aggiustando" il valore con un terzo resistore in parallelo da 1000 ($220 \parallel 220 = 110$ e $110 \parallel 1000 = 99$) invece di usare un resistore da 100 Ohm . Utilizzando resistenze in parallelo la corrente sul singolo resistore diminuisce e quindi si riduce la potenza dissipata dal singolo resistore, pari a $V_r \cdot I_r = V_r^2 / R$.

Si verifichi che, ruotando il trimmer, è possibile passare da polarizzazione attiva diretta ($V_{ce} > V_{be}$) a saturazione ($V_{ce} < V_{be}$). Si noti che la polarizzazione in regione attiva è una condizione difficile da realizzare in quanto legata alle seguenti relazioni:

$$I_b = (V_0 - 0,7) / R_b \quad \text{tipicamente } I_b = 4,3\text{V} / R_b$$

$$I_c = \beta \cdot I_b \quad \text{tipicamente } 50 < \beta < 300 \text{ ossia } I_c = 200 \cdot I_b \text{ (ma potrebbe essere } I_c = 100 \cdot I_b)$$

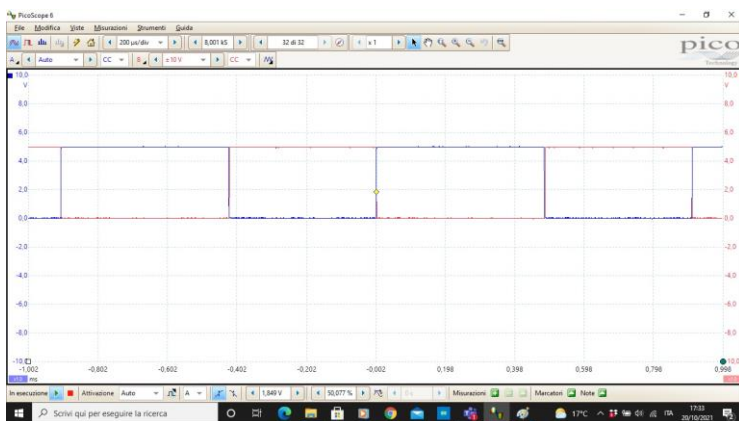
$$V_{ce} = V_1 - I_c \cdot R_c \quad \text{tipicamente } V_{ce} = 5\text{V} - I_c \cdot R_c > 0,7\text{V}$$

Per soddisfare le relazioni tipiche si avrebbe $I_c \cdot R_c < 4,3\text{V}$ ossia $\beta \cdot R_c \cdot 4,3\text{V} / R_b < 4,3\text{V}$ ossia $\beta \cdot R_c / R_b < 1$ ossia **$R_b > \beta \cdot R_c$** il che implica o valori di R_b molto elevati, quindi correnti di base confrontabili al rumore, o valori bassi di R_c , il che implica elevate correnti e consumi. Per questo motivo esistono reti "autopolarizzanti" che favoriscono l'individuazione della zona di polarizzazione attiva diretta.

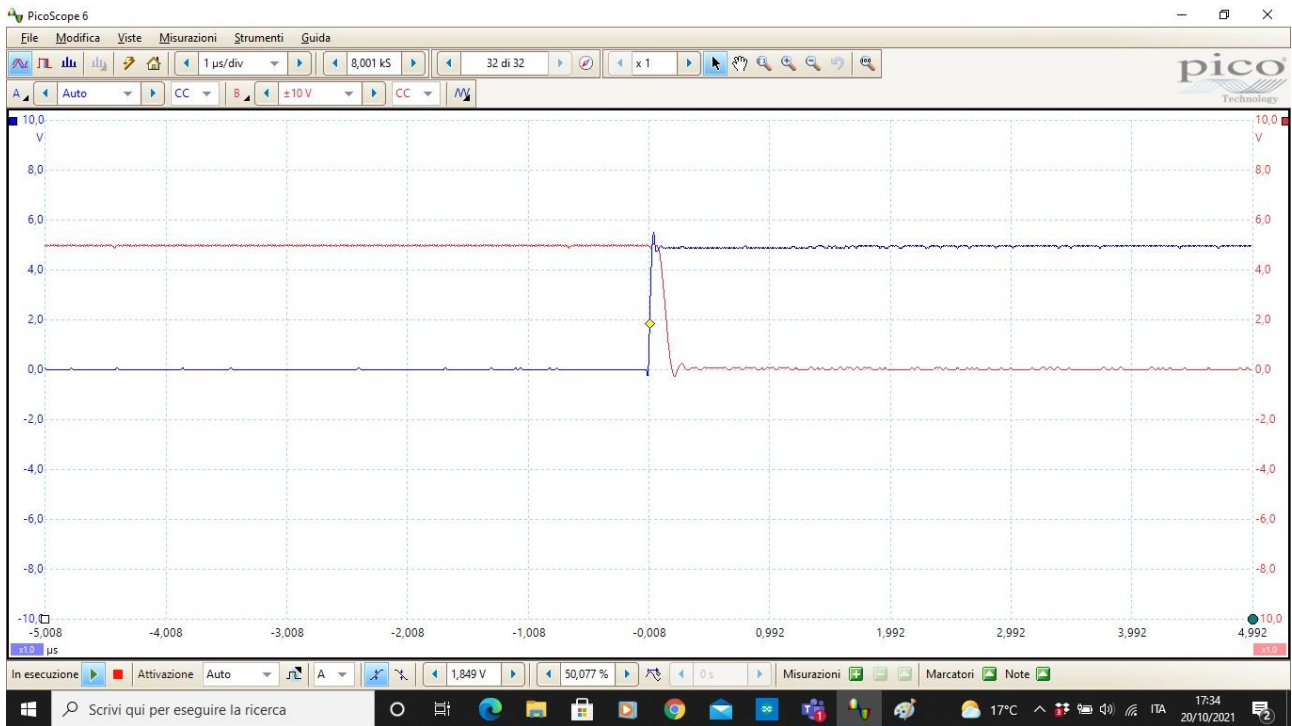
Come si stima il valore esatto di $\beta = H_{fe}$? Dopo aver verificato che il transistor è in polarizzazione attiva ($V_{ce} > V_{be}$) si calcoli $I_b = (V_0 - 0,7) / R_b$, si calcoli $I_c = (V_1 - V_{ce}) / R_c$ e si stimi β pari al rapporto tra I_c e I_b . Si osservi sperimentalmente che, se $V_{ce} > V_{be}$, β è circa una costante (sperimentalmente si osserva circa 255).

