

Tecnologie Digitali - Logbook Week 2

Salvatore Bottaro¹ and Lorenzo M. Perrone²

¹salvo.bottaro@hotmail.it

²lorenzo.perrone.lmp@gmail.com

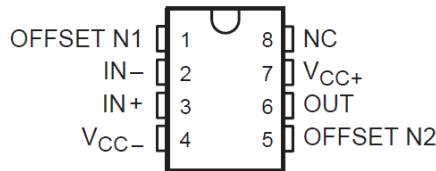


Figura 1: Schematizzazione dei pin dell'op-amp $\mu A741CP$

Sommario—Logbook di laboratorio di Tecnologie Digitali, a.a. 2015/2016. Week 2.

I. LEZIONE 06/10/2015

Durante la lezione di oggi, è stato introdotto il funzionamento dell' *amplificatore operazionale* (detto OP-AMP). Tale componente fu ideato nel 1934 dall'ingegnere della Bell, Black H., che stava cercando un modo per amplificare i segnali telefonici (mantenendo un guadagno il più possibile uniforme fra le frequenze tipiche dello spettro uditivo $10\text{Hz} \rightarrow 10\text{kHz}$), e soprattutto modulare questa amplificazione in base ai fattori esterni, come condizioni meteorologiche o strumentali. La soluzione fu quella di introdurre un amplificatore sovrapotenziato da regolare tramite un circuito di reazione (*feedback*) e dei componenti passivi.

II. OP-AMP

Viene riportato uno schema dell' *op-amp* da noi impiegato, il cui modello è $\mu A741CP$, insieme ad alcuni valori caratteristici dello strumento.

Absolute maximum ratings	
Supply voltage V_{CC+}	18V
Supply voltage V_{CC-}	-18V
Differential input voltage	$\pm 15\text{V}$

La tensione di lavoro fornita dall'alimentatore all'ingresso V_{CC+} e V_{CC-} è $\pm 12\text{V}$, nonostante il *datasheet* dell'*op-amp* stabilisca come valore massimo per la tensione differenziale $\pm 15\text{V}$. Il motivo di questa scelta probabilmente risiede nel fatto che a tensioni anche solo di poco superiori a questa soglia il comportamento dell'operazionale diventi instabile e imprevedibile. Dato che il generatore presenta una certa incertezza nel valore della tensione fornita, lavorare a tensioni

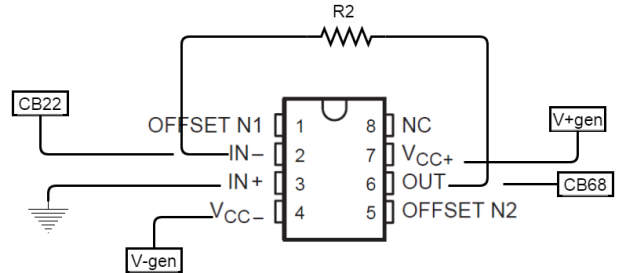


Figura 2: Schema dei collegamenti dell'op-amp in modalità invertente.

più basse rende l'*op-amp* più stabile.

Misurando con il tester analogico le tensioni riferite a terra sulle bocche della *bread-board* si ottengono i seguenti valori:

V_{CC+}	$11.96 \pm 0.02\text{V}$
V_{CC-}	$-11.97 \pm 0.02\text{V}$

III. AMPLIFICATORE INVERTENTE

Per costruire un circuito amplificatore in modalità invertente, sono stati effettuati i collegamenti sull'*op-amp* come visibile in Figura (2). Collegando il circuito all'alimentatore, sono state rimisurate le tensioni di lavoro (riferite a terra) sulle bocche della *bread-board*. Si riportano di seguito i dati significativi dei componenti circuitali e le tensioni misurate.

R_1	$2.17 \pm 0.02\text{k}\Omega$
R_2	$21.5 \pm 0.2\text{k}\Omega$
V_{CC+}^{coll}	$12.01 \pm 0.02\text{V}$
V_{CC-}^{coll}	$-12.03 \pm 0.02\text{V}$

Ora siamo pronti per effettuare le prime misure delle tensioni in uscita V_{out} tramite la scheda di acquisizione: in tal modo è possibile verificare se il guadagno (espresso d'ora in avanti come il rapporto $\frac{V_{out}}{V_{in}}$) rispetta il modello previsto per l'*op-amp* ideale, vale a dire uno in cui:

- la differenza di tensione fra ingresso non-invertente e ingresso invertente è zero;
- la corrente che scorre negli ingressi dell'operazionale è nulla.

