

Esercitazione N.5: Transistor JFET.

Gruppo AC

Belliardo Federico, Franchi Giulia, Mazzoncini Francesco

November 12, 2016

1 Scopo e strumentazione

Studiare le caratteristiche e realizzare un amplificatore con il JFET a canale N 2N3819.

2 Studio funzionamento del JFET

Montaggio e osservazioni qualitative. E' stato montato il circuito in fig. 1, con $R_1 = 0.994 \pm 0.008 k\Omega$, $V_1 = 15.11 \pm 0.08 V$ e $V_2 = -15.01 \pm 0.08 V$ ¹. Le due sorgenti di tensione DC sono state ottenute dalle due boccole del generatore in dotazione. Le resistenze massime e minime del potenziometro (indicato con R_2) sono: $R_{max} = 1.95 \pm 0.01 k\Omega$ e $R_{min} = 0.3 \pm 0.3 \Omega$

Variando la resistenza del potenziometro (partitore di tensione) cambia la tensione di *gate* (V_{GS}), dunque il JFET entra in conduzione solamente quando si supera la tensione $V_{GS} > V_P$ (tensione di *pinch-off*), quando ciò succede si accende il led. Qualitativamente stimiamo: $V_P \sim 3 V$.

Misura della corrente I_D in funzione di V_{GS} . Si sono prese misure della tensione V_{GS} e di V_{R1} (caduta di potenziale ai capi di R_1) utilizzando il multimetro digitale², da V_{R1} si è ricavata $I_D = \frac{V_{R1}}{R_1}$. Nella tabella 1 e in fig. 4 sono riportati i dati presi.

Gli errori delle misure di tensione nei grafici e nella tabella sono calcolati come specificato nel manuale del multimetro.

| $V_{R1}(V)$ | $\sigma V_{R1}(V)$ | $V_{GS}(V)$ | $\sigma V_{GS}(V)$ | $I_D(mA)$ | $\sigma I_D(mA)$ |
|-------------|--------------------|-------------|--------------------|-----------|------------------|
| 0.013 | 0.001 | -3.27 | 0.02 | 0.013 | 0.001 |
| 0.078 | 0.001 | -3.13 | 0.02 | 0.079 | 0.001 |
| 0.264 | 0.002 | -2.94 | 0.02 | 0.266 | 0.003 |
| 0.462 | 0.003 | -2.81 | 0.02 | 0.465 | 0.005 |
| 1.02 | 0.01 | -2.51 | 0.02 | 1.03 | 0.01 |
| 1.69 | 0.01 | -2.23 | 0.01 | 1.70 | 0.02 |
| 2.94 | 0.02 | -1.81 | 0.01 | 2.96 | 0.03 |
| 4.34 | 0.02 | -1.37 | 0.01 | 4.37 | 0.04 |
| 6.22 | 0.03 | -0.872 | 0.004 | 6.26 | 0.06 |
| 8.01 | 0.04 | -0.413 | 0.002 | 8.06 | 0.08 |
| 9.36 | 0.05 | -0.037 | 0.001 | 9.42 | 0.09 |

Table 1: Dati di corrente I_D e di tensione V_{GS} , V_{R1}

La retta di carico è: $V_1 - R_1 I_D - V_\gamma - V_{DS} = 0$, dove $V_\gamma \sim 1.8 V$ è la caduta di tensione sul led rosso (caratteristica del led). Questa retta di carico è valida quando il led è acceso cioè quando vi è una corrente I_D : sono in zona ohmica o di saturazione, mentre $V_{DS} = V_1$ è la retta di carico quando sono in zona di interdizione.

[*Aggiungere retta di carico e discutere il fatto che siamo sempre in zona di saturazione*] La fig. 2 riporta un'immagine delle curve caratteristiche del JFET nel caso in cui la tensione di *pinch-off* sia $V_P = -3.0 V$, sul quale è riportata la retta di carico. Si vede che per i valori delle tensioni V_{GS} esplorati (calcolati dalla retta di carico e riportati nella tabella 1 siamo sempre in zona di saturazione.

