

3

AMPLIFICATORI A SINGOLO TRANSISTORE *MOSFET*

- 3.1 *Introduzione agli amplificatori a transistor*
- 3.2 *Polarizzazione dei MOSFET ad arricchimento*
- 3.3 *Connessione tra generatori di segnale e circuiti*
 - 3.3.1 Accoppiamento in continua (DC)
 - 3.3.2 Traslatori di tensione per l'accoppiamento in continua
 - 3.3.3 Accoppiamento in alternata (AC)
- 3.4 *Comportamento del MOSFET su segnale*
- 3.5 *Analisi di un amplificatori di tensione a Source comune*
 - 3.5.1 Polarizzazione del circuito
 - 3.5.2 Guadagno di tensione in regime lineare
 - 3.5.3 Errore di linearità
 - 3.5.4 Distorsione armonica
 - 3.5.5 Impedenza di ingresso e di uscita
 - 3.5.6 Dinamica di ingresso e di uscita
- 3.6 *Effetto della tensione di Early finita del MOSFET*
 - 3.6.1 Transconduttanza di un MOSFET reale
 - 3.6.2 Modello per piccoli segnali del MOSFET
 - 3.6.3 Analisi del comportamento dell'amplificatore
- 3.7 *Massimo guadagno in un amplificatore Source a massa*
- 3.8 *Stadi amplificatori con resistenza sul Source*
 - 3.8.1 Stabilizzazione della corrente di polarizzazione
 - 3.8.2 Calcolo dell'amplificazione di tensione
 - 3.8.3 Calcolo della partizione del segnale tra v_{gs} e la resistenza di degenerazione
 - 3.8.4 Effetti migliorativi sulla distorsione armonica
 - 3.8.5 Effetto della tensione di Early sulle prestazioni del circuito

3.1 INTRODUZIONE AGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTORE

Uno dei compiti che è naturale attribuire ad un transistor è quello di amplificare un segnale di tensione. Infatti, ad una variazione della tensione di comando del transistor (tensione tra Gate e Source in un MOSFET oppure tra Base ed Elettore in un BJT) corrisponde una variazione della corrente disponibile ad alta impedenza in uscita al Drain (Collettore), il cui valore è definito dalla sua specifica relazione transcaratteristica. Questo segnale di corrente può essere inviato ad un resistore (carico), ai cui capi si otterrebbe una corrispondente variazione di tensione. Quest'ultima potrebbe essere maggiore di quella applicata all'ingresso, consentendo un 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.3.1, non porterebbe ad alcun risultato interessante: infatti il segnale, che supponiamo essere una sinusoide ampia ad esempio 100mV, non consentirebbe mai 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

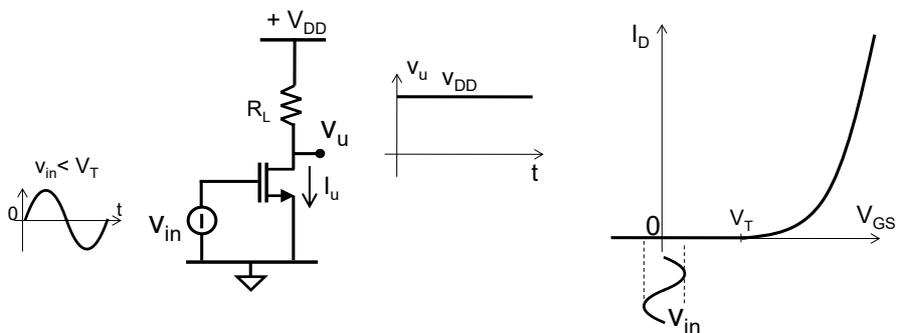
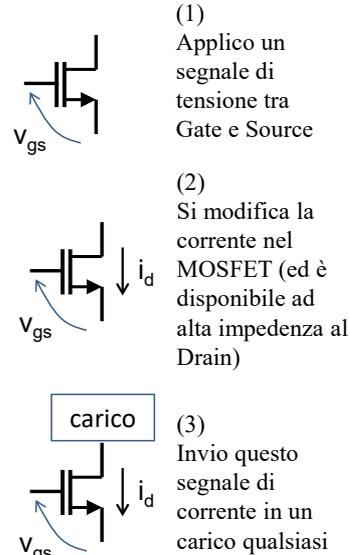


Fig. 3.1 Applicazione di un segnale v_{in} ad un MOSFET **non** polarizzato: la piccola ($v_{in} < V_T$) variazione della tensione di Gate non riesce ad indurre alcuna variazione rilevabile nella corrente di Drain del transistor perché mai V_{gs} supera la soglia.

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 3.1 mostra a destra la curva transcaratteristica del MOSFET e la schematizzazione del segnale sinusoidale applicato tra Gate e Source attorno al valore $V_{GS}=0V$, 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.3.2 mostra questo : il segnale di tensione all'ingresso riesce a produrre una variazione della corrente di Drain sia sulla semionda negativa che su quella positiva. Inviandola nella resistenza di carico R_L per produrre una variazione della tensione ai suoi capi, si ottiene un trasferimento di informazione da v_{in} a v_u , auspicabilmente con un guadagno.

Il valore V_{pol} (che corrisponde ad un predefinito 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**.

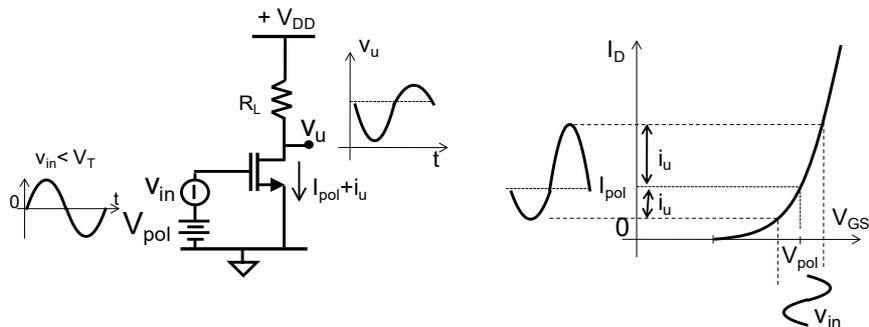
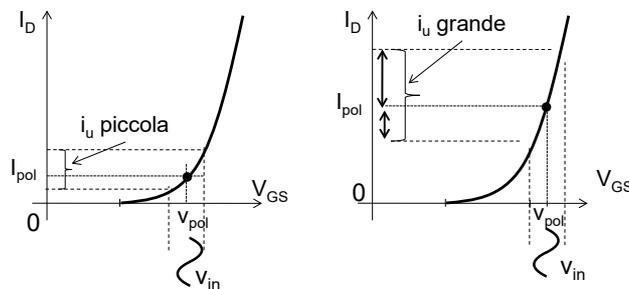


Fig. 3.2 Esempio di applicazione di un segnale v_{in} ad un MOSFET polarizzato da un generatore di tensione costante V_{pol} . La corrispondente variazione della corrente di Drain rende possibile avere un segnale amplificato ai capi del resistore di carico R_L .

Quanto detto 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 maggiore sarà la variazione di corrente prodotta da un 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;
- una maggiore corrente di polarizzazione (da fornire sempre al circuito anche in assenza di segnale) significa un maggior *consumo di potenza* del circuito.

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

Nella figura 3.2 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 la variazione della corrente del transistor non è linearmente legata alla tensione di segnale di ingresso. Infatti guardando la Fig.3.2 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, con l'introduzione di armoniche non presenti nel segnale originario.

Tutti questi aspetti degli amplificatori verranno ora analizzati in dettaglio.

3.2 POLARIZZAZIONE DEI MOSFET AD ARRICCHIMENTO

La polarizzazione di un circuito impiegante un MOSFET passa attraverso la scelta del suo **punto di lavoro**, 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 è realizzato attraverso una scelta opportuna dei collegamenti del transistor con gli altri componenti del circuito. Nel seguito indicheremo i valori di polarizzazione 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}).

In analogia con quanto visto nel capitolo precedente con i generatori di corrente, 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 (canale verso il Drain sempre in pinch-off).

La scelta del punto di lavoro del transistor è importante perché influenza le prestazioni del circuito quando gli verrà applicato il segnale esterno. Nel caso ad esempio di segnali sinusoidali e quindi simmetrici, è buona norma porre la tensione di polarizzazione del Gate e del Drain ad un valore intermedio rispetto alla prevista escursione.

Tecnicamente, la polarizzazione di un MOSFET con il Source a massa può essere fatta utilizzando un partitore al Gate come mostrato nella Fig.3.3. Questa soluzione non assicura, come già sappiamo, stabilità alla polarizzazione del circuito. Infatti il transistor, avendo la tensione tra Gate e Source fissata, fornirà una corrente $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$ 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.2):

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \quad (3.1)$$

La dipendenza della corrente I_D dalle caratteristiche del transistor è ben visibile anche sul grafico della curva transcaratteristica del transistor della Fig. 3.3. Analogamente si ottiene la dipendenza per variazioni della tensione di soglia V_T :

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = -2 \frac{V_T}{V_{GS} - V_T} \cdot \frac{\partial V_T}{V_T} \quad (3.2)$$

Si noti come il problema da affrontare sia lo stesso già visto nei generatori di corrente del Cap.2 !

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.

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.

Infine si ricordi che la corrente assorbita dal Gate del MOS è nulla.

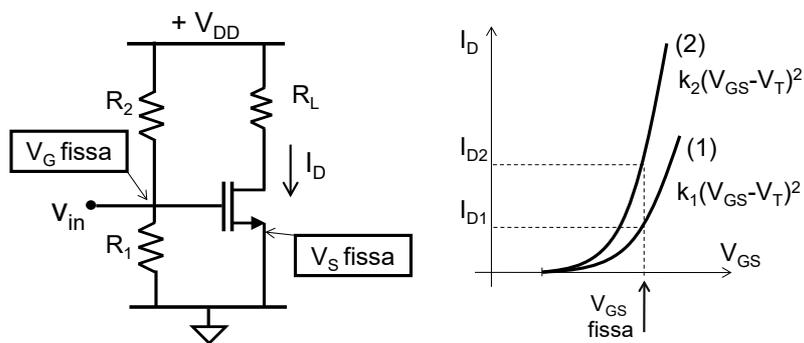
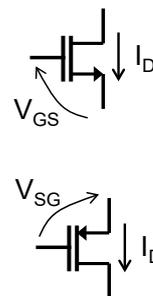
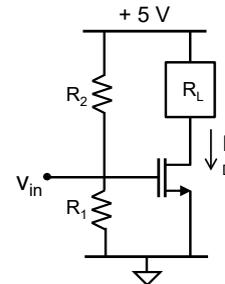


Fig. 3.3 Polarizzazione di uno stadio Source a massa tramite partitore resistivo sul Gate e visualizzazione della variazione della corrente di Drain quando il MOSFET varia le proprie caratteristiche da k_1 a k_2 .

E 3.1

Polarizzare l'amplificatore MOSFET accanto. Dimensionare il partitore in modo che il dispositivo ($k=4mA/V^2$, $V_T=0.8V$ 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 $I_D=1.25mA$, deve essere $V_{GS}=1.36V$. 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:

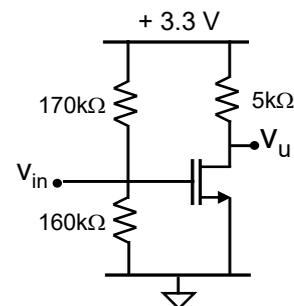
- R_1 e R_2 piccole determinano grandi correnti di polarizzazione (e quindi è sconsigliata nelle applicazioni con alimentazione a batteria);
- viceversa, R_1 e R_2 grandi sono più difficili da realizzare in forma integrata e quindi più costose;
- R_1 e R_2 grandi inoltre produrranno grandi costanti di 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 $I_{R1}=I_{R2}=10\mu A$ da cui $R_1=136k\Omega$, $R_2=364k\Omega$.