Il circuito analizzato viene utilizzato spesso come porta NOT, facendo lavorare il transistor tra interdizione ($V_0 = \text{gnd}$) e saturazione ($V_1 = 5\text{V}$, $R_c = 1\text{k}$, $R_b = R_{b1} + R_{b2} = 10\text{k}$). Si noti come sia semplice far lavorare un BJT in saturazione: è sufficiente avere un rapporto tra I_c e I_b inferiore a 50 .

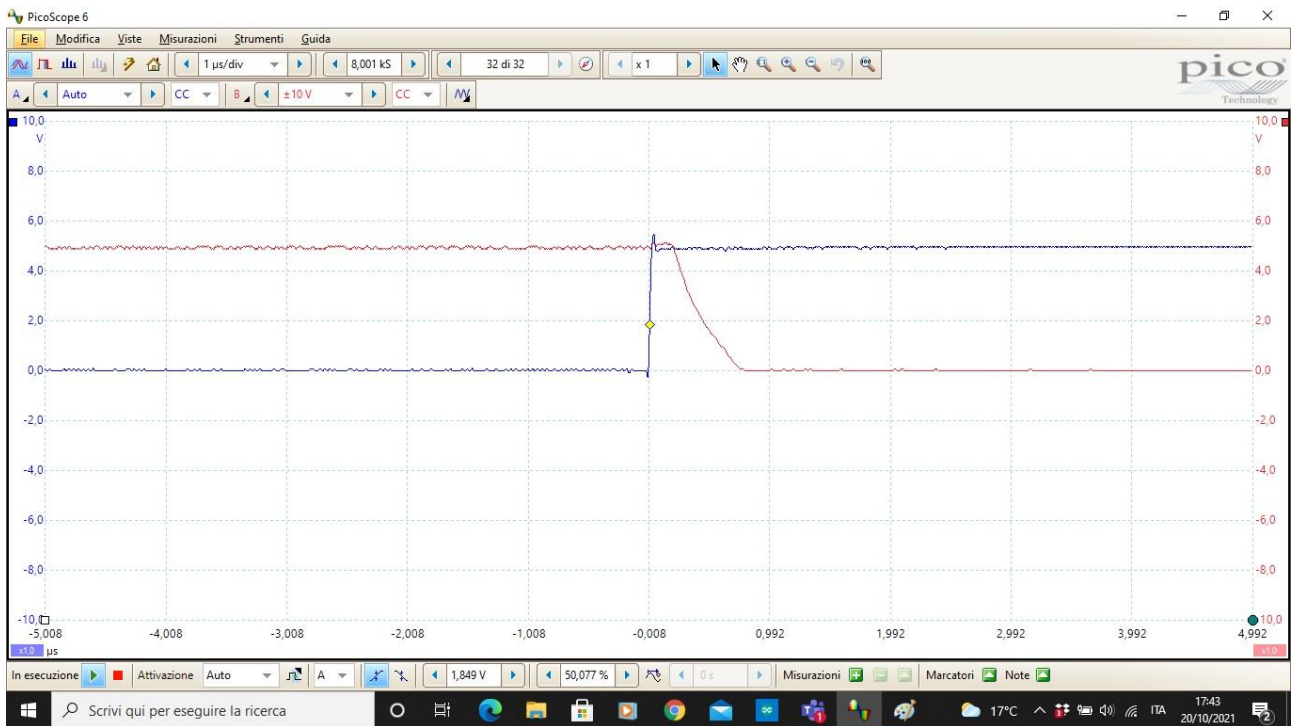
Si colleghi l'uscita dell'oscillatore a onda quadra generato dal $74\text{HC}132$ (pin8, segnale blu) a V_0 e si osservi che, prendendo l'uscita sul collettore (segnale rosso) il circuito si comporta come una porta NOT



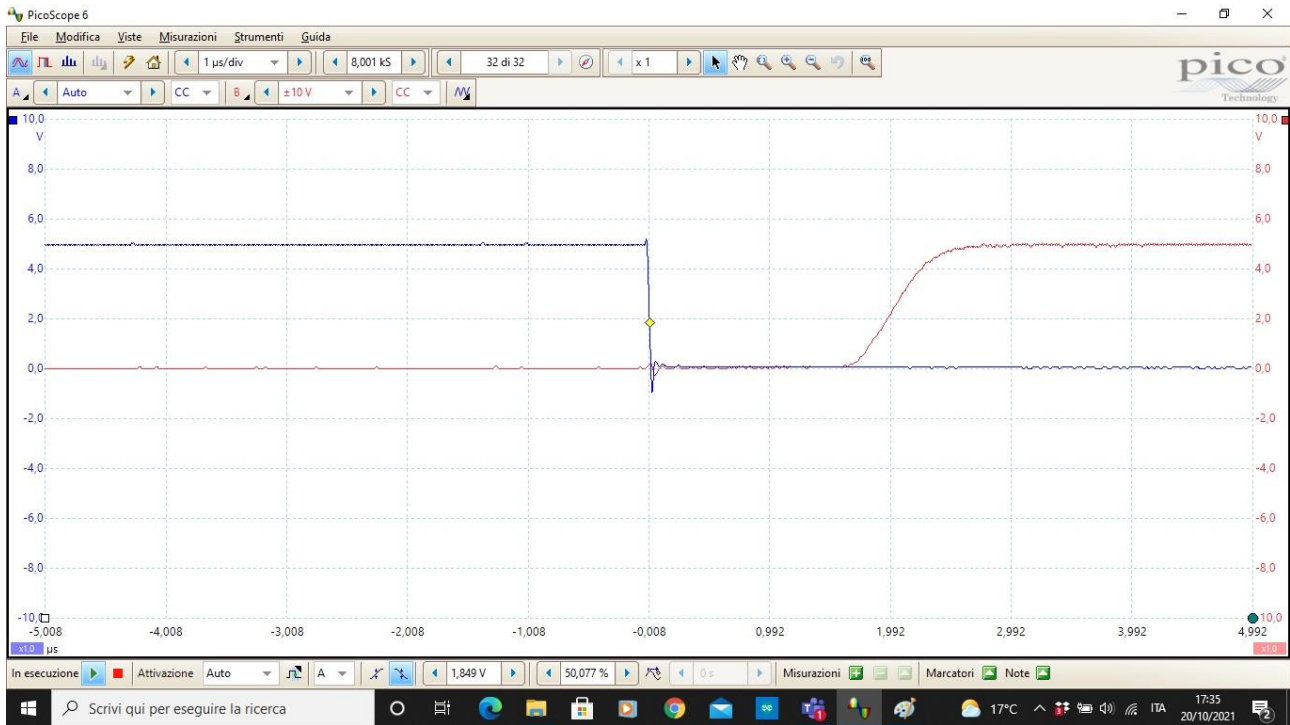
Si noti il fronte di discesa dell'uscita che mostra che il transistor è veloce ad accendersi.