E' stato eseguito un fit di una funzione parabolica ($I_D = K_P(V_{GS} - V_P)^2$), considerando solamente i dati attorno alla tensione di *pinch-off*, cioè in una regione in cui ci aspettiamo valga il comportamento ideale.

¹Misure eseguite con il multimetro digitale

²Abbiamo evitato l'uso dell'oscilloscopio perchè le nostre misure non fossero affette dall'errore sistematico del 3%

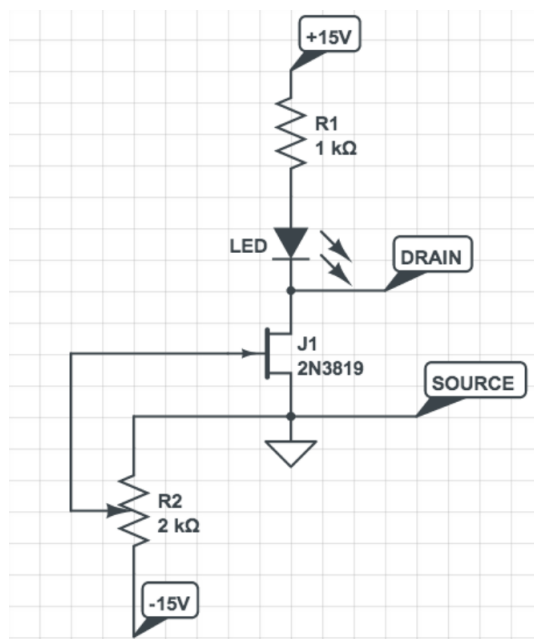


Figure 1: Schema di amplificatore con JFET in corrente continua.

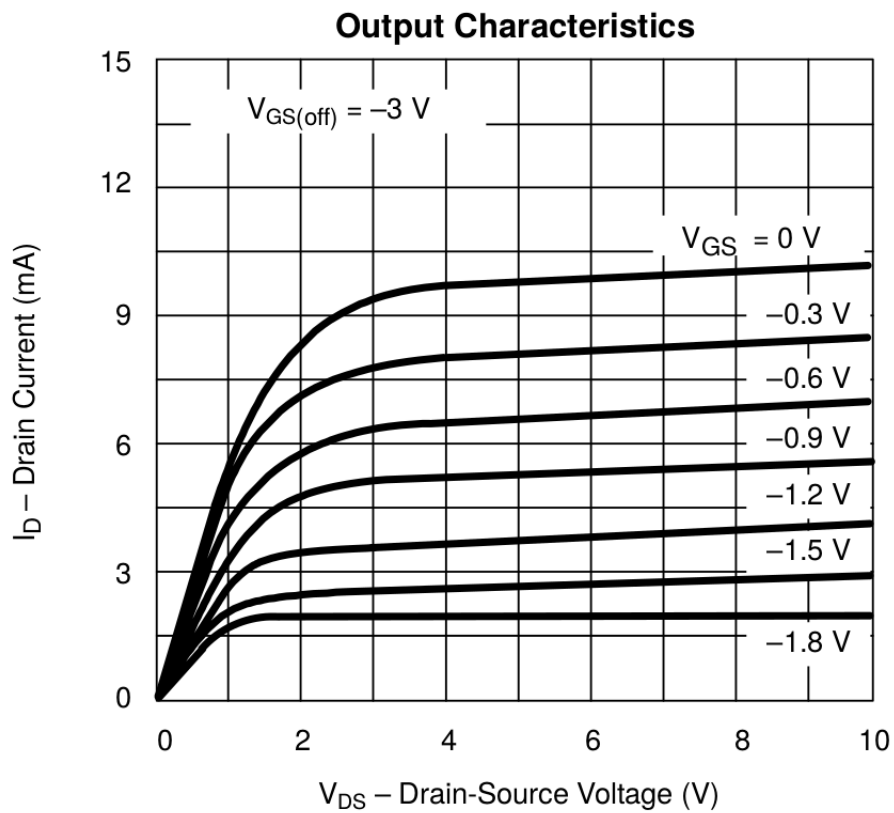


Figure 2: Curve caratteristiche del JFET dal datasheet.

