

Relazione esperienza di laboratorio

Gruppo BI: Federica Maria Surace, Marco Cilibrasi

20 novembre 2014

Esercitazione N. 6: Transistor JFET

1 Studio funzionamento JFET

Nella prima parte dell'esperienza abbiamo montato il circuito richiesto con i seguenti componenti:

- $R_1 = 0.986 \pm 0.008 k\Omega$
- $R_2 = 2.04 \pm 0.02 k\Omega$
- Led rosso.
- Transistor JFET 2N3819.
- Trimmer: la resistenza totale misurata è $105.7 \pm 0.8 k\Omega$.

Abbiamo osservato il comportamento del circuito al variare della posizione del trimmer: per V_{GS} minore (in modulo) di circa $1.14V$ il Led si accende (abbiamo passaggio di corrente nel Drain); al di sopra di questo valore il Led è spento perchè il canale è totalmente chiuso, cioè il transistor è in interdizione e non si ha passaggio di corrente. Riportiamo in tabella 1 e nel grafico in figura 1 i valori di I_D (ottenuta misurando la caduta di tensione sulla resistenza R_1) al variare di V_{GS} .

Tabella 1: Comportamento JFET

$-V_{GS}[mV]$	$V_{R_1}[V]$	$I_D[mA]$
860 ± 20	0.203 ± 0.002	0.206 ± 0.003
730 ± 20	0.414 ± 0.003	0.420 ± 0.005
650 ± 20	0.591 ± 0.003	0.599 ± 0.006
560 ± 20	0.818 ± 0.004	0.830 ± 0.008
496 ± 8	0.988 ± 0.005	1.00 ± 0.01
420 ± 8	1.203 ± 0.006	1.22 ± 0.01
356 ± 8	1.404 ± 0.007	1.42 ± 0.01
300 ± 8	1.585 ± 0.008	1.61 ± 0.02
232 ± 4	1.815 ± 0.009	1.84 ± 0.02
156 ± 4	2.07 ± 0.02	2.10 ± 0.03
98 ± 2	2.29 ± 0.02	2.32 ± 0.03
46.8 ± 0.8	2.49 ± 0.02	2.53 ± 0.03
16.2 ± 0.6	2.61 ± 0.02	2.65 ± 0.03
7.0 ± 0.2	2.66 ± 0.02	2.70 ± 0.03

Fittando i dati con una parabola generica ($\chi_{red}^2 \simeq 2$) abbiamo ricavato le intersezioni con gli assi ottenendo $V_P = -1012 \pm 9mV$ e $I_{DSS} = 2.75 \pm 0.02$, valori in accordo con quanto indicato nel datasheet.