Poiché il drain del MOSFET non può scendere sotto i $(V_{GS}-V_T)=0.56V$, $R_L < 3.55k\Omega$. Per avere l'uscita a circa metà dinamica può essere ragionevole scegliere $R_L=1.8k\Omega$.

E 3.2

(a) Calcolare la polarizzazione del seguente circuito impiegante un MOSFET con $k=300\mu A/V^2$, $V_T=0.7V$, prima ipotizzando che $|V_A|=\infty$ poi considerando la situazione più realistica in cui $|V_A|=8V$. 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.



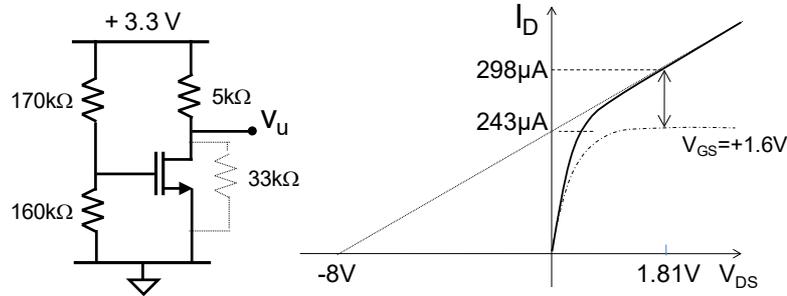
Nel caso di $V_A=\infty$:

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

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

(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") alle diverse correnti del MOSFET. Anche in questo caso si conferma la saturazione.

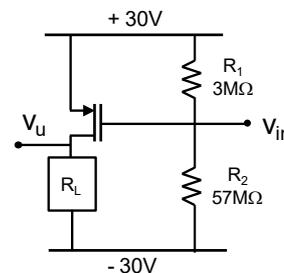
E 3.3

a) Studiare la polarizzazione del seguente circuito, in cui il MOSFET ha $W/L=1000/1$, $\mu_p C'_{ox}=35\mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_A=25\text{V}$, $V_T=0.55\text{V}$ 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) $V_u=-28.2\text{V}$, $I_D=350\text{mA}$. (b) $P=21\text{W}$, 9 ore (c) $R_L=500\Omega$]

3.3 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.

3.3.1 Accoppiamento in continua (DC)

L'adozione dell'**accoppiamento in continua** (detto anche **accoppiamento in DC**) tra il generatore di segnale e l'amplificatore richiede che i due potenziali da collegare siano identici.

Ad esempio un generatore riferito a massa non può essere collegato direttamente al Gate di un MOSFET con il Source a massa (Fig.3.4a) poiché in assenza del segnale il generatore imporrebbe al Gate la sua tensione di riferimento (0V in questo caso) invece di lasciarlo al valore di polarizzazione V_G determinato dalla partizione tra R_1 ed R_2 . Un collegamento diretto potrebbe essere utilizzato solo se la tensione V_G di polarizzazione del MOSFET fosse a 0V, come potrebbe succedere se il Source fosse collegato ad una opportuna alimentazione negativa diversa da massa.

La presenza di una impedenza di uscita R_g nel sensore (Fig.3.4b) a meno di conoscere il valore di R_g prima di progettare l'amplificatore per tenerne conto quando si scelgono i valori di R_1 e R_2 (vedi E 3.4). In pratica l'accoppiamento in continua è realizzabile quando si è **in fase di progetto** di un circuito a più stadi in cascata, in cui l'uscita del primo costituisce il segnale di ingresso del secondo, e se si ha potere di decisione sugli aspetti utili al collegamento, o addirittura quando si riesce ad integrare nello stesso chip anche il sensore.

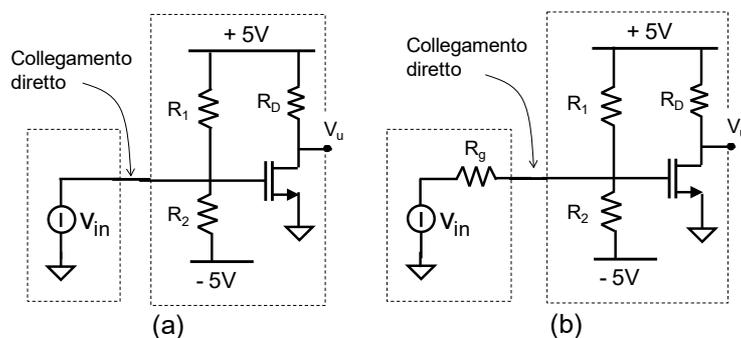


Fig. 3.4 Connessioni dirette errate perché a) il generatore di segnale v_{in} forza il Gate a massa e spegne il MOSFET; b) la tensione di polarizzazione del Gate viene modificata in base al valore di R_g .

3.3.2 Traslatori di tensione per l'accoppiamento in continua

Per compensare la diversità di tensione tra due punti si possono usare “circuiti traslatori di tensione”. Per esempio, nel circuito della Fig.3.5a 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 $R_{12}=R_1||R_2$.

Il generatore di tensione inserito tra A e G realizza un **traslatore di tensione**: esso consente di avere una differenza 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 Shottky con 0.5V per giunzione) 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. In altri casi si sviluppano circuiti dedicati.

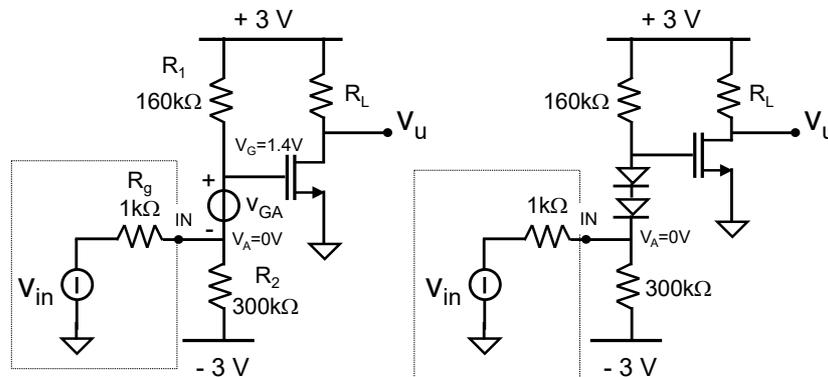
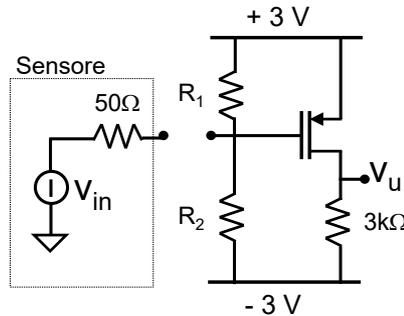


Fig. 3.5 Esempi di accoppiamento in continua (DC) tra generatore di segnale e amplificatore tramite un traslatore di tensione.

E 3.4 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 quindi $V_G=0.8V$. 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 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 .

3.3.3 Accoppiamento in alternata (AC)

Per evitare che il circuito a monte modifichi la polarizzazione del circuito a valle, si può 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.3.6. 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 *polo* ad una frequenza corrispondente al prodotto tra il valore della capacità e la resistenza vista ai suoi capi, $R_{Tot}=R_g+R_1||R_2$ nel caso della Fig.3.6.

Il diagramma di Bode del contributo della capacità di disaccoppiamento è mostrato nella Fig.3.6 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 siano trasmesse allo stadio successivo senza attenuazione.

La difficoltà del collegamento in AC è proprio che, se si vuole un taglio a frequenze 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.

CAPACITA' DI DISACCOPIAMENTO $C=\infty$

Talvolta si indica un valore della capacità di disaccoppiamento pari a $C=\infty$. Si tratta ovviamente di una idealizzazione. Questa notazione vuole indicare che la capacità è tale che qualunque segnale utile viene trasmesso, anche avesse bassissima frequenza. Il condensatore $C=\infty$ infatti non cambia mai la tensione ai suoi capi e quindi trasmette istantaneamente ad un capo una qualunque variazione applicata all'altro capo.

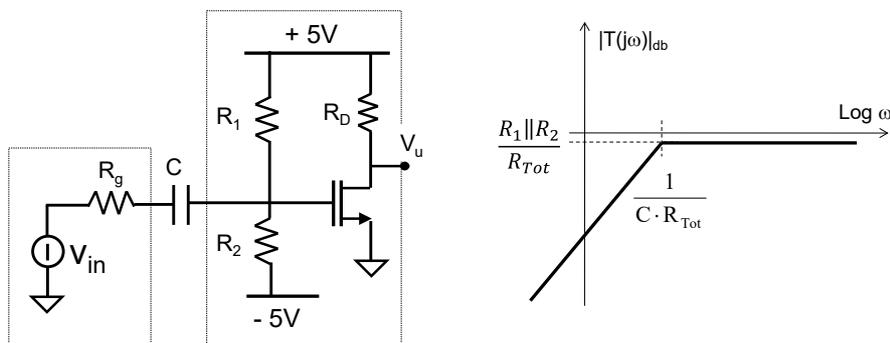
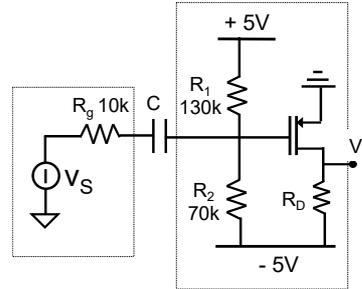


Fig. 3.6 Stadio amplificatore disaccoppiato capacitivamente dal segnale di tensione all'ingresso. La polarizzazione è imposta dalla partizione di R_1 e R_2 ed è indipendente da R_g e dal potenziale di riferimento di v_{in} . A destra diagramma di Bode del trasferimento del segnale da v_{in} a v_{gs} ($R_{Tot}=R_1||R_2+R_g$).

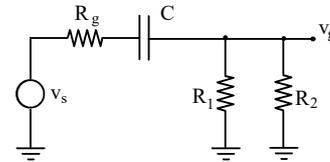
E 3.5 Si consideri il seguente circuito, il cui MOSFET ha $k=200\mu A/V^2$, $V_T=0.5V$, $V_A=\infty$:

- a) 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.
 b) Calcolare l'attenuazione nel trasferimento del segnale da v_s al Gate.



a) La rete equivalente di ingresso del circuito che tiene conto dell'impedenza infinita tra Gate e massa del MOSFET è descritta a destra, la cui funzione di trasferimento v_g/v_s è:

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



a cui corrisponde un diagramma di Bode simile a quello della Fig.3.6. 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 ha costante di tempo $C(R_1/R_2+R_g)$ il cui 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*.

Si noti come il valore trovato definisca un piccolo componente da montare su una scheda circuitale me è un valore impossibile da integrare in un circuito integrato !

b) 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.

3.4 COMPORTAMENTO DEL MOSFET SUL SEGNALE

Analizziamo ora il comportamento del MOSFET (Fig.3.7) 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 (**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 dovuto alla sola polarizzazione

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.3)$$

al nuovo valore

$$I_d = k \cdot (V_{GS} + v_{gs} - V_T)^2 \quad (3.4)$$

Se si sviluppa il quadrato si ottiene:

$$I_d = k(V_{GS} - V_T)^2 + 2 \cdot k \cdot (V_{GS} - V_T) \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (3.5)$$

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 1.