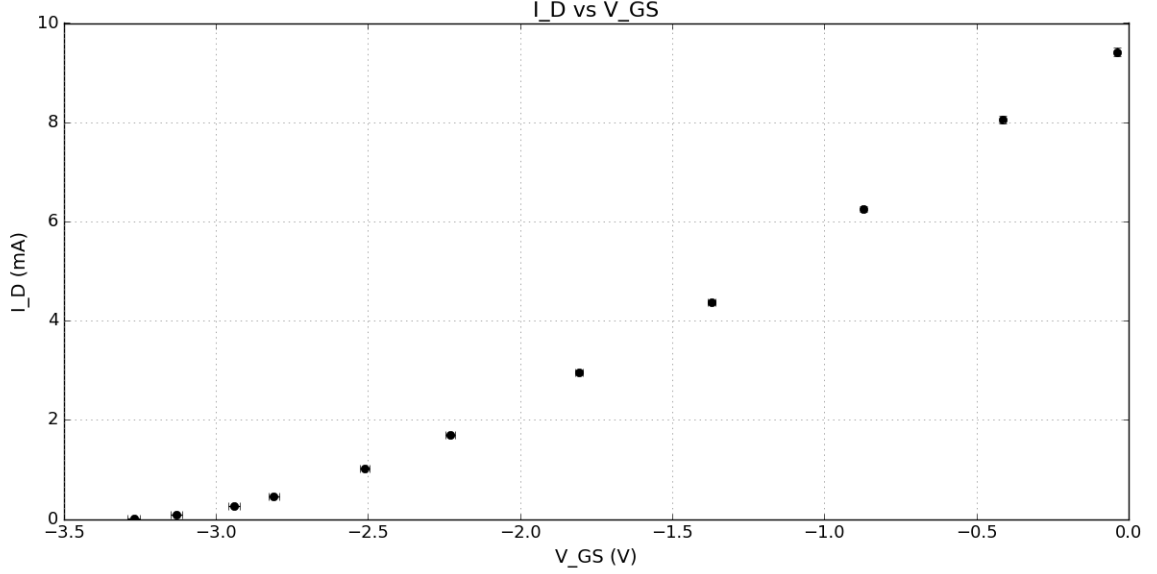


Figure 3: Corrente di drain misurata in funzione della tensione V_{GS} .

Per il fit numerico si è utilizzata la funzione *curvefit* della libreria *pylab* con l'opzione *absolute sigma = "true"*, poichè abbiamo considerato gli errori come statistici. Riportiamo il grafico in figura 4 e di seguito parametri fittati con la relativa matrice di covarianza: $K_P = 1.30 \pm 0.05 \frac{mA}{V^2}$, $V_P = -3.39 \pm 0.02 V$, $\Sigma_{ij} = \begin{pmatrix} 3.46 \cdot 10^{-3} & 8.40 \cdot 10^{-4} \\ 8.40 \cdot 10^{-4} & 2.69 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix}$. Con un $\chi^2/ndof = 3/4$.

Il punto del grafico per cui $V_{GS} \sim 0 V$ corrisponde alla corrente $I_{DSS} = 9.5 \pm 0.2 mA$ ³, mentre $V_P \sim -3.3 V$ (tensione a $I_D \sim 0 mA$), entrambe stimate dal grafico.

Alternativamente si possono utilizzare le informazioni del fit: $I_{DSS} = K_P V_P^2 = 15.0 \pm 0.3 mA$. I due valori non sono compatibili, perchè il fit eseguito non può essere estrapolato fino a tensioni prossime allo zero.

Il valore di V_P è molto variabile per costruzione, ma il valore misurato è compatibile con quello tipico indicato nel *datasheet*: $V_{P,datasheet} = -3 V$. Per I_{DSS} sono riportati possibili valori tra $2 mA$ e $20 mA$, entrambi i valori ottenuti sono compatibili.