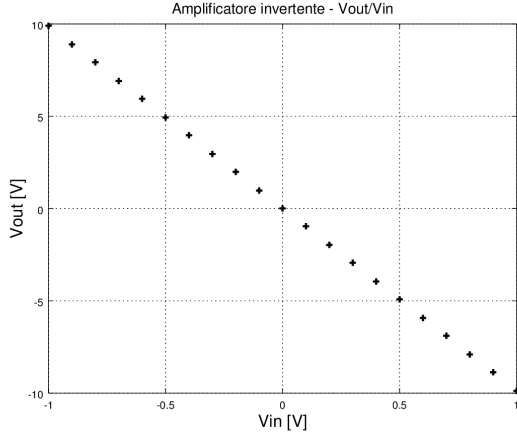


Figura 3: Tensioni in uscita ottenute dall'amplificatore invertente. Fondoscala +1V, 21 misure

Sotto tali condizioni ci aspettiamo che la funzione di trasferimento sia la seguente:

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \quad (1)$$

In Figura (3) è riportata la prima acquisizione di tensioni in uscita con queste impostazioni del VI:

V_{min}	V_{max}	num. misure	fondoscala
-1V	+1V	21	10V

Può essere molto utile effettuare un fit (Figura (4)) dei dati sperimentali per verificare che il guadagno corrisponda a quello previsto (in base alla combinazione scelta delle resistenze R_1 e R_2 prevediamo un guadagno $G = -\frac{21.5k\Omega}{2.17k\Omega} = 9.91 \pm 0.02$). Inoltre, è opportuno accertarsi che non siano presenti tensioni di offset nell'operazionale, (il modello da noi impiegato non le prevede), motivo per cui lasciamo come parametro libero del fit il valore dell'intercetta per vedere se risulta compatibile con zero.

N.B. Per eseguire il fit è stato assegnato alle tensioni in uscita V_{out} un errore di $\Delta V = 5\text{mV}$, pari, cioè, alla sensibilità del canale di ingresso della scheda di acquisizione.

Come risulta dal fit, il parametro dell'intercetta, pur essendo piccolo rispetto alle tensioni in uscita (ordine della decina di mV rispetto alla decina di V), non risulta compatibile con zero. Allo stesso tempo, il parametro della pendenza (il guadagno cercato) ci dà un valore di -9.878 ± 0.005 , compatibile con quello previsto.

Supponiamo, ora, che il generatore all'ingresso dell'*op-amp*, prima ideale, abbia invece una resistenza interna $R_{gen} = R_1$. Ci chiediamo come possa variare la funzione di trasferimento. La risposta è molto semplice, poichè dal punto di vista dell'operazionale, prima dell'ingresso invertente, questi vede solo una resistenza equivalente alla serie di $R_1 + R_{gen} = 2R_1$. Ci aspettiamo, quindi, un guadagno

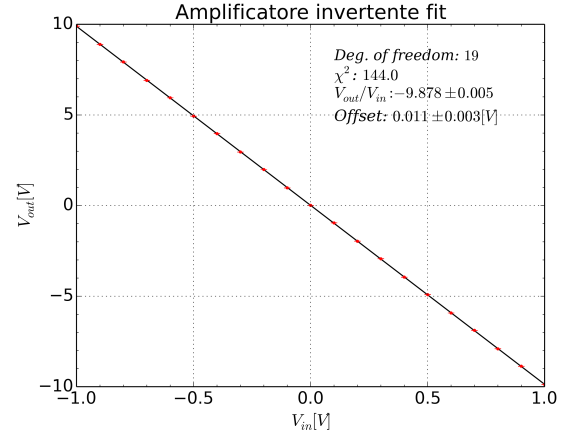


Figura 4: Fit tensioni in uscita, amplificatore invertente. Fondoscala +1V, 21 misure.

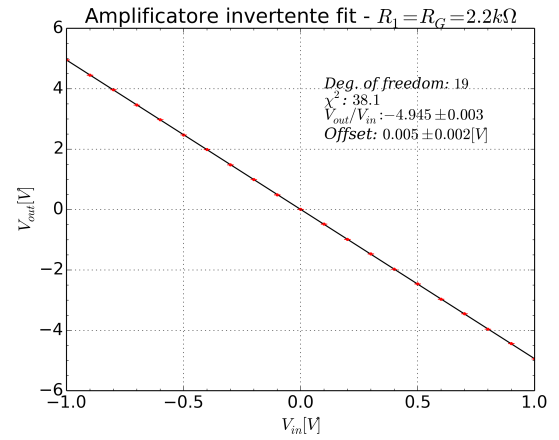


Figura 5: Fit delle tensioni in uscita ottenute dall'amplificatore invertente, con resistenza del generatore. Fondoscala +1V, 21 misure

dimezzato.

Riportiamo in Figura (5) il fit dei dati acquisiti.

Il valore previsto del guadagno è di -4.96 ± 0.01 , compatibile con il risultato del *best-fit* $G_{best-fit} = -4.945 \pm 0.003$.