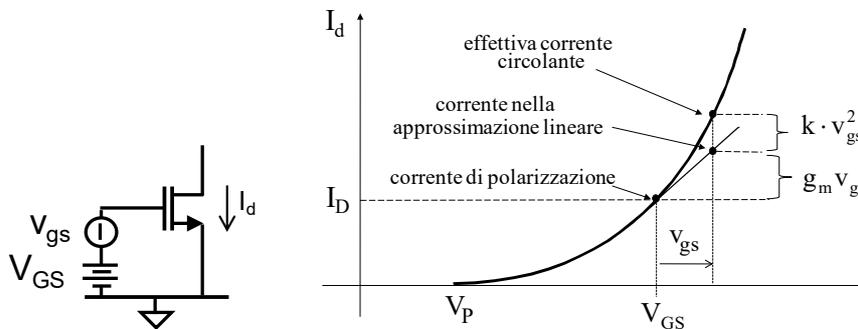


Fig. 3.7 *Curva transcaratteristica di un MOSFET con indicati i termini che concorrono a definire la corrente totale circolante, I_d , quando la tensione di comando del transistor aumenta di v_{gs} .*

In questo modo:

$$I_d = I_D + g_m \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (3.6)$$

La scrittura della (3.4) nella forma della (3.6) suggerisce le seguenti considerazioni:

(a) - Le variazioni i_d della corrente si sommano al valore di polarizzazione I_D preesistente al segnale. Ottimo! 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} :

$$I_d = I_D + i_d \quad \text{dove} \quad i_d = g_m \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (3.7)$$

(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 ($k \cdot v_{gs}^2 \ll g_m \cdot v_{gs}$) cioè fosse verificata la condizione $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T)$, (che chiameremo condizione di **piccolo segnale per il MOSFET**), il termine di secondo grado nella (3.6) potrebbe essere trascurato rispetto al termine lineare.

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

$$\boxed{i_d = g_m \cdot v_{gs}} \quad \text{con} \quad \boxed{g_m = 2 \cdot k \cdot (V_{GS} - V_T)} \quad (3.8)$$

ovvero con un **legame lineare** tra il segnale di tensione applicato (v_{gs}) ed il segnale di corrente prodotto (i_d). 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 !

Nel grafico della transcaratteristica della Fig.3.7 sono indicati i singoli addendi della (3.6). Si noti come la variazione di corrente lineare data dalla (3.8) 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 (3.8) !

(d) - 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

$$\varepsilon = \frac{k v_{gs}^2}{g_m v_{gs}} = \frac{v_{gs}}{2 \cdot (V_{GS} - V_T)} \quad (3.9)$$

L'errore è quindi tanto più piccolo quanto più il segnale v_{gs} è piccolo rispetto a $2 \cdot (V_{GS} - V_T)$. 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 (3.9) ci dà modo di riscrivere la (3.7) nella seguente forma sintetica:

$$\boxed{i_d = g_m v_{gs} (1 + \varepsilon)} \quad (3.10)$$

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

(e) – Ricordando che le considerazioni fatte conseguono dalla (3.3), è necessario che *il dispositivo si mantenga sempre in saturazione* affinché quella espressione valga.

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 transistoro 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 (3.3). La massima escursione del segnale di uscita corrispondente è detta **dinamica di uscita del circuito**.

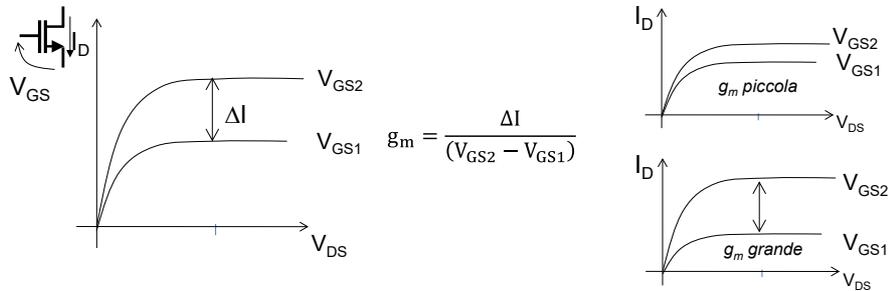
La TRANSCONDUTTANZA di un transistore

L'efficacia del comando di tensione δV_{GS} (v_{gs}) nel variare la corrente erogata dal morsetto di Drain δI_D (i_d) è espressa dalla **transconduttanza**. Quando un transistore ideale opera in saturazione, essa è ricavata derivando la (3.3) indifferentemente come:

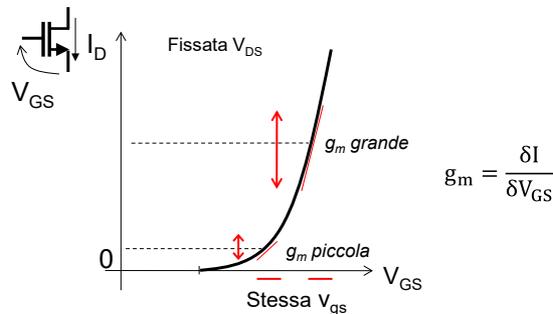
$$g_m = \frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) = 2\sqrt{k}\sqrt{I_D} = \frac{2I_D}{V_{ov}}$$

Essa è sempre un numero positivo sia che si consideri un nMOSFET che un pMOSFET poiché ad un aumento della tensione di comando corrisponde sempre un aumento della corrente che fluisce nel dispositivo.

La transconduttanza di un transistore, proprio perché è la sua abilità a produrre una variazione della corrente al Drain a fronte di un segnale di comando tra Source e Gate, può essere utilmente visualizzata sulle **curve caratteristiche del transistore** :



e sulla **curva transcaratteristica del transistore** :



3.5 ANALISI DI UN AMPLIFICATORE 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.3.8. 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**”.

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 dell’uscita, V_U . Il caso di V_A finito verrà analizzato più avanti.

3.5.1 Polarizzazione del circuito

La polarizzazione del circuito era stata calcolata in E3.2, fornendo una transconduttanza del transistore $g_m=540\mu A/V$. Essa è riassunta nella Fig.3.8.

3.5.2 Guadagno di tensione in regime lineare

Poichè il Source è fisso al potenziale di massa, l’applicazione del segnale al Gate determina direttamente una variazione della tensione di comando, $v_{gs}=v_{in}$ del MOSFET. Notiamo che $v_{gs} \ll 2V_{od}$ ($50mV \ll 1.8V$) 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

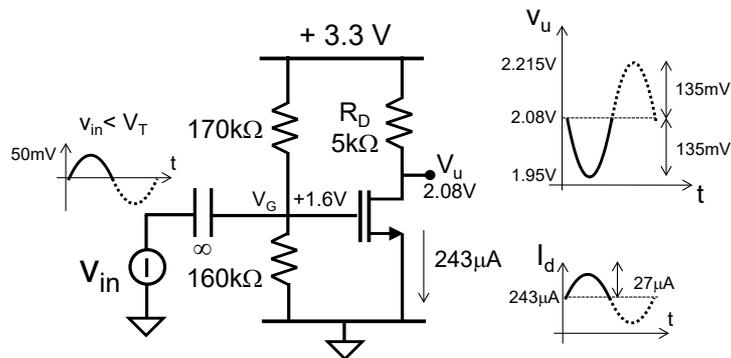


Fig. 3.8 Stadio amplificante a Source comune. Fare riferimento all’esercizio E 3.2 per la polarizzazione ($k=300\mu A/V^2$, $V_T=0.7$, $V_A=\infty$). Il segnale all’uscita è disegnato nell’approssimazione lineare.

aumento della corrente di Drain pari a $i_d = g_m \cdot v_{gs} = 27 \mu A$ equiversa alla corrente stazionaria di polarizzazione I_D . La corrente totale che fluisce nel resistore di carico R_D passa dal valore iniziale di $243 \mu A$ a $270 \mu A$, e quindi la caduta di tensione ai suoi capi aumenta facendo scendere il potenziale V_U da $+2.08V$ a $+1.95V$ corrispondente ad una variazione $v_u = i_d \cdot R_D = -135mV$. Questa diminuzione è rappresentata dalla **sinusoide in controfase** disegnata **all'uscita** nella Fig.3.8. Si verifica anche che 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 del "Gate meno una soglia".

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 tensione ai capi di R_D varia di $135mV$ come 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

$$G = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m \cdot R_D \quad (3.11)$$

costituisce il **guadagno lineare di tensione** del circuito, pari nel nostro esempio a $G = -2.7$: 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 anche 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

$$\frac{\partial G}{G} = \frac{\partial k}{k} = 5\% \quad \text{oppure} \quad \frac{\partial G}{G} = -\frac{\partial V_T}{V_T} \frac{V_T}{(V_{GS} - V_T)} = -3.9\% \quad (3.12)$$

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.

3.5.3 Errore di linearità

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

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + k \cdot v_{gs}^2 \quad (3.7)$$

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 affrontando 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 viene poi lasciato al simulatore sul circuito definitivo.

L'errore che si commette non è simmetrico: infatti il termine quadratico della (3.7) è sempre positivo e quindi si somma o si sottrae al termine lineare. Con l'aiuto della Fig.3.9, 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).

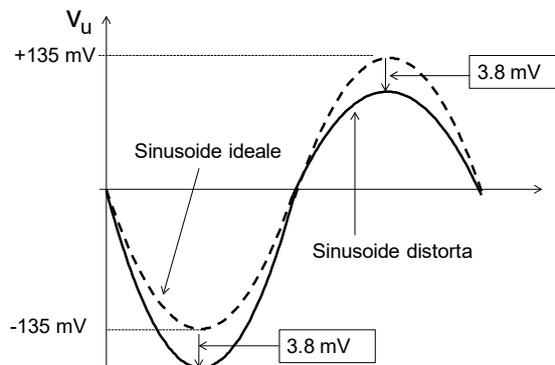


Fig. 3.9 Forma d'onda della tensione all'uscita del circuito della Fig. 3.8. Si noti la distorsione della forma d'onda dovuta al fatto che il termine quadratico è sempre positivo indipendentemente dal segno di v_{gs} .

3.5.4 Distorsione armonica

La forma d'onda della Fig.3.9 non perfettamente sinusoidale ci introduce al calcolo della sua “distorsione”, cioè al calcolo delle onde sinusoidali aggiuntive necessarie per riprodurla. A tal fine applichiamo all'ingresso della (3.7) un segnale sinusoidale ad una frequenza prefissata $\omega=2\pi f$, $v_{in}=v_{gs}=A \sin(\omega t)$. L'equazione (3.7) 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 :

$$i_d = \frac{kA^2}{2} + g_m A \sin(\omega t) - \frac{kA^2}{2} \cos(2\omega t) \quad (3.13)$$

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.3.10, mostra come la tensione di uscita presenti:

- uno spostamento del valore medio pari a $R_D kA^2/2$; 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 $R_D kA^2/2$; nel nostro esempio 1.9mV.

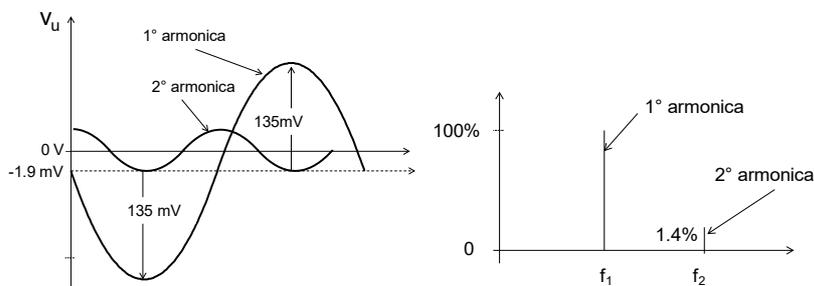


Fig. 3.10 Visualizzazione delle armoniche presenti all'uscita dell'amplificatore della Fig.3.8, tali da produrre il segnale visualizzato nella Fig.3.9.

Si usa quantificare il segnale spurio a 2ω rispetto alla componente a ω indicandone il rapporto come distorsione di 2° armonica (HD₂, 2nd Harmonic Distorsion) :

$$HD_2 = \frac{\frac{kA^2}{g_m A}}{4(V_{GS} - V_T)} = \frac{A}{4(V_{GS} - V_T)} = \frac{\varepsilon}{2} \quad (3.14)$$

Molto spesso il valore di distorsione è fornito in percentuale. Nel nostro caso HD₂=1.4% sta ad indicare che la componente a frequenza doppia del segnale è ampia 1.4% della componente principale 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 tra la tensione di comando v_{gs} e la corrente i_d prodotta in uscita dal transistor. 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.3.11 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.3.11 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, la tensione d’uscita sarebbe lineare ($HD_2=0$), in questo esempio pari a $v_u = -v_{in}$.