3 Montaggio amplificatore

Stima della tensione V_P e della corrente I_{DSS} . Si è montato il circuito in fig. 5, con i componenti: $R_1 = 0.994 \pm 0.008 k\Omega$, $R_2 = 1.95 \pm 0.02 k\Omega$, $R_3 = 4.66 \pm 0.04 M\Omega$ e $C_1 = 99 \pm 4 nF$ e $V_1 = 15.01 \pm 0.08 V$. Si è regolato il potenziometro in modo che la corrente di quiescenza fosse la metà di I_{DSS} , il valore misurato di $V_{R1} = 4.49 \pm 0.03 V$, dal quale si ottiene: $I_D = 4.52 \pm 0.04 mA$. La resistenza a cui si osserva ciò è: $R_{part} = 237 \pm 2 \Omega$ (è lasciata costante e sarà usata successivamente). Si è misurata la tensione $V_{GS} = 0.972 \pm 0.005 V$. Dalla formula⁴ $V_{GS} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$ (valida in zona di saturazione), ricaviamo il valore atteso per V_{GS} cioè: $V_{GS} = -1.05 \pm 0.01 V$. Le due misure (diretta e indiretta) di V_{GS} sono simili ma non compatibili entro l'errore riportato, probabilmente è stato sottostimato l'errore su R_{part} . Da questi dati si può anche dare una stima della tranconduttanza: $g_m = \frac{i_D}{v_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = 3.87 \pm 0.05 mS$.

4 Misure a frequenza fissa

Tutte le misure di questa sezione sono prese usando una frequenza fissa di $f_0 = 1.00 \pm 0.01 kHz$. L'ingresso del circuito in entrambi i casi è al gate.

Circuito *common source*. Si sono prese le misure di tensione in uscita dal *drain*. I dati sono riportati nella tabella 2.

³L'errore su I_{DSS} è la semidispersione dell'intervallo massimo in cui è ragionevole si trovi $V_{GS} \sim 0 V$.

⁴In questa formula e nelle seguenti il valore di I_{DSS} è quello stimato dal grafico, mentre V_P è quello ottenuto dal fit.

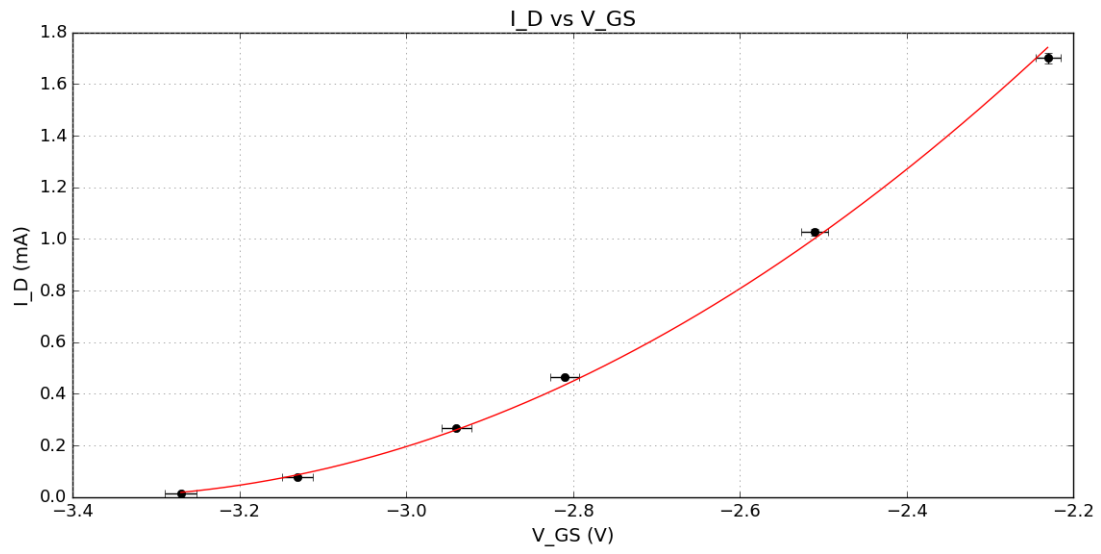


Figure 4: Fit parabolico intorno alla tensione di pinch off.

