

5

AMPLIFICATORI A SINGOLO TRANSISTORE *MOSFET*

- 5.1** *Introduzione agli amplificatori a transistor*
- 5.2** *Polarizzazione dei MOSFET ad arricchimento*
 - 5.2.1 Suggerimenti pratici
 - 5.2.2 Calcolo della corrente di polarizzazione
- 5.3** *Connessione tra generatori di segnale e circuiti*
 - 5.3.1 Accoppiamento in continua (DC)
 - 5.3.2 Traslatori di tensione per l'accoppiamento in continua
 - 5.3.3 Accoppiamento in alternata (AC)
- 5.4** *Comportamento dei MOSFET su segnale*
 - 5.4.1 Relazione transcaratteristica su segnale (caso di $V_A = \infty$)
 - 5.4.2 Transconduttanza di un MOSFET reale
 - 5.4.3 Modello per piccoli segnali del MOSFET
- 5.5** *Amplificatori di tensione a Source comune*
 - 5.5.1 Guadagno di tensione in regime lineare
 - 5.5.2 Errore di linearità
 - 5.5.3 Distorsione armonica
 - 5.5.4 Impedenza di ingresso e di uscita
 - 5.5.5 Dinamica di ingresso e di uscita
 - 5.5.6 Effetto della tensione di Early finita del transistor
 - 5.5.7 Massimo guadagno ottenibile
- 5.6** *Stadi amplificatori con resistenza sul Source*
 - 5.6.1 Stabilizzazione della corrente di polarizzazione
 - 5.6.2 Calcolo dell'amplificazione di tensione
 - 5.6.3 Calcolo della partizione del segnale tra v_{gs} e la resistenza di degenerazione
 - 5.6.4 Effetti migliorativi sulla distorsione armonica
 - 5.6.5 Effetto della tensione di Early sulle prestazioni del circuito

5.1 INTRODUZIONE AGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTORE

Uno dei compiti che è naturale attribuire ad un transistor è quello di amplificare un segnale di tensione. Infatti, ricordiamo che ad una variazione della tensione di comando del transistor (tensione tra Gate e Source in un MOSFET oppure tra Base ed Emettore in un BJT) corrisponde una variazione della corrente circolante disponibile ad alta impedenza in uscita al Drain (Collettore). Il suo valore è definito dalla sua specifica relazione transcaratteristica. E' logico quindi pensare di applicare il segnale di tensione da amplificare proprio ai morsetti di comando del transistor e di inviare il segnale di corrente prodotto ad un carico. Se quest'ultimo fosse un semplice resistore, ai suoi capi si otterrebbe una corrispondente variazione di tensione. Dato l'elevato valore di transconduttanza dei transistori si può prevedere di avere un significativo guadagno di tensione tra ingresso ed uscita.

Benché l'idea sia corretta, bisogna porre attenzione a come realizzarla. L'applicazione diretta del segnale di tensione v_{in} (ad esempio proveniente da un sensore) alla giunzione Gate-Source di un nMOSFET, come indicato nella Fig.5.1, non porterebbe ad alcun risultato interessante: infatti il segnale, che supponiamo essere

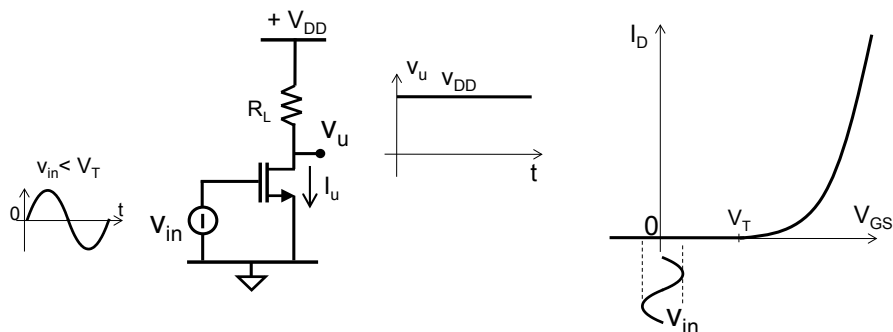
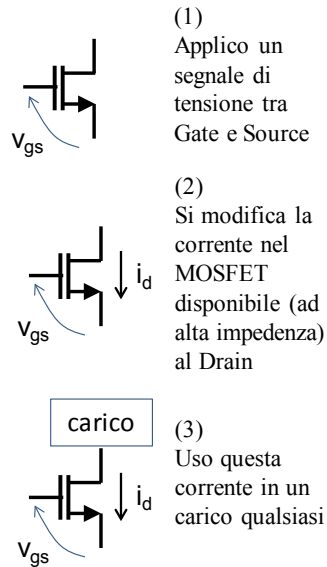


Fig. 5.1 Applicazione di un segnale v_{in} ad un MOSFET **non** polarizzato: la piccola ($v_{in} < V_T$) variazione della tensione di Gate non riesce ad indurre alcuna variazione rilevabile nella corrente di Drain del transistor perché mai V_{gs} supera la soglia. Questa modalità di collegamento quindi risulta inefficace alla trasmissione di segnale.

una sinusoide ampia ad esempio 100mV, non consentirebbe il raggiungimento della soglia V_T di funzionamento del MOSFET (supposto $V_T \gg 100\text{mV}$). La corrente di Drain rimarrebbe sempre pari a zero e la tensione di uscita rimarrebbe sempre fissa alla tensione di alimentazione V_{DD} . Non solo non c'è stata quindi alcuna amplificazione del segnale ma addirittura si è interrotto il trasferimento dell'informazione dall'ingresso all'uscita. La figura 5.1 mostra a destra la curva transcaratteristica del MOSFET e la schematizzazione del segnale sinusoidale applicato tra Gate e Source attorno al valore $V_{GS}=0\text{V}$, da cui si comprende come non possa venire prodotta corrente di Drain.

Il grafico della curva transcaratteristica ci dà comunque l'indicazione di come potremmo procedere per raggiungere il nostro scopo. Basterebbe **sommare** al segnale sinusoidale v_{in} del sensore un valore costante di tensione, V_{pol} , che sposti l'applicazione del segnale stesso in un punto pendente della curva transcaratteristica a cui corrisponda una significativa variazione della corrente di Drain. La Fig.5.2 mostra una possibile situazione di lavoro del nostro circuito in cui ora il segnale di tensione all'ingresso riesce a produrre una ampia variazione della corrente di Drain sia sulla semionda negativa che su quella positiva. La corrente può quindi utilmente essere utilizzata in uscita, ad esempio inviandola nella resistenza di carico R_L per produrre una variazione della tensione ai suoi capi corrispondente al segnale di ingresso, ottenendo così un trasferimento di informazione da v_{in} a v_u , auspicabilmente con un guadagno.

Il valore V_{pol} (che corrisponde ad un prefinito valore di tensione V_{GS}) ed il corrispondente valore della corrente stazionaria I_D circolante nel canale anche in assenza del segnale v_{in} , viene chiamata *polarizzazione* del transistor o più in generale **polarizzazione del circuito**.

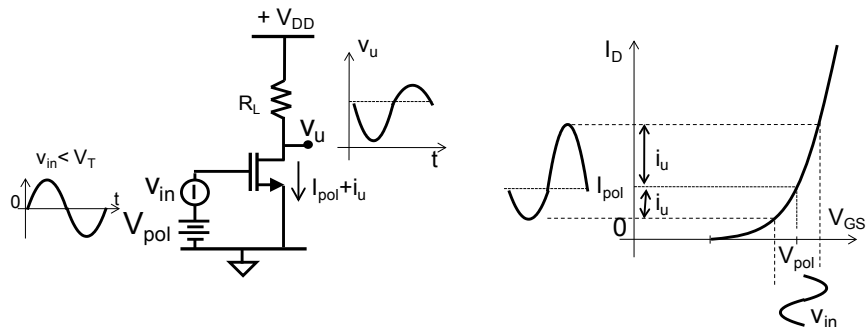
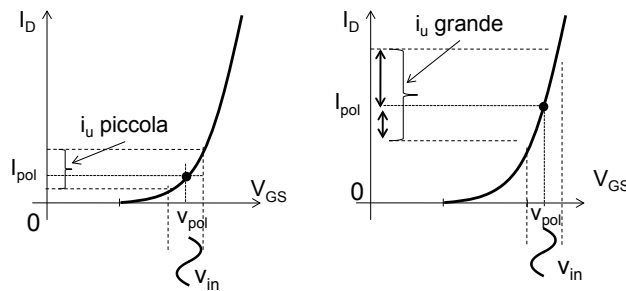


Fig. 5.2 Esempio di applicazione di un segnale v_{in} ad un MOSFET polarizzato da un generatore di tensione costante V_{pol} . La corrispondente variazione della corrente di Drain rende possibile avere un segnale amplificato ai capi del resistore di carico R_L .

Quanto detto riassume gli aspetti fondamentali dell'uso di un transistor in un circuito che deve amplificare un piccolo segnale di tensione e ci stimola a porci le seguenti domande:

- **Quanto deve valere la tensione costante V_{pol} da sommare al segnale di ingresso v_{in} ?**

E' facile notare dalla curva transcaratteristica del transistor che più V_{pol} è grande (a destra nell'asse delle ascisse) maggiore sarà la corrispondente variazione di corrente prodotta da un fissato segnale v_{in} , perché la pendenza della transcaratteristica aumenta.



Tuttavia non si potrà eccedere con I_{pol} perché V_{DS} diminuirebbe e quindi il transistor potrebbe uscire dalla saturazione.

Inoltre, una maggiore corrente di polarizzazione da fornire stazionariamente al circuito anche in assenza di segnale significa un maggior *consumo di potenza statica* da parte del circuito stesso.

- **Come sommare il segnale alla polarizzazione ?**

Nella figura 5.2 è stato usato il simbolo di una batteria in serie al generatore di segnale. Nella realtà è difficile poter utilizzare una reale batteria e bisognerà trovare altre modalità di collegamento del transistor al resto del circuito per realizzare la desiderata polarizzazione e per fare in modo che tutto il segnale di interesse riesca ad aggiungersi. Tali collegamenti danno luogo a diversi accoppiamenti tra il segnale e l'amplificatore, indicati generalmente con **accoppiamenti DC** o **accoppiamenti AC** a seconda che siano attivi sia per segnali in continua (DC) o solo per segnali variabili (AC).

- **Come sia possibile rendere il segnale di uscita meno distorto?**

A causa della relazione transcaratteristica quadratica del MOSFET (o addirittura esponenziale del BJT), la variazione della corrente del transistor non è linearmente legata alla tensione di segnale di ingresso. Infatti guardando la Fig.5.2 si vede come nonostante la sinusoide in ingresso abbia uguali ampiezze

per le semionde negative e positive, non così è per l'onda di corrente prodotta in uscita. Le relazioni non lineari dei transistori producono una **distorsione del segnale di uscita**. Alla forma d'onda distorta nel tempo corrisponde una riproduzione spettrale non fedele del segnale di uscita rispetto a quello di ingresso, con l'introduzione di nuove armoniche non presenti nel segnale originario.

Tutti questi aspetti fondamentali degli amplificatori a transistori verranno ora analizzati in dettaglio.

5.2 POLARIZZAZIONE DEI MOSFET AD ARRICCHIMENTO

La polarizzazione di un circuito impiegante un MOSFET passa attraverso la scelta del **punto di lavoro** del dispositivo, ovvero delle tensioni stazionarie V_{GS} e V_{GD} e della conseguente corrente stazionaria I_D in esso circolante (equivalenti a V_{pol} e I_{pol} del paragrafo precedente). Ciò avviene attraverso una scelta opportuna dei collegamenti del transistor con gli altri componenti del circuito. Fissare le tensioni e le correnti nel circuito è un problema del tutto analogo a quello già affrontato nel capitolo precedente con i generatori di corrente ed a quei risultati faremo riferimento.

Infatti il circuito di polarizzazione del transistor deve soddisfare i seguenti requisiti:

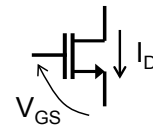
- 1) il punto di lavoro deve essere ben definito. Il circuito deve permettere di ottenere in modo semplice e preciso proprio i valori di corrente e di tensione di polarizzazione desiderati.
- 2) il punto di lavoro deve essere stabile. Il circuito deve fissare le correnti e le tensioni di polarizzazione in modo che siano il più indipendenti possibile dai parametri dei transistori (k , V_T), da loro variazioni con la temperatura o da loro differenze tra lotti di produzione.
- 3) Il circuito deve consentire l'applicazione di tutta la variazione prevista del segnale senza che il transistor utilizzato esca dalla sua corretta zona di funzionamento. Bisogna cioè prevedere le escursioni del segnale e scegliere le tensioni V_{GS} e V_{GD} affinché assicurino sempre il funzionamento in saturazione del MOSFET (canale verso il Drain in pinch-off).

È possibile fin d'ora intuire come, nel caso ad esempio di segnali sinusoidali e quindi simmetrici, sia buona norma porre la tensione di polarizzazione del Gate e del Drain ad un valore intermedio rispetto alla sua possibile escursione.

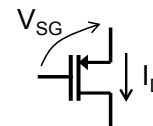
La scelta del punto di lavoro del transistor è molto importante perché influenza le prestazioni del circuito quando gli verrà applicato il segnale esterno. Da essa infatti si ricavano ad esempio la transconduttanza e le capacità tra i morsetti, che determineranno il comportamento del circuito quando verrà applicato un segnale.

5.2.1 Suggerimenti pratici.

Nello studio della polarizzazione dei circuiti a MOSFET è buona pratica essere ordinati, indicando le tensioni e le correnti con il loro **verso fisico** (V_{SG} in p MOSFET e V_{GS} in n MOSFET, I_D dal Source al Drain in p MOSFET e I_D dal Drain al Source in n MOSFET) in modo da trattare sempre grandezze positive. Inoltre si ricordi che la corrente assorbita dal Gate del MOS è nulla. Nel seguito indicheremo i valori di polarizzazione in un circuito con lettere maiuscole sia per indicare la grandezza fisica che i morsetti di riferimento (I_D e non I_d o i_D ; V_{GS} e non v_{GS} o V_{gs}).



Così facendo k e V_T dei p MOSFET o dei n MOSFET avranno sempre valore positivo legati alla fisica dei meccanismi di funzionamento dei MOSFET: il valore di k determinerà il valore effettivo della corrente I_D nel verso fisico in cui effettivamente scorre nel transistor. Per quanto riguarda V_T basterà prendere il verso fisico giusto delle tensioni di comando per avere sempre il corretto valore di tensione di overdrive, $V_{od}=(V_{GS}-V_T)$ in n MOSFET e $V_{od}=(V_{SG}-V_T)$ in p MOSFET, utilizzando sempre V_T positivo.



5.2.2 Calcolo della corrente di polarizzazione.

La polarizzazione del MOSFET con il Source a massa utilizzando un partitore al Gate è la soluzione più immediata, nonostante che non assicuri grande stabilità alla polarizzazione del circuito. Infatti il transistor, avendo la tensione al Gate fissata dal partitore e quella al Source fissata dal collegamento a massa, fornirà una corrente data da $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$ che risente delle variazioni dei suoi parametri costruttivi: una disomogeneità di $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L$ da un lotto di fabbricazione ad un altro ad esempio del 5% si rifletterà in una variabilità della corrente di Drain proprio del 5% secondo la seguente relazione (vedi Cap.4):

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \quad (5.1)$$

La dipendenza della corrente I_D dalle caratteristiche del transistor è ben visibile anche sul grafico della curva transcaratteristica del transistor (Fig. 5.3): essendo

V_{GS} fissa, una variazione ad esempio di K dall'esemplare (1) all'esemplare (2) porta ad una corrispondente variazione della corrente stazionaria I_D . Analogamente si ottiene la dipendenza per variazioni della tensione di soglia V_T :

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = -2 \frac{V_T}{V_{GS} - V_T} \cdot \frac{\partial V_T}{V_T} \quad (5.2)$$

Si noti come il problema da affrontare sia lo stesso già visto nei generatori di corrente del Cap.4 !

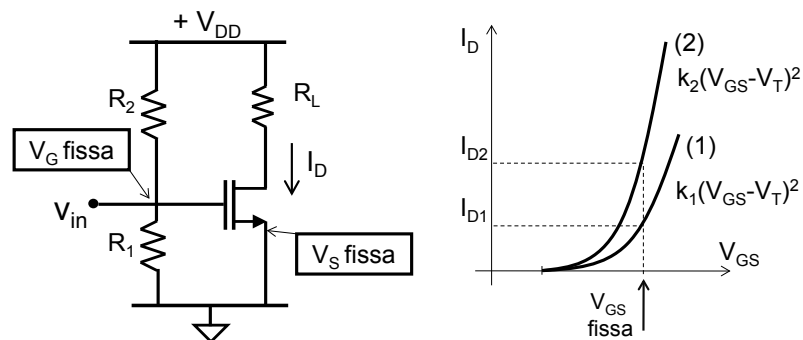
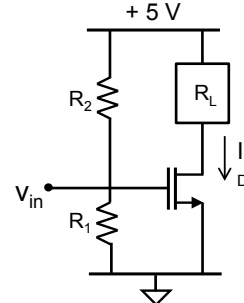


Fig. 5.3 Polarizzazione di uno stadio Source a massa tramite partitore resistivo sul Gate e visualizzazione della corrispondente variazione della corrente di Drain quando il MOSFET varia le proprie caratteristiche da k_1 a k_2 .

E 5.1

Un modo semplice per polarizzare un MOSFET è collegarlo come nella figura accanto in cui il potenziale di Gate è fissato da un partitore resistivo. Dimensionare il partitore in modo che il dispositivo ($k=4\text{mA/V}^2$, $V_T=0.8\text{V}$ e $V_A=\infty$) porti una corrente di 1.25mA . Determinare il massimo valore di R_L che garantisca al MOSFET di operare in zona di saturazione.