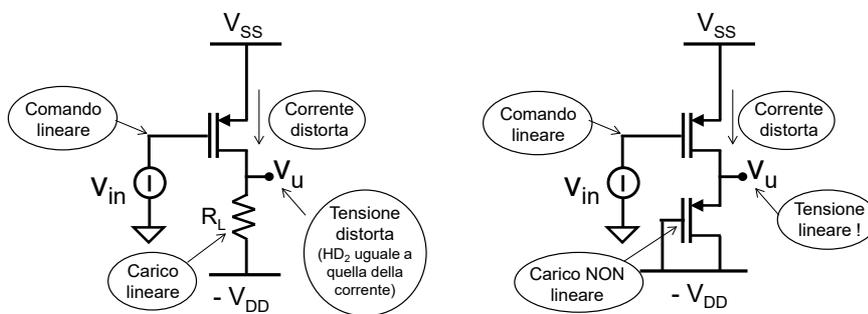


Fig. 3.11 Visualizzazione delle distorsioni in vari punti di dispositivi diversi. Nell’amplificatore a destra la relazione quadratica del MOSFET sopra viene addirittura perfettamente compensata dalla relazione a radice quadrata del MOSFET sotto !

3.5.5 Impedenze di ingresso e di uscita

Il generatore di tensione di segnale v_{in} all'ingresso del circuito della Fig.3.8 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 :

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

Questo conto è importante per assicurarsi che il generatore di segnale possa effettivamente fornire anche la 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 al generatore di tensione coincide con l'**impedenza di ingresso** del circuito (Fig.3.12). 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 (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

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

fornisce la resistenza (o più in generale la "impedenza" quando si considera anche

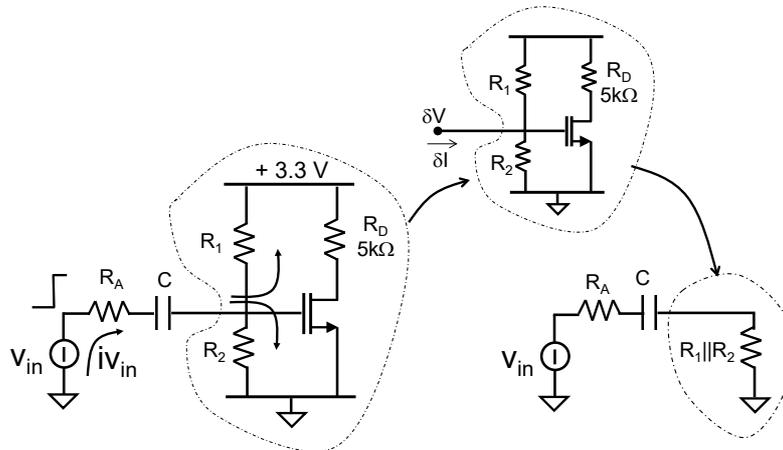


Fig. 3.12 Visualizzazione dell'impedenza di ingresso di un circuito. Essa condensa, in un semplice componente, le caratteristiche elettriche del circuito che interessano allo stadio che lo comanda.

lo sfasamento reciproco di V e I) mostrata da quel punto verso massa. 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.3.12, grazie al fatto che il Gate del MOSFET mostra verso massa una resistenza infinita, la resistenza di ingresso è pari a :

$$r_{in}=R_1||R_2 = 82.4 \text{ k}\Omega$$

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. Quando tale potenza non è effettivamente disponibile, il generatore non riesce a raggiungere il valore di tensione previsto di segnale ma si blocca prima ad un valore v_{in} minore del previsto, imposta dalla massima potenza disponibile.
- ricavare la eventuale partizione del segnale di ingresso dovuta alla presenza di una resistenza di uscita R_A dello stadio precedente (Fig.3.12). Nell'esempio in esame maggiore è la resistenza di ingresso del circuito, maggiore sarà la frazione del segnale di *tensione* v_{in} effettivamente applicata al Gate del transistor.

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.3.8, in cui $r_0=\infty$, essa vale semplicemente $r_U=R_D =5\text{k}\Omega$

3.5.6 Dinamica di ingresso e di uscita

Ci chiediamo ora quale sia la **massima ampiezza del segnale v_{in} applicabile all'ingresso** del circuito oltre cui il circuito smetta di funzionare correttamente perché il transistor esce dalla sua corretta zona di funzionamento. Questa domanda ci introduce all'analisi della dinamica del circuito. Proprio per il fatto che stiamo esplorando grandi variazioni di segnale, dobbiamo accantonare l'approssimazione lineare usata fino ad ora che abbiamo visto valere solo per piccoli segnali.

E' opportuno distinguere ed analizzare separatamente segnali positivi e segnali negativi applicati all'ingresso.

Ponendo attenzione alla **semionda negativa** in ingresso (Fig.3.13) 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 l'interdizione del MOSFET, cioè il suo portare corrente zero. Quando V_u raggiunge l'alimentazione ogni ulteriore modifica dell'ingresso non comporterebbe alcuna ulteriore modifica dell'uscita e quindi la "trasmissione dell'informazione" si interrompe e ci si ferma. Questo verrà raggiunto quando si annulla l'overdrive, cioè quando il Gate raggiunge il valore di una soglia ($V_T=0.7V$) sopra il Source. La corrispondente variazione a diminuire della tensione in ingresso (ricordando la polarizzazione a 1.6V) è quindi di 900mV. La Fig.3.13 riporta questa situazione. Notate nella Fig.3.13 l'elevato errore se si fosse fatta un'analisi lineare : il calcolo lineare di v_g che annulla la corrente totale avrebbe prodotto un valore ($v_g=-450mV$) molto più piccolo del giusto ! Questo perché la semionda negativa va a spegnere il transistor e quindi bisogna percorrere tutta la curva quadratica fino a $I=0$.

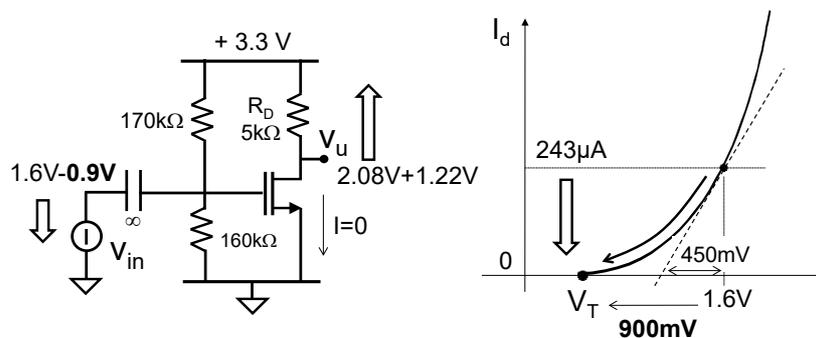


Fig. 3.13 Calcolo della **dinamica negativa** di ingresso del circuito della Fig.3.8 ($V_T=0.7V$). E' necessario percorrere tutta la curva transcaratteristica reale per arrivare alla corrente zero, in quanto scorrendo lungo la curva linearizzata l'errore sarebbe molto elevato.

Ponendo ora attenzione alla **semionda positiva** all'ingresso, immaginiamo di aumentarne l'ampiezza. Corrispondentemente l'uscita V_u scenderà (vedi Fig.3.14). 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.

Si può impostare il sistema che formalizzi questa situazione, con l'equazione che dia il vincolo sulle tensioni e l'equazione di bilancio delle correnti prese quadraticamente :

$$\begin{cases} (1.6 + v_g) - V_T = V_u \\ V_u = 3.3 - k(1.6 + v_g - V_T)^2 \cdot R_D \end{cases} \quad (3.15a)$$

Sostituendo la prima nella seconda e risolvendo l'equazione di secondo grado, si ottiene il risultato cercato, pari a $v_g \leq 285\text{mV}$.

Normalmente però, quando si fanno i conti carta-e-penna, si vuole essere veloci pur a scapito di una accettabile imprecisione. Per questo si noti (Fig.3.14) che la parabola si discosta poco dalla retta tangente quando la percorriamo verso destra e pertanto possiamo pensare di affrontare il calcolo nell'ipotesi lineare pur sapendo di commettere un errore non troppo grande. Il sistema precedente può cioè essere semplificato considerando le variazioni lineari della corrente:

$$\begin{cases} (1.6 + v_g) - V_T = V_u \\ V_u = 3.3 - k(1.6 - V_T)^2 \cdot R_D - g_m R_D v_g \end{cases}$$

Si noti la tensione di polarizzazione di $V_u=2.08\text{V}$ e lo spostamento lineare in giù di quello stesso punto, per cui possiamo scrivere l'equazione come :

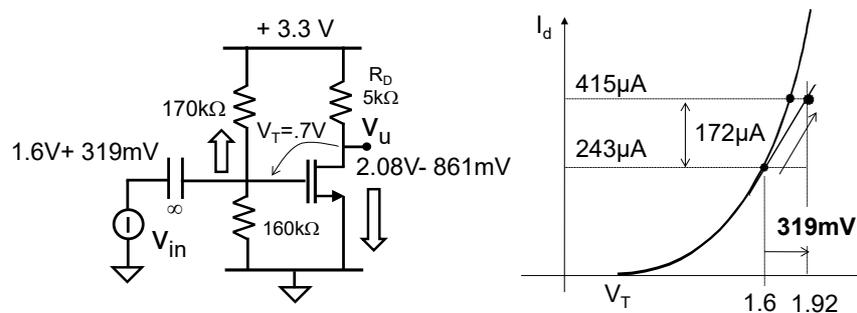


Fig. 3.14 Calcolo della **dinamica positiva** di ingresso del circuito della Fig.3.8. Come evidenziato sulla curva transcaratteristica il calcolo può essere approssimato scorrendo lungo la retta tangente

$$(1.6V + v_g) - V_T = 2.08V - |G| \cdot v_g \quad (3.15b)$$

Da cui si ricava $v_g=319mV$, valore di poco differente dal giusto ma ottenibile più velocemente perché usa tutti termini già perfettamente noti dalla polarizzazione e dal guadagno lineare. Nella pratica ci si accontenta della dinamica lineare data dalla (3.15b) pur sapendo che l'approssimazione lineare, insita nell'aver preso $|G|=g_m R_D$, sovrastima il risultato. E' opportuno sempre verificare il risultato ottenuto: quando il Gate raggiunge il valore $V_g=1.6V+0.319=1.92V$ il Drain effettivamente scende fino al valore $V_d=3.3-(243\mu A+172\mu A)5k\Omega=1.22V$, esattamente una soglia sotto. La Fig.3.14 mostra questa situazione.

Forse ancora più facile da capire e memorizzare è il fatto che, raccogliendo i valori di polarizzazione e di soglia della (3.15b), si può riscrivere la relazione nel seguente modo :

$$v_g + |G| \cdot v_g = 1.18V \quad (3.15c)$$

Essa ci conferma e sottolinea che il massimo spostamento reciproco del Gate (in su), v_g , e del Drain (in giù), $|G|v_g$, uno contro l'altro, non può superare il "budget di tensione" a disposizione, pari a 1.18V (0.48V è la iniziale differenza tra i due punti, Gate e Drain, dovuta alla polarizzazione e 0.7V è la soglia, entrambi usabili).

Se si volessero mantenere i vantaggi dell'equazione (3.15c) ma essere più precisi e tener conto della curva quadratica della risposta del MOSFET (ma senza impostare il sistema (3.15a)) la relazione dovrebbe essere scritta come:

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

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 ormai coincidente con quello preciso ottenuto risolvendo il sistema (3.15a).