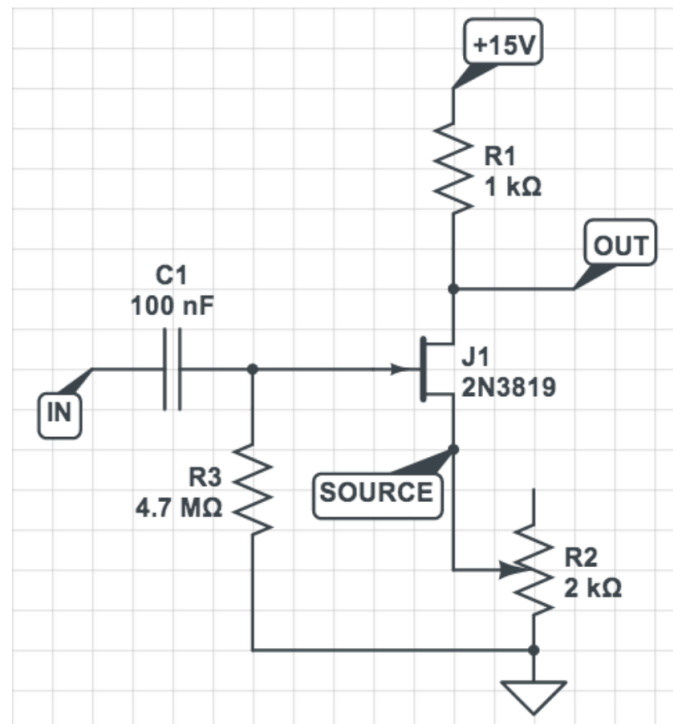


Figure 5: Schema di JFET in corrente continua.

| $V_{IN}(V)$ | $\sigma V_{IN}(V)$ | $V_{OUT}(V)$ | $\sigma V_{OUT}(V)$ | A_V | σA_V |
|-------------|--------------------|--------------|---------------------|--------|--------------|
| 0.109 | 0.001 | 0.208 | 0.001 | -1.91 | 0.02 |
| 0.220 | 0.002 | 0.424 | 0.001 | -1.93 | 0.02 |
| 0.428 | 0.002 | 0.816 | 0.001 | -1.907 | 0.009 |
| 0.768 | 0.004 | 1.510 | 0.002 | -1.97 | 0.01 |
| 0.936 | 0.002 | 1.840 | 0.002 | -1.966 | 0.005 |
| 1.300 | 0.004 | 2.540 | 0.002 | -1.954 | 0.006 |

Table 2: Guadagno JFET in *common source*.

Trascurando la corrente che scorre nel *gate* abbiamo le due equazioni per piccoli segnali: $i_D = g_m v_{gs} = \frac{v_s}{R_{part}}$ e $i_D = g_m v_{gs} = -\frac{v_D}{R_1}$, da queste si ottiene: $A_V = -\frac{v_D}{v_G} = -\frac{R_1 g_m}{1 + R_{part} g_m} = -2.01 \pm 0.02$.

Come si vede dalla tabella per gli intervalli di tensione per cui si sono prese le misure l'amplificazione rimane circa costante e il suo valore medio è: $A_V = -1.938 \pm 0.005$ ⁵.

Si è iniziato ad avere clipping superiore per $V_{clipping, sup} = 5.92 \pm 0.04 V$. Abbiamo impostato l'oscilloscopio in DC e si è osservato che il *clipping* taglia il segnale a $15 V$ ⁶ che è la massima tensione erogabile (tensione di alimentazione)

Si osserva inversione del segnale, come si vede dalla formula del guadagno in cui compare un segno meno. Questo spiega la presenza del *clipping* superiore infatti per segnali in uscita positivi il segnale di ingresso è negativo dunque il JFET va in interdizione, non passa più corrente in R_1 e la tensione di *drain* è uguale alla tensione V_1 .