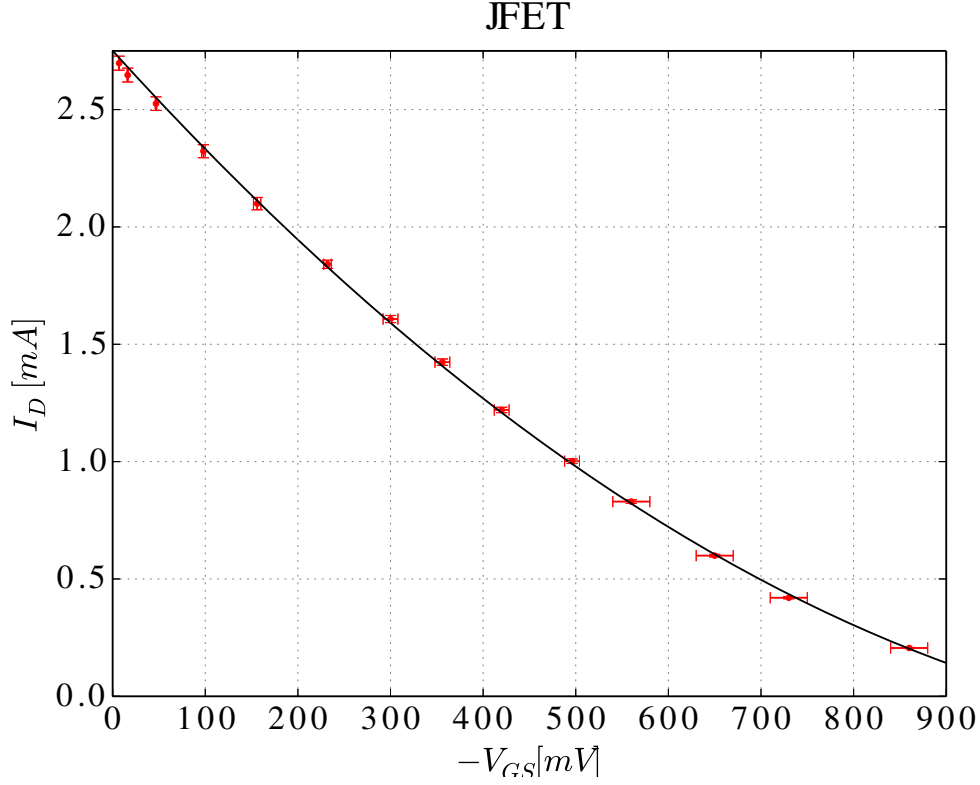


Figura 1: I_D vs V_{GS}

2 Montaggio amplificatore

Abbiamo montato l'amplificatore mostrato in figura e abbiamo regolato il potenziometro in modo che la corrente di quiescenza fosse circa la metà di I_{DSS} , cioè $I_D = \frac{V_R}{R_1} = 1.42 \pm 0.02 mA$. Abbiamo misurato $V_{GS} = 0.285 \pm 0.002 V$ e, usando i valori trovati per I_{DSS} e V_P nel punto precedente, abbiamo verificato la relazione $I_D = I_{DSS} \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)^2 = 1.42 \pm 0.02 mA$, esattamente in accordo con il valore atteso. Per il circuito FET abbiamo che la trasconduttanza è $g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = \frac{2}{|V_P|} \sqrt{I_D I_{DSS}}$, per cui nel nostro caso $g_m = 3.91 \pm 0.04 mS \left(\frac{1}{k\Omega} \right)$. Questo valore è nel range indicato dal datasheet per $V_{DS} = 15V$ (nel nostro caso è leggermente diverso) e $V_{GS} = 0V$.

3 Misure a frequenza fissa

Abbiamo utilizzato ora un segnale in ingresso alternato a frequenza fissa $\simeq 1 kHz$ di ampiezza variabile e osservato il segnale in uscita nelle due configurazioni: Common Source e Source Follower.

3.1 Configurazione Common Source

Abbiamo misurato il guadagno in tensione $A_V = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}}$ della configurazione Common Source. Ripor-
tiamo i dati ottenuti in tabella 2 e nel grafico in figura 2.

Notiamo innanzitutto l'inversione di fase del segnale previsto teoricamente (nella figura 3 insieme al clipping) dalla relazione $A_V = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$. Per piccoli segnali ($v_{IN} < 650 mV$) abbiamo fittato i dati con una retta, ottenendo come coefficiente angolare $A_V = 1.60 \pm 0.01$ con $\chi^2_{red} = 0.27$. Per valori più grandi di v_{IN} il circuito non è più lineare e il guadagno diminuisce: infatti, in questo range si ha $i_D \simeq 1.4 mA \simeq I_D$ e non vale più l'approssimazione per piccoli segnali. Alla tensione di circa 1.1 V si comincia ad osservare il clipping superiore (figura 3) poichè il transistor va in interdizione ($v_{GS} < V_P$).

Tabella 2: Misure a a frequenza fissa: Common Source

$v_{in}[mV]$	$v_{out}[mV]$	A_V
52 ± 2	88 ± 6	1.7 ± 0.1
100 ± 4	168 ± 6	1.68 ± 0.09
152 ± 4	260 ± 8	1.71 ± 0.07
200 ± 8	332 ± 8	1.66 ± 0.08
248 ± 8	420 ± 20	1.69 ± 0.10
304 ± 8	500 ± 20	1.64 ± 0.08
356 ± 8	580 ± 20	1.63 ± 0.07
400 ± 20	650 ± 20	1.62 ± 0.10
460 ± 20	730 ± 20	1.59 ± 0.08
500 ± 20	800 ± 40	1.60 ± 0.10
550 ± 20	900 ± 40	1.64 ± 0.09
600 ± 20	960 ± 40	1.60 ± 0.09
650 ± 20	1040 ± 40	1.60 ± 0.08
704 ± 16	1100 ± 40	1.56 ± 0.07
750 ± 20	1180 ± 40	1.57 ± 0.07
800 ± 40	1240 ± 40	1.55 ± 0.09
860 ± 40	1300 ± 40	1.51 ± 0.08
900 ± 40	1340 ± 40	1.49 ± 0.08
960 ± 40	1420 ± 40	1.48 ± 0.07
1000 ± 40	1460 ± 40	1.46 ± 0.07