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

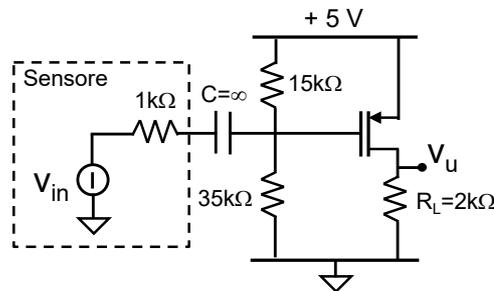
$$-900mV \leq v_{in} \leq +285mV \quad (\text{o approssimativamente } -900mV \leq v_{in} \leq +319mV)$$

a cui corrisponde una **dinamica dell'uscita** pari a :

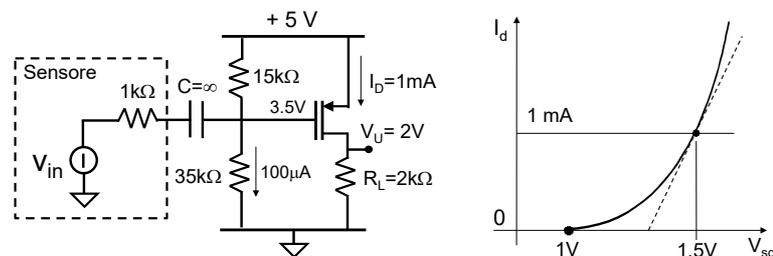
$$1.22V \leq V_u \leq +3.3V$$

E 3.6 Si consideri l'amplificatore della figura seguente connesso ad un sensore (schematizzabile con il suo equivalente Thevenin) tramite una capacità (di valore infinito per semplicità). L'amplificatore impiega un MOSFET realizzato con una tecnologia che fornisce $\mu_p C'_{ox} = 50 \mu A/V^2$, $V_T = -1V$ 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 massima ampiezza di una sinusoide che può essere applicata all'ingresso del circuito;
- Calcolare la distorsione armonica introdotta dall'amplificatore ad un segnale sinusoidale ampio $\pm 100mV$ proveniente dal sensore e disegnare in un grafico le componenti spettrali trovate ed il loro inviluppo.
- Immaginando che una variazione della temperatura operativa del transistor 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 transistor, si trova un valore di $k = 4mA/V^2$. La polarizzazione dell'amplificatore ed il punto di lavoro del transistor 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) $G=7.3$. 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 ($10.5k\Omega$), riduce il guadagno del circuito rispetto al valore $-g_m R_L = -8$.

(c) Si supponga di far variare il potenziale V_G rispetto 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 V_G raggiunge i $4V$ e quindi l'escursione positiva del segnale v_g è di $+0.5V$ ed il MOSFET è interdetto. Tenendo conto della partizione all'ingresso $v_{in|max} = 548mV$.

Per le **escursioni negative** di V_G la corrente nel MOSFET aumenta e bisogna verificare che il Drain non salga sopra il Gate di più di una soglia, 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 possibile di V_{DG} è quindi di $(1.5V + V_T) = 2.5V$.

Poiché per ogni mV di diminuzione del potenziale di Gate, il morsetto di Drain aumenta linearmente il suo potenziale di $8mV$, la tensione V_{DG} varia di $9mV$. Il massimo segnale negativo applicabile al morsetto di Gate è quindi

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

quindi pari $v_g = 278mV$. Pertanto la massima ampiezza di una sinusoide applicabile all'ingresso nell'approssimazione lineare sarebbe $v_{in|max} = 304mV$.

Con un conto più preciso

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

scegliendo come primo tentativo $\epsilon = 0.1$ (10%) troverei $v_g \leq 2.5/9.8 = 255mV$. Itero una seconda volta ottenendo $v_g \leq 2.5/11 = 227mV$. Per cui $v_{in|max} = 249mV$

(d) Poiché $v_{sg} = 91.3mV$, ricordando l'espressione dell'errore di linearità data dalla Eq.(3.9) si ottiene $\epsilon \approx 9.1\%$. Dato il segnale che pilota il MOSFET $v_{sg} = 91.3mV \cdot \sin(\omega t)$, le componenti della corrente di Drain sono:

$$I_{tot} = 1mA + 16.7\mu A - 365\mu A \cdot \sin(\omega \cdot t) - 16.7\mu A \cdot \cos(2\omega \cdot t)$$

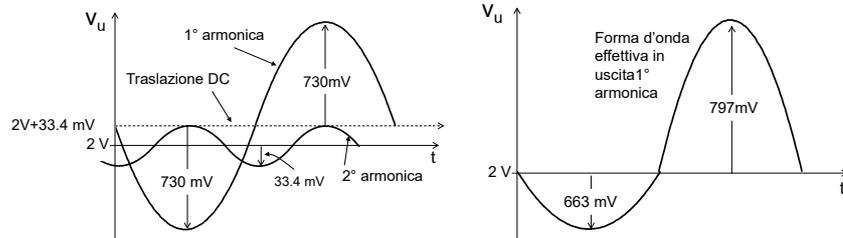
Pertanto il valore della distorsione armonica risulta:

$$HD_2 = \frac{16.7\mu A}{365\mu A} = 4.6\%$$

Il risultato della tensione di uscita è

$$V_u = 2V + 33.4mV - 730mV \cdot \sin(\omega \cdot t) - 33.4mV \cdot \cos(2\omega \cdot t)$$

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.3.10 :



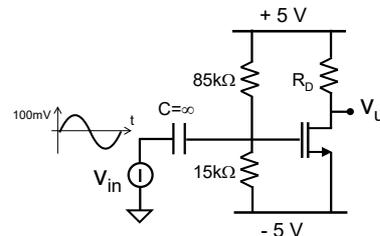
Si noti che la distorsione porta la curva in uscita ad essere mediamente più in alto (da cui l'offset di 33.4mV positivi), il termine di seconda armonica deve compensare all'origine degli assi questo offset di 33.4mV (da cui il segno meno) e che il termine di prima armonica è ovviamente in controfase 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.

(e) 5%.

E 3.7

Si faccia riferimento all'amplificatore accanto il cui segnale di ingresso sia al massimo ampiezza $V_{in}=100mV$ ed il cui MOSFET abbia $k=3mA/V^2$, $V_T=-0.5V$ e $V_A=\infty$.

- Progettare il valore di R_D in modo che il guadagno sia massimo.
- Calcolare la corrispondente distorsione di 2° 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 :

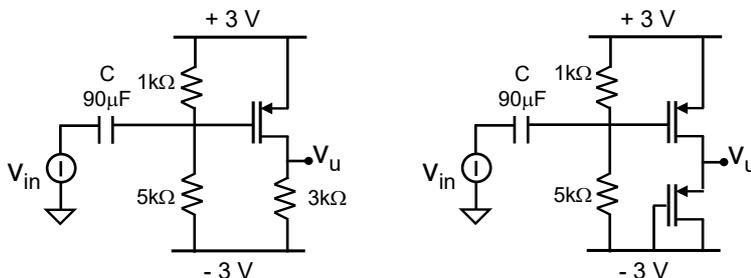
$$V_g - V_T = (-3.5 + 100mV) - 0.5V = (5 - I_D R_D + G \cdot v_{in}) = V_d$$

Ricordando che $G=-g_m R_D$, 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.

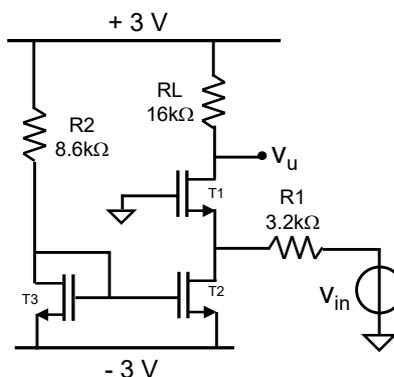
b) La distorsione è pari a $HD_2=2.5\%$.

- E 3.8** 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 $k=4\text{mA/V}^2$, $V_T=-0.5\text{V}$ e $V_A=\infty$.
- a) Calcolare per entrambi il valore di HD_2 all'uscita quando il segnale di ingresso è ampio $V_{in}=100\text{mV}$.
- b) Commentare le differenze tra i due casi.



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 ampia 100mV (pari ampiezza dell'ingresso) ma sfasata di 180° .

- E 3.9** Si voglia analizzare l'amplificatore della figura accanto, in cui i MOSFET abbiano $V_T=0.7\text{V}$, $k=\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} W/L=500\mu\text{A/V}^2$ e $V_A=\infty$.
- a) Calcolare la polarizzazione del circuito.
- b) Calcolare il guadagno per piccolo segnale a bassa frequenza, $G=v_u/v_{in}$, del circuito
- c) Calcolare la massima ampiezza di un segnale positivo applicabile al circuito.
- d) Calcolare la massima ampiezza di un segnale negativo.



Il MOSFET non necessariamente deve essere pilotato muovendone il suo Gate. In questo caso andiamo a muoverne il Source. L'importante è modificare la tensione Gate-Source !

- (a) Lo specchio porta $500\mu\text{A}$. Il transistor T1 porta $125\mu\text{A}$ ed in R1 scorrono $375\mu\text{A}$. $g_m|T1=500\mu\text{A/V}$ ($1/g_m=2\text{k}\Omega$), $V_S=-1.2\text{V}$. $V_u=+1\text{V}$.

- (b) L'impedenza che mostra il Source del MOSFET e' pari a $1/g_m$. Pertanto il guadagno assume la seguente espressione :

$$G = \frac{RL}{R1 + \frac{1}{g_m}} = 3.1$$

- c) Il massimo segnale positivo applicabile è +0.9V. Riflettete infatti sul fatto che state spegnendo T1 e che tutta la corrente dello specchio deve scorrere in R1.
- d) Nell'approssimazione lineare il massimo segnale negativo è -0.55V, in corrispondenza del quale l'uscita raggiunge $V_u = -0.7V$.

3.6 EFFETTO DELLA TENSIONE DI EARLY FINITA DEL MOSFET

Vediamo come cambia il comportamento di un amplificatore quando il transistor che lo compone è reale con tensione di Early finita.

3.6.1 Transconduttanza di un MOSFET reale

Innanzitutto vediamo di riflettere sul significato di transconduttanza quando le curve caratteristiche non sono orizzontali nella zona di saturazione ma pendenti come nella Fig.3.15. In questo caso, come sappiamo dal Cap.1, la relazione transcaratteristica del MOSFET non è più data dalla (3.3) ma è con discreta precisione approssimata dalla seguente espressione:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \quad (3.16)$$

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}):

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = g_m = 2 \cdot k \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \cdot (V_{GS} - V_T) \quad (3.17)$$

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.3.15 visualizza questa situazione dove la transconduttanza è rappresentata dall'entità del salto da una curva caratteristica alla successiva. Essa è maggiore in un MOSFET reale, a pari V_{DS} , per il fatto che le pendenze aumentano la distanza tra le curve rispetto al caso ideale.

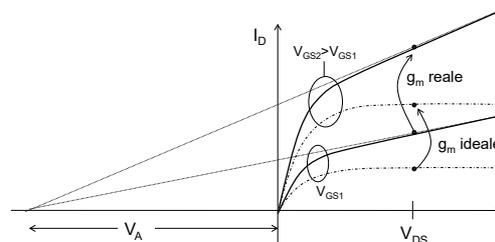


Fig. 3.15 Confronto delle curve caratteristiche reali con quelle ideali. Si noti come la transconduttanza (distanza tra le curve caratteristiche) reale sia maggiore di quella ideale. Si noti anche come essa aumenti all'aumentare di V_{DS} .