Dalla relazione $I_D=k(V_{GS}-V_T)^2$ si vede che per avere $I_D=1.25\text{mA}$, deve essere $V_{GS}=1.36\text{V}$. La scelta di R_1 e R_2 per avere questo valore di partizione non è univoca ma è lasciata al progettista. Ogni scelta avrà però delle conseguenze:

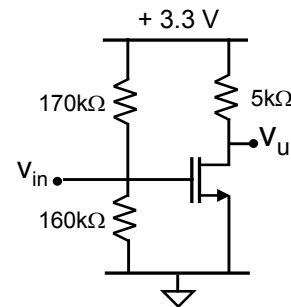
- R_1 e R_2 piccole determinano grandi correnti di polarizzazione (e quindi è sconsigliata nelle applicazioni con alimentazione a batteria);
- viceversa, R_1 e R_2 grandi sono più difficili da realizzare in forma integrata e quindi più costose;
- R_1 e R_2 grandi inoltre produrranno grandi costanti di tempo di aggiornamento delle inevitabili capacità parassite.

Dipenderà quindi dalla specifica applicazione in cui verrà usato il circuito trarre gli elementi per fare la scelta ottimale dei valori delle resistenze. In mancanza di chiari vincoli di progetto, possiamo scegliere di far portare al partitore una corrente percentualmente piccola rispetto a quella di drain: ad esempio $I_{R1}=I_{R2}=10\mu\text{A}$ da cui $R_1=136\text{k}\Omega$, $R_2=364\text{k}\Omega$.

Poiché il drain del MOSFET non può scendere sotto i $(V_{GS}-V_T)=0.56\text{V}$, $R_L<3.55\text{k}\Omega$.

E 5.2

(a) Calcolare la polarizzazione del seguente circuito impiegante un MOSFET con $k=300\mu\text{A/V}^2$, $V_T=0.7\text{V}$, prima ipotizzando che $|V_A|=\infty$ poi considerando la situazione più realistica in cui $|V_A|=8\text{V}$. In entrambi i casi verificare che il transistor operi correttamente in saturazione e calcolarne la transconduttanza. (b) Calcolare in entrambi i casi l'intervallo di valori di I_D che si otterrebbe in una produzione in serie in cui i transistori abbiano una variabilità di k di $\pm 5\%$ assicurandosi che venga sempre soddisfatta la saturazione del MOSFET.



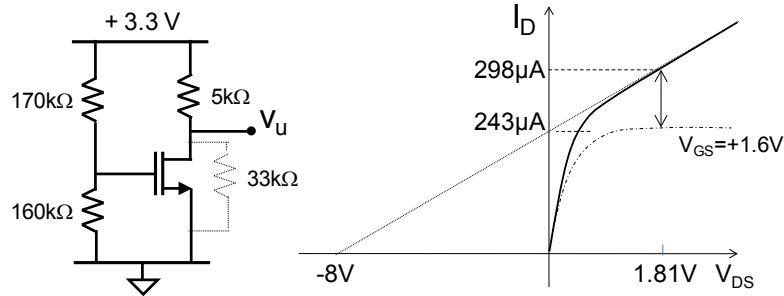
Nel caso di $V_A=\infty$:

(a) $V_G=+1.6\text{V}$, $(V_{GS}-V_T)=0.9\text{V}$, $I_D=243\mu\text{A}$, $V_U=2.08\text{V}$, e quindi MOSFET in saturazione, $g_m=540\mu\text{A/V}$

(b) $230\mu\text{A} < I_D < 255\mu\text{A}$. In tutti i casi il MOSFET lavora in saturazione.

Nel caso di $V_A = 8\text{V}$

(a) $r_0 = 33\text{k}\Omega$. Essendo la tensione V_{GS} rimasta invariata, la corrente stazionaria nel carico sarà sempre maggiore di prima e, con riferimento alla figura seguente



può essere ottenuta risolvendo il bilancio di correnti al nodo di Drain:

$$\frac{3.3 - V_U}{5\text{k}} = 243\mu\text{A} + \frac{V_U}{33\text{k}}$$

Si ottiene così $I_D = 298\mu\text{A}$, $V_U = 1.81\text{V}$, confermando il MOSFET in saturazione.

Inoltre $g_m = 2k(1 + V_{DS}/V_A)(V_{GS} - V_T) = 662\mu\text{A/V}$.

(b) $284\mu\text{A} < I_D < 310\mu\text{A}$. Nell'ottenere quest'ultimo intervallo di correnti di Drain si faccia attenzione ad aggiornare la pendenza della curva caratteristica (e quindi la corrispondente "resistenza", ora non più di $33\text{k}\Omega$) alle diverse correnti del MOSFET. Anche in questo caso si conferma la saturazione.

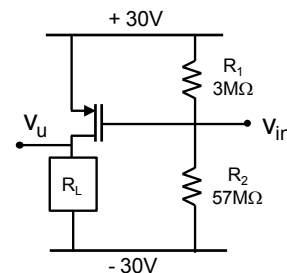
E 5.3

a) Studiare la polarizzazione del seguente circuito, in cui il MOSFET ha $W/L = 1000/1$, $\mu_p C'_{ox} = 35\mu\text{A/V}^2$, $V_A = 25\text{V}$, $V_T = 0.55\text{V}$ ed inizialmente $R_L = 5\Omega$.

(b) Calcolare la potenza elettrica assorbita dalle alimentazioni ed il tempo in cui il circuito può essere tenuto acceso se alimentato con una batteria da 3200mAh .

(c) calcolare il massimo carico R_L collegabile senza fare uscire il transistoro dalla saturazione.

(d) Calcolare la variazione della corrente I_D a fronte di un aumento della soglia V_T del MOSFET del 10%.



[(a) (b) (c) (d) $\Delta I_D/I_D = -4.7\%$]

5.3 CONNESSIONE TRA GENERATORI DI SEGNALE E CIRCUITI

Occupiamoci ora di come applicare un segnale all'ingresso di un circuito correttamente polarizzato, cioè di come sommare al valore di polarizzazione V_{GS} una variazione v_{gs} prodotta da un segnale v_{in} senza distruggere la polarizzazione.

5.3.1 Accoppiamento in continua (DC)

L'adozione dell'accoppiamento in continua (detto anche **accoppiamento in DC**) richiede che i due potenziali da collegare siano identici. Il collegamento diretto della sorgente al gate del MOSFET come nella Fig.5.4a ad esempio non è corretto poiché in assenza del segnale il generatore imporrebbe al Gate la sua tensione di riferimento (0V in questo caso) invece di lasciarlo al corretto valore di polarizzazione V_G determinato dalla sola partizione tra R_1 ed R_2 . Un collegamento diretto come questo potrebbe essere utilizzato solo se la tensione V_G di polarizzazione del MOSFET fosse già naturalmente a 0V, come potrebbe succedere se il Source fosse collegato ad una opportuna alimentazione negativa.

Anche nel caso di una sorgente reale con impedenza di uscita R_g (Fig.5.4b) il collegamento diretto non va normalmente bene perché di nuovo si andrebbe ad alterare la polarizzazione del MOSFET. Tale collegamento sarebbe accettabile solo se si conoscesse il valore di R_g prima di progettare l'amplificatore e si tenesse conto del suo valore e del riferimento di potenziale di v_{in} quando si scelgono i valori di R_1 e R_2 (vedi E5.4).

Il collegamento diretto tra stadi, detto anche **accoppiamento in continua**, è

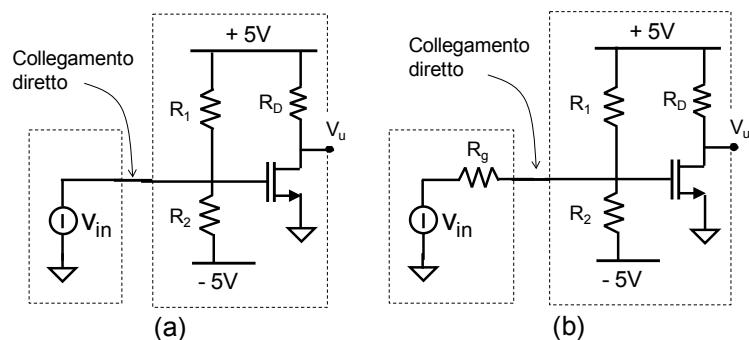


Fig. 5.4 Connessioni dirette errate del generatore di segnale v_{in} con lo stadio amplificante. In entrambi i casi il riferimento di tensione (la massa in questo esempio) del generatore v_{in} forza il Gate ad assumerne il valore, modificando quella imposta dal partitore.

realizzabile quando si è in fase di progetto di un circuito e si ha potere di decisione sugli aspetti utili al collegamento, in particolare sul valore stazionario del potenziale dei vari nodi del circuito per collegarli senza competizioni di potenziali.

5.3.2 Traslatori di tensione per l'accoppiamento in continua

Per adottare un accoppiamento in continua può essere utile realizzare dei circuiti che consentano di traslare il livello di tensione di un nodo in modo da renderlo compatibile con quello a cui ci si vuole collegare. Per esempio, nel circuito della Fig.5.5a il potenziale del Gate, V_G , deve certamente essere positivo per polarizzare correttamente il MOSFET. L'elemento circuitale ideale da interporre per consentire la connessione con un generatore forzante, riferito a massa, sarebbe un generatore di tensione V_{GA} di valore pari alla desiderata V_{GS} (1.4V nell'esempio). In questo modo la polarizzazione dello stadio non sarebbe perturbata (se $V_A=0$, in R_g non fluisce alcuna corrente) e solo quando si ha un segnale fluirebbe corrente in R_g e $v_A = v_{in} R_{12}/(R_{12}+R_g)$, dove $R_{12}=R_1 \parallel R_2$.

Il generatore di tensione inserito tra A e G realizza un **traslatore di tensione**: esso consente di avere differenti valori stazionari di potenziale tra A e G ma al contempo, grazie alla sua resistenza serie nulla, di trasferire il segnale integralmente da A a G senza attenuazione.

I più semplici elementi circuitali che permettono di avere tra i loro morsetti una fissata differenza di potenziale e che presentano al segnale una impedenza bassa sono i diodi. Quindi si può pensare di inserire tra A e G uno o più diodi in serie, che realizzano una caduta di tensione di 0.7V per giunzione (o diodi Schottky con 0.5V) e presentano una resistenza serie sul segnale di $r=V_{th}/I$. In alternativa si potrebbe utilizzare un diodo Zener, che ha resistenze serie dell'ordine della decina di Ohm ed è disponibile in vari valori di tensione ai suoi capi.

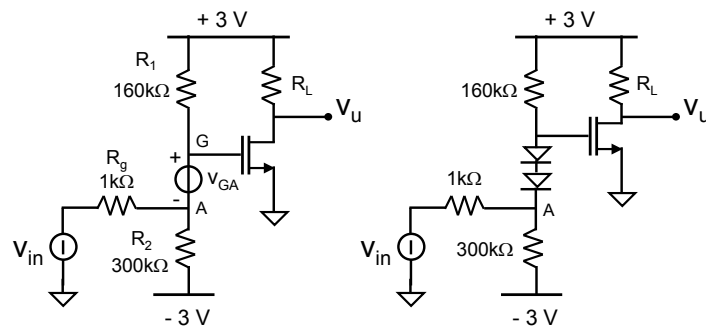
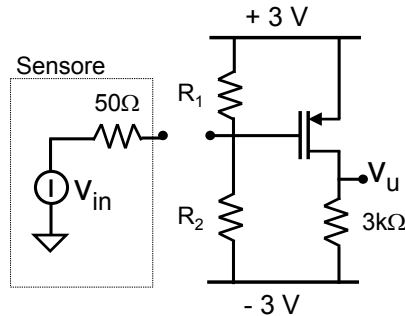


Fig. 5.5 Esempi di accoppiamento in continua (DC) tra generatore di segnale e amplificatore tramite un traslatore di tensione.

E 5.4 Si consideri un MOSFET con $V_T=0.8V$, $k=0.5mA/V^2$ e $V_A=\infty$.



Progettare l'amplificatore in modo che, accoppiato in DC con un sensore riferito a massa ed avente una resistenza equivalente in uscita di 50Ω , porti l'uscita a $V_u=0V$.

Commentare la soluzione trovata ed eventualmente proporre soluzioni circuitali alternative.

Affinché $V_u=0V$ dovrà essere $I_D=1mA$ e $V_G\approx 0.8V$. Ne segue che, collegando direttamente il sensore al Gate, nel sensore dovrebbe circolare una corrente stazionaria di $16mA$: non è detto che il sensore riesca a fare circolare tutta questa corrente ! (dipende da come è fatto, dal suo principio fisico di funzionamento e dalla tecnologia). Se riuscisse, allora basterebbe scegliere $R_1=129\Omega$ e $R_2=3.8k\Omega$. Altrimenti, essendo il sensore riferito a massa, converrebbe avere il morsetto di ingresso dell'amplificatore anch'esso circa a massa. Ciò potrebbe essere fatto i) alimentando il circuito a $V=+0.8V$ invece che agli attuali $+3V$ oppure ii) ponendo un diodo ($0.7V$) tra Gate ed R_2 o meglio ancora uno zener da $0.8V$ ed effettuando il collegamento all'estremità di R_2 .

5.3.3 Accoppiamento in alternata (AC)

Nei casi in cui non sia possibile il collegamento in DC, per evitare che il circuito a monte modifichi la polarizzazione del circuito a valle si deve procedere *disaccoppiando* le due parti. Ciò viene fatto interponendo tra essi un elemento circuitale che ne eviti la connessione in continua ma consenta la trasmissione delle variazioni di tensione che costituiscono il segnale da amplificare. Il più semplice elemento circuitale che realizza ciò è un condensatore posto in serie al generatore forzante, come mostrato nella Fig.5.6. Tale accoppiamento è chiamato accoppiamento in alternata o **accoppiamento in AC**.

Esso è semplice perché richiede il solo inserimento di una capacità, ma è attuabile solo nei casi in cui si possa definire una minima frequenza del segnale utile da trasmettere. Infatti l'aggiunta della capacità di disaccoppiamento introduce:

- uno zero a frequenza zero (la continua non passa)
- un *pole* ad una frequenza corrispondente al prodotto tra il valore della capacità e la resistenza vista ai suoi capi, $R_{Tot}=R_g+R_1||R_2$.

Il diagramma di Bode del contributo della capacità di disaccoppiamento è quindi quello mostrato nella Fig.5.6 e mette in evidenza come il collegamento comporti un filtraggio passa-alto. Il valore della capacità viene scelto proprio in modo da garantire che anche le più basse frequenze del segnale di interesse siano trasmesse allo stadio successivo senza attenuazione.

Uno degli svantaggi del collegamento in AC è proprio che, se si vuole un taglio a frequenze molto basse, bisogna usare capacità grandi e quindi condensatori voluminosi. In un circuito integrato questo tipo di collegamento è perciò difficile da realizzare perché le capacità occupano molto spazio (proporzionalmente maggiore quanto più sono grandi) e sono quindi costose o addirittura impossibili da realizzare.

Talvolta nei capitoli successivi si indicherà un valore della capacità di disaccoppiamento pari a $C=\infty$. Si tratta ovviamente di una idealizzazione. Questa notazione vuole indicare che il valore della capacità è tale che qualunque segnale utile viene trasmesso: il condensatore $C=\infty$ non cambia mai la tensione ai suoi capi e quindi trasmette istantaneamente ad un capo una variazione applicata all'altro capo.

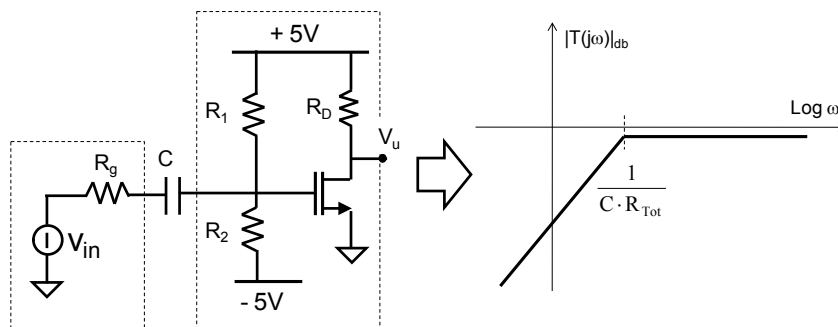
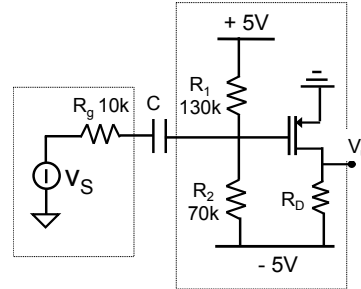
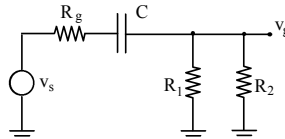


Fig. 5.6 Stadio amplificatore disaccoppiato capacitivamente dal segnale di tensione all'ingresso. La polarizzazione è imposta dalla partizione resistiva di R_1 e R_2 ed è indipendente da R_g e dal potenziale di riferimento di v_{in} (0V in questo caso). A destra diagramma di Bode del trasferimento del segnale da v_{in} a v_{gs} ($R_{Tot}=R_1||R_2+R_g$).

E 5.5 Si consideri il seguente circuito, il cui MOSFET ha $k=200\mu A/V^2$, $V_T=0.5V$, $V_A=\infty$.
 Calcolare il valore della capacità C da interporre tra il generatore forzante ed il nodo di Gate, in grado di consentire l'amplificazione di segnali audio di frequenza superiore a 20Hz.
 Calcolare l'attenuazione nel trasferimento del segnale da v_s al Gate.