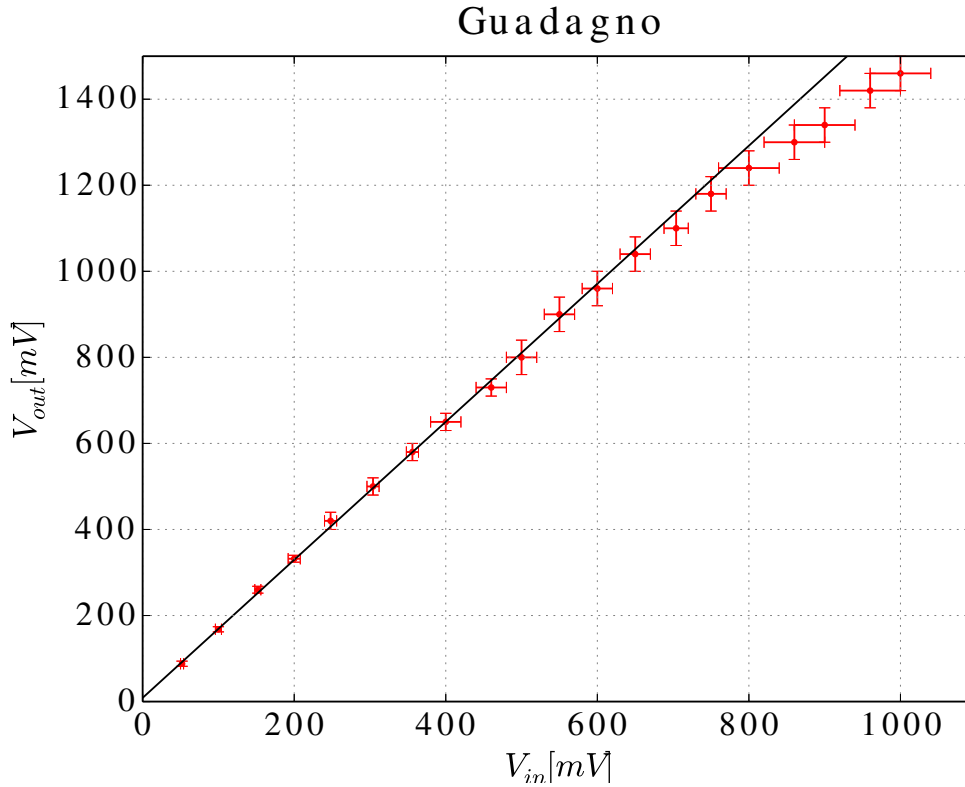


Figura 2: Misure a frequenza fissa: Common Source

Il valore atteso per $A_V = -\frac{g_m R_D}{1+g_m R_S} = -1.89 \pm 0.02$ (con $R_S = 265 \pm 2\Omega$) e il valore misurato $A_V = 1.60 \pm 0.01$ non sono compatibili all'interno dell'errore. Questo potrebbe essere dovuto al fatto che g_m dipende da I_D , cioè dal punto di lavoro. I valori di $i_D = \frac{v_{out}}{R_1}$ vanno circa da $0.1mA$ a $1mA$

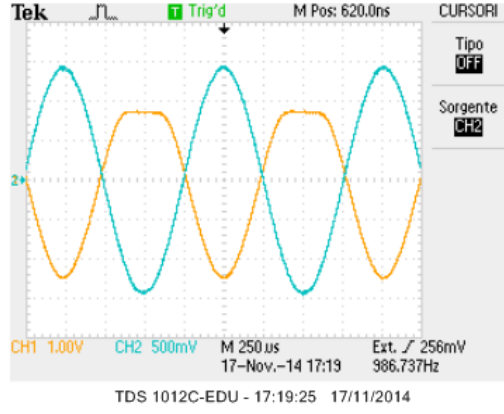


Figura 3: Clipping Common Source

che sono comparabili con I_D . Perciò non valgono più le approssimazioni in cui abbiamo ricavato g_m .