E' comodo introdurre il termine $k' = k \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right)$ (3.18)

in modo che le formule della transconduttanza rimangano formalmente uguali a quelle del MOSFET ideale pur di sostituire k con k':

$$g_m = 2k'(V_{GS} - V_T) \quad \text{o} \quad g_m = 2\sqrt{k'}\sqrt{I_D} \quad \text{o} \quad g_m = 2\frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)} \quad (3.19)$$

La (3.7) diventa quindi

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + k' \cdot v_{gs}^2 \quad (3.20)$$

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

3.6.2 Modello per piccolo segnale del MOSFET

E' possibile definire un modello circuitale equivalente per il MOSFET in saturazione in cui compaiano le sole variazioni delle grandezze elettriche rispetto ai loro valori di polarizzazione. Nel caso di segnali v_{gs} piccoli rispetto a $2V_{ov}$, questo circuito equivalente è lineare, comunemente indicato come *modello per piccoli segnali del MOSFET* ed è riportato nella Fig.3.16. Esso esalta la visione del transistoro nella zona di saturazione come generatore di corrente di segnale comandato dalla tensione v_{gs} . Il modello ha un'impedenza infinita tra Gate e Source poiché tra questi due morsetti c'è un isolante e ha la resistenza r_0 tra Drain e Source per tener conto della tensione di Early. Convincetevi che il modello così come riportato nella figura sia corretto sia per *n*MOSFET che per *p*MOSFET.

A cosa serve ? I modelli equivalenti sono interessanti nella realizzazione di programmi di calcolo per la soluzione automatica dei circuiti. Per valutare le variazioni delle grandezze elettriche di un circuito attorno ad una condizione di polarizzazione, si può infatti associare al circuito una rete ottenuta disattivando i generatori stazionari e sostituendo ai transistori i loro circuiti equivalenti per il piccolo segnale, così da ricondurre l'analisi di circuiti in cui compaiono transistori alla analisi di reti con solo elementi passivi lineari e generatori comandati.

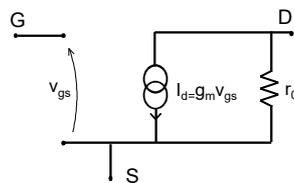


Fig. 3.16 Modello per piccoli segnali del MOSFET.

3.6.3 Analisi del comportamento dell'amplificatore

Polarizzazione - Come visto nell'esercizio E3.2, l'uso di un transistoro reale avente una tensione di Early finita, in questo caso $|V_A|=8V$, ha innanzitutto l'effetto di **modificare la corrente di polarizzazione** portata dal transistoro (aumentandola). Il modo più semplice per calcolarla è quello di impostare il bilancio di correnti al nodo di Drain (Fig.3.17):

$$\begin{cases} I_{RD} = k(V_{GS} - V_T)^2 + \frac{V_{DS}}{r_o} \\ \frac{V_{alim} - V_{DS}}{R_D} = I_D \end{cases} \quad (3.21)$$

dove

$$r_o = \frac{V_A}{k(V_{GS} - V_T)^2} = 33k\Omega$$

è nota perché è fissata V_{GS} . Si noti come I_{RD} sia di fatto la totale corrente prodotta dal transistoro, $I_{RD}=I_D$. Nel nostro esempio si ottiene $I_{RD}=298\mu A$ e $V_{DS}=1.81V$.

Transconduttanza - Come visto nel §3.6.1, guardando le curve caratteristiche della Fig.3.17 si vede che **la transconduttanza del MOSFET aumenta** alla presenza di una r_o finita perché aumenta il salto da una curva alla successiva ed è quantificato dalle espressioni (3.19).

Da esse si evince come un aumento della corrente portata dal transistoro comporti un aumento della g_m rispetto al caso di transistoro ideale. Si ottiene $g_m=662\mu A/V$.

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 al nodo di uscita c'è anche r_o verso massa. Con l'aiuto della Fig.3.18 è possibile impostare il bilancio di correnti di segnale al

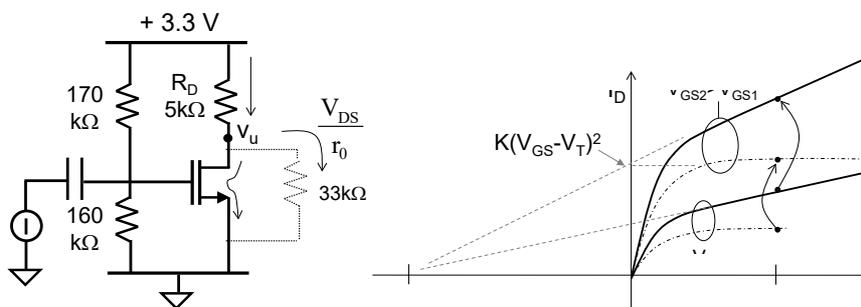


Fig. 3.17 Visualizzazione della polarizzazione e della transconduttanza del circuito della Fig.3.8 nel caso di $|V_A|=8V$.

nodo di Drain (con l'ipotesi semplificativa che r_0 rimanga costante al variare di V_{gs} , ragionevolmente verificata quando v_{gs} è un piccolo segnale):

$$\begin{cases} i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_u}{r_0} \\ v_u = -i_d \cdot R_D \end{cases} \quad (3.23)$$

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 (3.17)) ed il termine v_u/r_0 è il contributo aggiuntivo dovuto alla variazione di $V_{ds}=|v_u|$. Il sistema risolto ci fornisce il **guadagno effettivo del circuito** :

$$G = \frac{v_u}{v_{gs}} = -g_m \cdot (R_D \parallel r_0) \quad (3.24)$$

dato dal *prodotto della transconduttanza g_m reale (3.17) del transistor con il carico effettivamente visto al morsetto di uscita, pari al parallelo tra R_D ed r_0* .

La Fig 3.18 mostra in forma grafica il movimento della tensione di uscita a fronte di un segnale v_{gs} positivo. Nel nostro esempio $G=-2.87$ (da confrontarsi con $G=-2.7$ nel caso di $r_0=\infty$).

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.3.19) : r_0 , che è inversamente proporzionale alla pendenza della curva caratteristica, 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

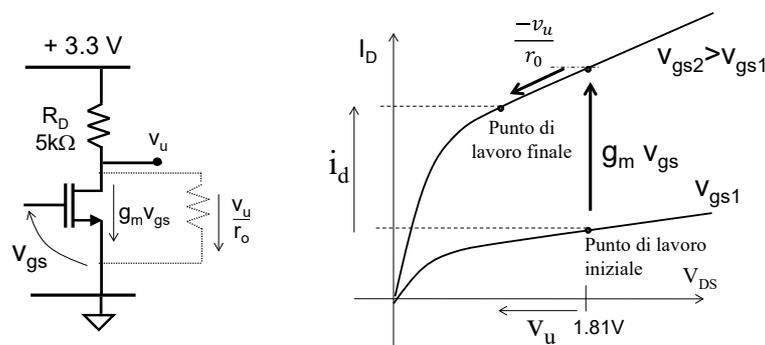


Fig. 3.18 Visualizzazione del guadagno di tensione del circuito della Fig.3.17 nel caso di transistor reale con $|V_A|=8V$.

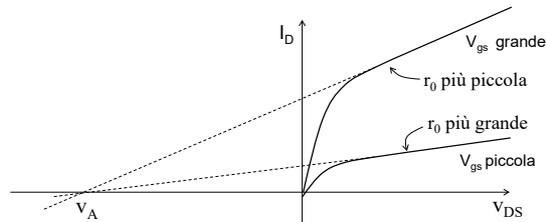


Fig. 3.19 Visualizzazione della variazione di r_0 al variare della V_{gs}

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 - La resistenza di uscita, Z_u , del circuito (Fig.3.17) è data dal parallelo di R_D con r_0 :

$$Z_u = R_D || r_0 \quad (3.25)$$

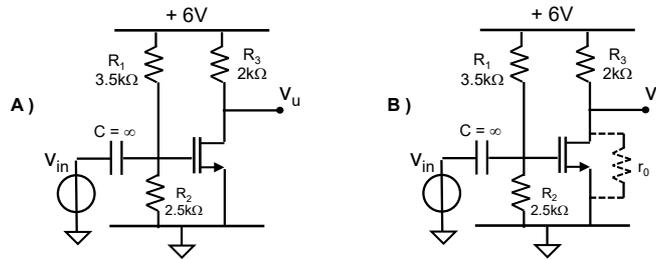
Essa è quindi un po' più piccola del caso ideale ($r_0 = \infty$) ma rimane in generale elevata.

Nei collegamenti tra stadi bisogna fare attenzione che l'impedenza di ingresso Z_{in} dello stadio successivo sia sufficientemente elevata per non ridurre significativamente il trasferimento di segnale a causa della partizione resistiva tra Z_u e Z_{in} . Vedremo che ciò viene generalmente risolto interponendo un buffer di tensione tra l'amplificatore ed il carico.

E 3.12 Riprendere l'esercizio E3.6 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 : $k=1/2\mu C_{ox}W/L=1\text{mA/V}^2$, $V_T=1.5\text{V}$, ($V_A=-4\text{V}$). Rispondere alle seguenti domande con una crocetta ed una brevissima giustificazione



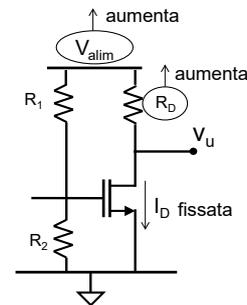
Quale dei due transistori ha la transconduttanza maggiore e perché ? Calcolarne i valori.	$g_{mA} =$ $g_{mB} =$
Quale dei due circuiti ha maggiore guadagno e perché? Calcolarne i valori.	$G_A =$ $G_B =$
Quale dei due circuiti dissipa più potenza statica ?	<input type="checkbox"/> A <input type="checkbox"/> B
Quale dei due circuiti ha distorsione maggiore ? Perché ?	<input type="checkbox"/> A <input type="checkbox"/> B
Quale dei due circuiti ha dinamica di ingresso maggiore ?	<input type="checkbox"/> A <input type="checkbox"/> 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.
 - Il circuito B)
 - 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).
 - La dinamica negativa è identica. Quella positiva è maggiore in A perché ha meno guadagno.

3.7 MASSIMO GUADAGNO IN UN AMPLIFICATORE SOURCE A MASSA

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

Aumentare l'alimentazione. Partendo dallo schema della Fig.3.8, 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 statica dissipata dal circuito.



Aumentare R_D diminuendo I_D oppure diminuire R_D aumentando I_D ?

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

$$G = -g_m R_D = -2 \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)} R_D \quad \text{da cui} \quad G \cong -2 \frac{V_{a\text{lim}} - V_{DS}}{V_{OD}} \quad (3.26)$$

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

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

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

Non lasciamoci però attrarre dalla conclusione che per aumentare il guadagno sia meglio polarizzare con pochissima corrente ed alta R_D arrivando al limite di corrente infinitesima e R_D elevatissima. Se così facessimo avremmo due svantaggi : 1) ridurre la dinamica di ingresso (subito spegnerei il transistor) e 2) aumentare a dismisura la distorsione del circuito ($HD_2=v_{gs}/4V_{OD}$) !

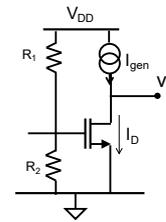
L'ampiezza del segnale da applicare al circuito e la distorsione accettabile alla sua uscita sono in effetti gli elementi che guidano in pratica la progettazione di un amplificatore e che vincolano nell'ottenimento di guadagni elevati, come messo in luce nei prossimi esercizi.

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 rispetto a (3.26).

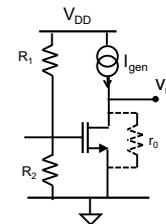
Aumentare R_D senza diminuire I_D (carico attivo). Se si sostituisce R_D con un generatore di corrente si riuscirebbe a mantenere la stessa polarizzazione (e quindi la stessa g_m) ed avere un carico con una impedenza su segnale grandissima (al limite infinita in un generatore di corrente ideale) e quindi avere un guadagno enorme, addirittura infinito nel caso di MOSFET e generatore ideali.



Nel caso di V_A finita il guadagno invece non aumenterebbe oltre un valore fissato da r_0 del transistor :

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

(3.27)

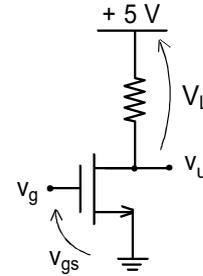


per cui il limite è dato dal valore di V_A stesso. Se il generatore di corrente fosse reale, il guadagno non potrebbe che essere minore. Se il generatore fosse fatto con lo stesso transistor dell'amplificatore ed attraversato dalla stessa corrente, il guadagno sarebbe dimezzato rispetto alla (3.27).