La rete equivalente di ingresso del circuito che tiene conto dell'impedenza infinita tra Gate e massa del MOSFET è:



Il comportamento della rete di disaccoppiamento può essere studiato valutando la funzione di trasferimento v_g/v_s :

$$T(s) = \frac{v_g(s)}{v_s(s)} = \frac{sC(R_1 \parallel R_2)}{1 + sC(R_g + R_1 \parallel R_2)}$$

a cui corrisponde un diagramma di Bode simile a quello della Fig.5.6. La rete ha uno zero per $\omega=0$ poiché il condensatore non permette che la tensione stazionaria erogata dal generatore forzante influenzi la tensione stazionaria di V_G . Il polo introdotto dal condensatore ha costante di tempo pari a $C(R_1/R_2 + R_g)$. Il termine tra parentesi è la resistenza vista dai capi del condensatore, attraverso cui defluisce la carica accumulata su C . Se si vogliono amplificare segnali audio di frequenza minima $f=20\text{Hz}$, occorre che

$$C > \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot (R_g + R_{12})} = 140\text{nF}$$

e quindi si può scegliere per esempio $C=1\mu\text{F}$ (si ricordi che alla frequenza corrispondente al polo l'attenuazione è comunque pari a -3dB). Per segnali di frequenza superiore a 20Hz, la carica nel condensatore non fa in tempo a variare e quindi la tensione ai suoi capi rimane costante, cosicché il segnale applicato al suo capo di sinistra lo si ritrova sostanzialmente invariato al capo di destra. Si suole dire che in questo caso *il condensatore è un cortocircuito*. Nel nostro esempio i segnali di frequenza superiore a 20Hz sono trasferiti con ampiezza ridotta di circa il 20% dalla partizione $R_{12}/(R_{12}+R_g)=0.82$ dal generatore v_{in} al morsetto di Gate del MOSFET.

5.4 COMPORTAMENTO DEI MOSFET SUL SEGNALE

Analizziamo ora il comportamento del MOSFET (Fig.5.7) quando tra i morsetti di Gate e di Source viene applicato un segnale di tensione v_{gs} (con le lettere minuscole intenderemo sempre riferirci ai soli segnali) che si sovrappone al valore di V_{GS} determinato dalla polarizzazione. In particolare calcoliamo la corrente totale I_d (il pedice minuscolo indica che la corrente totale comprende anche il segnale) che è disponibile sul Drain per essere inviata ad un carico.

5.4.1 Relazione transcaratteristica su segnale (caso di $V_A=\infty$)

Quando viene applicato un segnale v_{gs} che si somma alla tensione stazionaria V_{GS} di polarizzazione, la corrente di Drain cambia di valore passando dal valore stazionario

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \quad (5.4)$$

dovuto alla sola polarizzazione, al nuovo valore

$$I_d = k \cdot (V_{GS} + v_{gs} - V_T)^2 \quad (5.5)$$

Se si sviluppa il quadrato si ottiene:

$$I_d = k(V_{GS} - V_T)^2 + 2 \cdot k \cdot (V_{GS} - V_T) \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (5.6)$$

Nel primo addendo si riconosce la corrente stazionaria I_D (polarizzazione) e nel coefficiente moltiplicativo di v_{gs} del secondo addendo si riconosce l'espressione della transconduttanza del MOSFET, $g_m=2k(V_{GS}-V_T)$, introdotta nel Capitolo 3.

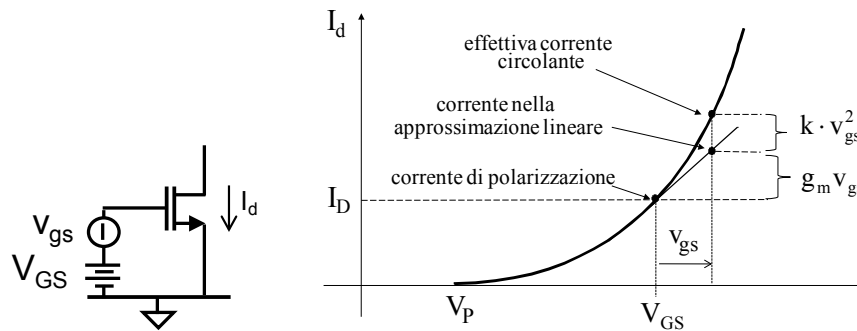


Fig. 5.7 *Curva transcaratteristica di un MOSFET con indicati i termini che concorrono a definire la corrente totale circolante, I_d , quando la tensione di comando del transistor aumenta di v_{gs} .*

In questo modo:

$$I_d = I_D + g_m \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (5.7)$$

La scrittura della (5.5) nella forma della (5.7) suggerisce le seguenti considerazioni:

(a) - Le variazioni i_d della corrente si sommano al valore di polarizzazione I_D preesistente al segnale. Quindi l'analisi del comportamento del transistor su segnale può essere diviso in due parti: prima si studia la sola polarizzazione (I_D) e poi le variazioni (i_d) determinate dal segnale v_{gs} :

$$i_d = 2 \cdot k \cdot (V_{GS} - V_T) \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 = g_m \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (5.8)$$

dove la transconduttanza g_m dipende dalla particolare polarizzazione del transistor, ovvero dal valore di V_{GS} : maggiore è la polarizzazione, maggiore è la transconduttanza, maggiore sarà il segnale di corrente !

(b) – La risposta del transistor è inevitabilmente non lineare a causa della presenza del termine quadratico ($k \cdot v_{gs}^2$) nella funzione di trasferimento.

Se però questo fosse piccolo, cioè fosse verificata la condizione $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T)$, (segnale effettivamente piccolo presente tra Gate e Source, che chiameremo condizione di **piccolo segnale per il MOSFET**), il termine di secondo grado nella (5.7) potrebbe essere trascurato rispetto al termine lineare.

In questo modo la variazione i_d della corrente di Drain può essere stimata, commettendo un piccolo errore spesso trascurabile, dalla semplice espressione

$$\boxed{i_d = g_m \cdot v_{gs}} \quad (5.9)$$

ovvero con un **legame lineare** tra il segnale di tensione applicato (v_{gs}) ed il segnale di corrente prodotto (i_d). La transconduttanza è proprio il termine che lega linearmente le due grandezze.

Nel grafico della transcaratteristica della Fig.5.7 sono indicati i singoli addendi della (5.7). Si noti come la variazione di corrente lineare data dalla (5.9) corrisponda ad approssimare la curva parabolica con una retta ad essa tangente nel punto di polarizzazione.

Poiché affrontare un problema lineare è enormemente più semplice che affrontarne uno non lineare, tutte le volte che sussiste la condizione $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T)$ si opera utilizzando l'espressione semplice data dalla (5.9) !

(c) - L'errore che si commette nella valutazione della corrente del MOSFET usando per comodità la semplice relazione lineare rispetto al reale andamento quadratico, detto **errore di linearità**, può essere espresso come

$$\varepsilon = \frac{k v_{gs}^2}{g_m v_{gs}} = \frac{v_{gs}}{2 \cdot (V_{GS} - V_T)} \quad (5.10)$$

L'errore è quindi tanto più piccolo quanto più il segnale v_{gs} è piccolo rispetto a $2(V_{GS} - V_T)$. Poiché il termine quadratico è indipendente dalla polarizzazione l'errore percentuale diminuisce all'aumentare della polarizzazione.

Nel caso in cui viceversa l'errore non sia trascurabile, la (5.10) ci dà modo di riscrivere la (5.8) nella seguente forma sintetica:

$$i_d = g_m v_{gs} (1 + \varepsilon) \quad (5.11)$$

molto comoda quando si voglia calcolare il valore esatto della corrente di segnale circolante in un transistor di un circuito elettronico, evidenziando il raffronto tra l'entità del termine lineare (1) e quella del termine quadratico (ε).

(d) – Ricordando che le considerazioni fatte conseguono dalla (5.4), è necessario che *il dispositivo si mantenga sempre in saturazione* affinché valga quella espressione.

Bisogna quindi evitare che l'ampiezza del segnale di ingresso sia tale da:

- ridurre la tensione Gate-Source ad un valore inferiore alla soglia V_T ($V_{od}=0V$), annullando così la corrente circolante (interdizione del MOSFET);
- portare la tensione di Drain a formare un canale continuo tra Source e Drain, facendo funzionare il transistor in zona ohmica. Nel caso di un nMOSFET questo si traduce nel controllare che la tensione di Drain non scenda mai sotto al Gate di più di una soglia mentre nel caso di un pMOSFET che non salga mai di più di una soglia sopra la tensione del Gate.

Si definisce **dinamica di ingresso del circuito** la massima escursione del segnale applicabile all'ingresso del circuito che consente ai MOSFET di continuare ad operare nella zona di funzionamento corretta (saturazione) per cui vale la (5.4). La massima escursione del segnale di uscita corrispondente è detta **dinamica di uscita del circuito**.

5.4.2 Transconduttanza di un MOSFET reale (V_A finito)

Le considerazioni appena fatte valgono nel caso di un transistor ideale, le cui curve caratteristiche sono orizzontali nella zona di saturazione. Quando invece $V_A \neq \infty$ (o equivalentemente $r_0 \neq \infty$), la relazione transcaratteristica del MOSFET non è più data dalla (5.4) ma, come visto nel Cap.3, con discreta precisione approssimata dalla seguente espressione:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \quad (5.12)$$

Anche la transconduttanza $g_m = \partial I_D / \partial V_{GS}$ risente del termine correttivo $(1 + V_{DS}/V_A)$ e vale (nell'ipotesi che si mantenga fissa V_{DS}):

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = g_m = 2 \cdot k \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \cdot (V_{GS} - V_T) \quad (5.13)$$

Oltre quindi a portare una corrente di polarizzazione maggiore, un MOSFET reale ha anche una g_m maggiore di quella di un transistor ideale. La Fig.5.8 visualizza questa situazione dove la transconduttanza è rappresentata dall'entità del salto da una curva caratteristica alla successiva, maggiore in un MOSFET reale a pari δV_{GS} per il fatto che le pendenze aumentano. E' comodo introdurre il termine k' :

$$k' = k \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \quad (5.14)$$

In questo modo le formule della transconduttanza rimangono formalmente uguali a quelle del MOSFET ideale pur di sostituire k con k' :

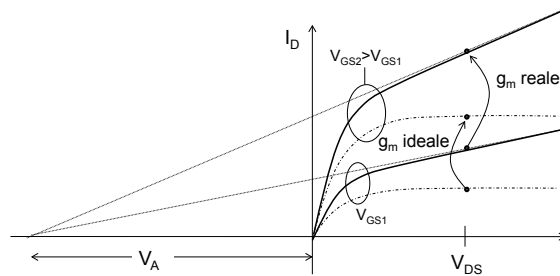


Fig. 5.8 Confronto delle curve caratteristiche reali con quelle ideali. Si noti come la transconduttanza reale (distanza tra le curve caratteristiche) sia maggiore di quella ideale. Si noti anche come essa vari al variare di V_{DS} .

$$g_m = 2k'(V_{GS} - V_T) \quad \text{o} \quad g_m = 2\sqrt{k'}\sqrt{I_D} \quad \text{o} \quad g_m = 2\frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)} \quad (5.15)$$

La (5.8) diventa quindi

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + k' \cdot v_{gs}^2 \quad (5.16)$$

dove sia g_m che k' tengono conto della nuova situazione.

5.4.3 Modello per piccolo segnale del MOSFET

In base a quanto detto nei punti (a) e (b) del §5.4.1, è possibile definire un modello circuitale equivalente per il MOSFET in cui compaiano le sole variazioni delle grandezze elettriche rispetto ai loro valori di polarizzazione. Nel caso di piccoli segnali, questo circuito equivalente lineare è comunemente indicato come **modello per piccoli segnali del MOSFET** ed è riportato nella Fig.5.9. Esso è detto per *piccoli segnali* proprio perché contempla la sola relazione lineare (5.9) e pertanto presuppone segnali v_{gs} piccoli rispetto a $2V_{ov}$. Esso esalta la visione del transistor nella zona di saturazione come essenzialmente un generatore di corrente di segnale comandato dalla tensione v_{gs} . Il circuito ha un'impedenza infinita tra Gate e Source poiché tra questi due morsetti c'è un isolante, mentre ha la resistenza r_0 tra Drain a Source per tener conto della tensione di Early del transistor. Convincetevi che il modello così come riportato nella figura è corretto sia per *n*MOSFET che per *p*MOSFET !

Per valutare le variazioni delle grandezze elettriche di un circuito attorno ad una condizione di polarizzazione, si può associare al circuito una rete ottenuta disattivando i generatori stazionari e sostituendo all'elemento non lineare il circuito equivalente per il piccolo segnale. L'uso dei circuiti equivalenti per il piccolo segnale riconduce l'analisi di circuiti in cui compaiono transistori e diodi alla analisi di reti con solo elementi passivi e generatori comandati. Questa prospettiva è particolarmente interessante per la realizzazione di programmi di calcolo dedicati allo studio dei circuiti elettronici.

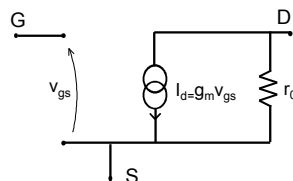


Fig. 5.9 *Modello per piccoli segnali del MOSFET.*

5.5 AMPLIFICATORI DI TENSIONE A SOURCE COMUNE

Quale esempio di analisi del comportamento su segnale di un amplificatore di tensione a MOSFET, si consideri il circuito della Fig.5.10. Questo tipo di amplificatore, in cui il Source è connesso ad un punto a potenziale fisso, è chiamato stadio “Source comune” o “**Source a massa**”. La polarizzazione del circuito era stata calcolata in E5.2 e la transconduttanza del transistor è $g_m=540\mu\text{A/V}$ nel caso di $V_A=\infty$ (vedremo in §5.5.6 come risolvere il circuito quando V_A è finita). Supponiamo di avere in ingresso un segnale sinusoidale, di ampiezza ad esempio 50mV, e di volerlo applicare tra i morsetti di Gate e di Source dell’amplificatore così da sovrapporlo al potenziale stazionario del Gate, V_G , per studiare la corrispondente variazione della corrente erogata dal MOSFET e del potenziale del Drain, V_D .

5.5.1 Guadagno di tensione in regime lineare

Poichè il Source è fisso al potenziale di massa, l’applicazione del segnale al Gate determina una variazione $v_{gs}=v_{in}$ della tensione di comando del MOSFET. Notiamo che $v_{gs} \ll 2V_o$ ($50\text{mV} \ll 1.8\text{V}$) e quindi è ragionevole iniziare a svolgere il calcolo nell’approssimazione lineare, più facile ed intuitiva, e poi approfondire il dettaglio dell’errore che così si è commesso.

In corrispondenza del massimo segnale positivo applicato (+50mV) si ha un aumento della corrente di Drain pari a $i_d=g_m \cdot v_{gs}=27\mu\text{A}$ equiversa alla corrente stazionaria di polarizzazione I_D . La corrente totale che fluisce nel resistore di carico

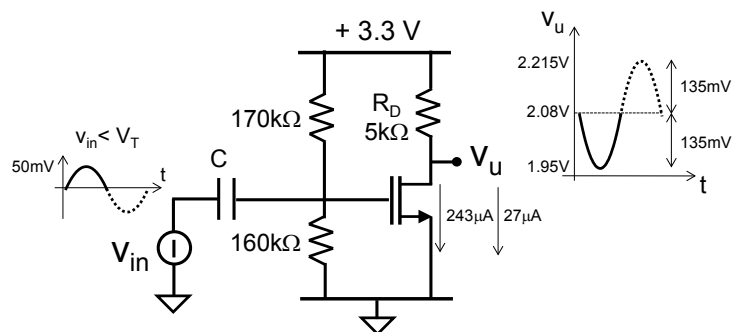


Fig. 5.10 Stadio amplificante a Source comune al cui ingresso è applicato un piccolo segnale sinusoidale. Fare riferimento all’esercizio (E 5.2) per la polarizzazione ($k=300\mu\text{A/V}^2$, $V_T=0.7$, $V_A=\infty$). Il segnale all’uscita è disegnato nell’approssimazione lineare. I valori indicati si riferiscono al picco positivo della semionda d’ingresso.

R_D passa dal valore iniziale di $243\mu A$ a $270\mu A$, e quindi la caduta di tensione ai suoi capi aumenta portandosi da $1.215V$ a $1.35V$. Il potenziale V_U diminuisce quindi da $+2.08V$ a $+1.95V$ corrispondente ad una variazione $v_u = i_d R_D = -135mV$. Questa diminuzione è rappresentata dalla sinusoide in controfase disegnata in prossimità del terminale di Drain nella Fig.5.10. Si verifica immediatamente che, anche in corrispondenza della massima ampiezza del segnale di ingresso, il MOSFET funziona ancora nella zona di saturazione perché $V_d = 1.95$ è più in alto della tensione $V_g - V_T = 0.95V$ del punto di pinch-off lungo il canale.

Sulla semionda negativa d'ingresso la tensione di Gate diminuisce al più di $50mV$ e la corrente di Drain diminuisce, nell'approssimazione lineare, come prima di $27\mu A$ rispetto al valore stazionario di $243\mu A$. La caduta di tensione ai capi di R_D diminuisce da $1.215V$ a $1.08V$ (la stessa variazione di $135mV$ vista per l'ansa negativa) e quindi il potenziale V_D si porta a $+2.215V$.

Riassumendo, una variazione v_{gs} della tensione tra Gate e Source determina una variazione della corrente di Drain pari a $i_d = g_m \cdot v_{gs}$ e una conseguente variazione del potenziale sul Drain pari a $v_d = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D$. Il segno meno indica che una variazione positiva v_{gs} determina una riduzione del potenziale di Drain e viceversa. Il rapporto

$$G = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m \cdot R_D \quad (5.17)$$

Pari nel nostro esempio a $G = -2.7$, costituisce il **guadagno lineare di tensione** dello stadio. La sinusoide di ampiezza $50mV$, forzata sul morsetto di Gate, si presenta quindi al morsetto di uscita con un'ampiezza di $135mV$ e sfasata di mezzo periodo (180°). Un amplificatore con guadagno negativo è detto **amplificatore invertente**. Si noti che per il calcolo del guadagno si è fatto riferimento solo alle variazioni della corrente, i_d , mentre il valore stazionario I_D è intervenuto esclusivamente nel calcolo del valore numerico di g_m .