3.2 Configurazione Source Follower

Riportiamo in tabella 3 e nel grafico 4 le misure effettuate per il guadagno in tensione della configurazione Source Follower.

Tabella 3: Misure a a frequenza fissa: Source Follower

$v_{in}[mV]$	$v_{out}[mV]$	A_V
50 ± 2	23.2 ± 0.8	0.46 ± 0.02
100 ± 4	46 ± 2	0.46 ± 0.03
150 ± 4	70 ± 2	0.47 ± 0.02
200 ± 8	94 ± 4	0.47 ± 0.03
250 ± 20	116 ± 4	0.46 ± 0.04
300 ± 20	140 ± 4	0.47 ± 0.03
350 ± 20	162 ± 4	0.46 ± 0.03
400 ± 20	184 ± 4	0.46 ± 0.03
460 ± 20	212 ± 8	0.46 ± 0.03
500 ± 20	236 ± 8	0.47 ± 0.02
550 ± 20	260 ± 8	0.47 ± 0.02
600 ± 20	280 ± 8	0.47 ± 0.02
650 ± 20	304 ± 8	0.47 ± 0.02
700 ± 20	332 ± 8	0.47 ± 0.02
750 ± 20	352 ± 8	0.47 ± 0.02
800 ± 40	390 ± 20	0.49 ± 0.03
860 ± 40	420 ± 20	0.49 ± 0.03
900 ± 40	430 ± 20	0.48 ± 0.03
960 ± 40	460 ± 20	0.48 ± 0.03
1000 ± 40	480 ± 20	0.48 ± 0.03

Come si osserva in figura 5 il segnale in uscita è in fase rispetto al segnale in ingresso, in accordo con la relazione attesa $A_V = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$. Per piccoli segnali ($v_{IN} < 800mV$) abbiamo fittato i dati con una retta, ottenendo come coefficiente angolare $A_V = 0.468 \pm 0.002$ con $\chi_{red}^2 = 0.1$. Rispetto alla configurazione Common Source la non linearità (che ci aspettiamo per gli stessi motivi del Common Source) è meno evidente e anche per valori elevati di v_{in} la retta di fit passa per i punti all'interno delle barre d'errore (che sono più ampie poichè è diverso il fondo scala dello strumento). Si osserva il fenomeno del clipping (figura 5) per tensioni in ingresso superiori a circa $1.1V$ (anche in questo caso si ha che il transistor va in zona di interdizione).