Circuito *source follower*. Nella tabella 3 sono riportati i dati prendendo come uscita il source, si sono ripetute le stesse misure e analisi.

| $V_{IN}(V)$ | $\sigma V_{IN}(V)$ | $V_{OUT}(V)$ | $\sigma V_{OUT}(V)$ | A_V | σA_V |
|-------------|--------------------|--------------|---------------------|-------|--------------|
| 0.114 | 0.001 | 0.056 | 0.001 | 0.49 | 0.01 |
| 0.174 | 0.002 | 0.084 | 0.001 | 0.483 | 0.008 |
| 0.254 | 0.002 | 0.126 | 0.001 | 0.496 | 0.006 |
| 0.346 | 0.002 | 0.172 | 0.002 | 0.497 | 0.006 |
| 0.444 | 0.004 | 0.220 | 0.002 | 0.495 | 0.006 |
| 0.552 | 0.004 | 0.274 | 0.002 | 0.496 | 0.005 |

Table 3: Guadagno JFET in *source follower*.

Dalle stesse equazioni della sezione precedente otteniamo la relazione: $A_V = \frac{R_{part} g_m}{1 + R_{part} g_m}$, dalla quale si può stimare teoricamente il guadagno atteso come: $A_V = 0.478 \pm 0.004$.

La media delle misure è $A_V = 0.493 \pm 0.003$. In questo caso non si ha inversione, come si può vedere dal segno positivo del guadagno atteso.

I due valori di ampiezza non sono in accordo entro l'errore sperimentale, poichè nella propagazione sono stati trascurati gli errori sistematici dell'oscilloscopio al 3%, questo vale anche per la sezione *common source*.

Si osserva clipping inferiore alla tensione: $V_{clipping, inf} = 6.24 \pm 0.04 V$. Il segnale in uscita in questo caso è saturato a $\sim -15 V$, che è la tensione dell'alimentazione inferiore.

Essendo il segnale non invertito, l'interpretazione del *clipping* è uguale a quella della sezione precedente: per segnali bassi la tensione V_{GS} scende sotto quella di *pinch-off* e il JFET va in interdizione, dunque non scorre corrente nel potenziometro e la tensione di *source* è uguale a V_2 .

Nella formula per determinare il guadagno vediamo g_m sia a numeratore che a denominatore, dunque non possiamo propagare l'errore considerandoli come indipendenti (sovrastimeremmo troppo l'errore sull'amplificazione). La propagazione statistica eseguita con le derivate parziali (di $A_V(g_m, R_1, R_{part})$) sommate in quadratura li considera come errori non indipendenti, quindi si è eseguito il calcolo in questo modo.

5 Misura impedenza di ingresso

Trascurando le impedenze tra i terminali del JFET possiamo stimare $R_{int} = \frac{1}{j\omega C} + R_3 \sim R_3 = 4.66 \pm 0.04 M\Omega$

⁷. Si sono misurate le tensioni in uscita con e senza resistenza $R_S = 5.20 \pm 0.05 M\Omega$ posta in serie al generatore

⁵Nella propagazione degli errori si è trascurato l'errore sistematico di calibrazione del 3% dell'oscilloscopio perchè questo tende a semplificarsi del rapporto di due tensioni, questo vale anche per la misura con il *source follower*.

⁶La misura della tensione di V_{OUT} al *clipping* è stata eseguita con l'oscilloscoio in DC, poichè essendo il segnale non simmetrico l'eliminazione dell'offset avrebbe falsato la misura e l'interpretazione del *clipping*.

⁷A $f = 1 kHz$ l'impedenza del condensatore vale $Z_C = 5 k\Omega$ dunque è trascurabile per entrambe le frequenze.