Quanto alla **stabilità** del guadagno al variare di k (5%) o di V_T (5%) si può verificare che

$$\frac{\partial G}{G} = \frac{\partial k}{k} = 5\% \quad \text{oppure} \quad \frac{\partial G}{G} = -\frac{\partial V_T}{V_T} \frac{V_T}{(V_{GS} - V_T)} = -3.9\% \quad (5.18)$$

Quest'ultima ci dice che se la V_T è piccola rispetto all'overdrive il circuito è molto stabile, mentre se V_T è grande rispetto a V_{od} una sua variazione influisce percentualmente molto.

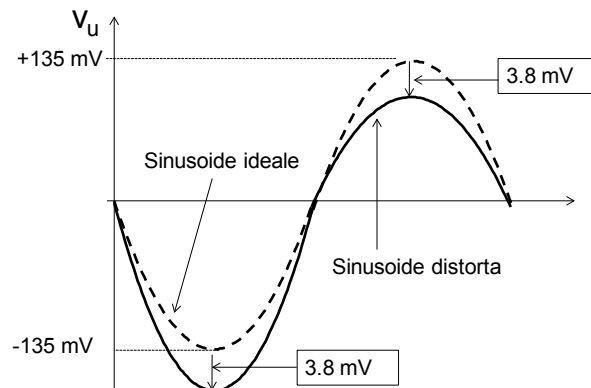


Fig. 5.11 Forma d'onda del segnale di tensione all'uscita del circuito della Fig. 5.10. Si noti la distorsione della forma d'onda dovuta al fatto che il termine quadratico è sempre positivo indipendentemente dal segno di v_{gs} .

5.5.2 Errore di linearità

I valori delle correnti e delle tensioni di segnale appena trovati non sono esattamente quelli circolanti realmente nel circuito. Infatti, della reale variazione di corrente stimolata da v_{gs}

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2$$

abbiamo calcolato, con l'approssimazione lineare, solo il primo addendo, pari a $27\mu\text{A}$. Il secondo addendo può anch'esso essere calcolato e risulta pari a circa 750nA . La variazione effettiva della corrente dovuta al segnale di ingresso è quindi di circa $27.8\mu\text{A}$. Il termine di secondo grado prima trascurato corrisponde al

$$\varepsilon = \frac{v_{gs}}{2 \cdot (V_{GS} - V_T)} = 2.8\%$$

Questo è in termini percentuali l'errore che si commette procedendo con la sola analisi lineare invece che affrontare il calcolo preciso. Nella maggior parte delle situazioni in cui si trova ad operare un progettista di circuiti elettronici, questo errore è trascurabile nella fase di progetto dell'idea circuitale. Il calcolo preciso delle correnti non viene normalmente fatto a mano sul foglio ma viene poi lasciato fare al simulatore sul circuito definitivo.

L'errore che si commette non è simmetrico: infatti il termine quadratico della (5.8) è sempre positivo e quindi si somma o si sottrae al termine lineare. Con l'aiuto della Fig.5.11, il segnale all'uscita ha un'ansa negativa maggiore rispetto ad una sinusoide ideale (perché la corrente totale I_d reale è maggiore di quella calcolata con il solo termine lineare) ed un'ansa positiva minore (perché la corrente totale I_d reale è minore di quella calcolata con il solo termine lineare).

5.5.3 Distorsione armonica

La forma d'onda della Fig.5.11 non perfettamente sinusoidale ma “distorta” ci introduce al calcolo di tale distorsione cioè al calcolo delle onde sinusoidali aggiuntive necessarie per riprodurla. A tal fine applichiamo all'ingresso della (5.8) un segnale sinusoidale ad una frequenza prefissata $\omega=2\pi f$, $v_{in}=v_{gs}=A \sin(\omega t)$. L'equazione (5.8) diventa:

$$i_d = g_m A \sin(\omega t) + kA^2 \sin^2(\omega t) = g_m A \sin(\omega t) + \frac{kA^2}{2}(1 - \cos(2\omega t))$$

Sviluppando i termini si ottiene :

$$i_d = \frac{kA^2}{2} + g_m A \sin(\omega t) - \frac{kA^2}{2} \cos(2\omega t)$$

Nel caso ci si voglia concentrare sulla tensione di uscita, $v_u = -i_d R_D$ si ottiene:

$$v_u = -\frac{R_D kA^2}{2} - R_D g_m A \sin(\omega t) + \frac{R_D kA^2}{2} \cos(2\omega t)$$

Il risultato, visualizzato nella Fig.5.12, mostra come la tensione di uscita presenti:

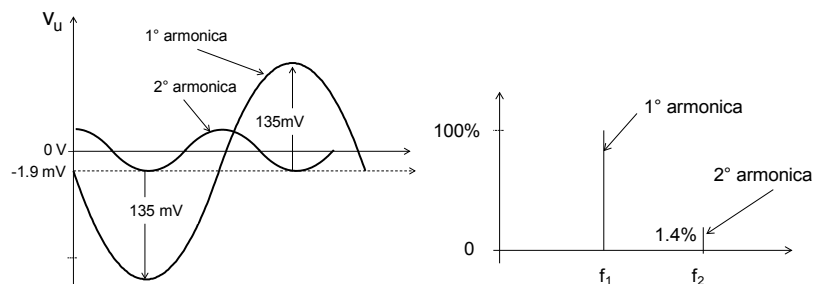


Fig. 5.12 Visualizzazione delle armoniche presenti all'uscita dell'amplificatore della Fig.5.10, tali da produrre il segnale visualizzato nella Fig.5.11.

- uno spostamento del valore medio pari a $R_D k A^2 / 2$; nel nostro esempio -1.9mV;
- una sinusoide alla stessa frequenza del segnale ed amplificata linearmente, data da $R_D g_m A \sin(\omega t)$; nel nostro esempio 135mV;
- una cosinusoide di frequenza doppia (armonica) del segnale di ingresso, ampiezza $R_D k A^2 / 2$; nel nostro esempio 1.9mV.

Si usa quantificare quest'ultimo segnale spurio rispetto alla componente lineare indicandola come distorsione di 2° armonica (HD_2 , 2nd Harmonic Distorsion) :

$$HD_2 = \frac{\frac{k A^2}{2}}{g_m A} = \frac{A}{4(V_{GS} - V_T)} = \frac{\varepsilon}{2} \quad (5.19)$$

Molto spesso il valore di distorsione è fornito in percentuale. Nel nostro caso $HD_2=1.4\%$ sta ad indicare che la componente spuria a frequenza doppia del segnale utile è ampiezza 1.4% della sinusoide del segnale.

La generazione di una sinusoide non voluta a frequenza doppia rispetto al segnale forzante è l'effetto più importante della relazione non lineare del transistor tra la tensione di comando v_{gs} e la corrente i_d prodotta in uscita. Esso può avere conseguenze importanti nelle prestazioni di un circuito: ad esempio in un amplificatore musicale genera armoniche udibili non desiderate o in un amplificatore per telecomunicazioni genera toni che vanno ad inserirsi in canali adiacenti di trasmissione.

DISTORSIONE nella CORRENTE vs DISTORSIONE all'USCITA

E' importante sottolineare che la distorsione introdotta dal MOSFET, quando pilotato di tensione tra Gate e Source, è presente nella corrente di Drain.

Quando il carico del circuito, come nella Fig.5.13 a sinistra è costituito da una semplice resistenza (cioè da un componente lineare), allora anche la tensione di uscita dell'amplificatore sarà distorta, con la stessa distorsione della corrente.

Ma se il carico del circuito fosse costituito da un componente non lineare (un diodo, un altro transistor, ecc.) allora la tensione ai suoi capi avrebbe una distorsione diversa da quella della corrente di Drain e bisogna tener conto della composizione delle due non linearità. Come caso particolare c'è quello nella Fig.5.14 a destra in cui il carico è a sua volta un MOSFET identico a quello sopra e percorso dalla stessa corrente. Le due relazioni non lineari

$$I_d = k(V_{sg} - V_T)^2 \quad \text{per il MOSFET in alto}$$

$$V_{sg} = V_u = \sqrt{\frac{I_d}{k}} + V_T \quad \text{per il MOSFET in basso}$$

si compensano perfettamente. Pertanto, se fossi interessato alla tensione d'uscita, essa sarebbe lineare, in questo esempio pari a v_{in} .

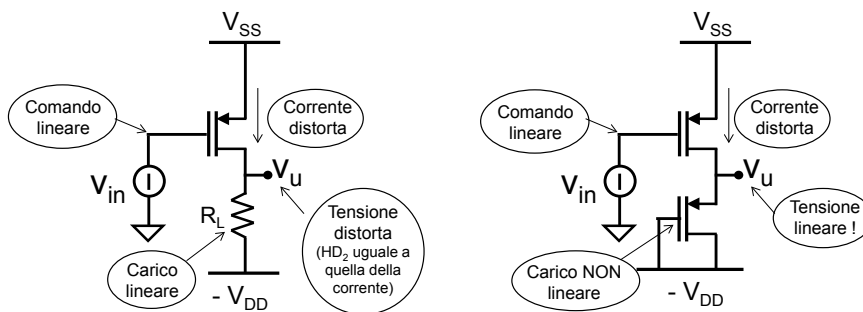


Fig. 5.13 Visualizzazione delle distorsioni in vari punti di dispositivi diversi. Nell'amplificatore a destra la relazione quadratica del MOSFET sopra viene addirittura perfettamente compensata dalla relazione a radice quadrata del MOSFET sotto !

5.5.4 Impedenze di ingresso e di uscita

Il generatore di tensione di segnale v_{in} all'ingresso del circuito della Fig.5.10 non deve soltanto fornire la tensione sinusoidale di ampiezza $\pm 50\text{mV}$. Poiché sposta il potenziale ai capi delle due resistenze R_1 e R_2 di polarizzazione, esso deve contemporaneamente anche fornire una corrente pari a :

$$i_{in}=v_{in}/(R_1||R_2)=610\text{nA}.$$

Questo conto è importante che sia sempre fatto e poi bisogna assicurarsi che il generatore di segnale possa effettivamente fornire anche questa corrente oltre alla variazione di tensione. In sostanza il *generatore di segnale deve essere in grado di fornire una potenza allo stadio successivo*, nel nostro esempio pari a $P_{Max}=50\text{mV} \times 610\text{nA}=30.5\text{nW}$.

Il termine che determina l'entità della corrente richiesta coincide con l'**impedenza di ingresso** del circuito (Fig.5.14). Per calcolarla, ed in generale per calcolare l'impedenza mostrata da un punto qualsiasi di un circuito verso massa, bisogna pensare di sollecitare quel punto con una piccola variazione di tensione e misurare la corrispondente variazione di corrente prodotta (o alternativamente iniettare una corrente nel nodo e calcolare la corrispondente variazione della tensione nello stesso punto): il rapporto tra la variazione di tensione e la variazione di corrente

$$r = \frac{\partial V}{\partial I}$$

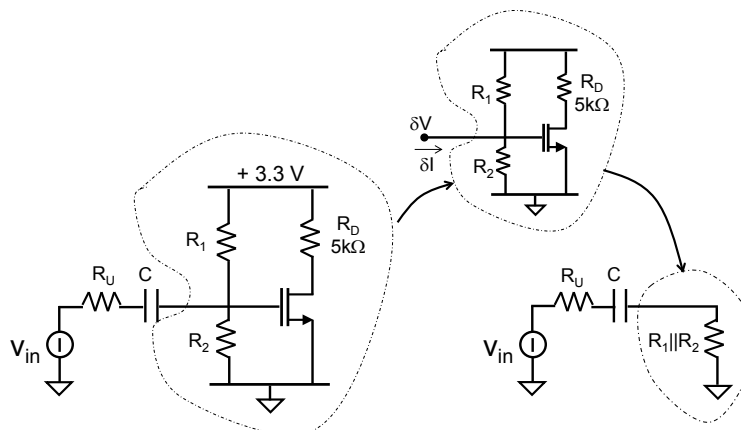


Fig. 5.14 Visualizzazione dell'impedenza di ingresso di un circuito. Essa condensa, in un semplice componente, le caratteristiche elettriche del circuito che interessano allo stadio che lo comanda, nel nostro caso il generatore.

fornisce la resistenza (o più in generale la “*impedenza*” quando si considera anche lo sfasamento reciproco di V e I) mostrata da quel punto ad una sollecitazione esterna. Essa è chiamata impedenza di ingresso per piccolo segnale perché si considera fissato il punto di polarizzazione e linearizzate le risposte dei transistori. Nel caso del circuito della Fig.5.14, grazie al fatto che il Gate del MOSFET mostra verso massa una resistenza infinita, la resistenza di ingresso è pari a :

$$r_{in}=R_1||R_2$$

La conoscenza della resistenza di ingresso di un circuito permette quindi di :

- calcolare la potenza che il generatore di segnale è necessario eroghi affinché il segnale sia effettivamente applicato. Può succedere, soprattutto quando il generatore è un sensore, che tale potenza non sia effettivamente disponibile, nel qual caso il generatore non riesce a raggiungere il valore previsto di segnale.
- ricavare la eventuale partizione del segnale di ingresso dovuta alla presenza di una resistenza di uscita R_U (Fig.5.14) dello stadio precedente: maggiore è la resistenza di ingresso del circuito, maggiore sarà la frazione del segnale di *tensione* v_{in} effettivamente applicata al Gate del transistor (dualmente, minore sarà la resistenza di ingresso del circuito, maggiore sarà la frazione del segnale di *corrente* effettivamente iniettata nel circuito).

Analogamente, è importante calcolare la **resistenza di uscita** del circuito per prevedere come esso riuscirà a pilotare effettivamente un carico ad esso collegato. Nel caso della Fig.5.10, in cui $r_0=\infty$, essa vale $r_U=R_D$.

5.5.5 Dinamica di ingresso e di uscita

La ricerca del massimo segnale applicabile all’ingresso del circuito oltre cui il transistor esce dalla sua corretta zona di funzionamento ci introduce all’analisi della dinamica del circuito. E’ opportuno distinguere ed analizzare separatamente segnali positivi e segnali negativi applicati all’ingresso.

Nel caso del circuito della Fig.5.10, e con attenzione a segnali positivi applicati all’ingresso, immaginiamo di aumentarne l’ampiezza. Corrispondentemente l’uscita V_u scenderà (vedi Fig.5.15). Poiché il Drain va verso il Gate, il limite sarà posto dall’ingresso in zona Ohmica del MOSFET: il Drain non potrà scendere sotto al Gate di più di una soglia. Poiché in polarizzazione $V_G=1.6V$ e $V_u=2.08V$, il massimo spostamento reciproco del Gate (in su) e del Drain (in giù) uno contro l’altro sarà quindi di $(0.48+0.7)=1.18V$. Prendendo come

incognita v_g , e noto il guadagno lineare G tra v_g e v_u , possiamo pertanto scrivere la seguente espressione:

$$v_g + |G| \cdot v_g = 1.18V$$

Da cui si ricava il valore di $v_g=319mV$. Questo è il massimo segnale positivo applicabile al Gate del circuito, supposto lineare, oltre il quale il MOSFET entra in zona Ohmica. E' facile verificare che quando il Gate raggiunge il valore $V_g=1.6V+0.319=1.92V$ il Drain effettivamente scende fino al valore $V_d=3.3-(243\mu A+172\mu A)5k\Omega=1.22V$. La Fig.5.15 mostra questa situazione.

Se si volesse essere più precisi e tener conto della non linearità della risposta del MOSFET (ma normalmente non è necessario, come si vede dalla piccola differenza tra i due punti nella Fig.5.15), la relazione precedente potrebbe essere più precisamente scritta come:

$$v_g + |G(1 + \varepsilon)| \cdot v_g = 1.18V$$

In essa compare ε , ancora incognito perché a sua volta dipendente da v_{gs} . Partendo dal valore di primo tentativo $v_g=319mV$, dopo una iterazione si troverebbe $v_g=283mV$ e volendo farne una seconda si otterrebbe $v_g=285mV$, valore inferiore al precedente perché appunto tiene conto anche della risposta non-lineare del transistor. Come accennato, spesso ci si accontenta della dinamica lineare e si salta questo ultimo passaggio.

Ponendo ora attenzione alla **semionda negativa** in ingresso ed immaginando di aumentarne l'ampiezza, il MOSFET tenderà a portare sempre meno corrente e l'uscita V_u tenderà a salire verso l'alimentazione. Il limite sarà posto dalla interdizione del MOSFET, cioè dal suo portare corrente zero. Questo verrà raggiunto quando si annulla l'overdrive, cioè quando l'ingresso raggiunge il valore della soglia, $0.7V$. La corrispondente variazione a diminuire della tensione in ingresso (ricordando la polarizzazione a $1.6V$) è quindi di $900mV$. La Fig.5.16

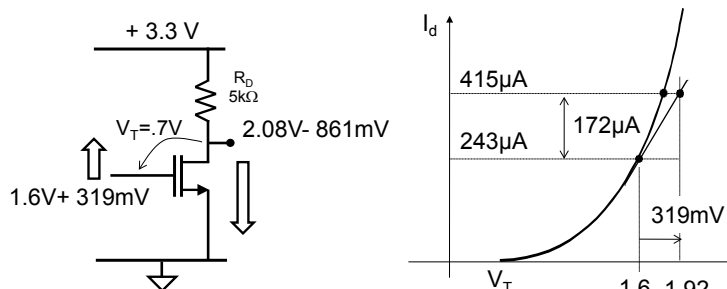


Fig. 5.15 Calcolo della **dinamica positiva** di ingresso del circuito della Fig.5.10.

riporta questa situazione e visualizza come il calcolo lineare di v_g che annulla la corrente totale avrebbe prodotto un valore ($v_g = -450\text{mV}$) molto più piccolo del giusto.

