

Tecnologie Digitali - Logbook Week 7

Salvatore Bottaro¹ and Lorenzo M. Perrone²

¹salvo.bottaro@hotmail.it

²lorenzo.perrone.lmp@gmail.com

Sommario—Logbook di laboratorio di Tecnologie Digitali, a.a. 2015/2016. Week 7.

I. CARATTERISTICHE DEL MOSFET

Il transistor impiegato è un MOSFET BS170 della Fairchild Semiconductor. Le caratteristiche più importanti del transistor disponibili sul datasheet ai fini dell'esperienza sono elencate in tabella I.

Tabella I: Dati del transistor reperibili nel datasheet.

Parametro	Condizioni	Valore
I_{DSS}	$V_{DS} = 25\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$	$0.5\text{ }\mu\text{A (max)}$
I_{GSSF}	$V_{GS} = 15\text{ V}$, $V_{DS} = 0\text{ V}$	10 nA (max)
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 1\text{ mA}$	2.1 V
g_{FS}	$V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 200\text{ mA}$	320 mS

Dove I_{DSS} è la *Zero Gate Voltage Drain Current*, I_{GSSF} la *Forward Gate-Body Leakage*, $V_{GS(th)}$ la tensione di soglia, g_{FS} la transconduttanza.

Abbiamo montato sulla breadboard il circuito in figura 1, in cui sono indicate anche le porte della scheda impiegate.

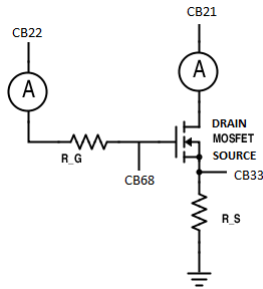


Figura 1: Schema del circuito montato sulla breadboard.

Dal momento che la scheda di acquisizione può erogare al massimo 10 mA e 10 V , abbiamo dovuto dimensionare R_S in modo tale che nelle condizioni estreme, quindi $V_{GS} = V_{DS} = 10\text{ V}$, la corrente non raggiungesse i 10 mA . Per $R = 1.025 \pm 0.8\text{ \% k}\Omega$ si ha che la corrente massima che può circolare nel circuito, misurata tramite l'amperometro collegato in serie alla CB21, non raggiunge 8 mA , per cui abbiamo preso questo valore della resistenza per R_S . Nelle varie prove effettuate è stato impiegato un altro amperometro collegato in serie alla CB22 per misurare la corrente che circola verso il GATE. Ciò che è risultato è che pur avendo impostato il fondoscala più basso la corrente si manteneva costantemente sotto soglia. Questo significa che nel seguito è possibile considerare con

ottima approssimazione uguali le correnti al DRAIN e al SOURCE. Inoltre, visto che non si sono praticamente rilevate correnti, la resistenza R_G che noi abbiamo inizialmente scelto di $1\text{ k}\Omega$ non influenza sostanzialmente il circuito.

Tramite il VI $V_{in_Vout_2C}$ abbiamo impostato diversi valori delle tensioni al GATE e al DRAIN, con il vincolo $V_{GS} = V_{DS}$, cercando il valore della tensione di soglia, ovvero il valore per cui la corrente al DRAIN fosse 1 mA . Abbiamo trovato $V_{GS(th)} = 2.23 \pm 0.02\text{ V}$, simile al valore tipico dichiarato dal datasheet.

II. CORRENTE DI DRAIN VS TENSIONE SUL GATE

Per misurare come la corrente di DRAIN dipenda dalla tensione di GATE abbiamo utilizzato il VI FET_vs_GATE che fissa il valore della tensione al DRAIN e spazza un intervallo di tensioni da impostare per il GATE. Come prima misura abbiamo impostato $V_{DS} = 3\text{ V}$ e spazzato un intervallo di tensioni da 1 V a 7 V . I dati sperimentali sono rappresentati in figura 2. Come si vede l'andamento non è lineare, inoltre la tensione V_S satura quando V_S si avvicina ai 3 V . Questo perché la tensione al SOURCE deve mantenersi costantemente inferiore alla tensione al DRAIN, quindi per quanto si aumenti la tensione al GATE, non si potrà far scorrere una corrente per cui $V_S \geq V_{DS}$.