IV. AMPLIFICATORE NON-INVERTENTE

Passiamo ora ad esaminare l'uso dell'*op-amp* in modalità non-invertente, configurandolo come in Figura (6). Sempre nel modello di operazionale ideale, la funzione di trasferimento attesa è la seguente:

$$V_{out} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_{in} \quad (2)$$

Verifichiamo sperimentalmente il guadagno, acquisendo le tensioni in uscita. I risultati sono riportati in Figura (8).

Il guadagno rientra evidentemente nell'errore con quello previsto ($G_{best-fit} = 10.890 \pm 0.007$, $G_{exp} = 10.91 \pm 0.02$).

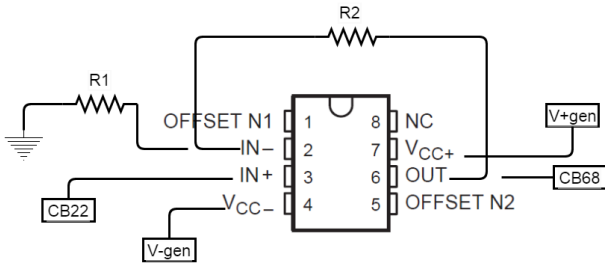


Figura 6: Schema dell'op-amp in configurazione non-invertente.

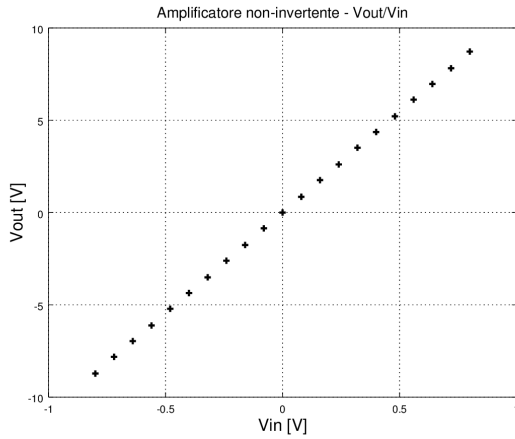


Figura 7: Tensioni in uscita ottenute dall'amplificatore non-invertente. Fondoscala $\pm 0.8V$, 21 misure

E' interessante notare che questa volta l'offset dell'operazionale è compatibile con zero.

Studiamo anche in questo caso come potrebbe cambiare il guadagno se il generatore possedesse una resistenza interna (comparabile con R_1). Per rispondere a questa domanda dobbiamo necessariamente rifarci al modello ideale di *op-amp*, e ricordare la seconda regola d'oro, secondo la quale

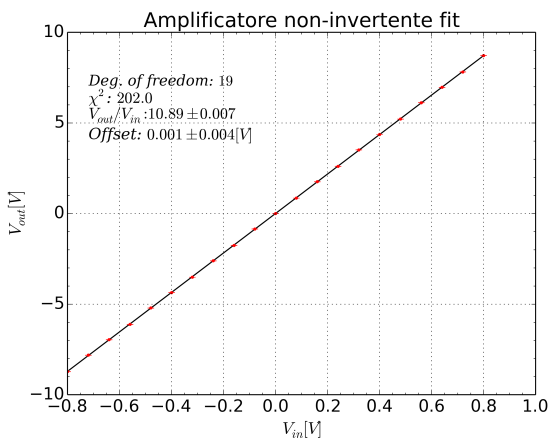


Figura 8: Fit delle tensioni in uscita ottenute dall'amplificatore non-invertente. Fondoscala $\pm 0.8V$, 21 misure

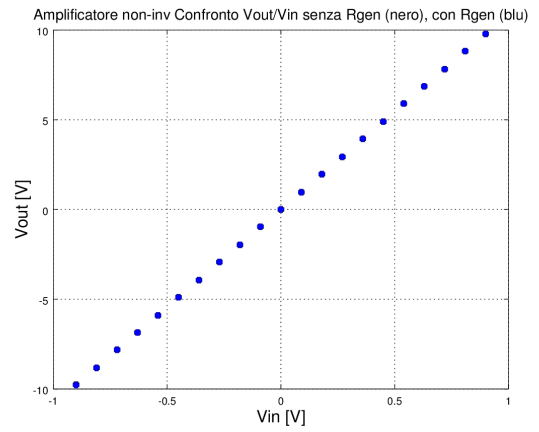


Figura 9: Confronto fra i grafici dell'op-amp con e senza la resistenza R_{gen} (i punti non si distinguono a questa scala)

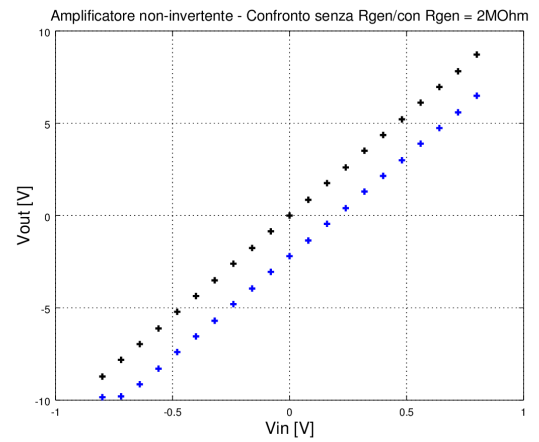


Figura 10: Confronto fra le tensioni in uscita senza resistenza interna del generatore, e con resistenza. Amplificatore non-invertente. Fondoscala $\pm 0.8V$, 21 misure

non c'è passaggio di corrente dagli ingressi dell'operazionale. Se dall'ingresso non invertente non passa corrente, implica che in tutto il ramo che collega il V_{in} (a CB22) e l'IN+ non c'è passaggio di corrente. Quindi, l'inserimento di una resistenza non modificherebbe nessuno dei parametri del circuito.