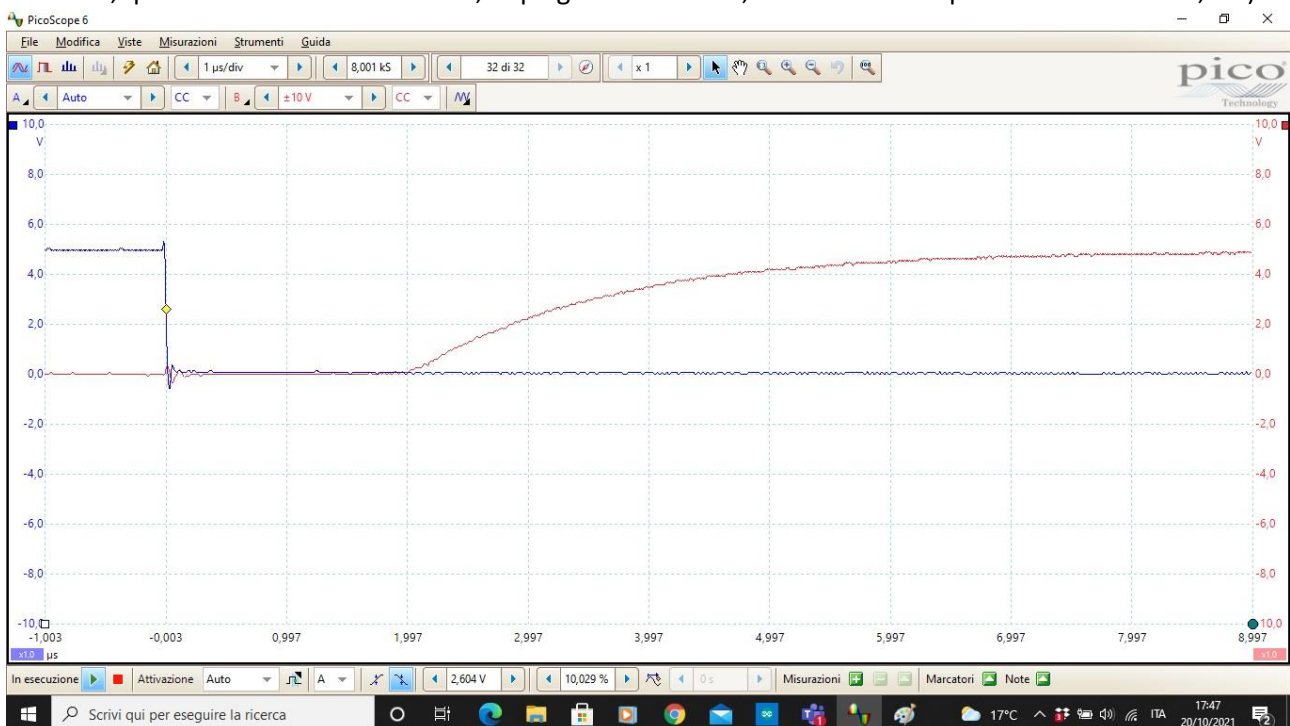
Il tempo, pari a 200ns (0,2us) rimane comunque contenuto se si modifica la resistenza di collettore da 1K a 10K, come si osserva dalla figura seguente (il tempo di accensione aumenta da 0,2us a circa 0,7us)



Al contrario, il tempo di salita dell'uscita, che corrisponde allo spegnimento del BJT, è molto lento anche con $R_c=1k$. Come si osserva nella figura seguente, per circa 1,5us il transistor non sembra "reagire" al cambiamento del segnale di ingresso; poi inizia a salire ma con una velocità (pendenza del segnale) decisamente inferiore se confrontata al fronte di discesa con $R_c=1k$.



Se si porta R_c a 10k si ha un forte peggioramento delle prestazioni: l'uscita non "reagisce" all'ingresso per circa 2 μ s, quindi sale molto lentamente, impiegando circa 6 μ s, a fronte del tempo di accensione di 0,7 μ s).



Questa porta NOT, realizzata con BJT, è molto più veloce ad andare a "0" piuttosto che a "1". La velocità dipende dalla R_c in quanto la sonda dell'oscilloscopio agisce come una capacità da circa 50pF (in parallelo ad una resistenza molto elevata di cui trascuriamo gli effetti); la capacità si scarica molto velocemente sulla resistenza di ON del BJT (decine di Ohm), mentre si carica su R_c , quindi, aumentando il valore di R_c , aumenta il tempo di carica e di scarica. Più in generale, una diminuzione dei valori resistivi e quindi un aumento delle correnti (corrente = carica/tempo) significa trasferimenti di cariche più veloci.