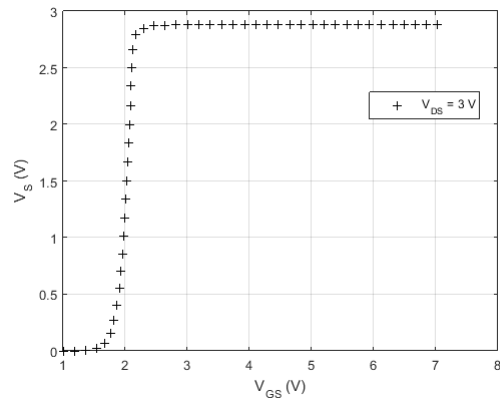


Figura 2: Grafico V_S vs V_{GS} per $V_{DS} = 3\text{ V}$.

Fin qui si è assunto che la corrente che scorre al SOURCE sia uguale a quella al GATE. Difatti questa ipotesi è stata già precedentemente verificata, collegando l'amperometro al GATE. Un altro modo per verificare la validità dell'ipotesi è collegare l'amperometro in serie al DRAIN e verificare che la corrente misurata sia compatibile con quella calcolata

misurando la tensione al SOURCE. Abbiamo effettuato due prove, in tabella II sono riportati i risultati. Come si vede i valori delle due correnti sono compatibili fra loro.

Tabella II: Verifica che $I_S = I_D$.

V_{GS} (V)	V_{DS} (V)	V_S (V)	I_D (mA)	I_S (mA)
5	5	2.8875(2)	$2.81 \pm 0.8 \%$	2.82(2)
6	6	3.849(1)	$3.70 \pm 0.8 \%$	3.76 ± 0.03

Abbiamo ripetuto la misura fatta con il VI FET vs GATE variando il valore di V_{GS} . I vari grafici ottenuti sono riportati in figura 3. Si vede chiaramente come i grafici hanno tutti lo stesso andamento a basse tensioni al punto che si sovrappongono, mentre saturano ciascuno corrispondentemente al valore di V_{DS} , a parte per i casi $V_{DS} = 9, 10$ V in cui non sono state raggiunte tensioni sufficienti per osservare la saturazione.

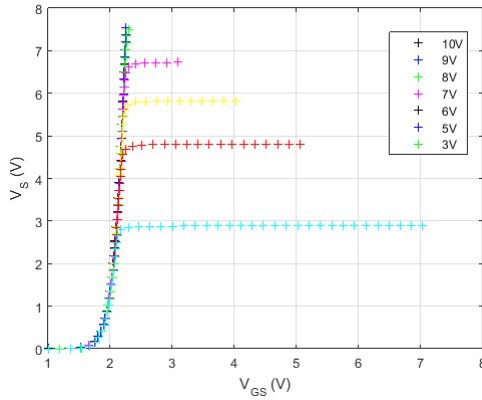


Figura 3: Grafico V_S vs V_{GS} per vari valori di V_{GS} .

Per ottenere una stima della transconduttanza abbiamo preso i dati relativi al caso $V_{DS} = 10$ V, escludendo i primi 10 dati in quanto corrispondenti alla regione di interdizione del transistor. L'andamento previsto è di tipo quadratico, precisamente:

$$I = I_0 (V - V_T)^2 \quad (1)$$

dove V_T è la tensione di soglia del MOSFET. Il grafico del fit è riportato in figura 4.

I risultati sono stati $I_0 = 33(1)$ mA, $V_T = 1.793(5)$ V. Estrapolando il grafico fino a 10 V si ottiene una stima della transconduttanza, pari a 224(7) mS (figura 5), significativamente più piccolo del valore indicato sul datasheet (valore tipico 320 mS).