Detto questo, ripetiamo l'acquisizione con una $R_{gen} = R_1$. Come si vede dalla Figura (9) non si notano sostanziali differenze.

Tuttavia, per curiosità abbiamo provato a mettere una resistenza $R_{gen} = 2MOhm$, per verificare che anche in questo caso il comportamento del circuito amplificatore rimanesse inalterato. Invece, come si vede in Figura (10), si nota una sostanziale differenza dovuta alla presenza di un offset, stimato dal fit in Figura (11) pari circa a $2V$.

E' evidente che il valore di $R_{gen} = 2MOhm$ è dello stesso ordine della resistenza in ingresso dell'operazionale, e per

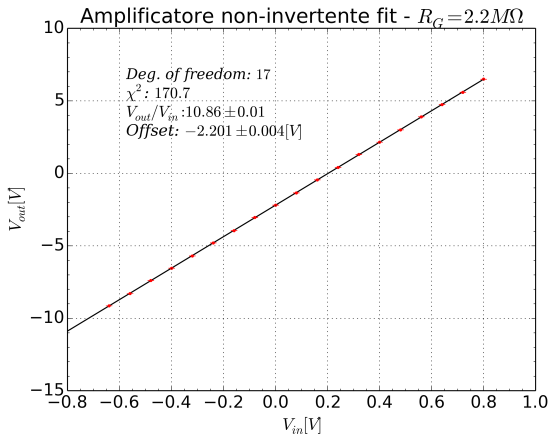


Figura 11

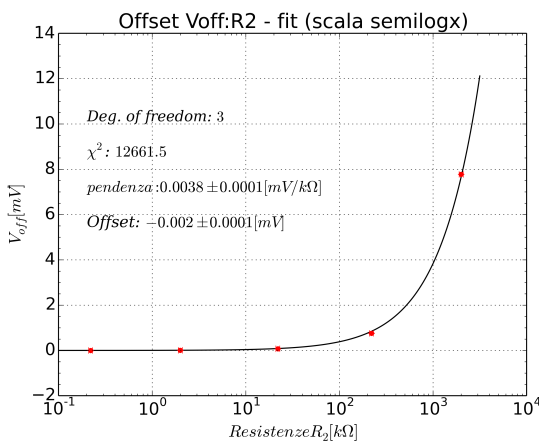


Figura 12: Fit degli offset interni dell'operazionale. La scala delle x è logaritmica per questioni di spaziatura dei dati sperimentali. Il fit è lineare.

questo motivo le assunzioni sull' *op-amp* ideale non sono più completamente valide.

A questo punto risulta necessario valutare direttamente gli offset interni, ponendo a massa entrambi gli ingressi $IN+$ e $IN-$, ed effettuando delle acquisizioni per diversi valori della resistenza R_2 . Come metodo operativo, abbiamo effettuato rilevazioni con 5 diverse resistenze, e per ciascuna resistenza sono stati presi 7 valori di V_{out} , di cui è stata effettuata la media aritmetica e il calcolo della varianza. Questi dati sono stati plottati in un grafico $V_{offset} - R_2$, riportato in Figura (12).

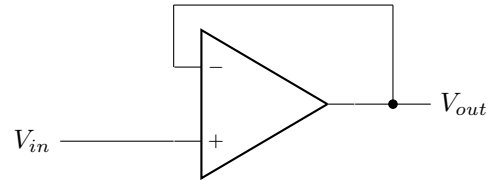
La funzione di *best-fit* proposta è ovviamente lineare, che in un grafico con scala delle x logaritmica risulta visivamente in un'esponenziale. E' evidente che l'offset dell'operazionale, con ingressi a massa, viene amplificato linearmente con il crescere della resistenza R_2 , a $R_1 =$ fissata.

Per questo motivo probabilmente è possibile interpretare il valore dell'intercetta restituito dal fit come l'offset interno a

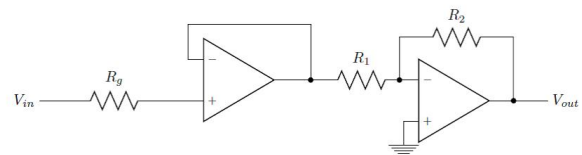
resistenza di carico (R_2) zero. Tale valore sarebbe di $-2.0 \pm 0.1 \mu V$.