Si consideri il MOS 2N7000 (package analogo al 2N2222 con le corrispondenze G=B, S=E, D=C, $I_{D,max}=200mA$) e lo si polarizzi secondo lo schema riportato nelle slides blocco 3 pag.24

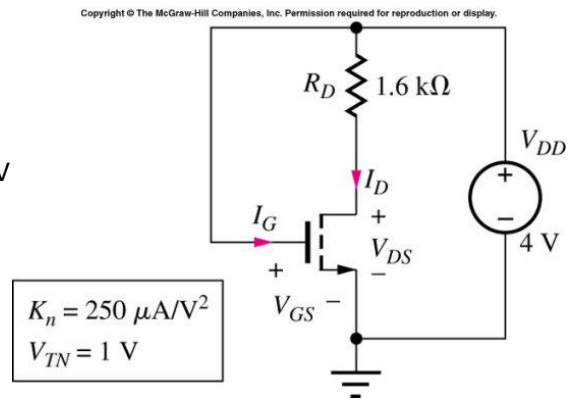
Dato che non si dispone della tensione di 4V, si usa 5V e si aumenta il valore della resistenza R_D da 1,6k a 2k.

Come da slides, si ipotizza la saturazione, ossia

$$I_{DS}=I_D = (k/2)(V_{GS}-V_{th})^2 \quad I_G=0 \text{ quindi } V_{GS} = V_{DD} = 5V$$

$$I_D = (250/2)(5V-1V)^2 = 2 \text{ mA} \quad V_{DS} = V_{DD} - R_D * I_D = 5 - 2*2=1V$$

Per capire se effettivamente siamo in saturazione, dobbiamo confrontare V_{DS} con $V_{GS} - V_{TH}$: se $V_{DS} > V_{GS}-V_{th}$ allora siamo in saturazione e l'ipotesi è confermata; altrimenti, come in questo caso, se $V_{DS} < V_{GS}-V_{th}$ siamo in regione lineare e $I_D=k(V_{GS}-V_{th})V_{DS}$



Ipotizzando il funzionamento lineare avremmo avuto $I_D=k(V_{GS}-V_{th})V_{DS} = 250\mu * 4 * V_{DS}$

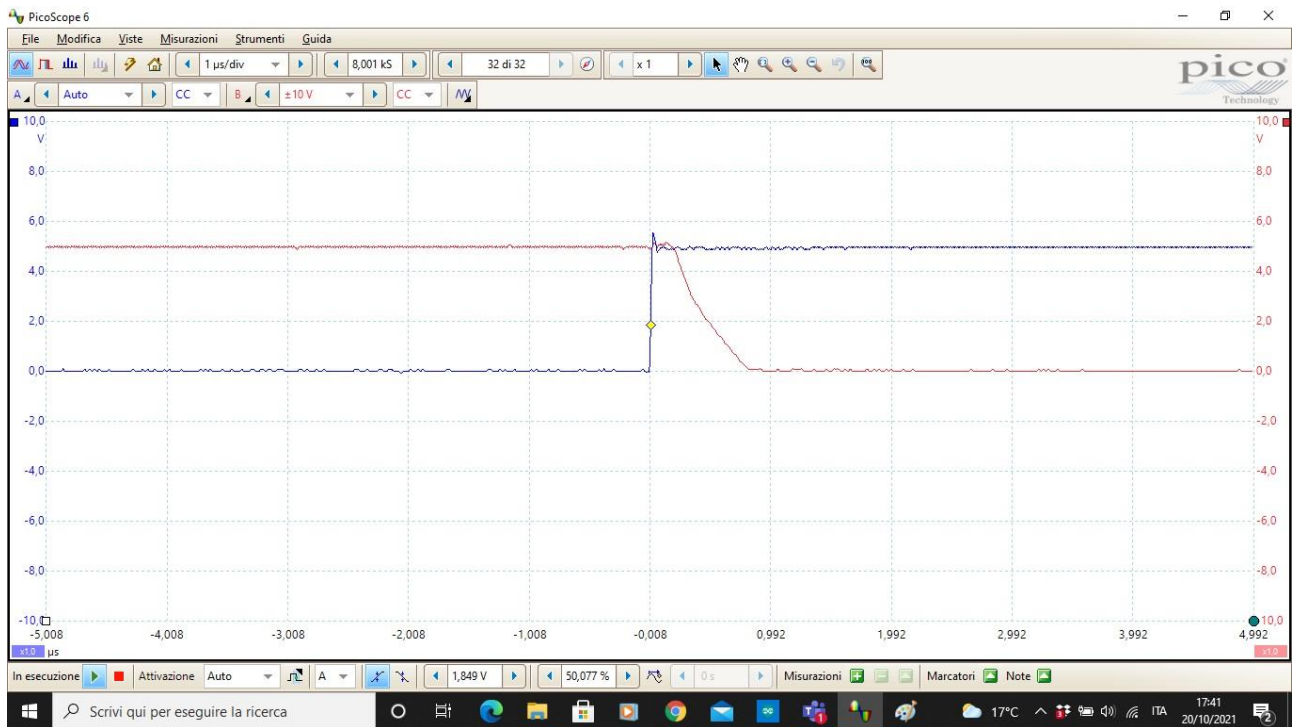
$$V_{DS} = V_{DD} - R_D * I_D = 5 - 2k * I_D$$