Concludendo, poiché nel nostro esempio v_g coincide con v_{in} , la dinamica di ingresso del circuito è :

$$-900\text{mV} \leq v_{in} \leq +319\text{mV}$$

a cui corrisponde una dinamica dell'uscita pari a :

$$1.22\text{V} \leq V_u \leq +3.3\text{V}$$

Riassumendo, nella parte di dinamica che fa aumentare la corrente portata dal transistor (semionda positiva in questo esempio), il calcolo è già sufficientemente preciso considerando la curva transcaratteristica linearizzata. Viceversa, nella parte di dinamica che fa spegnere il transistor (negativa nel nostro esempio) è opportuno percorrere tutta la curva transcaratteristica reale, in quanto scorrendo lungo la curva linearizzata l'errore sarebbe molto elevato.

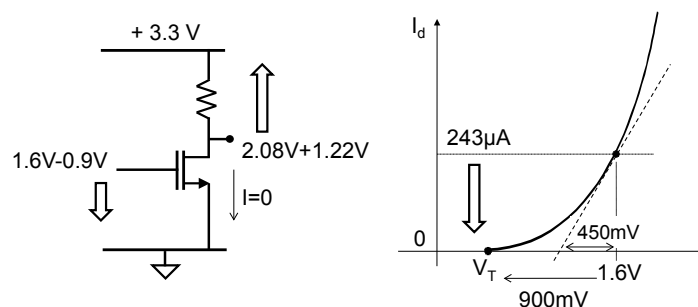
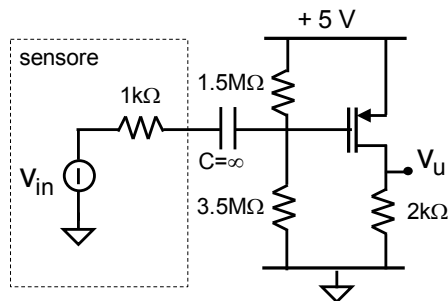


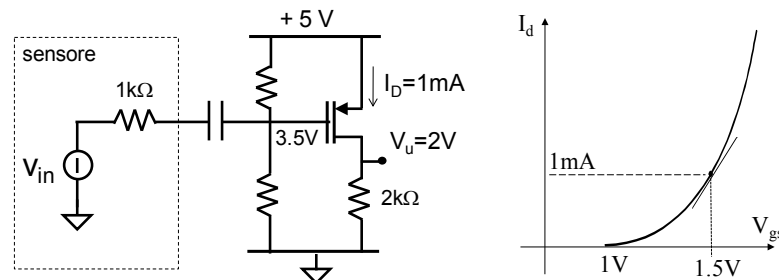
Fig. 5.16 Calcolo della *dinamica negativa* di ingresso del circuito della Fig. 5.10.

E 5.6 Si consideri l'amplificatore della figura seguente connesso ad un sensore (schematizzabile con il suo equivalente Thevenin) tramite una capacità di valore infinito. L'amplificatore impiega un MOSFET realizzato con una tecnologia che fornisce un valore $\mu_p C'_{ox} = 50 \mu A/V^2$, $V_T = -1V$ e $V_A = \infty$ ed ha $W/L = 80/0.5$.

- Calcolare la polarizzazione del circuito, cioè le correnti e le tensioni presenti in assenza di segnale
- Calcolare l'impedenza d'ingresso ed il guadagno dell'amplificatore nell'ipotesi di piccoli segnali.
- Calcolare la distorsione armonica introdotta dall'amplificatore ad un segnale sinusoidale proveniente dal sensore ampio $\pm 100mV$, disegnare in un grafico le componenti spettrali trovate ed il loro inviluppo e commentare.
- Immaginando che una variazione della temperatura operativa del transistore di $50^\circ C$ provochi una variazione del 5% del valore $\mu_p C'_{ox}$ calcolare di quanto varierebbe il guadagno del circuito.



(a) Dati i parametri costruttivi e grazie alla caratteristica ideale del transistore, si trova un valore di $k = 4mA/V^2$. La polarizzazione dell'amplificatore ed il punto di lavoro del transistore risultano come nella figura seguente:



A questa corrisponde una transconduttanza $g_m = 4mA/V$. Con il Drain a +2V ed il Gate a +3.5V, il pMOSFET è correttamente polarizzato in zona di saturazione.

(b) $G=8$. La partizione resistiva tra la resistenza interna del sensore e le resistenze di polarizzazione del Gate del transistor che definiscono l'impedenza di ingresso del circuito (circa $1M\Omega$), è trascurabile.

(c) Poiché $v_{sg}=v_{in}$, ricordando l'espressione dell'errore di linearità data dalla Eq.(5.10) si ottiene $\varepsilon=10\%$. Dato il segnale di ingresso $v_{in}=100mV \cdot \sin(\omega t)$, le componenti della corrente di Drain sono:

$$I_{tot} = 1mA + 20\mu A - 400\mu A \cdot \sin(\omega \cdot t) - 20\mu A \cdot \cos(2\omega \cdot t)$$

Pertanto il valore della distorsione armonica risulta:

$$HD_2 = \frac{20\mu A}{400\mu A} = 5\% .$$

Il risultato della tensione di uscita è

$$V_u = 2V + 40mV - 800mV \cdot \sin(\omega \cdot t) - 40mV \cdot \cos(2\omega \cdot t)$$

e può essere visualizzato rappresentando le forme d'onda che compongono il segnale in un grafico temporale o spettrale, in analogia a quanto fatto nella Fig.5.12. Si noti che la distorsione porta la curva in uscita ad essere mediamente più in alto (da cui l'offset di 40mV positivi), il termine di seconda armonica deve compensare all'origine degli assi questo offset di 40mV (da cui il segno meno) e che il termine di prima armonica è ovviamente in controfase con l'ingresso (da cui il segno meno).

La curva dell'effettiva forma d'onda ottenuta in uscita all'amplificatore è distorta come ci attendevamo ricordando che quando aumenta la tensione di comando del transistor esso porta più corrente di quanto calcolato linearmente e che quando diminuisce la tensione di comando del transistor esso porta meno corrente di quanto calcolato linearmente.

(d) 5%.

E 5.7 *Riferendosi ancora al circuito dell'esercizio precedente,*
a) calcolare la massima ampiezza di una sinusoide che può essere applicata all'ingresso del circuito;
b) calcolare la corrispondente distorsione.

Si supponga di far variare il potenziale V_G attorno al suo valore stazionario di +3.5V. Per escursioni positive la corrente diminuisce ed il limite è dato da $I_D=0$ a cui corrisponde una tensione tra Source e Gate pari alla tensione di soglia di 1V. Tale limite si raggiunge quando l'escursione positiva del segnale è di +0.5V (ovvero V_G raggiunge i 4V) ed il MOSFET è interdetto: $v_{in|_{max}}=0.5V$.

Per le escursioni negative di V_G bisogna invece verificare che il Drain non salga sopra il Gate di più di 1V, in modo da avere sempre il canale in condizioni di *pinch-off* all'estremità del Drain. Inizialmente, quando non è applicato alcun segnale a V_G , $V_{DG}=-1.5V$. L'escursione totale di V_{DG} è quindi di 2.5V. Poiché

per ogni mV di diminuzione del potenziale di Gate, il morsetto di Drain aumenta il suo potenziale di 8mV, la tensione V_{DG} varia di 9mV.

Il massimo segnale negativo applicabile al morsetto di Gate è

$$v_g + |G|v_g \leq 2.5V$$

quindi pari $v_g = 278mV$. Pertanto la massima ampiezza di una sinusoide applicabile all'ingresso sarebbe di 278mV. Questo risultato presuppone che il segnale di ingresso sia un piccolo segnale. Invece nel nostro caso se applicassi veramente 278mV all'ingresso avrei una non linearità significativa. Con un conto più preciso quindi

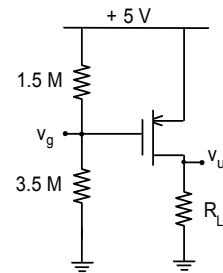
$$v_g + G(1+\epsilon)v_g \leq 2.5$$

in cui non conosco precisamente ϵ . Scegliendo come primo tentativo $\epsilon=0.1$ (10%) troverei $v_g \leq 2.5/9.8=255mV$. Itero una seconda volta ottenendo $v_g \leq 2.5/11=227mV$, da cui $HD_2=11\%$. Per cui $v_{in|max} = -227mV$

E 5.8 Il circuito seguente impiega un MOSFET ad arricchimento in cui $k=10mA/V^2$, $V_T=1V$ e $V_A=\infty$.

a) Calcolare R_L per avere un guadagno per piccolo segnale tra v_{in} e v_u pari a -10.

b) Calcolare la massima ampiezza del segnale sinusoidale applicabile al Gate, senza che il MOSFET esca dalla sua zona di saturazione.



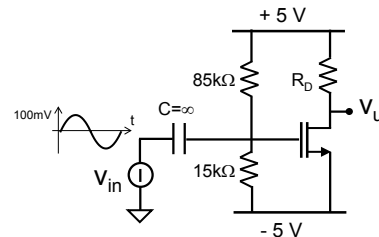
(a) - Il MOSFET è polarizzato con $V_{GS}=-1.5V$, $I_D=2.5mA$ e $g_m=10mA/V$. Quindi per avere $G=-g_m R_L=-10$, deve essere $R_L=1k\Omega$. Con il Drain a +2.5V ed il Gate a $V_G=+3.5V$, il FET è correttamente polarizzato in zona di saturazione (la condizione limite si ha per $V_u=+4.5V$).

(b) - +0.5V; -182mV (-160mV). Questa condizione, più stringente di quella ottenuta sull'escursione positiva, definisce la massima ampiezza del segnale sinusoidale a 160mV.

E 5.9 Si faccia riferimento all'amplificatore accanto il cui segnale di ingresso è ampio $V_{in}=100mV$ ed il cui MOSFET ha $k=3mA/V^2$, $V_T=-0.5V$ e $V_A=\infty$.

a) Progettare il valore di R_D in modo che il guadagno sia massimo.

b) Calcolare la corrispondente distorsione di 2da armonica.



(a) La polarizzazione fornisce $V_G = -3.5V$, $I_D = 3mA$ e $g_m = 6mA/V$. La differenza tra la minima tensione al Drain, V_d , quando il Gate è salito al suo valore massimo, V_g , è pari a V_T :

$$V_g - V_d = (-3.5 + v_{in}) - (5 - I_D R_D + G \cdot v_{in}) = 0.5$$

Ricordando che $G = -g_m R_D$ e $v_{in} = 100mV$, si ottiene $G = -15$, a cui corrisponde $R_D = 2.5k\Omega$. Questo porta la polarizzazione dell'uscita ad essere $V_u = -2.5V$.

Notare come V_u non sia a metà della dinamica possibile ($V_u = +0.5V$). Se così fosse stato, R_D sarebbe stato minore (e quindi minore il guadagno) non riuscendo a sfruttare tutta la dinamica disponibile. Spostare più in basso V_u ha permesso di aumentare R_D fino al limite di usare tutta la semionda negativa in uscita.

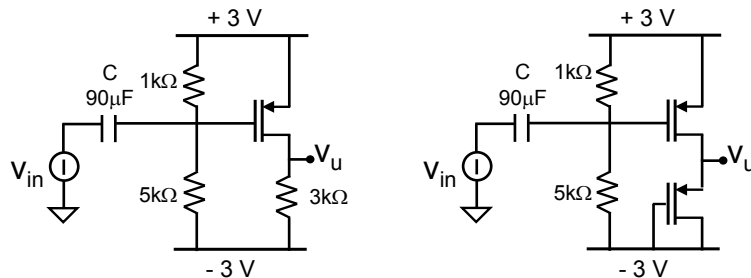
b) La distorsione è pari a $HD_2 = 2.5\%$.

E 5.10

Confrontare i due seguenti circuiti per quanto riguarda la distorsione del segnale all'uscita. Gli amplificatori impiegano un MOSFET realizzato con una tecnologia che fornisce un valore $k = 4mA/V^2$, $V_T = -0.5V$ e $V_A = \infty$.

a) Calcolare per entrambi il valore di HD_2 all'uscita quando il segnale di ingresso è ampio $V_{in} = 100mV$.

d) Commentare le differenze tra i due casi.



(a) Il MOSFET di carico ha una transcaratteristica quadratica e compensa le non linearità del MOSFET in alto producendo una tensione di uscita assolutamente NON distorta !

5.5.6 Effetto della tensione di Early V_A finita del transistor

Polarizzazione - Come visto nell'esercizio E5.2, l'uso di un transistor reale avente una tensione di Early finita, in quel caso $|V_A|=8V$, ha innanzitutto l'effetto di **modificare la corrente di polarizzazione** portata dal transistor (aumentandola). Il modo più semplice per calcolarla è quello di impostare il bilancio di corrente al nodo di Drain:

$$\begin{cases} I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 + \frac{V_{DS}}{r_0} = k(V_{GS} - V_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \\ \frac{V_{a\text{ lim}} - V_{DS}}{R_L} = I_D \end{cases} \quad (5.20)$$

dove r_0 è nota perché è fissata V_{GS} .

Transconduttanza - Guardando le curve caratteristiche della Fig.5.17, si vede che anche **la transconduttanza del MOSFET viene aumentata** dalla presenza di una r_0 finita rispetto al caso infinito come visto nel §5.4.2. In questo grafico infatti la transconduttanza corrisponde al salto da una curva alla successiva. L'aumento della transconduttanza è quantificato dalle seguenti espressioni ottenute a V_{DS} costante:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \quad (5.21)$$

oppure, utilizzando la (5.20), dalle espressioni equivalenti:

$$g_m = \frac{2 \cdot I_D}{(V_{GS} - V_T)} \quad \text{oppure} \quad g_m = 2 \sqrt{k \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \cdot I_D} \quad (5.22)$$

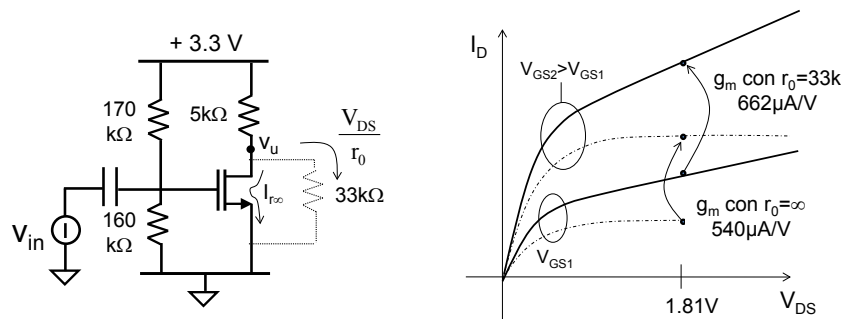


Fig. 5.17 Visualizzazione della polarizzazione e della transconduttanza del circuito della Fig.5.10 nel caso di $|V_A|=8V$.

Da esse si evince come un aumento della corrente portata dal transistor comporti un aumento della g_m .

Guadagno - L'elevata transconduttanza, che comporta una maggiore produzione di corrente di Drain su segnale, lascia presagire un maggiore guadagno del circuito. Tuttavia non bisogna dimenticare che le curve caratteristiche sono pendenti e quindi che la corrente, fissata V_{GS} , cambia quando cambia la tensione al Drain. Con l'aiuto della Fig.5.18 è possibile impostare il seguente sistema di condizioni che devono valere nel circuito (con l'ipotesi semplificativa che r_0 rimanga costante al variare di V_{GS} , ragionevolmente verificata quando v_{gs} è un piccolo segnale):

$$\begin{cases} i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_u}{r_0} \\ v_u = -i_d \cdot R_D \end{cases} \quad (5.23)$$

Nel sistema il termine $g_m v_{gs}$ è il contributo che si avrebbe se V_{ds} rimanesse fissa (da cui l'uso di g_m dato dalla (5.21)) ed il termine v_u/r_0 è il contributo aggiuntivo dovuto alla variazione di V_{ds} . Il sistema risolto ci fornisce **il guadagno effettivo del circuito** :

$$G = \frac{v_u}{v_{gs}} = -g_m \cdot (R_D \parallel r_0) \quad (5.24)$$

Esso ci mostra come il guadagno di un circuito reale a MOSFET con il Source a massa sia pari al **prodotto della transconduttanza g_m reale (5.21) del transistor con il carico effettivamente visto al morsetto di uscita, pari al parallelo tra R_D ed r_0** . La figura 5.18 mostra in forma grafica il movimento della tensione di uscita a fronte di un segnale v_{gs} positivo, come descritto dalle equazioni (5.23).

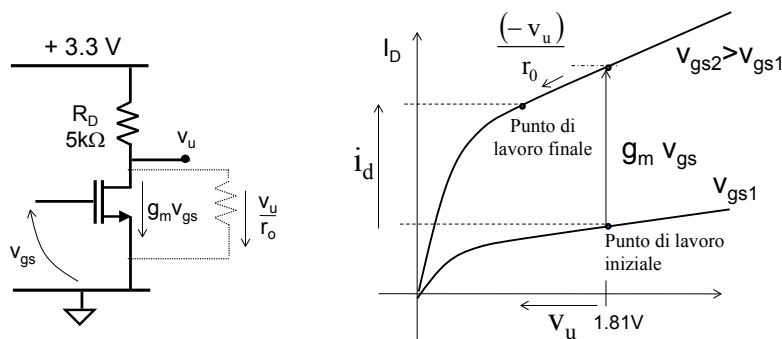


Fig. 5.18 Visualizzazione del guadagno di tensione del circuito della Fig.5.10 nel caso di transistor reale con $|V_A|=8V$.