V. OP-AMP IN CONFIGURAZIONE FOLLOWER

All'esercizio 9 si chiedeva di valutare la risposta di un'opamp quando la resistenza interna al generatore di corrente è confrontabile con le resistenze che determinano il guadagno del circuito. Con un opamp in configurazione *follower*:



è possibile eliminare il problema della resistenza interna del generatore. Infatti se tale resistenza non è dell'ordine dell'impedenza in ingresso all'opamp, allora si ha $V_+ = V_{in}$ e per la prima regola d'oro $V_- = V_{in}$, che in virtù della particolare configurazione dà $V_{out} = V_{in}$. Dunque l'opamp si comporta come un generatore ideale di tensione. Abbiamo verificato il funzionamento e individuato i limiti di tale configurazione collegando all'opamp in configurazione follower un'opamp in configurazione invertente, realizzando sulla breadboard il seguente circuito:



Abbiamo fatto prove con diversi valori per R_g . Per valori di tale resistenza dell'ordine del centinaio di $k\Omega$ non si è rilevata alcuna differenza dai risultati ottenuti con il circuito invertente collegato direttamente alla scheda di acquisizione (che ha una resistenza interna di 0.1Ω). Riportiamo i risultati delle prove in una tabella e il fit nel caso $R_g = 2.2 k\Omega$, così da confrontarlo con i risultati ottenuti precedentemente:

Tabella I: Dati relativi al Gain e all'offset per resistenze dell'ordine dei 100 $k\Omega$ e inferiore.

$R_g (k\Omega)$	$G (-\frac{R_2}{R_1})$	Offset (mV)
2.2	-9.877 ± 0.006	-9 ± 3
22	-9.874 ± 0.005	-4 ± 4
220	-9.876 ± 0.005	38 ± 3

Si nota che già per $R_g = 220 k\Omega$ si ottiene un offset sensibilmente diverso da zero. Infatti per resistenze maggiori, si nota che all'aumentare della resistenza R_g aumenta l'offset, per di più in modo lineare. Si riporta il fit per $R_g = 2 M\Omega$ e i dati relativi alle altre resistenze impiegate in Figura (14):

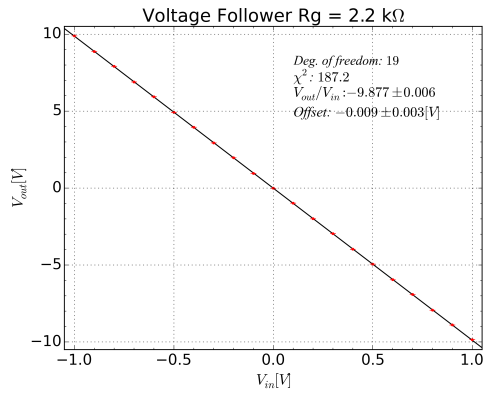


Figura 13: Fit follower+invertente con $R_g = 2.2 \text{ k}\Omega$. I risultati sono in accordo con quelli relativi all'opamp invertente collegato direttamente alla scheda di acquisizione.

Figura 14

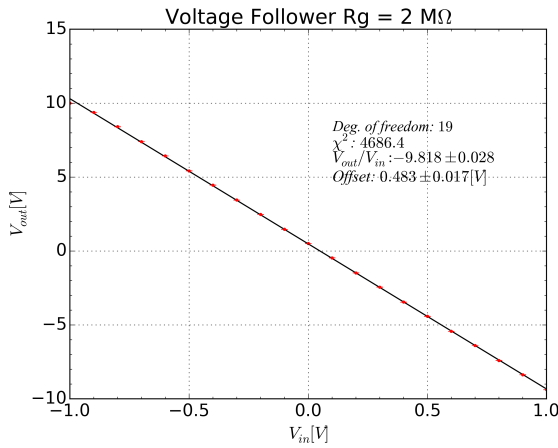


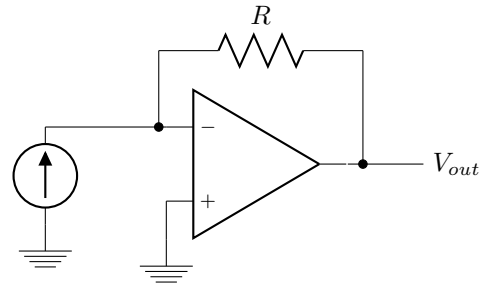
Tabella II: Dati relativi al Gain e all'offset per R_g dell'ordine del $M\Omega$. Si può notare come l'offset aumenti proporzionalmente al valore della resistenza.