III. CORRENTE DI DRAIN VS TENSIONE DI DRAIN

Proviamo ora a visualizzare l'andamento della corrente di drain I_{DS} in funzione della tensione di drain V_{DS} . Sappiamo che i MOSFET sono degli ottimi esempi di componenti a transconduttanza, vale a dire la capacità di mantenere costante la corrente, fissata una certa tensione di gate V_{GS} . Questo comportamento si evidenzia in particolar modo per tensioni di drain superiori alla tensione di soglia V_T , nella cosiddetta

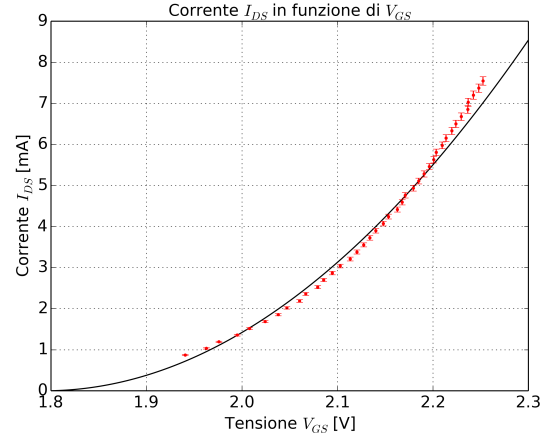


Figura 4: Fit quadratico di V_{GS} vs I_{DS} .

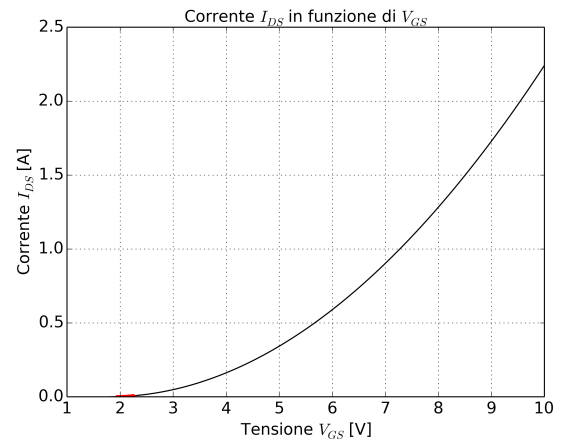


Figura 5: Estrapolazione fino a $V_{DS} = 10$ V del grafico del fit 4

zona di saturazione. Si veda il grafico tratto dall'Horowitz e riportato in Figura (6). Fissando dei valori della tensione di gate $V_{GS} = 2, 3, 4$ V, abbiamo cercato di visualizzare la regione lineare esplorando un intervallo opportuno di tensioni V_{DS} . La scelta di $V_{GS} = 2$ V è la più infelice delle tre, poichè sappiamo che la regione lineare si estende fino a un valore $V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_T$, e si è stimato negli esercizi precedenti che per il nostro MOSFET vale $V_T \simeq 2.2$ V, per cui nelle tensioni positive di drain non dovremmo mai trovarci nella zona lineare.

In ogni caso, esaminando i dati acquisiti nelle Figure (7, 8), nonostante il comportamento lineare sia facilmente intuibile, notiamo un evidente problema nel processo di acquisizione: durante tutta la spazzata sulle tensioni i valori delle correnti (che si ottengono moltiplicando il segnale della CB33 per il valore della resistenza sul source) sembrano dei gradini che mal si adattano ad una funzione continua. Riteniamo che questo possa essere dovuto ad una limitazione del campionamento della nostra scheda di acquisizione PCI6024E (che acquisisce a 200kS/s), ipotesi supportata dal fatto che si è notato un comportamento analogo su tutti i tavoli con lo

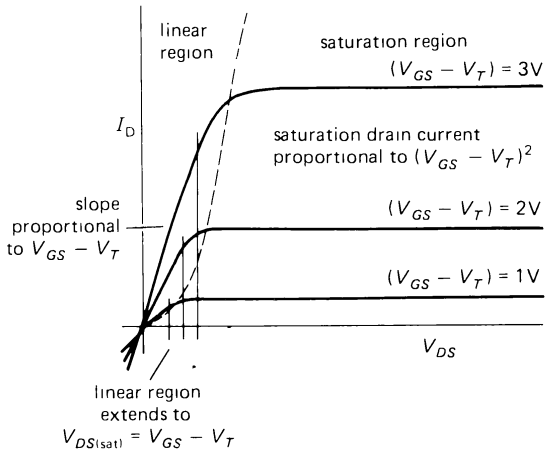


Figura 6: Andamento di I_{DS} in funzione di V_{DS} per dati valori di tensione di gate.