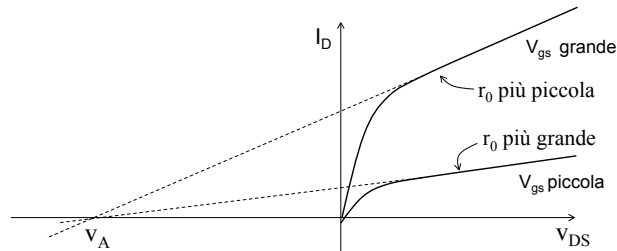


Fig. 5.19 Visualizzazione della variazione di r_0 al variare della V_{gs}

Distorsione - Interessante è anche notare l'effetto migliorativo che la presenza di r_0 ha sulla distorsione del circuito. Per capirlo basta ricordare che r_0 non è costante (come invece è V_A) ma varia a seconda della curva caratteristica su cui ci si trova (vedi Fig.5.19). In particolare r_0 aumenta quanto più V_{gs} diventa piccola e viceversa diminuisce quando V_{gs} aumenta. Pertanto quando il segnale v_{in} è positivo (e quindi V_{gs} aumenta) l'eccesso di aumento della corrente del MOSFET rispetto alla previsione lineare viene compensato, nel produrre il segnale v_u , dalla contemporanea diminuzione di r_0 . Analogamente, quando il segnale v_{in} è negativo (e quindi V_{gs} diminuisce) la minore variazione della corrente del MOSFET rispetto alla previsione lineare viene compensata, nel produrre il segnale v_u , dal contemporaneo aumento di r_0 . L'effetto finale di un tale comportamento è proprio quello di pareggiare le variazioni positive e negative di v_u e quindi di **diminuire la distorsione dell'amplificatore**.

Resistenza di uscita - Da ultimo, **varia la resistenza di uscita**, Z_u , del circuito. La Fig.5.17 mostra che essa è data dal parallelo di R_D con r_0 :

$$Z_u = R_D || r_0 \quad (5.25)$$

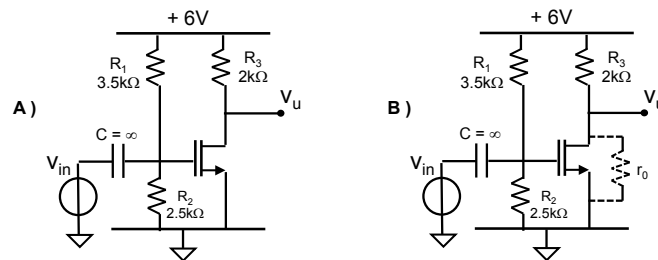
Essa è quindi un po' più piccola del caso ideale ($r_0 = \infty$) ma rimane in generale elevata. Pertanto nel collegamento con uno stadio successivo bisogna fare attenzione che l'impedenza di ingresso Z_{in} di quest'ultimo sia sufficientemente elevata per non ridurre significativamente il trasferimento di segnale a causa della partizione resistiva tra Z_u e Z_{in} .

E 5.11 Ricalcolare il guadagno dell'amplificatore della Fig.5.10 quando $V_A = 8V$.
 $r_0 = 33k\Omega \rightarrow I_D = 298\mu A \rightarrow g_m = 662\mu A/V \rightarrow G = -2.87$.

E 5.12 Riprendere l'esercizio E5.6 e confrontare i risultati con quelli che si otterrebbero nel caso di un MOSFET con $V_A = 10V$.

ESERCIZIO DI CONFRONTO : MOSFET con e senza r_0

I due circuiti seguenti differiscono unicamente per la presenza o meno della resistenza r_0 nel MOSFET : $k = \frac{1}{2} \mu C_{ox} W/L = 1 \text{mA/V}^2$, $V_T = 1.5 \text{V}$, ($V_a = -4 \text{V}$). Rispondere alle seguenti domande con una crocetta ed una brevissima giustificazione



Quale dei due transistori ha la transconduttanza maggiore e perché ?
Calcolarne i valori.

$g_{mA} =$
 $g_{mB} =$

Quale dei due circuiti ha maggiore guadagno e perché?
Calcolarne i valori.

$G_A =$
 $G_B =$

Quale dei due circuiti dissipa più potenza statica ?

☐ A
☐ B

Quale dei due circuiti ha distorsione maggiore ? Perché ?

☐ A
☐ B

Risposte:

- $g_{mA} = 2 \text{mA/V}$; $g_{mB} = 3.33 \text{mA/V}$. La differenza è dovuta alla corrente aggiuntiva che scorre in $r_0 = 4 \text{k}\Omega$ ai cui capi c'è $V_u = 2.66 \text{V}$.

- $G_A = -4$; $G_B = -4.4$. Quest'ultimo tiene conto della diversa g_m tra i due circuiti e del diverso carico visto dal Drain.

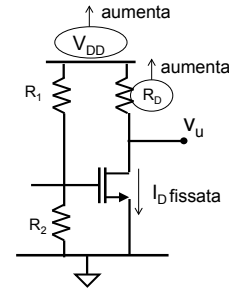
- Naturalmente sarà B) a dissipare più potenza stazionaria perché vi scorre 1.67mA invece di 1mA .

- Il circuito B) distorcerà di meno perché il valore di r_0 cambia con il segnale compensando il fenomeno: durante la semionda positiva della tensione V_{in} , ad esempio, il transistor produrrà più corrente di quanto linearmente prevedibile ma contemporaneamente r_0 starà diminuendo, per cui la variazione di tensione ai capi di $r_0 \parallel R_2$ è minore di quella che si avrebbe se il carico fosse costante. In questo modo la forma d'onda in uscita si discosta meno dall'ideale che non nel caso A).

5.5.7 Massimo guadagno ottenibile nello stadio Source a massa

Ci chiediamo ora quale possa essere il massimo guadagno ottenibile da un amplificatore Source a massa, potendone modificare la polarizzazione o la resistenza di carico R_D , cioè se si avesse la libertà di progettarlo da zero.

Partendo dallo schema della Fig.5.10, è scontato che se si aumentasse la tensione di alimentazione si riuscirebbe ad aumentare il guadagno del circuito. Infatti, a pari polarizzazione del MOSFET (stessa I_D e quindi stessa g_m), aumentare la tensione di alimentazione permetterebbe di aumentare R_D e quindi il guadagno. Lo svantaggio sarebbe il corrispondente aumento di potenza dissipata dal circuito.



Nel caso in cui l'alimentazione non possa essere modificata, rimangono le alternative : 1) aumentare R_D diminuendo I_D ; 2) aumentare I_D diminuendo R_D oppure 3) aumentare R_D senza diminuire I_D sostituendo R_D con un generatore di corrente. Vediamo in dettaglio.

Caso $V_A = \infty$: Ricordiamo l'espressione del guadagno

$$G = -g_m R_D = -2 \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)} R_D \quad \text{da cui} \quad G \cong -2 \frac{V_{a\lim} - V_{DS}}{V_{OD}} \quad (5.26)$$

dove $V_{a\lim}$ è la fissata tensione di alimentazione del circuito, o in alternativa:

$$G = -g_m R_D = -2\sqrt{k \cdot I_D} \cdot R_D = -2\sqrt{k \cdot I_D} \cdot \frac{V_{a\lim} - V_{DS}}{I_D}$$

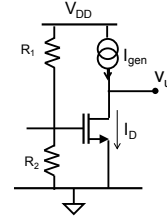
Si ha che :

- il guadagno può essere aumentato riducendo la tensione di overdrive $V_{OD} = (V_{GS} - V_T)$ equivalente a ridurre la corrente di polarizzazione, I_D , del MOSFET. Notare infatti che quando si riduce la I_D di altrettanto si può aumentare R_D ma la transconduttanza si riduce solo della radice quadrata.

Quindi, per aumentare il guadagno sembrerebbe meglio polarizzare con pochissima corrente ed alta R_D , al limite corrente infinitesima e R_D elevatissima. In verità NON si fa normalmente così perché la dinamica di ingresso risulterebbe piccolissima e per di più la distorsione del circuito ($HD_2 = v_{gs}/2V_{OD}$) aumenterebbe a dismisura !

L'ampiezza del segnale da applicare al circuito e la distorsione accettabile alla sua uscita sono in effetti gli elementi che guidano in pratica la progettazione di un amplificatore e che vincolano nell'ottenimento di guadagni elevati, come messo in luce in un prossimo esercizio.

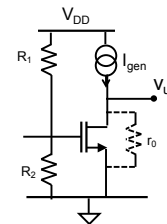
- Se si sostituisse R_D con un generatore di corrente si riuscirebbe a mantenere la stessa polarizzazione (e quindi la stessa g_m) ed avere un carico con una impedenza grandissima (al limite infinita in un generatore di corrente ideale) e quindi avere un guadagno enorme. Ma ...cosa succederebbe se I_D fosse diversa da I_{gen} ?



Caso V_A finita. Se i MOSFET fossero reali, rielaborando l'espressione del guadagno:

$$G = -g_m (R_D \parallel r_0) = -2 \frac{I_D}{V_{OD}} (R_D \parallel r_0)$$

si vede che in presenza di un transistor reale con r_0 finita il guadagno viene un po' diminuito e che se anche il carico fosse $R_D = \infty$ (ad esempio appunto sostituendo R_D con un generatore di corrente ideale), il guadagno comunque non aumenterebbe oltre un valore fissato da r_0 del transistor

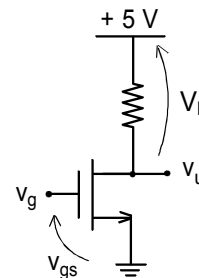


$$G_{\max} = -g_m r_0 = -2 \frac{I_D}{V_{OD}} r_0 \cong -2 \frac{V_A}{V_{OD}} \quad (5.27)$$

per cui il limite è dato dal valore di V_A stesso. Se il generatore di corrente fosse reale, il guadagno non potrebbe che essere minore. Se il generatore fosse fatto con lo stesso transistor dell'amplificatore ed attraversato dalla stessa corrente, il guadagno sarebbe dimezzato rispetto alla (5.27).

E 5.13 Si consideri un MOSFET a canale n , con tensione di soglia $V_T = 1V$ e $k = 5mA/V^2$. Avendo a disposizione la sola alimentazione di $+5V$, si dimensioni uno stadio Source comune in grado di amplificare segnali sinusoidali di ampiezza massima $A = 100mV$.

- Determinare la massima amplificazione G che garantisca una non linearità $\varepsilon \leq 10\%$.
- Dimensionare lo stadio per avere una amplificazione di -5 e la minima non-linearità.



(a) - La non-linearità nell'amplificazione di un segnale sinusoidale di ampiezza $100mV$ è data dalla (5.10), da cui si ricava che il FET deve essere polarizzato con $V_{GS} - V_T \geq 0.5V$ e quindi $V_G \geq 1.5V$. La scelta $V_{GS} = 1.5V$ assicura che il FET non si spenga sull'escursione negativa di $100mV$ del segnale di ingresso. Per

l'escursione positiva, si deve verificare che $V_d - V_g \geq -1V$. I potenziali del Drain e del Gate sono

$$V_d = 5 - I_D R_L + G v_{in} \quad \text{e} \quad V_g = V_G + v_{in}$$

La condizione limite è raggiunta quando è soddisfatta la seguente relazione

$$V_d - V_g = 5 - I_D R_L + G v_{in} - V_G - v_{in} = -1$$

dove le incognite sono R_L e G , legate dalla relazione $G = -g_m R_L$. L'espressione diventa quindi

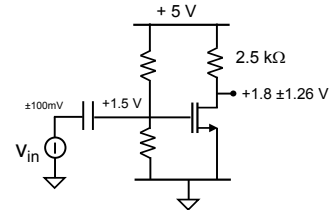
$$5 + I_D \frac{G}{g_m} + G \cdot v_{in} - V_G - v_{in} = -1$$

Sostituendo $V_G = 1.5V$, $v_{in} = 100mV$ e $g_m = 5mA/V$ ($I_D = 1.25mA$), si ottiene $G = -12.6$. Ne corrisponde un valore di resistenza di carico di $R_L = 2.5k\Omega$. Fissata la distorsione, la condizione di massimo guadagno ci ha portati a polarizzare il Drain non a metà dinamica ma il più in basso possibile in modo da avere R_L massimo. Si noti che il guadagno dello stadio può essere scritto come:

$$G = -g_m R_L = -\frac{2V_L}{(V_{GS} - V_T)}$$

Questa relazione mette in evidenza come G sia limitato dalla tensione di alimentazione disponibile, in questo caso $+5V$.

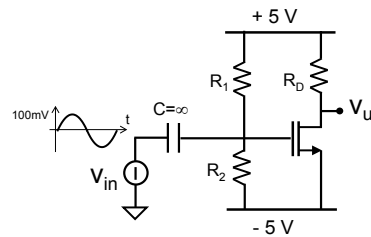
(b) - Posto $G = 5$, si risolve la penultima espressione rispetto a $(V_{GS} - V_T)$ e si ottiene $V_{GS} \leq 2.25V$. Ne consegue che $I_D = 7.8mA$, $R_L = 400\Omega$ e $V_u = 1.88V$.



E 5.14 *Riprendere il circuito dell'esercizio 5.19. Lasciando invariate le alimentazioni, l'ampiezza del segnale in ingresso ($V_{in} = 100mV$) ed i parametri del MOSFET:*

a) si riprogettino i valori di R_1 , R_2 ed R_D in modo da avere la massima amplificazione possibile;

b) calcolare in questa situazione il valore di HD_2 all'uscita.



(a) Per consentire una escursione dell'uscita la più grande possibile, bisogna tenere il potenziale del Gate il più in basso possibile. Il minimo valore di V_G è pari a $V_G = -4.4V$ in modo da consentire tutta l'escursione del segnale in ingresso prima di spegnere il MOSFET. Questa scelta determina tutti i parametri del

transistore: $I_D=30\mu A$, $g_m=600\mu A/V$, $V_{od}=100mV$, $\varepsilon=50\%$ e del partitore $R_1=94k\Omega$, $R_2=6k\Omega$.

La differenza tra la minima tensione al Drain, V_d , quando il Gate è salito al suo valore massimo, V_g , è pari a V_T :

$$V_g - V_d = (-4.4 + v_{in}) - (5 - I_D R_D + G \cdot v_{in}) = 0.5$$

Ricordando che $G=-g_m R_D$, si ottiene $R_D=109k\Omega$ e $G=-65$. La polarizzazione dell'uscita è $V_u=1.74V$. Per controllo notiamo che $v_{in}=+100mV$ determina una escursione negativa lineare dell'uscita di $6.5V$, correttamente alloggiata. Quando $v_{in}=-100mV$ bisogna riflettere sul fatto che vado a spegnere il MOSFET e che quindi l'uscita al massimo raggiungerà l'alimentazione a $5V$, con una escursione di $3.26V$.

Poiché sapevamo che la non linearità è molto elevata ($\varepsilon=50\%$!) si sarebbe potuto tenerne conto fin dall'inizio sostituendo a G il più corretto valore $G(1+\varepsilon)$:

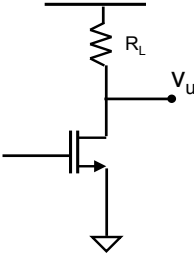
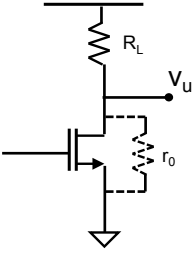
$$V_g - V_d = (-4.4 + v_{in}) - (5 - I_D R_D + G(1 + \varepsilon) \cdot v_{in}) = 0.5$$

ottenendo $R_D=81k\Omega$ e $G=-49$. La polarizzazione dell'uscita è quindi $V_u=2.57V$. Per controllo notiamo che $v_{in}=+100mV$ determina una escursione negativa dell'uscita di $7.3V$ ($G(1+\varepsilon)=73.5$), correttamente alloggiata. Quando $v_{in}=-100mV$ si spegne il MOSFET e quindi l'uscita al massimo raggiungerà l'alimentazione a $5V$, con una escursione di $2.4V$. Se disegniamo la forma d'onda in uscita, essa effettivamente rispecchia il termine $\varepsilon=50\%$ ed occupa tutta la dinamica a disposizione dell'uscita.

E 5.15 Progettare un amplificatore partendo dall'architettura della Fig.5.11. Mantenendo lo stesso transistore ($V_T=0.7V$, $k=300\mu A/V^2$, $V_A=\infty$) e la stessa alimentazione ($3.3V$), scegliere le 3 resistenze in modo che l'amplificatore abbia il massimo guadagno possibile con il vincolo di poter avere all'ingresso un segnale massimo di $50mV$ a cui corrisponda una distorsione $HD_2=1\%$.

Si parte da $HD_2=1\% \rightarrow \varepsilon=2\% \rightarrow (V_{GS}-V_T)=1.25V \rightarrow V_G=1.95V \rightarrow I_D=469\mu A$
 $\rightarrow g_m=750\mu A/V$. Ora devo scegliere la massima R_D tale da mantenere sempre (anche quando ho il segnale) in saturazione il MOSFET. Provo con $R_D=3.9k\Omega$
 $\rightarrow V_D=1.47V \rightarrow G=-g_m R_D(1+\varepsilon)=-2.98$. Quando applico $50mV$ all'ingresso, l'uscita scende di $149mV$ ed il MOSFET rimane ancora in saturazione, per soli $20mV$ (!) e considero quindi correttamente chiuso il progetto.