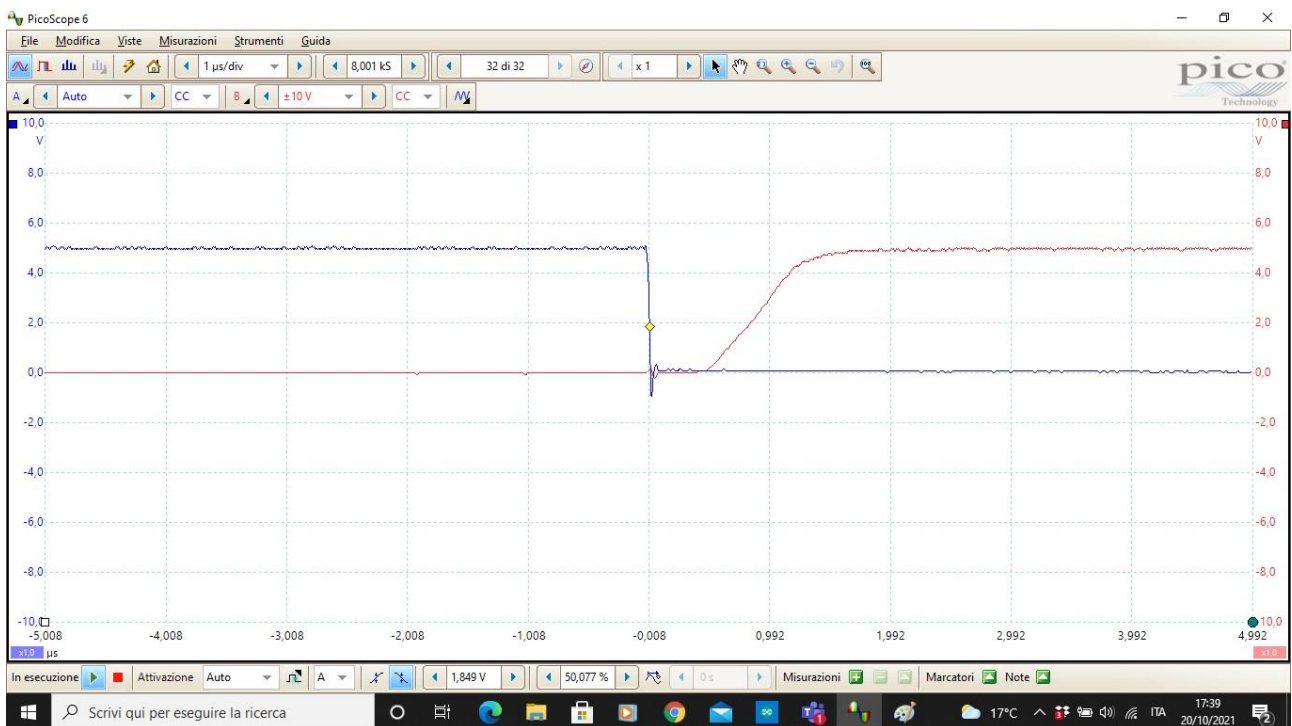
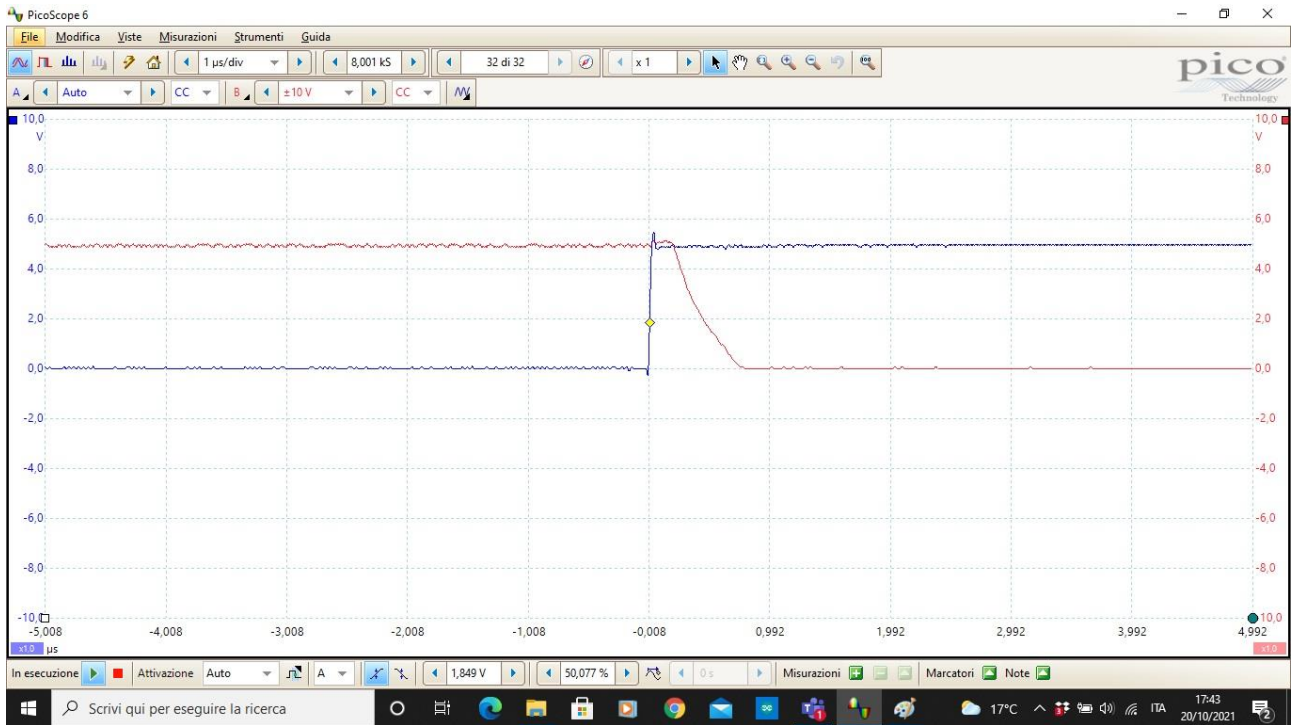
$$\text{E quindi } V_{DS} = 5 - 2k * 250\mu * 4 * V_{DS} = 5 - 2 * V_{DS}$$

$$V_{DS} = 5/3 = 1,6 \text{ V} < V_{GS}-V_{th} \text{ confermando l'ipotesi di funzionamento lineare.}$$