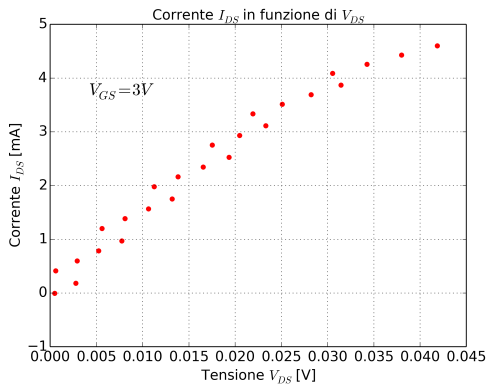


Figura 7: I_{DS} vs V_{DS} per fissata tensione di gate = 3V.

stesso modello di scheda. In Figura (9) si riporta un multiplot riassuntivo. Data la scarsa qualità dei dati, ha poco senso calcolare esplicitamente la relazione fra V_{GS} e pendenza della retta nella regione lineare (è noto che la $slope \propto V_{GS} - V_T$); annotiamo tuttavia un aumento della pendenza al crescere della tensione di gate.

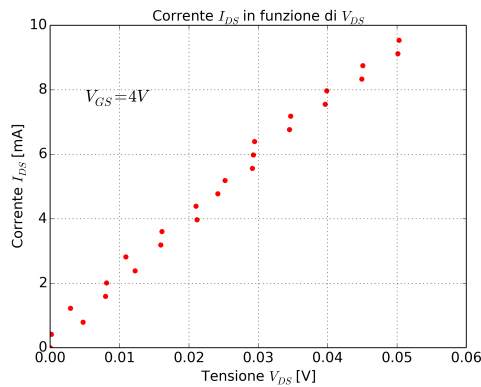


Figura 8: I_{DS} vs V_{DS} per fissata tensione di gate = 4V.

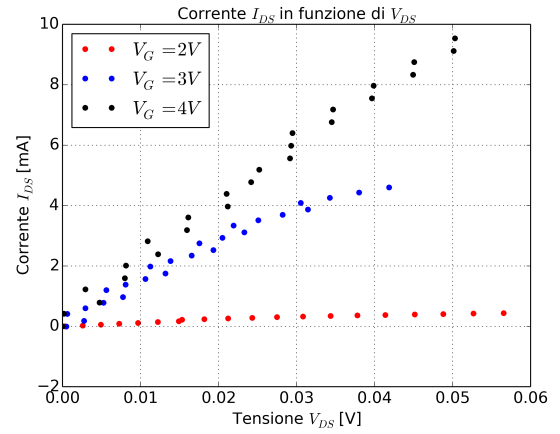


Figura 9: Multiplot I_{DS} vs V_{DS} per tensioni di gate = 2, 3, 4V.