Stadio Source a massa con o senza r_0

		
Polarizzazione	I_D definita solo da V_{GS}	I_D è maggiore e dipende anche da V_D
Transconduttanza	g_m definita solo da V_{GS}	g_m è maggiore e dipende anche da V_D
Guadagno massimo di tensione (quando R_L diventa un generatore di corrente ideale)	$-\infty$	$-g_m r_0$
Distorsione	$HD_2 = \frac{v_{gs}}{4V_{od}}$	La distorsione diminuisce
Impedenza di uscita	R_L	$R_L r_0$

5.6 STADI AMPLIFICATORI CON RESISTENZA SUL SOURCE

Uno degli svantaggi degli amplificatori con il Source comune è che il guadagno $G = -g_m \cdot R_L$ dipende, attraverso g_m , dal particolare transistor utilizzato e dalla sua polarizzazione. Infatti, fissate le tensioni di alimentazione e le resistenze di polarizzazione, i valori di I_D e g_m dipendono da k , da V_T e da V_A del transistor, variabili da dispositivo a dispositivo, anche per uno stesso tipo di transistor, legati alla variabilità dei processi tecnologici nei siti produttivi sparsi nel mondo. Essendo inopportuno basare il progetto di un amplificatore su parametri non perfettamente controllabili e variabili con la temperatura, vediamo come sfruttare la soluzione già vista nel Cap.4, in cui l'aggiunta di una semplice resistenza R_S tra il terminale di Source ed un punto a potenziale fisso ha reso la polarizzazione del circuito meno dipendente dai parametri del transistor.

5.6.1 Stabilizzazione della corrente di polarizzazione

L'aggiunta di una resistenza collegata tra il Source e l'alimentazione, come nella Fig.5.20, porta a valori di polarizzazione molto più stabili. Per verificarlo analiticamente, risolviamo il sistema di bilancio delle correnti al nodo di Source:

$$\begin{cases} I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \\ \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = I_D \end{cases} \quad (5.28)$$

Con riferimento a quanto visto nel par.4.2 e ricordando che $2k(V_G - I_D R_S - V_T) = g_m$, si

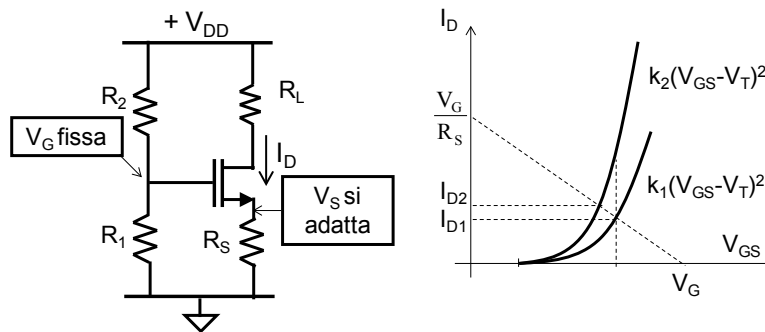


Fig. 5.20 Polarizzazione di uno stadio Source a massa con resistenza R_S di Source e visualizzazione della corrispondente ridotta variazione della corrente di Drain quando il MOSFET varia le proprie caratteristiche da k_1 a k_2 .

ottiene

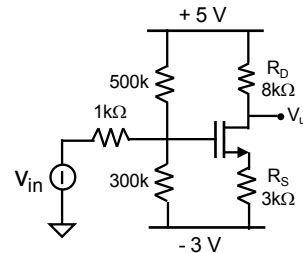
$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1 + g_m R_S)} \quad (5.29)$$

L'espressione indica come la polarizzazione sia ora più stabile di un fattore $(1 + g_m R_S)$ di quanto non fosse prima senza R_S . La Fig.5.20 mostra la variazione di I_D (da I_{D1} a I_{D2}) ben minore di quella risultante dal circuito senza R_S a fronte di una uguale variazione di k . Aumentando R_S , la pendenza della retta di carico diminuisce e quindi il valore di I_D varia sempre meno al variare dei parametri del transistor. La presenza della resistenza R_S determina una *reazione* dello stadio alle variazioni dei parametri del MOSFET.

Nonostante che la presenza di R_S migliori la polarizzazione, stabilizzandone il valore, tuttavia non necessariamente essa verrà sempre scelta. Infatti la presenza di R_S comporta anche degli svantaggi, quali ad esempio una maggiore tensione di alimentazione ed un minore guadagno, come ci sarà chiaro tra breve, ed in tante applicazioni come ad esempio nei circuiti elettronici low power (a bassissima tensione di alimentazione) non sarà addirittura possibile inserirla !

E 5.16

- (a) Calcolare il valore stazionario a cui si porta l'uscita del seguente circuito in assenza di segnale ($k=500\mu A/V^2$, $V_T=0.5V$ e $V_A=\infty$).
- (b) Calcolare l'intervallo di variazione del valore V_U a fronte di una variabilità di k del MOSFET del 6%.



- (a) Il bilancio al nodo di Gate porta $V_G=0V$. Il sistema per il calcolo della polarizzazione assume la forma seguente:

$$\begin{cases} \frac{V_S + 3}{R_S} = I_D \\ I_D = k(V_G - V_S - 0.5)^2 = k(-V_S - 0.5)^2 \end{cases}$$

Inserendo la seconda nella prima, si ottiene l'equazione di secondo grado seguente:

$$R_S \cdot k \cdot V_S^2 + (R_S \cdot k - 1) \cdot V_S + (R_S \cdot k \cdot 0.25 - 3) = 0$$

La soluzione fornisce due valori, $V_S=+1.16\text{V}$ e $V_S=-1.5\text{V}$ di cui solo la seconda ha corretto senso fisico ed è quella da accettare. Conseguentemente $I_D=500\mu\text{A}$ e $V_u=+1\text{V}$. Il valore di transconduttanza è $g_m=1\text{mA/V}$.

(b) Ricordando la (5.29), poiché il termine $(1+g_m R_S)=4$, si ottiene una variazione di V_u del 1.5% a fronte di una variazione del parametro k del 6%.

E 5.17 Calcolare l'espressione della dipendenza della corrente I_D dalle variazioni di V_T nel circuito con resistenza di degenerazione della Fig. 5.20.

5.6.2 Calcolo dell'amplificazione di tensione

L'effetto su segnale dell'aggiunta di R_S nell'amplificatore è sintetizzata nella Fig. 5.21. Il segnale v_{in} da amplificare (che supporremo essere piccolo in questo paragrafo), applicato tra l'ingresso (Gate) e massa, deve necessariamente ripartirsi tra una variazione v_{gs} ai capi del transistor ed una variazione v_{R_S} ai capi della resistenza R_S :

$$V_{in} = V_{gs} + V_{R_S}$$

Quanto più è grande la frazione v_{R_S} rispetto a v_{gs} , tanto più la conseguente variazione della corrente nel transistor ($i_d=v_{R_S}/R_S$) diventa prossima a v_{in}/R_S e pertanto indipendente dal particolare transistor impiegato.

L'analisi su piccolo segnale del circuito della Fig. 5.21, vale a dire lo studio delle sole variazioni lineari di corrente e di tensione prodotte dal segnale v_{in} , ci porta ad impostare il seguente sistema:

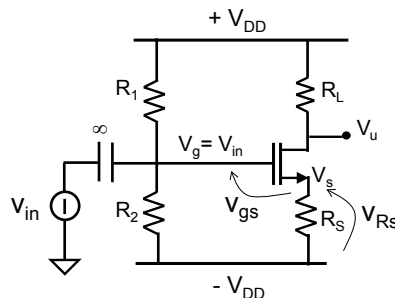


Fig. 5.21 Esempio di stadio amplificatore a MOSFET con resistenza sul Source.

$$\begin{cases} (v_g - v_s)g_m = i_d \\ \frac{v_s}{R_s} = i_d \end{cases} \quad (5.30)$$

Risolto, esso fornisce la corrente di segnale:

$$i_d = v_g \frac{1}{1/g_m + R_s} = v_g \frac{g_m}{1 + g_m R_s} \quad (5.31)$$

La corrispondente variazione della tensione di uscita determina il guadagno del circuito :

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = - \frac{R_L}{1/g_m + R_s} = - \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s} \quad (5.32)$$

Questo risultato mette in evidenza che se $R_s \gg 1/g_m$ (cioè se $g_m R_s \gg 1$), il guadagno di tensione può essere approssimato a

$$G \cong - \frac{R_L}{R_s} \quad (5.33)$$

Il risultato è interessante perché mostra come il guadagno possa essere indipendente dai parametri del transistor e dipendere solo dal valore delle due resistenze R_L ed R_s . Queste possono essere scelte con la voluta precisione e stabilità nel tempo.

La **stabilità del guadagno** a fronte di variazioni di k , V_T o altro (anche V_A , come vedremo più avanti in §5.6.5), ovvia dalla (5.33) non comparendo nell'espressione alcun termine legato al transistor, si mantiene anche nel caso in cui al denominatore della (5.32) non fosse possibile trascurare l'addendo "1". In questo caso il calcolo della sensibilità del guadagno porterebbe alla seguente espressione (ottenuta ipotizzando di avere già calcolato la variazione della polarizzazione V_{GS}):

$$\frac{\partial G}{G} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1 + g_m R_s)} \quad (5.34)$$

Le prestazioni del circuito sono migliorate rispetto al caso di $R_s=0$ del fattore $(1+g_m R_s)$.

Il prezzo pagato per ottenere questo miglioramento del fattore $(1+g_m R_s)$ è un minore guadagno rispetto allo stadio a Source comune proprio dello stesso fattore $(1+g_m R_s)$ come mostrato dalla (5.32). Il guadagno massimo è infatti ottenuto con $R_s=0$, cioè rinunciando alla resistenza di degenerazione, in

corrispondenza del quale il guadagno ritorna naturalmente ad essere $G = -g_m \cdot R_L$. Il dispregiativo contenuto nel termine usualmente impiegato di **resistenza di degenerazione** per indicare R_S rende conto di questa perdita di amplificazione, ma non fa giustizia del notevole miglioramento delle prestazioni in termini di stabilità alle variazioni dei parametri del MOSFET e, vedremo presto, di linearità, impedenza, banda e altro che l'introduzione di R_S comporta !

5.6.3 Calcolo della partizione del segnale tra v_{gs} e la resistenza di degenerazione

La (5.31) ha la forma di una legge di Ohm, dove la corrente di segnale i_d è ottenuta semplicemente dividendo il segnale di tensione al Gate, v_{gs} , con la serie di due resistenze ($1/g_m + R_S$). E' utile capire più in profondità questa relazione in apparenza così semplice. Per fare ciò è comodo porsi proprio ai capi di R_S e ricorrere al circuito equivalente Thevenin dello stadio che la comanda, come rappresentato schematicamente nella Fig.5.22.

Per costruire il circuito equivalente Thevenin della rete che pilota la resistenza R_S , occorre calcolare:

- (a) la **tensione di segnale a vuoto** v_{eq} nel punto A, cioè il segnale di tensione che si avrebbe nel nodo A quando il nodo A è scollegato dal resto del circuito (Fig.5.22a). In questo caso di Source aperto, qualunque sia la variazione del potenziale del Gate, il segnale di corrente che fluisce nel transistor è nullo perché il punto A flottante non consente di applicare alcuna variazione della tensione di comando. Ne consegue che la variazione di tensione imposta al Gate si riporta identica come variazione del potenziale del punto A, ovvero la

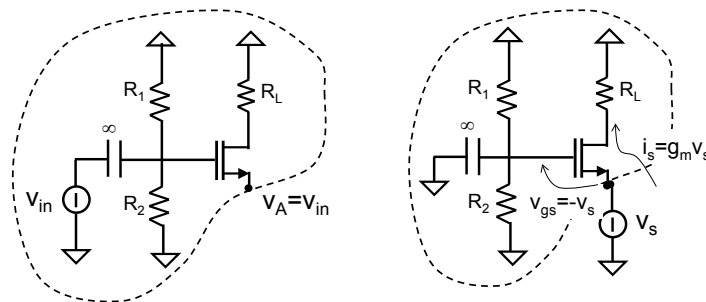


Fig. 5.22 Schemi circuitali per il calcolo (a) della tensione a vuoto e (b) della resistenza equivalente vista guardando nel Source del transistor.

tensione a vuoto nel punto A del circuito è pari a v_{in} , cioè $v_{eq}=v_{in}$.

- (b) la **resistenza equivalente** r_{eq} vista *guardando* in A, cioè nel Source del transistor. Per fare ciò, con riferimento alla Fig.5.22 si deve pensare di disattivare il generatore v_{in} , di rimuovere la resistenza R_S e di forzare il Source con un generatore di sonda di tensione v_s o di corrente i_s . Avendo cortocircuitato il generatore v_{in} , il Gate del FET si trova a massa e la tensione impressa v_s si applica tra i morsetti del Gate e del Source. Quindi la corrente i_s che viene assorbita dal MOSFET è pari a $i_s=g_m \cdot v_s$. Il rapporto tra la tensione di sonda e la corrente assorbita dà la resistenza vista tra il morsetto A e massa:

$$r_{eq} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{g_m}$$

In entrambe queste operazioni bisogna immaginare di avere comunque salvaguardata la polarizzazione che ha tenuto acceso il transistor nel corretto punto di lavoro e che definisce il valore di g_m .

Ricavati gli elementi che compongono il circuito equivalente Thevenin (Fig.5.23), è immediato valutare la partizione di v_{in} tra v_{gs} e v_{R_S}

$$v_{gs} = v_{in} \cdot \frac{1/g_m}{R_S + 1/g_m} \quad v_{R_S} = v_{in} \cdot \frac{R_S}{R_S + 1/g_m} \quad (5.35)$$

Se $R_S \gg 1/g_m$, allora $v_{R_S} \cong v_{in}$, e la corrente circolante in R_S , e quindi nel transistor, è praticamente indipendente dai parametri del FET.

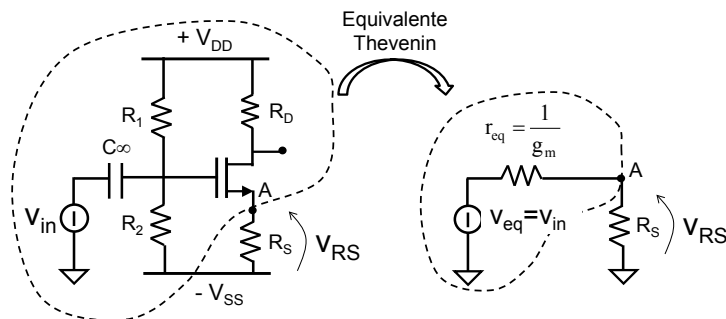
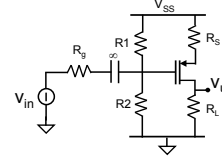


Fig. 5.23 Riduzione del circuito che comanda R_S al suo modello equivalente Thevenin per il segnale.

Nel caso in cui il circuito sia forzato da un generatore di tensione reale con resistenza serie R_g , la variazione del potenziale del Gate sarebbe pari a



$$v_G = v_{in} \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_g} \quad (5.36)$$

e quindi la tensione a vuoto v_{eq} è pari a v_G . La resistenza equivalente è invece ancora $1/g_m$. Infatti quando si cortocircuita il generatore forzante, il Gate si trova connesso a massa tramite le resistenze R_g ed $R_1 \parallel R_2$ attraverso cui non fluisce alcuna corrente di segnale. Quindi anche in questo caso il Gate è a tutti gli effetti a massa ed il segnale sonda v_s si applica ai morsetti Gate-Source del FET.

5.6.4 Effetti migliorativi sulla distorsione armonica

In base a quanto visto fin qui ci aspettiamo che l'introduzione della resistenza R_s migliori la linearità del circuito perché solo una frazione v_{gs} del segnale d'ingresso v_{in} viene effettivamente a pilotare il MOSFET e la corrente (5.31) è solo in parte figlia del transistore. In verità c'è un ulteriore motivo per aspettarci una migliore linearità del circuito con R_s rispetto al circuito senza R_s legato alla architettura intrinsecamente "retroazionata" dello stadio. Infatti ad un aumento di v_g corrisponderà un aumento di v_{gs} che comporterà un aumento più che lineare della corrente di drain. Poiché questa scorre in R_s , farà salire v_s di più di quanto questo salga quando il fenomeno è descritto linearmente. Questo va a contrastare l'iniziale maggiore v_{gs} , riducendola. Pertanto ci aspettiamo che la non linearità (e quindi la distorsione armonica) venga ridotta dalla presenza di R_s di più della semplice partizione lineare data dalla (5.35).

Per quantificare questo effetto bisogna calcolare in dettaglio la corrente di segnale i_d prodotta dal transistore. Riscriviamo quindi il sistema (5.30) aggiungendoci il termine quadratico:

$$\begin{cases} (v_{in} - v_s)g_m + k(v_{in} - v_s)^2 = i_d \\ \frac{v_s}{R_s} = i_d \end{cases} \quad (5.37)$$

Sostituendo la seconda nella prima e svolgendo i calcoli si ottiene :

$$kR_s^2 \cdot i_d^2 - [R_s g_m + 2kR_s v_{in} + 1] \cdot i_d + [g_m v_{in} + k v_{in}^2] = 0$$

la cui soluzione per i_d assume la seguente forma:

$$i_d = \frac{[R_s g_m + 2kR_s v_{in} + 1] \pm \sqrt{[R_s g_m + 2kR_s v_{in} + 1]^2 - 4kR_s^2 [g_m v_{in} + k v_{in}^2]}}{2kR_s^2}$$

Raccogliendo opportunamente i termini, essa diventa:

$$i_d = \frac{(1 + g_m R_s) + 2kR_s v_{in} \pm (1 + g_m R_s) \sqrt{1 + \frac{4kR_s v_{in}}{(1 + g_m R_s)^2}}}{2kR_s^2}$$

Ricordando che la radice può essere sviluppata in serie nel seguente modo:

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \dots$$

possiamo riscrivere il segnale reale di corrente al drain come :

$$i_d = \frac{(1 + g_m R_s) + 2kR_s v_{in} \pm (1 + g_m R_s) \cdot \left[1 + \frac{4kR_s v_{in}}{2(1 + g_m R_s)^2} - \frac{(4kR_s v_{in})^2}{8(1 + g_m R_s)^4} + \dots \right]}{2kR_s^2}$$

Da questa relazione si può estrarre:

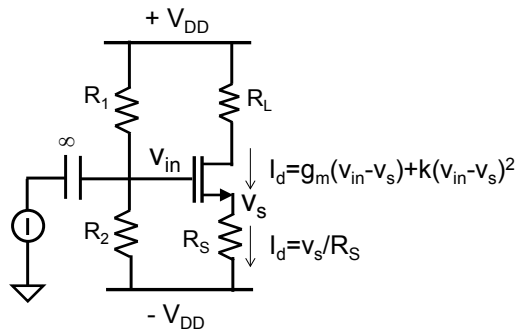


Fig. 5.24 Bilancio delle reali correnti di segnale circolanti nel circuito.