$R_g (M\Omega)$	$G (-\frac{R_2}{R_1})$	Offset (V)
1	-9.885 ± 0.007	0.205 ± 0.003
2	-9.818 ± 0.005	0.483 ± 0.017
3	-9.869 ± 0.007	0.716 ± 0.003
10	-9.811 ± 0.010	2.208 ± 0.005
20	-9.754 ± 0.008	4.400 ± 0.004

La ragione di tale andamento è da imputarsi al fatto che per questi valori di resistenza, confrontabili con la resistenza in ingresso all'opamp, vengano meno le regole d'oro dell'opamp stesso, tuttavia non si sa in che senso tali regole non siano più valide.

VI. AMPLIFICATORE DI CORRENTE

Un opamp in configurazione invertente può lavorare come amplificatore di corrente. Dato lo schema in figura infatti:

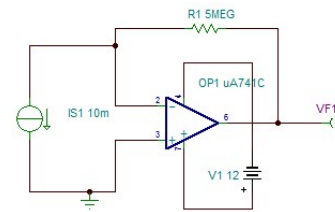


Per la regola della terra virtuale e per il verso fissato in figura per la corrente si ha che:

$$V_{out} = -Ri \quad (3)$$

Abbiamo disegnato il circuito in Figura (15) con TINA:

Figura 15: Circuito disegnato con TINA



e abbiamo tracciato la curva caratteristica DC del circuito prima supponendo il generatore di corrente ideale e poi reale con resistenza interna di $1 \text{ M}\Omega$. Si è scelto $R = 5 \text{ M}\Omega$, poiché verrà impiegata in seguito con il diodo. I grafici ottenuti sono in Figura (16) e (17) :

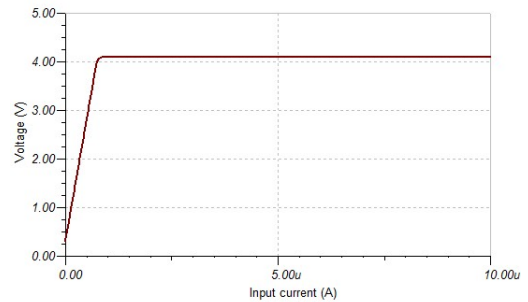


Figura 16: Generatore reale

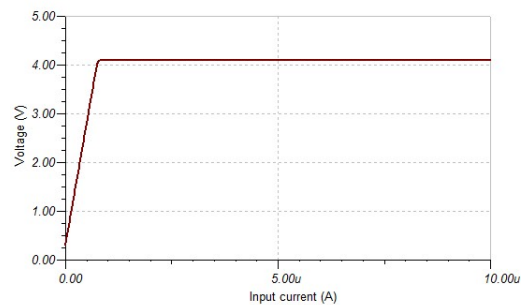
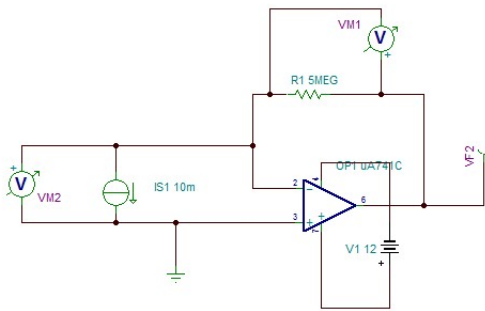


Figura 17: Generatore ideale

In entrambi i casi l'andamento è lineare fino $I \approx 1 \mu A$, con pendenza, stimata prendendo 2 punti e calcolandone il rapporto incrementale, di $5.008 M\Omega$ nel caso reale, $4.997 M\Omega$ nel caso ideale, per cui in questo intervallo il circuito risponde come previsto. Per correnti superiori invece già nella simulazione si vede il limite dell'opamp reale. Infatti se si tracciano le d.d.p. ai capi della resistenza e del generatore di corrente, supposto direttamente reale, tramite il circuito di TINA in Figura (18):

Figura 18: Circuito per rilevare le tensioni ai capi dei singoli componenti



Si ottiene quindi il grafico in Figura 19:

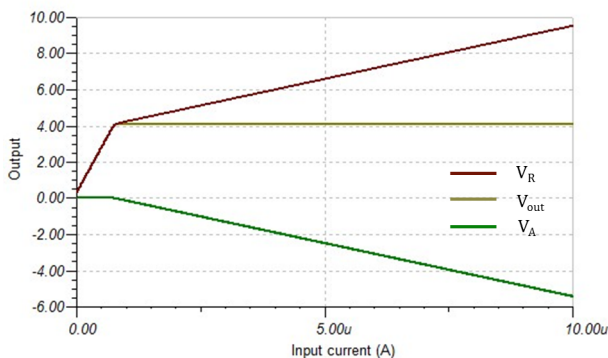


Figura 19: Grafico delle tensioni ai capi del generatore di corrente (V_A), della resistenza (V_R) e di V_{out}

Si vede come fino a $I \approx 1 \mu A$, la regola della massa virtuale sia rispettata, in quanto ai capi del generatore di corrente la d.d.p. è nulla, per cui anche agli ingressi dell'op amp, e in tale intervallo V_R aumenta secondo quanto previsto. Per $I \geq 1 \mu A$ invece la seconda regola d'oro dell'op amp non è più valida e inizia a scorrere corrente dentro l'op amp, giustificando il grafico di V_R , in modo tale da mantenere un V_{out} costante, anche se non è chiaro il motivo di quest'ultima caratteristica.