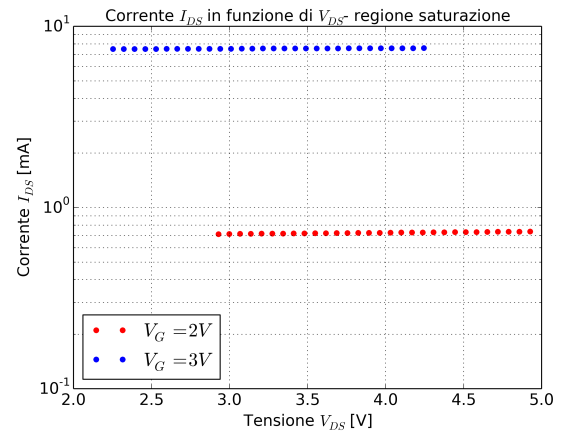


Figura 10: Regione di saturazione I_{DS} vs V_{DS} per $V_{DS} = 2, 3V$

Proviamo ora ad acquisire qualche dato nella regione di saturazione: questa volta la DAQ sembra non avere particolari problemi e, come si vede in Figura (10), la corrente rimane praticamente costante su intervalli di diversi volt di tensione di drain. Il grafico è in scala logaritmica sulle y per questioni di scala fra le due serie di punti riportate.

IV. GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO

Implementiamo ora il circuito studiato nella sezione precedente con un opamp $\mu A741$ in configurazione non-invertente, come mostrato in Figura (11). Lo scopo di questo montaggio è quello di ottenere un generatore di corrente controllato in tensione, in particolare con la tensione di output dell'opamp. Ciò sarà molto utile dal momento che il laser a diodo ha un range di funzionamento molto stretto (circa 20-30mA) oltre cui si rompe. Ovviamente, prima di inserire il laser, eseguiamo alcune simulazioni con TINA e successivamente verifichiamo praticamente il corretto funzionamento della configurazione con una resistenza e un

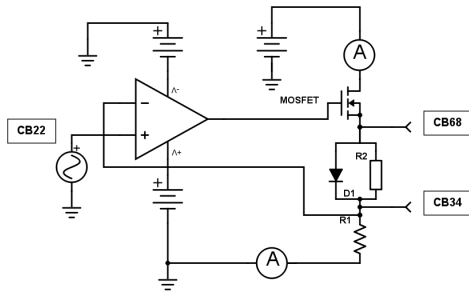


Figura 11: Circuito del generatore di corrente: si noti che NON vi è un parallelo fra il LED e la resistenza R_2 , ma una doppia scelta.

LED.

A. Resistenza

Scegliamo al posto del laser una resistenza $R_2 = 360(3)\Omega$, di potenza massima $1/2W$ per andare sul sicuro, come resistenza R_1 scegliamo invece $R_1 = 215(2)\Omega$. L'opamp è alimentato a $V_{CC} = \pm 15V$, e la tensione V_{in} sull'ingresso non invertente è stata scelta minore di $4.5V$ poichè, per questi valori, si verifica sperimentalmente che la tensione ai capi della resistenza R_1 è uguale a quella fornita in ingresso (ipotesi di opamp ideale): ciò viene meno a $V_{in} > 4.5V$ poichè l'opamp entra in regime di saturazione, la tensione in uscita satura a circa $13V$ e non è più sufficiente a controllare la corrente di drain.

Considerando il ramo formato da R_1 e R_2 , questi non sono altro che un partitore di tensione e ciò ci permette di scrivere in maniera agevole la $\Delta V = V_S - V_1 = V_{in} \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow V_S = V_{in}(1 + \frac{R_2}{R_1})$. Queste relazioni sono molto ben verificate e, in particolare, in Figura (12) si riporta il fit di V_S in funzione della V_{in} : il coefficiente angolare previsto con le resistenze a nostra disposizione coincide nei limiti dell'errore con quello restituito dal fit.

Un risultato analogo lo otteniamo simulando lo stesso circuito con TINA, impiegando tutti i componenti opportuni, tra cui anche il MOSFET BS170 che siamo riusciti a importare dal sito ufficiale della *Fairchild*. I risultati della simulazione con TINA sono riportati in Figura (13). Notiamo che il coefficiente angolare della relazione evidentemente lineare fra la tensione di source e quella di ingresso è di $coeff = 2.64$ perfettamente coincidente con il risultato del best-fit dei dati sperimentali. Anche l'offset a $V_{in} = 0V$, $V_{off} = 5.25mV$ è molto prossimo a quello fittato. Vediamo infine che la tensione di source va in saturazione per valori di circa $9.9V$, (poichè l'op-amp satura), per cui limitiamo la spazzata di V_{in} fino a valori inferiori a $3.5V$. La corrente massima di source, infine, risulta inferiore a $20mA$ e quindi al di sotto della corrente $I_{F,max} = 30mA$ del LED da noi scelto, motivo per cui possiamo ora provare a sostituirlo alla resistenza R_2 .