- il termine di primo grado $\frac{g_m}{(1 + g_m R_s)} \cdot v_{in}$

che è proprio il termine (5.31) già trovato quando abbiamo limitato l'indagine al caso lineare;

- il termine di secondo grado $\frac{k}{(1 + g_m R_s)^3} \cdot v_{in}^2$

- i termini superiori al secondo grado nonostante l'equazione quadratica di partenza del MOSFET ! Questo perché anche il Source si sta spostando (e ad armoniche diverse) per cui v_{gs} contiene tutte le differenze di frequenze.

Il fattore di non linearità, se ci fermiamo al secondo termine, risulta pertanto pari a

$$\varepsilon = \frac{\frac{k}{(1 + g_m R_s)^3} \cdot v_{in}^2}{\frac{g_m}{(1 + g_m R_s)} \cdot v_{in}} = \frac{v_{in}}{(1 + g_m R_s)} \cdot \frac{k}{g_m} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_s)}$$

Ricordando che $g_m = 2k(V_{GS} - V_T)$, l'espressione può essere riscritta come:

$$\varepsilon = \frac{v_{in} \frac{1}{g_m}}{2(V_{GS} - V_T) \left(\frac{1}{g_m} + R_s \right)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_s)}$$

o nella forma più generale :

$$\varepsilon = \frac{v_{gs}}{2(V_{GS} - V_T)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_s)} \quad (5.38)$$

L'espressione contiene v_{gs} , cioè la partizione del segnale v_{in} ai capi del transistor calcolata come se il trasferimento fosse lineare, cioè con $1/g_m$ costante.

La (5.38) ci dice che la non linearità è minore di un fattore $(1 + g_m R_s)$ di quella che si avrebbe se si considerasse solo la partizione lineare del segnale all'ingresso ai capi del transistor.

In analogia con quanto trovato con la (5.19) nel caso di amplificatore con il Source a massa, anche ora si può verificare che la distorsione di 2° armonica vale

$$HD_2 = \frac{\varepsilon}{2} \quad (5.39)$$

E 5.18

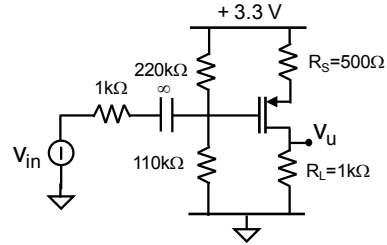
(a) Ricavare il valore della tensione stazionaria dell'uscita del circuito seguente che fa uso di un pMOSFET avente $|V_T|=0.7V$ e $|k|=1mA/V^2$.

(b) Valutare di quanto si sposta V_u nel caso di una variabilità di k del 10%.

(c) Calcolare il guadagno per piccoli segnali.

(d) Calcolare la dinamica di ingresso.

(e) Calcolare la distorsione massima quando in ingresso si ha la sinusoide di massima ampiezza



(a) Nell'impostare il sistema per il calcolo della polarizzazione è sempre conveniente pensare ai versi fisici delle grandezze in gioco in modo da avere equazioni con grandezze positive. Poiché il partitore fissa $V_G=1.1V$, la tensione al Source starà necessariamente ad un valore maggiore e la corrente di Drain circolerà verso il basso. Con questi versi i valori di V_T e di k vanno presi positivi perché ad un aumento di V_{SG} deve corrispondere un aumento di I_D .

Il sistema assumerà quindi la seguente forma:

$$\begin{cases} \frac{3.3 - V_S}{R_S} = I_D \\ I_D = k(V_S - V_G - 0.7)^2 \end{cases}$$

Inserendo la seconda nella prima, si ottiene l'equazione di secondo grado seguente:

$$R_S \cdot k \cdot V_S^2 + (1 - R_S \cdot k \cdot 3.6) \cdot V_S + (R_S \cdot k \cdot 1.8^2 - 3.3) = 0$$

La soluzione fornisce due valori, $V_S=+2.8V$ e $V_S=-1.2V$ di cui solo la prima ha corretto senso fisico ed è quella da accettare. L'altra è matematicamente corretta ma contraria alla fisica del problema e va scartata. Conseguentemente $I_D=1mA$ e $V_u=+1V$. Il valore di transconduttanza è $g_m=2mA/V$.

(b) Ricordando la (5.34), poiché il termine $(1+g_m R_S)=2$, si ottiene una variazione di V_u del 5% a fronte di una variazione del parametro k del 10%.

(c) $G=-1$

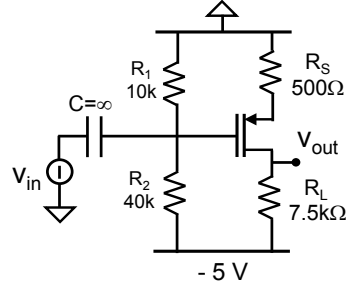
(d) Per segnali positivi in ingresso il MOSFET tende a portare meno corrente. Il limite è quando la corrente totale si annulla, a cui corrisponde $V_S=3.3V$ e $V_G=2.6V$. Quindi $V_{in|max+}=1.5V$.

Per segnali negativi, $v_g+v_g G(1+\varepsilon)=0.8V$. Se $\varepsilon=0$, $v_{in|max-} \cong v_{g|max-}=0.4V$.

(e) $\varepsilon \cong 0.2\%$. Se la inserissi nella dinamica troverei $v_{in|max-} \cong v_{g|max-}=0.39V$.

E 5.19 Con riferimento al circuito accanto, il cui MOSFET ha $|k|=8\text{mA/V}^2$, $|V_T|=0.5\text{V}$ e $V_A=\infty$:

- Calcolare la tensione di polarizzazione nel morsetto di uscita.
- Calcolare il guadagno per piccoli segnali $G=v_{out}/v_{in}$.
- Calcolare la distorsione armonica (HD_2) rilevabile all'uscita v_{out} quando in ingresso viene applicata una sinusoide ampia 20mV alla frequenza di 10kHz , $v_{in}(t)=20\text{mV}\sin(\omega t)$.
- Calcolare il massimo segnale positivo e negativo applicabile all'ingresso del circuito prima che il MOSFET esca dalla zona di funzionamento corretta.
- Se l'uscita fosse presa sul Source del transistor come cambierebbero i risultati di a), b) e c).



(a) Risolvendo il sistema

$$\begin{cases} I = k(V_{SG} - V_T)^2 \\ I = -\frac{V_G + V_{SG}}{R_S} \end{cases}$$

si ottiene $I_D=500\mu\text{A}$, $V_{OD}=0.25\text{V}$, $V_{out}=-1.25\text{V}$ e $g_m=4\text{mA/V}$.

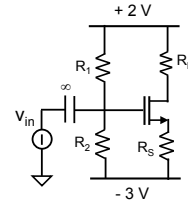
(b) $G=-10$

(c) $HD_2=0.2\%$

(d) $V_{in|_{\max}} = -68\text{mV}$

$V_{in|_{\max}} = 500\text{mV}$

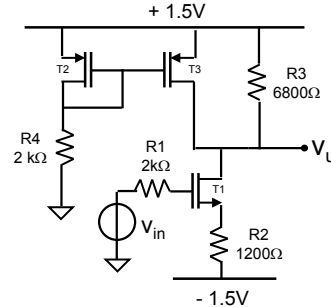
E 5.20 Progettare l'amplificatore accanto che impiega un nMOSFET con $V_T=0.8\text{V}$ e $k=10\text{mA/V}^2$ ($V_A=\infty$), affinché il guadagno su piccolo segnale sia $G=-5$ ed il "fattore di qualità" ($1+g_m R_S$) sia uguale a 6. Calcolare in questa situazione la dinamica dl segnale di ingresso .



E 5.21 Mantenendo invariata l'alimentazione del circuito (+2V e -3V) ed il "fattore di qualità" ($1+g_m R_S$)=6, quale può essere il guadagno massimo ottenibile dal circuito dell'esercizio precedente nel caso in cui il segnale di ingresso sia al massimo di $\pm 20\text{mV}$.

E 5.22 Considerare il circuito della figura accanto, in cui i MOSFET abbiano tutti $V_T=0.4V$, $k=2mA/V^2$ e $V_A=\infty$.

- Calcolare la tensione stazionaria dell'uscita in assenza di segnale.
- Calcolare il guadagno a bassa frequenza del circuito.
- Calcolare la massima variazione positiva che il segnale V_{in} può assumere.
- Calcolare la massima variazione negativa che il segnale V_{in} può assumere.
- Calcolare la distorsione del circuito quando in ingresso viene applicato un segnale sinusoidale ampio 100mV.



(a) Il ramo di riferimento dello specchio fornisce $V_{SG}=0.81V$ e $I_D=343\mu A$. Anche in T3 scorre la stessa corrente ($1/g_{m3}=600\Omega$). Il sistema di secondo grado su T1 fornisce $V_{GS}=0.9V$ e $I_D=500\mu A$ ($1/g_{m1}=500\Omega$), da cui $V_u=0.43V$. Tutti i transistori stanno funzionando nella corretta zona di saturazione.

(b) $G=-4$

(c) Quando V_{in} sale, V_u scende. Bisogna impedire che scenda più in basso di una soglia rispetto a V_G di T1 (T3 invece non porrà alcun problema):

$$v_{in} + G \cdot v_{in} = 0.83V \text{ da cui si ottiene } v_{in|_{max}} = 166mV.$$

Se volessi essere più preciso potrei tenere conto della maggiore corrente effettivamente circolante dovuta al termine quadratico, con cui correggere il conto precedente: con 166mV, si avrebbe

$$\varepsilon = \frac{0.166 \cdot \frac{500}{1700}}{2 \cdot 0.5} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1200}{500}} = 0.013 \cdot \quad \text{Siamo pronti per ricalcolare}$$

$v_{in} + G(1+\varepsilon) \cdot v_{in} = 0.83V$ ed ottenere $v_{in|_{max}} = 164mV$. Dato il bassissimo contributo della distorsione (termine di secondo grado), il risultato non cambia.

(d) Quando V_{in} scende, V_u sale. La presenza di T3 impone che V_u non salga oltre $0.69+0.4=1.1V$. Poiché V_u parte da $0.43V$, $\Delta V_u = 0.67V$. Con il guadagno lineare di $G=-4$, la corrispondente $v_{in|_{min}} = 167mV$. Accidentalmente uguale e contrario al valore positivo! Sappiamo già che il termine quadratico pesa pochissimo, aggiungendosi a dare circa $v_{in|_{min}} = 169mV$.

(e) E' immediato verificare che con $v_{in}=100mV$ si ottiene $HD2=0.4\%$.

5.6.5 Effetto della tensione di Early sulle prestazioni del circuito

Polarizzazione : Come visto nel Cap.4, la polarizzazione del circuito con R_S di degenerazione utilizzando un transistor reale avente una definita tensione di Early, V_A , viene poco modificata rispetto al caso con $r_0 = \infty$. La corrente nel MOSFET è infatti fissata dalla tensione ai capi di R_S e questa è identica alla corrente in R_L . La presenza di r_0 lungo il percorso non modifica questo bilancio se non modificando solo di poco la V_{GS} . Nella maggior parte dei casi non è necessario neanche rifare il bilancio di corrente ai due nodi di Source e di Drain.

Guadagno lineare : In maniera analoga ci aspettiamo che anche il guadagno del circuito non vari significativamente. Con riferimento alla Fig.5.25, i bilanci delle correnti di segnale ai due nodi di Source e di Drain del circuito permettono di impostare il seguente sistema:

$$\begin{cases} (v_g - v_s) \cdot g_m + \frac{(v_u - v_s)}{r_0} = i_d \\ \frac{v_s}{R_S} = i_d \\ -\frac{v_u}{R_L} = i_d \end{cases}$$

da cui ricavare l'espressione del guadagno di tensione dell'amplificatore:

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = - \frac{g_m \cdot R_L}{\left(1 + g_m \cdot R_S + \frac{(R_L + R_S)}{r_0} \right)} \quad (5.40)$$

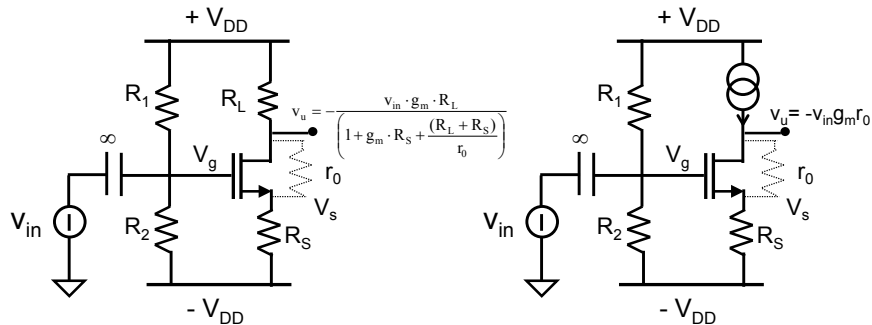


Fig. 5.25 Stadi amplificatori a MOSFET con resistenza sul Source e r_0 finita: caso di R_L finita e di R_L infinita.

Il risultato mostra come in un amplificatore che abbia guadagno maggiore di 1 ($R_L > R_S$):

- i) fintanto che $R_L < r_0$, il guadagno dell'amplificatore rimanga sostanzialmente invariato rispetto al caso di transistor ideale con $V_A = \infty$;
- ii) nel caso di $R_L \gg r_0$, il guadagno raggiunge il valore limite pari a $G_{\max} = -g_m r_0$. Questo è il caso ad esempio di quando il carico R_L è realizzato con un generatore di corrente. Questo risultato limite si giustifica considerando che, come non ci può essere variazione di corrente nel generatore di corrente così non può essercene in R_S e quindi $v_S \cong 0$ e tutta la corrente del transistor ricircola in r_0 .

Allo stesso risultato si sarebbe giunti utilizzando il circuito equivalente per piccoli segnali, come mostrato nella Fig.5.26

Resistenza di ingresso e di uscita : La resistenza di degenerazione sul Source non cambia la resistenza d'ingresso del circuito: la resistenza vista *guardando* nel Gate rimane infatti infinita e quindi la resistenza d'ingresso dello stadio è unicamente dettata dalla rete di polarizzazione del Gate del MOSFET, nel nostro esempio pari ad $R_1 \parallel R_2$. Queste resistenze determinano la eventuale perdita di segnale per partizione con la resistenza R_g del generatore forzante.

Per quanto riguarda la resistenza di uscita del circuito, nel caso di $r_0 = \infty$, essa non viene alterata dalla presenza della resistenza R_S sul Source rimanendo pari a :

$$R_{out} = R_L$$

Quando $r_0 < \infty$ l'impedenza vista guardando nel Drain non è più infinita ma finita rimanendo comunque molto elevata, come deducibile dal seguente esercizio.

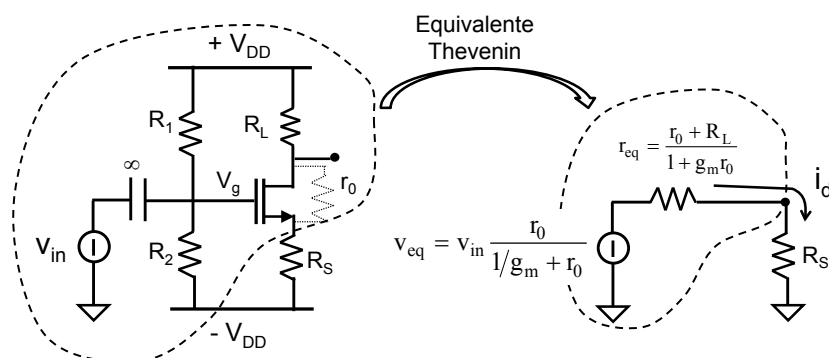
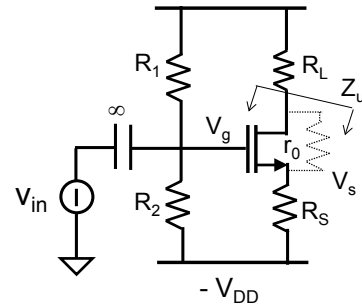


Fig. 5.26 Calcolo del guadagno su piccolo segnale del circuito sfruttando il passaggio al suo circuito equivalente Thevenin.

E 5.23 Dimostrare che in presenza di una resistenza r_o finita, la resistenza vista guardando nel Drain del MOSFET del circuito con resistenza di degenerazione è maggiore della semplice r_o del circuito senza R_S e vale $Z_U = r_o(1 + g_m R_S) + R_S$.



Stadio a Source degenerato con o senza r_o

Polarizzazione	I_D definita solo da V_{GS} e da R_S	I_D cambia di poco
Transconduttanza	g_m definita da I_D	Poiché I_D cambia poco anche g_m cambia poco
Guadagno massimo di tensione (quando R_L diventa un generatore di corrente ideale)	$-\infty$	$-g_m r_o$
Distorsione	$\varepsilon = \frac{V_{in} \frac{1}{g_m}}{2(V_{GS} - V_T) \left(\frac{1}{g_m} + R_S \right)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_S)}$	La distorsione rimane praticamente invariata
Impedenza di uscita	R_L	$R_L \parallel (r_o(1 + g_m R_S) + R_S) \cong R_L$