Ma ...cosa succederebbe se I_D fosse diversa da I_{gen} ?

E 3.10 Si consideri un MOSFET a canale n, con tensione di soglia $V_T=1V$, $k=5mA/V^2$ e $V_A=\infty$. Avendo a disposizione la sola alimentazione di +5V, si dimensiona 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 (3.9), da cui si ricava che il MOSFET deve essere polarizzato con $V_{GS}-V_T \geq 0.5V$ e quindi $V_G \geq 1.5V$. Pertanto è ora fissata la polarizzazione del MOSFET : $I_D=1.25mA$, $g_m=5mA/V$ ($1/g_m=200\Omega$). La scelta $V_{GS}=1.5V$ inoltre 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 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

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

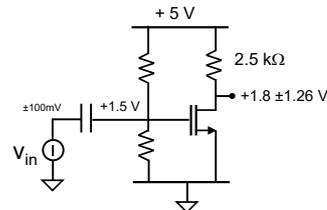
Sostituendo i valori si ottiene $G=-12.6$. Ne corrisponde un valore di resistenza di carico di $R_L=2.5k\Omega$. La condizione di massimo guadagno ci ha portati quindi a polarizzare il Drain non a metà dinamica ma il più in basso possibile in modo da avere R_L massimo.

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.

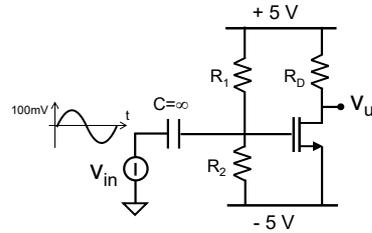
(b) - Posto $G=5$, si risolve la penultima espressione rispetto a $(V_{GS}-V_T)$ e si ottiene $V_{GS} \leq 2.25V$. Ne consegue che $I_D=7.8mA$, $R_L=400\Omega$ e $V_u=1.88V$.



E 3.11 Riprendere il circuito dell'esercizio 3.8. 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 transistor: $I_D=30\mu A$, $g_m=600\mu A/V$, $V_{od}=100mV$, $\epsilon=50\%$ 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 :

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

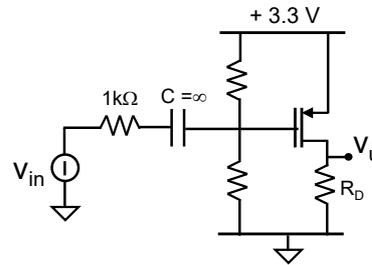
Ricordando che $G=-g_m R_D$, si ottiene $R_D=109k\Omega$ e $G=-65$. La polarizzazione dell'uscita è $V_u=1.74V$. Per controllo notiamo che $v_{in}=+100mV$ determina una escursione negativa lineare dell'uscita di $6.5V$, correttamente alloggiata. Quando $v_{in}=-100mV$ bisogna riflettere sul fatto che 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 ($\epsilon=50\%$!) si sarebbe potuto tenerne conto fin dall'inizio sostituendo a G il più corretto valore $G(1+\epsilon)$:

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

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 $7.3V$ ($G(1+\epsilon)=73.5$), correttamente alloggiata. Quando $v_{in}=-100mV$ si spegnere 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 $\epsilon=50\%$ ed occupa tutta la dinamica a disposizione dell'uscita.

E 3.12 Progettare un amplificatore partendo dallo schema a lato usando un transistor con $V_T=0.7V$, $k=300\mu A/V^2$, $V_A=\infty$. Scegliere le 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 $HD_2=1\% \rightarrow \epsilon=2\% \rightarrow (V_{SG}-V_T)=1.25V \rightarrow V_G=1.35V \rightarrow I_D=469\mu A$
 $\rightarrow g_m=750\mu A/V$. Ora devo scegliere la massima R_D tale da mantenere sempre (anche quando ho il segnale) in saturazione il MOSFET. Provo con $R_D=3.8k\Omega$
 $\rightarrow V_D=1.78V \rightarrow G=-g_m R_D(1+\epsilon)=-2.90$. Quando applico 50mV all'ingresso, l'uscita sale di 145mV ed il MOSFET rimane ancora in saturazione, per soli 8mV (!) 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_U
Transconduttanza	g_m definita solo da V_{GS}	g_m è maggiore e dipende anche da V_U
Guadagno massimo di tensione (quando R_L diventa un generatore di corrente ideale)	$-\infty$	$-g_m r_0$
Distorsione	$HD_2 = \frac{v_{gs}}{4V_{od}}$	$HD_2 < \frac{v_{gs}}{4V_{od}}$
Impedenza di uscita	R_L	$R_L r_0$

3.8 STADI AMPLIFICATORI CON RESISTENZA AL SOURCE

Uno degli svantaggi degli amplificatori con il Source comune è che il guadagno $G = -g_m \cdot R_L$ dipende, attraverso g_m , da k , da V_T e da V_A del transistor, variabili da dispositivo a dispositivo, 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 (ed anche variabili con la temperatura), vediamo come sfruttare la soluzione vista nel Cap.2 di aggiungere una resistenza R_S tra il terminale di Source ed un punto a potenziale fisso per rendere la corrente fornita meno dipendente dai parametri del transistor.

3.8.1 Stabilizzazione della corrente di polarizzazione

L'aggiunta di una resistenza collegata tra il Source e l'alimentazione, come nella Fig.3.20, porta a valori di polarizzazione molto più stabili. Per verificarlo analiticamente, risolviamo il sistema di bilancio delle correnti al nodo di Source:

$$\begin{cases} I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \\ \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = I_D \end{cases} \quad (3.28)$$

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

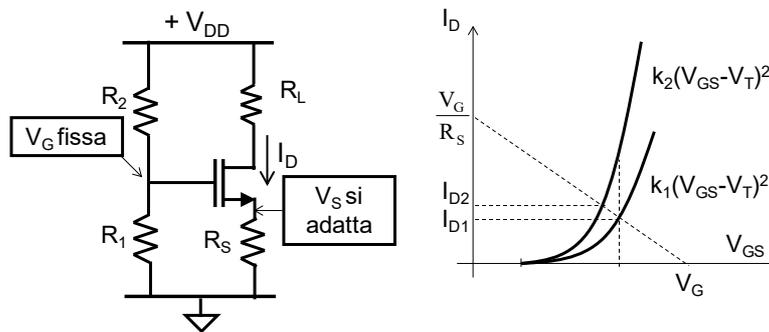


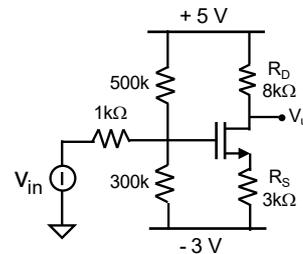
Fig. 3.20 Polarizzazione di uno stadio Source a massa con resistenza R_S di Source e visualizzazione della corrispondente ridotta variazione della corrente di Drain qualora il MOSFET variasse le proprie caratteristiche da k_1 a k_2 .

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1 + g_m R_S)} \quad (3.29)$$

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 (Fig.3.3). La Fig.3.20 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.

E 3.13

- (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%.
- (c) Calcolare l'espressione della dipendenza della corrente I_D dalle variazioni di V_T e calcolarne il valore nel caso del 5%.



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

(b) Ricordando la (3.29), poiché il termine $(1+g_m R_S)=4$, si ottiene una variazione della corrente di 1.5% a fronte di una variazione del parametro k del 6%. Anche la variazione percentuale della tensione ai capi di R_D è quindi pari a 1.5%.

Attenzione a non prendere questo valore per la variazione percentuale di V_u (se $V_u=0V$ sarebbe addirittura infinita!).

3.8.2 Calcolo dell'amplificazione di tensione

L'effetto su segnale dell'aggiunta di R_S è sintetizzata nella Fig.3.21. Il segnale v_{in} da amplificare, applicato tra l'ingresso (Gate) e massa, deve necessariamente ripartirsi tra una variazione v_{gs} ai capi del transistor e una variazione v_{R_S} ai capi della resistenza R_S :

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

L'analisi su piccolo segnale del circuito della Fig.3.21, cioè lo studio delle sole variazioni lineari di corrente e tensione prodotte da v_{in} , porta al seguente sistema:

$$\begin{cases} (v_g - v_s)g_m = i_d \\ \frac{v_s}{R_S} = i_d \end{cases} \quad (3.30)$$

Risolto, esso fornisce la corrente di segnale:

$$i_d = \frac{v_g}{\frac{1}{g_m} + R_S} \quad (3.31)$$

La relazione 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_g , con la serie di due resistenze ($1/g_m + R_S$).**

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

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = -\frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_S} = -\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_S} \quad (3.32)$$

Questo risultato mette in evidenza un minore guadagno assoluto rispetto allo stadio

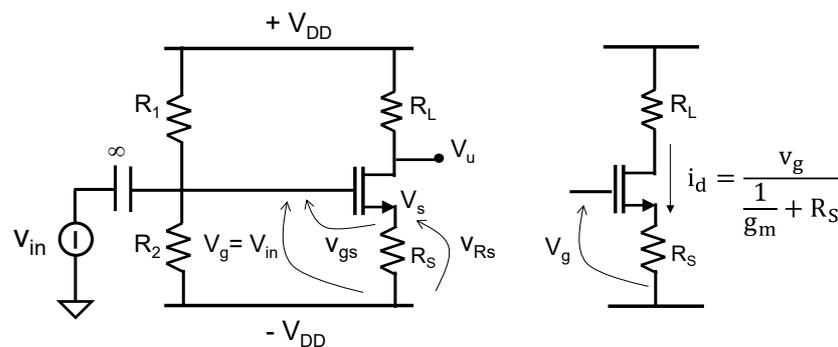


Fig. 3.21 Esempio di stadio amplificatore a MOSFET con resistenza sul Source e (a destra) corrente di segnale prodotta a fronte di un segnale di tensione v_g .

a Source comune del fattore $(1+g_m R_S)$. Il guadagno massimo è infatti ottenuto con $R_S=0$, cioè rinunciando alla resistenza di degenerazione, in corrispondenza del quale il guadagno ritorna $G=-g_m \cdot R_L$.

La (3.32) mette anche in evidenza che se $R_S \gg 1/g_m$ (cioè se $g_m R_S \gg 1$), il guadagno di tensione potrebbe essere approssimato a

$$G \cong -\frac{R_L}{R_S} \quad (3.33)$$

Questo risultato è interessante perché mostra come il guadagno possa quindi 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 a dare un amplificatore preciso e stabile. Infatti quanto più è grande la frazione v_{R_S} rispetto a v_{g_s} , 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.

La **stabilità del guadagno** a fronte di variazioni di k , V_T o altro (anche V_A , come vedremo più avanti in §3.8.5), ovvia dalla (3.33) non comparando nell'espressione alcun termine legato al transistor, si mantiene anche nel caso in cui al denominatore della (3.32) non fosse possibile trascurare l'addendo "1/g_m". 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}):

$$\frac{\partial G}{G} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1+g_m R_S)} \quad (3.34)$$

Le prestazioni del circuito sono migliorate rispetto al caso di $R_S=0$ del fattore $(1+g_m R_S)$. Il prezzo pagato è :

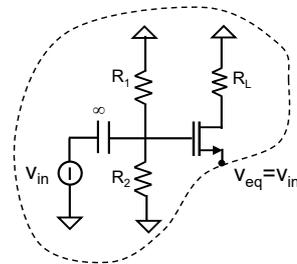
- 1) un minore guadagno assoluto rispetto allo stadio a Source comune proprio dello stesso fattore $(1+g_m R_S)$;
- 2) una minore dinamica di uscita, perché parte dell'alimentazione è presa da V_{RS} . In applicazioni con circuiti elettronici low power (a bassissima tensione di alimentazione) non sarà addirittura possibile inserirla !