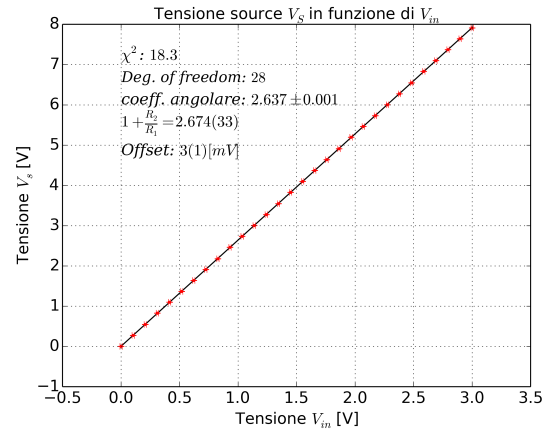


Figura 12: V_S in funzione di V_{in} - fit della retta.

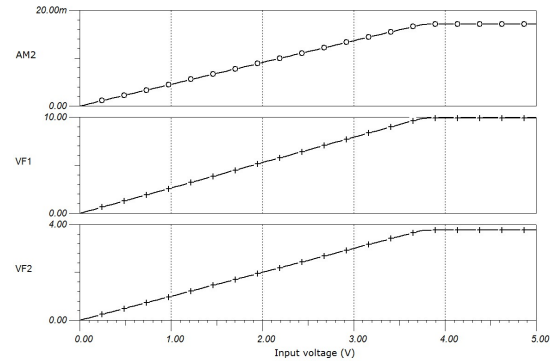


Figura 13: Risultati della simulazione con TINA: corrente di source, tensione di source e tensione sulla resistenza R_1 in funzione di V_{in} .

B. LED

Ripetiamo ora la stessa procedura impiegando un LED (HLMPC115) al posto della resistenza R_2 . Riportiamo in Figura (14) il grafico della tensione dell'anodo V_a in funzione di quella in ingresso. La somiglianza con la caratteristica I-V del LED è notevole (ruotando gli assi, in modo che la V_{in} , che è proporzionale alla corrente I , vada sulle ordinate). Per rendercene meglio conto, plottiamo lo stesso grafico in scala bilog, così da evidenziare la funzione esponenziale nella relazione (Figura (15)).

Provando anche questa volta a simulare con TINA il comportamento del circuito, non otteniamo però dei risultati in linea con quelli osservati sperimentalmente; infatti la tensione di source sembra aumentare quasi linearmente con la V_{in} e neanche un plot in scala logaritmica sembra evidenziare comportamenti di questo tipo. Ciò potrebbe essere dovuto al fatto che il modello del LED da noi usato (HLMPC115) non esiste nel database di TINA e nè siamo riusciti a trovarlo altrove, motivo per cui è stato impiegato un altro LED che presentasse almeno alcuni parametri simili (come la corrente I_F massima), ma comunque sensibilmente diverso. I risultati della simulazione sono in Figura (16).

Tramite il VI *Traccia_I_V_DIFF* possiamo direttamente tracciare la curva I-V del LED: il risultato è in Figura (17).

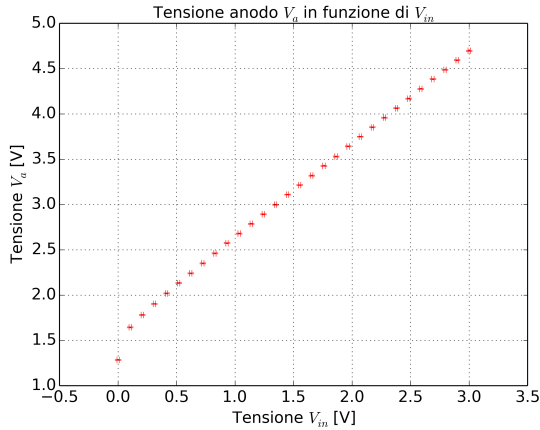


Figura 14: Tensione dell'anodo in funzione del segnale in ingresso.