Si è applicato l'op amp come *transresistance amplifier* per misurare la corrente di saturazione inversa di un diodo. Abbiamo usato il diodo 1N4148 della NXP semiconductors. Dal datasheet disponibile sul sito www.nxp.com abbiamo ricavato le informazioni per posizionare correttamente il diodo (vedi Figura (20)).

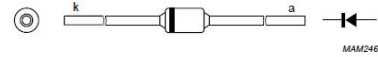


Figura 20: Schema di polarizzazione del diodo 1N4148 ricavato dal datasheet

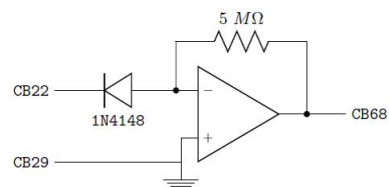
Sul datasheet si legge che:

- la massima d.d.p. in polarizzazione inversa è 100 V, mentre in diretta è 1 V;
- dentro il diodo può scorrere al massimo una corrente di 200 mA in continua;
- la potenza totale dissipata è 500 mW;
- la temperatura della giunzione non può superare i 200 C, il diodo in sè non deve essere sottoposto a temperature inferiori ai -65 C e superiori ai 200 C;
- la corrente di saturazione inversa a 20 V è 25 nA;
- vi sono grafici relativi all'andamento della corrente massima in funzione della temperatura, curva caratteristica a varie temperature, reverse current in funzione della temperatura e capacità del diodo in termini di tensione di polarizzazione inversa.

Altre informazioni risultano poco chiare come il significato di reverse peak current o voltage e relativi grafici o recovery voltage.

Abbiamo realizzato sulla breadboard il circuito di Figura (21):

Figura 21



Come resistenza abbiamo impiegato un parallelo di due resistenze da $10 M\Omega$. Abbiamo esplorato un intervallo di 10 V a partire da 0 V. I dati restituiti sono raccolti nel Grafico (22):

Si nota subito come V_{out} sia costantemente positivo, mentre ci si aspettava una tensione negativa. Ciò lo si può imputare alle condizioni non ideali di lavoro dell'op amp. Infatti per $V_{in} = 0 V$ si osserva una tensione $V_{in} = (0.1009 \pm 0.003) mV$, anziché 0. Abbiamo sostituito il diodo con una resistenza da $10 M\Omega$ e riavviato l'acquisizione cambiando l'intervallo di tensione in (-1 V, 1 V). I dati ottenuti sono plottati in Figura (23):

Dal confronto fra questo grafico e il grafico precedente si può dedurre che naturalmente l'andamento dei dati sperimentali nel secondo caso è dovuto interamente al diodo, mentre l'offset a $V_{in} = 0 V$ interamente all'op amp. Infatti sostituendo

Figura 22

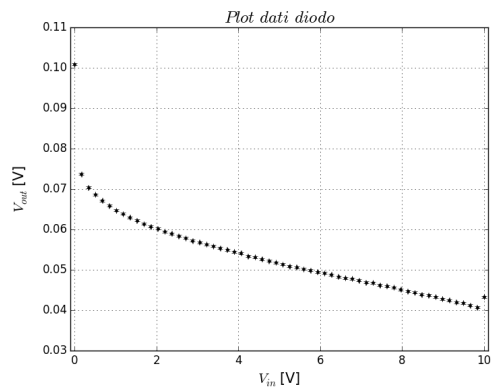
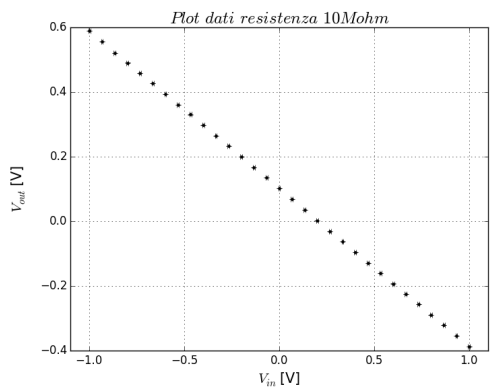
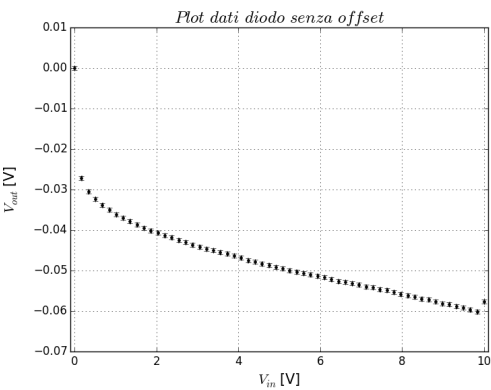