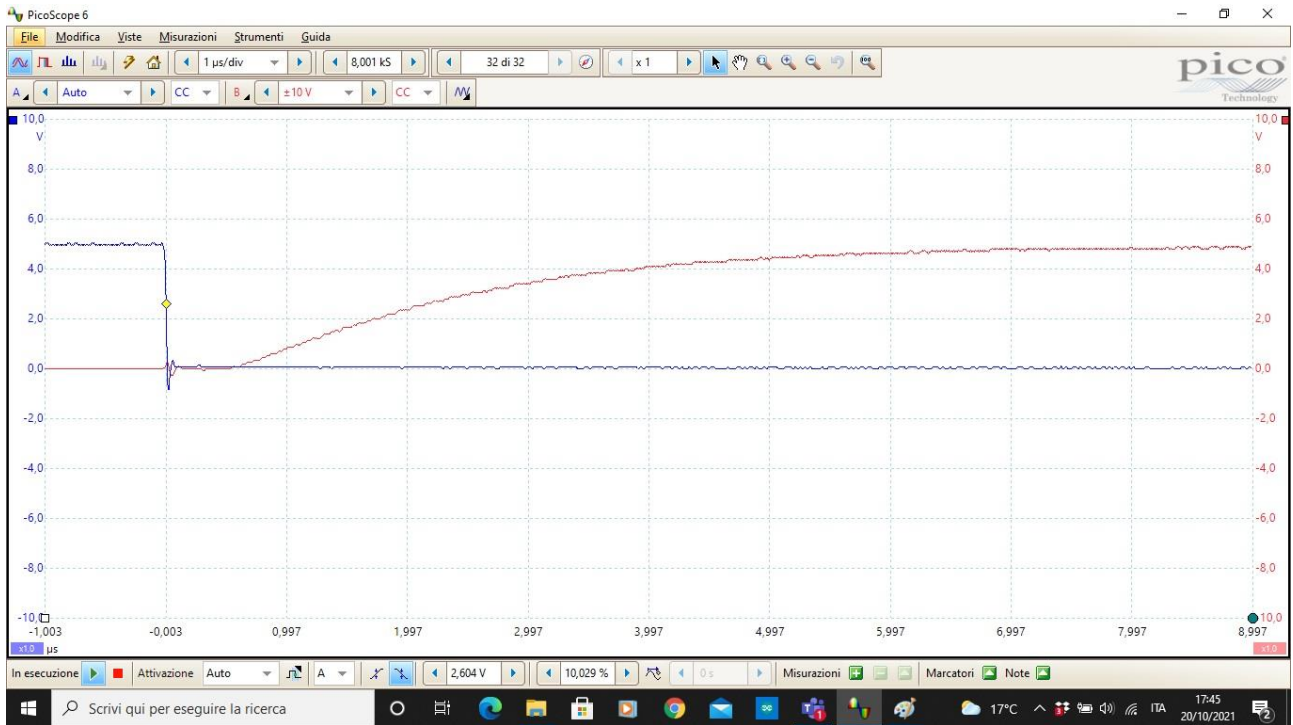
Si consideri il circuito precedentemente utilizzato per il BJT, ossia collegare attraverso una resistenza da 10k il segnale ad onda quadra generato dall'oscillatore 74HC132 al Gate del MOS e collegare il Drain del MOS a +5V attraverso una resistenza da 1k. Considerando il segnale ad onda quadra come l'ingresso e il segnale sul Drain come l'uscita, si ha il comportamento di una porta NOT, come per il BJT.

Come per il BJT, il MOS è più veloce ad accendersi (transizione negativa) che a spegnersi.





Se, analogamente a quanto fatto per il BJT, si modifica la resistenza di Drain e la si aumenta da 1k a 10k, il comportamento si modifica soprattutto per quanto riguarda lo spegnimento del MOS.

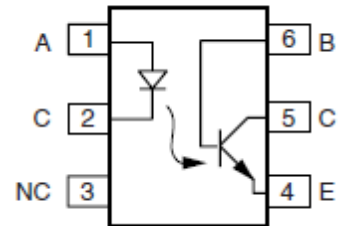


Nel complesso si hanno i seguenti tempi (da 0 a quando inizia a reagire + da lì al 67% del transitorio -3,3V-)

Transistor	accensione R=1k	accensione R=10k	spegnimento R=1k	spegnimento R=10k
BJT	0,1+0,1 us	0,2+0,3 us	1,7+0,5 us	2+2 us
MOS	0,2+0,5 us	0,2+0,6 us	0,5+0,6 us	0,6+2,4 us

Nel modulo di Sistemi di Elettronica Digitale e, più in generale, nelle applicazioni a microcontrollore, utilizzeremo i transistori MOS e BJT, verificando la loro $I_{d,max}$, come interruttori per il pilotaggio di dispositivi che assorbono molta corrente.

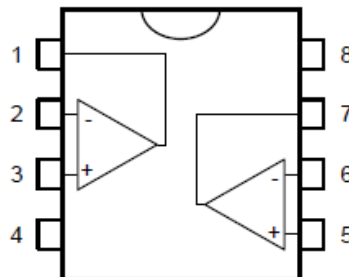
Se si deve pilotare un dispositivo che assorbe tanta corrente e che lavora a tensioni diverse da quelle che alimentano il microcontrollore, è consigliabile utilizzare un dispositivo isolatore come il 4n35 ($I_{max}=50mA$) che, se necessario, a sua volta pilota un BJT o un MOS.