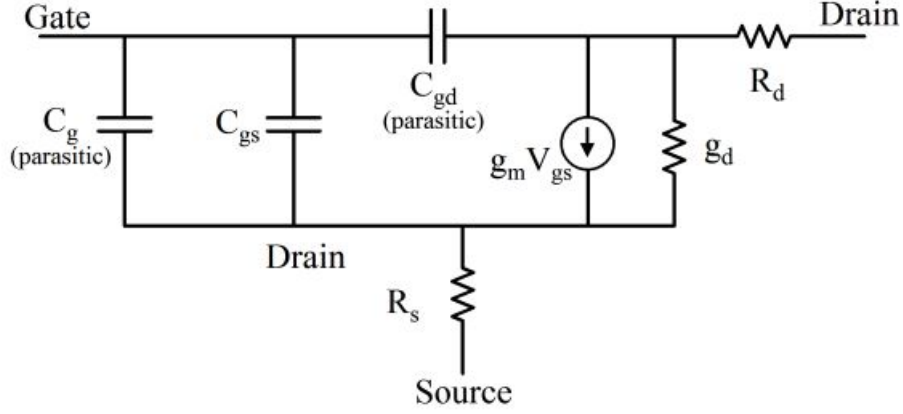


Figure 6: Modello a piccoli segnali del transistor JFET (con capacità parassite).

di funzioni. La resistenza in ingresso misurata si ottiene dalla formula del partitore di tensione: $\frac{R_S}{R_{IN}} = \frac{V_1}{V_2} - 1$ (dove V_1 è la tensione misurata senza resistenza R_S). Si sono eseguite le misure per le frequenze $f_1 = 1kHz$ e $f_2 = 10kHz$.

In tabella 4 sono anche riportate le resistenze attese calcolate teoricamente alle due frequenze:

| • | $V_1(V)$ | $V_2(V)$ | $R_{IN,mis}(M\Omega)$ | $R_{IN,att}(M\Omega)$ |
|-------|-----------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|
| 1kHz | 1.43 ± 0.01 | 0.648 ± 0.004 | 4.31 ± 0.08 | 4.66 ± 0.04 |
| 10kHz | 1.43 ± 0.01 | 0.206 ± 0.002 | 0.87 ± 0.02 | 4.66 ± 0.04 |

Table 4: Dati tensioni in uscita e resistenze interne attese e misurate.

L'impedenza misurata sperimentalmente è minore di quella calcolata teoricamente a causa delle impedenze delle capacità tra i terminali del JFET, che sono poste in parallelo alla resistenza R_3 come si vede in fig. 6.

Le capacità parassite sono in parallelo alla resistenza R_S , esse sono molto variabili (come riportato nel *datasheet*) ma sono dell'ordine del pF , pertanto le tipica impedenza associate sono $Z_C = 100M$ (a $f = 1$) e $Z_C = 10M$ (a $f = 10$). Si capisce che l'influenza di queste capacità aumenta all'aumentare della frequenza poichè diventano sempre più simili al valore R_S . Quando la frequenza diventa così alta che le impedenze diminuiscono sotto il $M\Omega$ queste diventano predominanti nella risposta del circuito.

6 Aumento del guadagno

In questa sezione si è mantenta costante la frequenza di lavoro ($f_0 = 1.00 \pm 0.01 kHz$) e variando il potenziometro si sono effettuate diverse misure di tensione in uscita. Il valore massimo del guadagno è risultato essere quello per cui la resistenza R_S era minore (teoricamente nulla), $R_{S,min} = 0.3 \pm 0.3 \Omega$. Per questa resistenza le tensioni sono: $V_{IN} = 672 \pm 8 mV$ e $V_{OUT} = 2.72 \pm 0.02 V$, si ottiene: $A_V = -3.90 \pm 0.05$. Il valore teorico del guadagno con questa resistenza è: $A_V = -3.84 \pm 0.05$, questo valore è compatibile con quello misurato. Che il guadagno cresca monotonamente al diminuire della resistenza R_{part} è evidente dal fatt che questa si trovi a denominatore della formula $A_V = -\frac{v_D}{v_G} = -\frac{R_1 g_m}{1 + R_{part} g_m}$.

[Che vuol dire discuterne la relazione con i arametri del transistor?]