Figura 23



il diodo con la resistenza si ottiene che per $V_{in} = 0\text{ V}$ si ha $V_{out} = (0.1020 \pm 0.0003)\text{ V}$, quasi compatibile con il valore ottenuto con il diodo. Per isolare dunque il contributo alla V_{out} dovuto unicamente alla reverse current del diodo si può eliminare tale offset dai dati sperimentali che risultano come nel grafico (24):

Figura 24



Un altro aspetto notevole è il fatto che il diodo non arriva mai a saturazione nell’intervallo considerato, in quanto anziché osservare un andamento costante se ne osserva uno lineare, anche se non è chiaro se ciò è dovuto solamente al

comportamento reale del diodo o anche all’interazione con l’op amp.

Si può dedurre il valore della corrente di saturazione media ad esempio prendendo i dati nella regione ad andamento lineare e facendone media e scarto quadratico medio della media. Il risultato ottenuto è $I_r = (10.2 \pm 1.2)\text{ nA}$, in accordo con quanto si legge nel datasheet.

Per quanto riguarda il diodo 1N4148, TINA fornisce i 19 parametri di Figura (25):

Figura 25

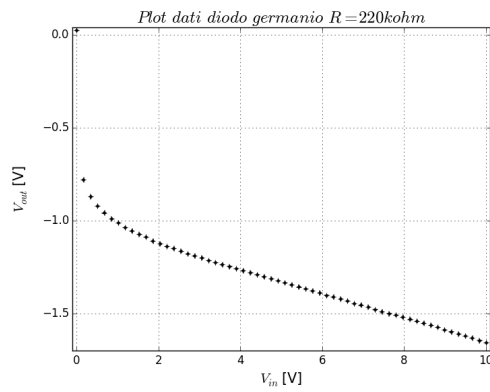
IS/Saturation current [A]
N/Emission coefficient [-]
BV/Breakdown voltage [V]
RZ/Zener resistance [Ohm]
IBV/Breakdown current [A]
RS/Serial resistance [Ohm]
CJO/Junction cap. [F]
VJ/Junction potential [V]
MJ/Grading coeff. [-]
FC/Capacitance coeff. [-]
TT/Transit time [s]
EG/Energy gap [eV]
XTI/IS temp. exponent [-]
AF/Flicker noise exp. [-]
KF/Flicker noise coeff. [-]
VR/Max. reverse voltage [V]
IZ/Max. zener current [A]
IF/Max. forward current [A]
PD/Max. power dissipation [W]

Per cui TINA può agire sia sulla corrente di saturazione inversa e permette di regolare effetti ai limiti come la tensione e la corrente di breakdown, la resistenza Zener, oltre che vari valori limite come la massima tensione in polarizzazione inversa, la massima corrente Zener, la corrente in polarizzazione diretta e la massima potenza dissipabile. Il diodo viene anche dotato di una capacità. Rispetto al datasheet, TINA fornisce una reverse current di 1 nA, mentre il datasheet fornisce diversi valori in funzione delle condizioni di lavoro del diodo (nel nostro caso 10 nA). La massima corrente e potenza dissipabile sono notevolmente inferiori rispetto a quelli di TINA.

Dopo il diodo al silicio abbiamo impiegato il diodo al germanio OA95, che rispetto al diodo al silicio dovrebbe far passare più corrente in polarizzazione inversa. Pertanto per rientrare nel fondo scala della scheda di acquisizione abbiamo sostituito il parallelo di resistenze da 10 MΩ con resistenze più piccole. Abbiamo impiegato dapprima una resistenza da 220 kΩ, ottenendo i dati plottati in Figura (26):

Si nota un andamento identico rispetto al diodo al silicio, per cui entro 10 V neanche il diodo al germanio raggiunge la saturazione. Tuttavia rispetto al diodo 1N4148, l’offset è notevolmente ridotto a $(0.0264 \pm 0.0003)\text{ V}$, questo perché si è abbassata sia la resistenza di carico sia quella del diodo che fa passare più corrente. Dunque il comportamento dell’op amp in questo caso è più vicino a quello ideale, il che suggerisce che il fatto che il diodo non raggiunga la saturazione neanche in questo caso si possa imputare principalmente al comportamento reale del diodo. Per la corrente di saturazione

Figura 26



media, procedendo come prima si ottiene $I_r = (6.5 \pm 0.7) \mu A$, maggiore di un fattore 600 rispetto al precedente con il diodo al silicio.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] Datasheet, $\mu A741$ General-Purpose Operational Amplifiers. SLOS094E – NOVEMBER 1970 –REVISED JANUARY 2015. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>
- [2] Product data sheet: 1N4148 High-speed diodes. NXP Semiconductors 2004 Aug 10. http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1N4148_1N4448.pdf