Amplificatori operazionali

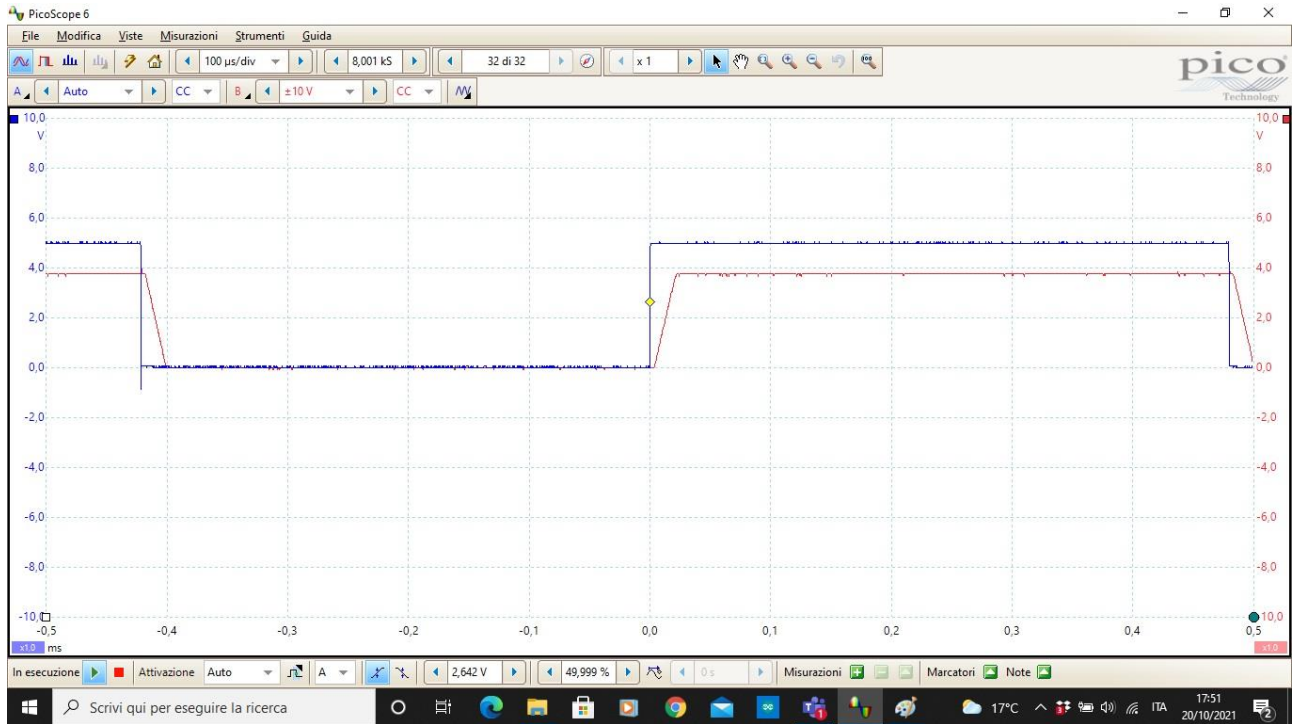
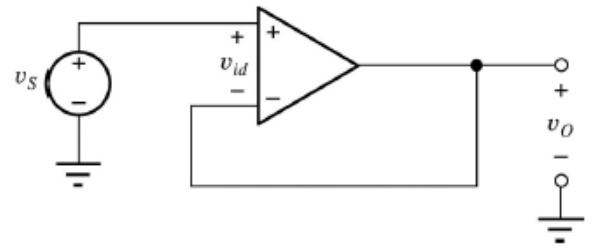
Si consideri l'amplificatore operazionale LM358 e lo si alimenti tra gnd (=Vcc-, pin 4) e +5V (=Vcc+, pin 8)

Si veda dai datasheet che il dispositivo è stato pensato per funzionare in alimentazione singola, oltre che per alimentazione duale.



- 1 - Output 1
- 2 - Inverting input
- 3 - Non-inverting input
- 4 - V_{CC}^-
- 5 - Non-inverting input 2
- 6 - Inverting input 2
- 7 - Output 2
- 8 - V_{CC}^+

Nel caso di alimentazione tra +5V e gnd (collegare +5V al pin 8 del LM358 e gnd al pin 4 del LM358), configurando uno dei due operazionali come BUFFER (collegare tra loro i pin 1 e 2 del LM358) e dando in ingresso il segnale ad onda quadra (collegare il segnale ad onda quadra generato al pin 8 del 74HC132 al pin 3 del LM358), si osserva che il segnale in ingresso al buffer varia tra 0V e +5V (valore medio misurato con il tester in DC pari a circa 2,6V), mentre il segnale in uscita al buffer varia tra 0V e 3,7V (valore medio misurato al tester in DC pari a circa 2,0V).