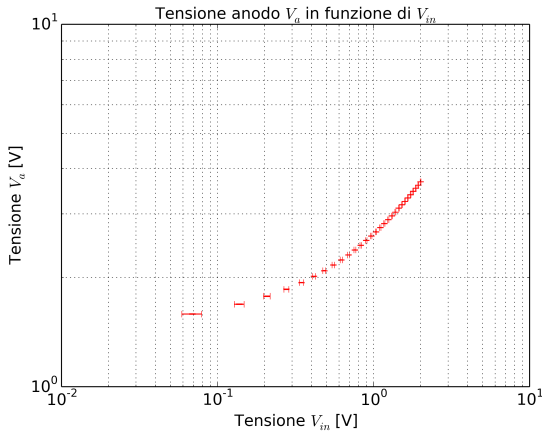


Figura 15: Tensione dell'anodo in funzione del segnale - scala bilog

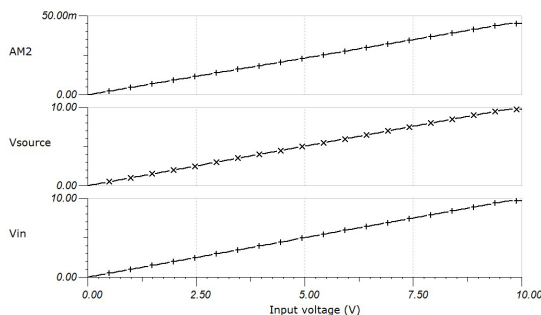


Figura 16: Risultati della simulazione con TINA: corrente di source, tensione di source e tensione sulla resistenza R_1 in funzione di V_{in} .

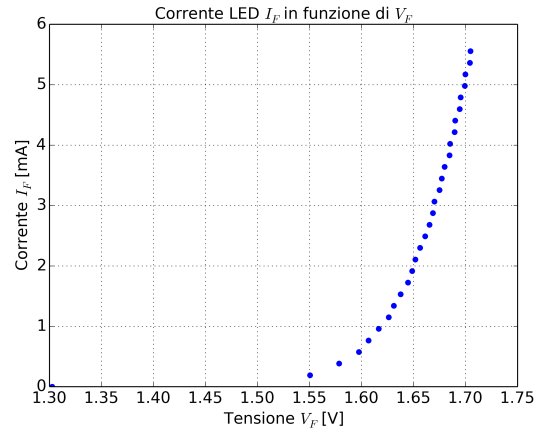


Figura 17: Caratteristica I-V del LED

La tensione V_F è stata misurata eseguendo la differenza fra il segnale della CB68 e quello della CB34; la corrente I_F , invece, moltiplicando il valore della resistenza di carico R_1 per il segnale della CB34. E' interessante notare come, pur impostando la spazzata su V_{in} partendo da zero, questo non corrisponda ad un valore di $V_F = 0$, ma piuttosto a $V_F \simeq 1.3V$. Questo potrebbe essere dovuto ad una qualche tensione di *offset* in uscita dall'op-amp prossima alla tensione di soglia del LED, per cui la corrente in uscita da quest'ultimo risulti dell'ordine di pochi μA (come verificato nelle esperienze precedenti), non rilevabile nella scala del grafico.

A questo punto si può sostituire il LED con il laser a diodo per tracciarne la caratteristica I-V. Tuttavia, per ragioni di tempo, non siamo riusciti ad affrontare questa parte dell'esperienza.

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
- [3] Product data sheet: AD711 op-amp. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD711.pdf>
- [4] Product data sheet: OP27 op-amp. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP27.pdf>
- [5] Product data sheet: tl081 op-amp. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl081.pdf>
- [6] Paul Horowitz, Winfield Hill - The Art of Electronics. Cambridge University Press (1989).