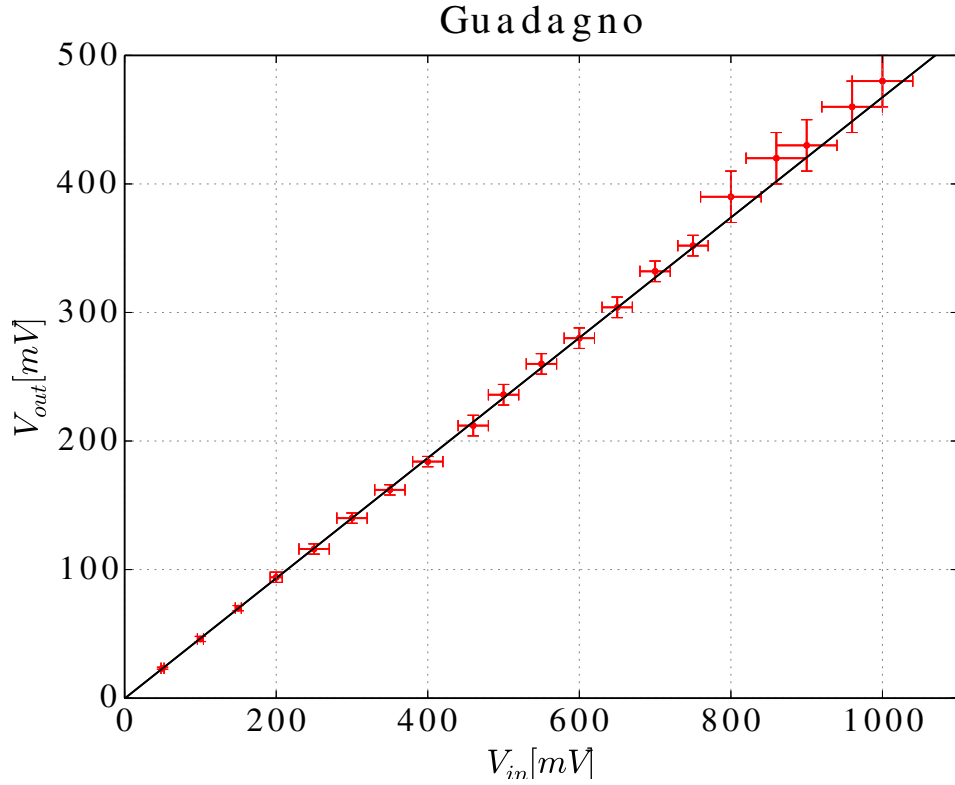


Figura 4: Misure a frequenza fissa: Source Follower

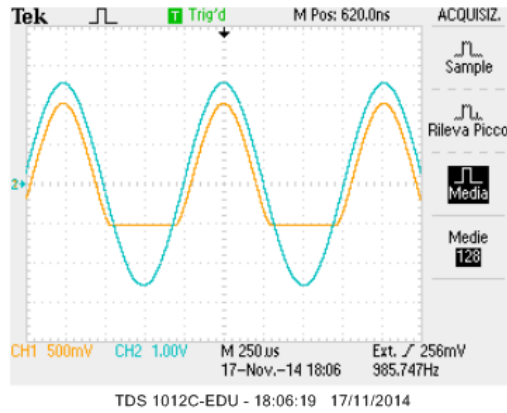


Figura 5: Clipping Source Follower

Anche in questo caso il valore atteso per $A_V = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = 0.491 \pm 0.002$ e il valore misurato $A_V = 0.468 \pm 0.002$ non sono compatibili all'interno dell'errore per gli stessi motivi del Common Source.

4 Misura impedenza di ingresso

Per la misura dell'impedenza di ingresso abbiamo utilizzato una resistenza dell'ordine di R_3 (ci aspettiamo che R_{in} sia leggermente inferiore a R_3). Abbiamo scelto $R_{test} = 6.42 \pm 0.06 M\Omega$. I valori misurati sono: $V_1 = 22.0 \pm 0.8 mV$ (senza R_{test}) e $V_2 = 9.2 \pm 0.4 mV$ (con R_{test}). Si ricava $R_{in} = \frac{R_{test}}{\frac{V_1}{V_2} - 1} = 4.6 \pm 0.4 M\Omega$. Abbiamo ripetuto la misura a una frequenza di circa $10 kHz$ ottenendo: $V_1 = 22.4 \pm 0.8 mV$, $V_2 = 3.6 \pm 0.2 mV$. Si ha $R_{in} = 1.2 \pm 0.1 M\Omega$. L'impedenza è notevolmente

inferiore a causa degli effetti capacitivi del transistor. Ci aspettiamo che la resistenza di ingresso sia un parallelo di R_3 con l'impedenza relativa alla capacità del transistor (dal datasheet Common-Source Input Capacitance ha un valore compreso tra 2.2 e 8 pF), in quanto sia R_2 che C_1 hanno effetti trascurabili. Alla frequenza di $1kHz$ il contributo della capacità è trascurabile, quindi $R_{in} \simeq R_3$. Invece, alla frequenza di $10kHz$ bisogna tenerne conto e si ottiene R_{in} compreso fra $1.4M\Omega$ e $3.0M\Omega$.

5 Aumento del guadagno

Il massimo guadagno si ottiene ovviamente per $R_S = 0$. Abbiamo misurato $I_D = 2.74 \pm 0.02mA$. In queste condizioni ci si aspetta $A_V = -\frac{2I_{DSS}R_D}{V_P} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = 5.4 \pm 0.1$. Abbiamo misurato l'amplificazione ottenendo: $v_{in} = 12.4 \pm 0.4mV$, $v_{out} = 50 \pm 2mV$, quindi $A_V = 4.0 \pm 0.2$. I due valori si discostano del 25% e non sono compatibili all'interno dell'errore e questo ci fa dubitare del modello e delle approssimazioni fatte per giungere al risultato.