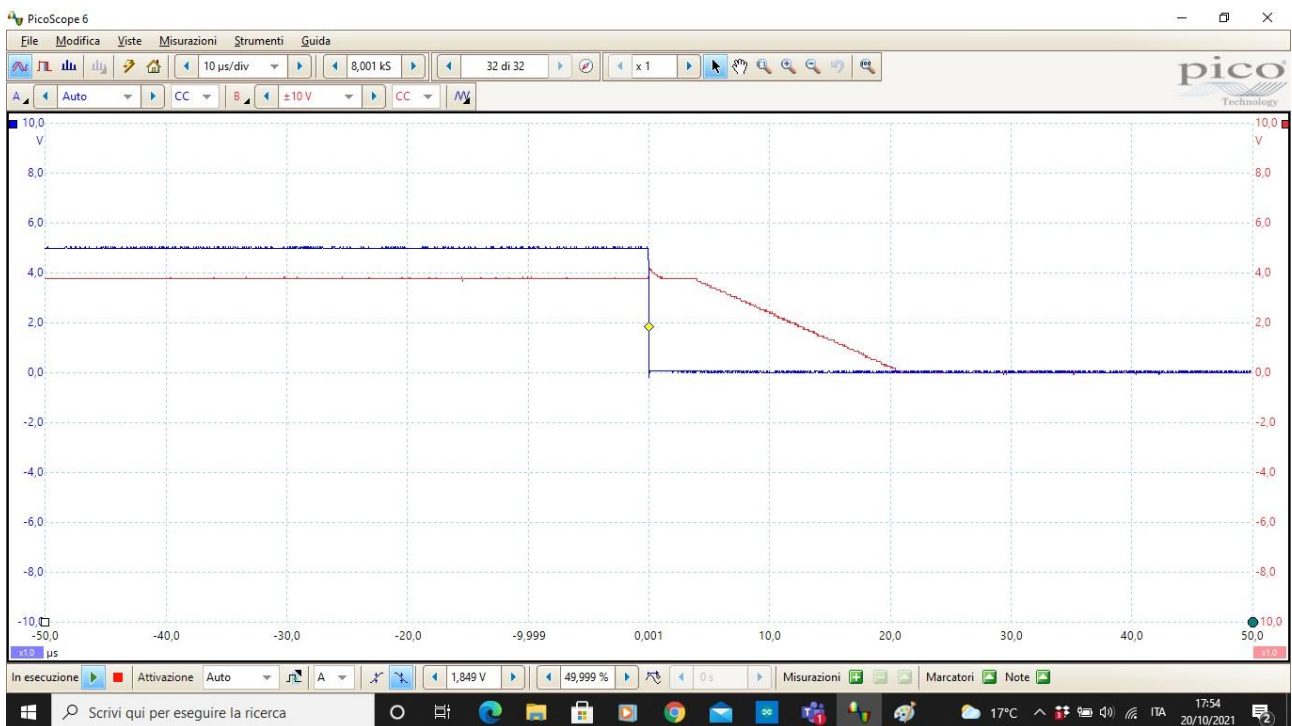
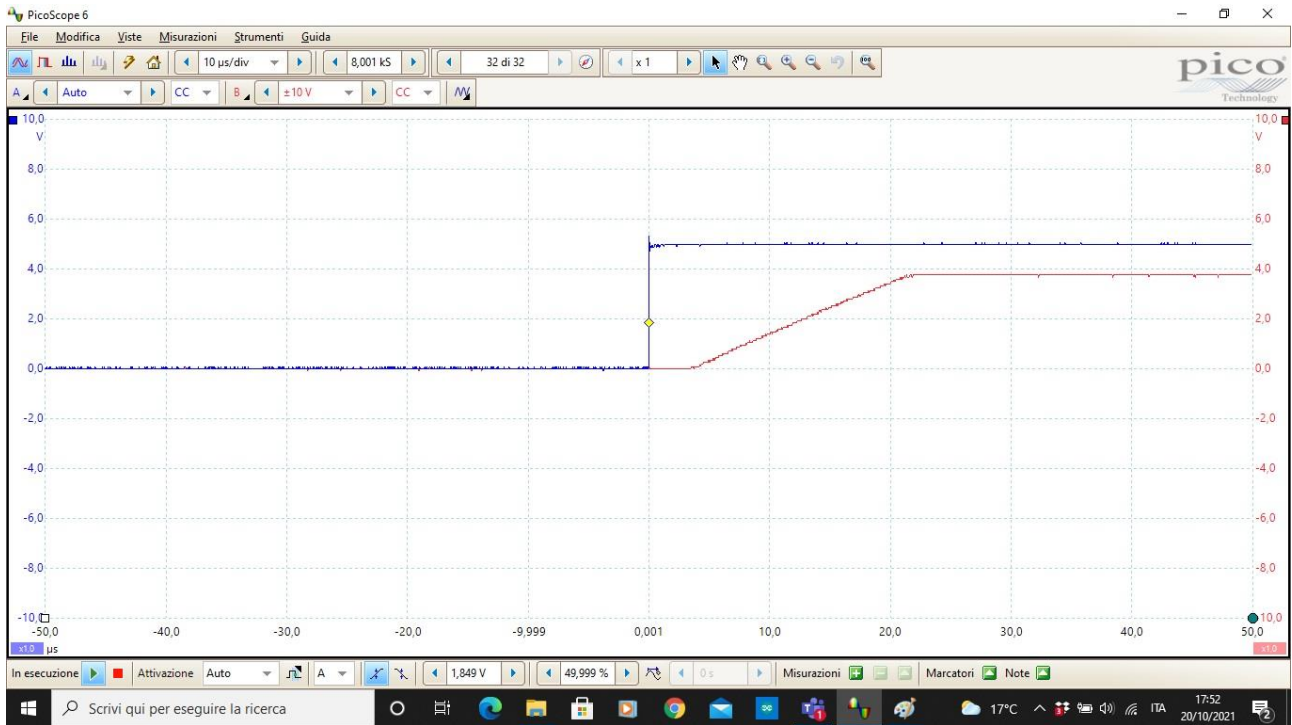


Questo succede perché, come si vede dal datasheet, l'escursione del segnale di uscita "perde" 1,5V (1,3V nel caso riportato).

V_{OPP}	Output Voltage Swing ($R_L = 2k\Omega$)	0	0	$V_{CC}^+ - 1.5$	0	$V_{CC}^+ - 1.5$
	$T_{amb} = +25^\circ C$					
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0	0			

Ampliando molto in corrispondenza del fronte di salita, si nota che il fronte del segnale digitale generato dal 74HC132 (segnale blu) è molto ripido, mentre il fronte del segnale in uscita al Buffer (segnale rosso) è praticamente una rampa che aumenta di 2V in 10us, con uno slew rate di $2/10 = 0,2V/us$. Il comportamento sul fronte di discesa è analogo.

Si nota anche che l'uscita del LM358 inizia a salire dopo circa 3,5 us



Dal datasheet si osserva che, se alimentato a 15V, ha uno slew rate minimo di 0,3V/us, compatibile con il valore misurato, dato che il dispositivo sta funzionando alimentato a 5V.

SR	Slew Rate	0.3	0.6	0.3	0.6	V/μs
	$V_{CC} = 15V, V_i = 0.5 \text{ to } 3V, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF, \text{ unity Gain}$					