A volte si indica questo stadio con il termine di **Amplificatore con resistenza di degenerazione** per indicare la presenza di R_S . Il dispregiativo rende conto della perdita di amplificazione ma non fa giustizia del 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 !

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

Per capire più in profondità la relazione (3.31) è comodo porsi proprio ai capi di R_S e ricorrere al circuito equivalente Thevenin dello stadio che la comanda, come rappresentato nella Fig.3.22. Il circuito equivalente Thevenin è ottenuto calcolando :

- (a) la **tensione di segnale a vuoto** v_{eq} cioè il segnale di tensione che si avrebbe nel nodo A quando scollegato dal resto del circuito. Con il Source aperto, qualunque sia la variazione del potenziale del Gate il segnale di corrente che fluisce nel transistor sarebbe nullo perché il punto A flottante non consentirebbe passaggio di corrente. Ne consegue che la variazione di tensione imposta al Gate si riporterebbe identica come variazione del potenziale di Source, ovvero la tensione a vuoto nel punto A del circuito sarebbe pari a v_{in} , quindi $v_{eq} = v_{in}$.



- (b) la **resistenza equivalente** r_{eq} vista *guardando* in A, cioè nel Source del transistor. Per fare ciò 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). In questo esempio il Gate del FET si trova a massa su segnale e la tensione impressa v_s cade 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

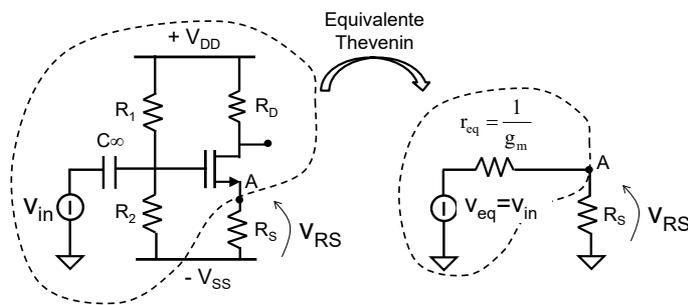
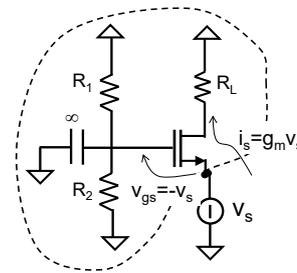


Fig. 3.22 Riduzione del circuito che comanda R_S al suo modello equivalente Thevenin per il segnale.

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 del circuito equivalente Thevenin (Fig.3.22), è immediato valutare la partizione di v_{in} tra v_{gs} e v_{R_s}

$$v_{gs} = v_{in} \cdot \frac{1/g_m}{R_s + 1/g_m} \quad v_{R_s} = v_{in} \cdot \frac{R_s}{R_s + 1/g_m} \quad (3.35)$$

oppure direttamente la corrente circolante in R_s :

$$i_d = \frac{v_{eq}}{1/g_m + R_s}$$

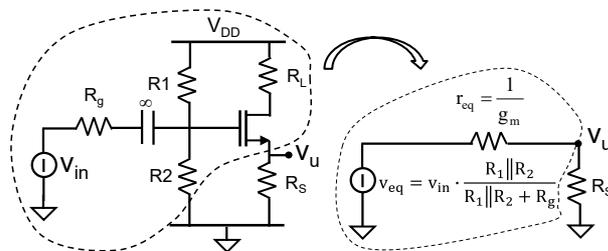
come appunto trovato nella (3.31).

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

$$v_G = v_{in} \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_g} \quad (3.36)$$

e quindi la tensione a vuoto sarebbe pari a $v_{eq} = v_G$.

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.



3.8.4 Effetti migliorativi sulla distorsione armonica introdotti da R_s

In base a quanto visto, ci aspettiamo che l'introduzione della resistenza R_s migliori la linearità del circuito perchè solo la frazione v_{gs} del segnale d'ingresso v_{in} viene effettivamente a pilotare il MOSFET e quindi la corrente (3.31) è solo in parte figlia del transistore.

Oltre a ciò però ci aspettiamo anche una migliore linearità del circuito grazie 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 più di quanto questo salga quando il fenomeno è descritto linearmente. Questo va a contrastare l'iniziale v_{gs} , riducendola ulteriormente. 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 (3.35).

Per quantificare questo effetto calcoliamo in dettaglio la corrente di segnale i_d prodotta dal transistore. Riscriviamo quindi il sistema (3.30) aggiungendoci il termine quadratico, come anche mostrato nella Fig. 3.23:

$$\begin{cases} (v_{in} - v_s)g_m + k(v_{in} - v_s)^2 = i_d \\ \frac{v_s}{R_s} = i_d \end{cases} \quad (3.37)$$

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

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

la cui soluzione per i_d assume la seguente forma:

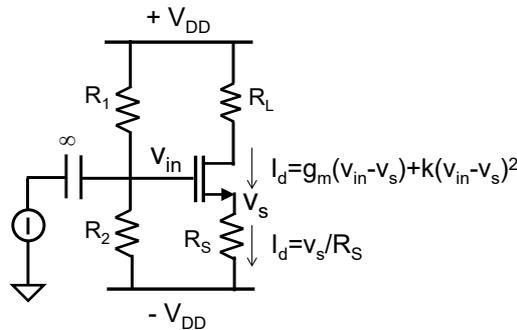


Fig. 3.23 Bilancio delle reali correnti di segnale circolanti nel circuito.

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

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:

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

che è proprio il termine (3.31) 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:

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

o nella forma più generale :

$$\varepsilon = \frac{v_{gs}}{2(V_{GS} - V_T)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_s)} \quad (3.38)$$

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 (3.38) 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 v_{in} all'ingresso.

In analogia con quanto trovato con la (3.14) nel caso di amplificatore con il Source a massa, anche ora si può verificare che la distorsione di 2° armonica vale

$$HD_2 = \frac{\varepsilon}{2} \quad (3.39)$$

Il marchio di fabbrica

Come avrete notato, le formule rappresentative delle prestazioni di uno stadio con resistenza di Source, R_S , presentano il termine $(1+g_m R_S)$:

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1+g_m R_S)} \quad \text{nella stabilità della corrente di polarizzazione (3.29)}$$

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = - \frac{g_m R_L}{1+g_m R_S} \quad \text{nel guadagno di tensione (3.32)}$$

$$\frac{\partial G}{G} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1+g_m R_S)} \quad \text{nella stabilità del guadagno (3.34)}$$

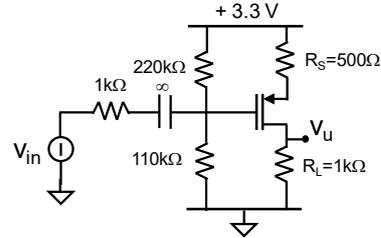
$$HD_2 = \frac{1}{2} \frac{v_{gs}}{(V_{GS}-V_T)} \cdot \frac{1}{(1+g_m R_S)} \quad \text{nella distorsione (3.38)}$$

Consideriamo quindi il termine $(1+g_m R_S)$ come il marchio di fabbrica del circuito !

Nel Cap.11 vedremo che ciò deriva dal fatto che la resistenza R_S gioca il ruolo di attivare una retroazione locale negativa, fornendo il termine $(1-G_{loop})$.

E 3.16

- (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 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 seguente:

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

Dei due valori di soluzione, $V_S=+2.8V$ e $V_S=-1.2V$, 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 $g_m=2mA/V$ ($1/g_m=500\Omega$).

(b) Ricordando la (3.34), 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) $G=-1$ molto piccolo perché R_L è dello stesso ordine di grandezza di R_S .

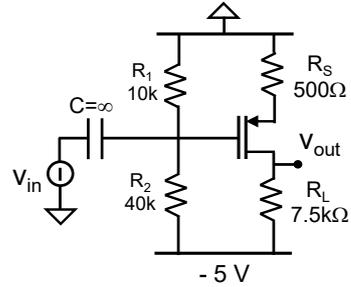
(d) Per segnali positivi in ingresso il MOSFET tende a portare meno corrente. Il limite è quando la corrente totale si annulla, a cui corrisponde $V_S=3.3V$ e $V_G=2.6V$. Quindi $V_{in|max+}=1.5V$.

Per segnali negativi, v_d sale. Dalla polarizzazione si evince che lo spostamento reciproco tra Gate e Drain può essere di $0.8V$, e si imposta la relazione $v_g+v_g \cdot G(1+\epsilon)=0.8V$. Se $\epsilon=0$, $v_{in|max-} \cong v_{g|max-}=0.4V$. Calcolando la distorsione con $v_{in}=0.4V$ si ottiene $\epsilon \cong 0.2\%$. Se la inserissi nella dinamica troverei $v_{in|max-} \cong v_{g|max-} = 0.39V$, con cui eventualmente riaggiornare il conto.

(e) 2.5%

E 3.17 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

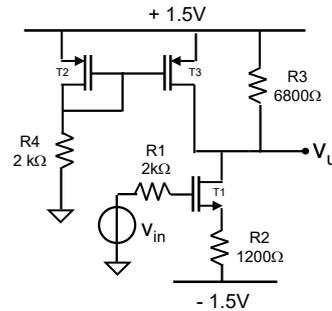
$$\begin{cases} I = k(V_{SG} - V_T)^2 \\ I = -\frac{V_G + V_{SG}}{R_S} \end{cases}$$

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 3.18 Considerare il circuito della figura accanto, in cui i MOSFET abbiano tutti $V_T=0.4\text{V}$, $k=2\text{mA/V}^2$ 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 sistema di secondo grado su T1 fornisce $V_{GS}=0.9\text{V}$ e $I_D=500\mu\text{A}$ ($1/g_{m1}=500\Omega$). Il ramo di riferimento dello specchio fornisce $V_{SG}=0.81\text{V}$ e $I_D=343\mu\text{A}$. Anche in T3 scorre la stessa corrente. Da cui $V_u=0.43\text{V}$. 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):

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

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

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

$v_{in} + G(1 + \varepsilon)v_{in} = 0.83V$ ed ottenere $v_{in|_{max}} = 164mV$. Dato il bassissimo contributo della distorsione (termine di secondo grado), il risultato è molto vicino a quello prima ipotizzato.

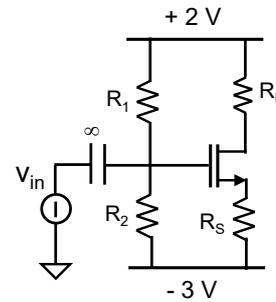
(d) Quando V_{in} scende, V_u sale. La presenza di T3 impone che V_u non salga oltre $0.69 + 0.4 = 1.1V$. Poiché V_u parte da $0.43V$, $\Delta V_u = 0.67V$. Con il guadagno lineare di $G=-4$, la corrispondente $v_{in|_{min}} = 167mV$. Accidentalmente uguale e contrario al valore positivo! Sappiamo già 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 $HD2 = 0.4\%$.

E 3.19

Progettare l'amplificatore accanto che impiega un nMOSFET con $V_T = 0.8V$ e $k = 10mA/V^2$ ($V_A = \infty$), 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 del segnale di ingresso.

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 $\pm 20mV$.



3.8.5 Effetto della tensione di Early sulle prestazioni del circuito

Polarizzazione : Come visto nel Cap.2, la polarizzazione del circuito con R_S utilizzando un transistor reale (avente una definita tensione di Early, V_A) viene poco modificata dalla presenza di r_0 . La corrente nel MOSFET è infatti fissata dalla tensione ai capi di R_S . Questa corrente è identica alla corrente in R_L . La presenza di r_0 lungo il percorso non modifica significativamente 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.3.24, 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:

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = - \frac{g_m \cdot R_L}{\left(1 + g_m \cdot R_S + \frac{(R_L + R_S)}{r_0} \right)} \quad (3.40)$$

Il risultato mostra come in un amplificatore che abbia guadagno maggiore di 1

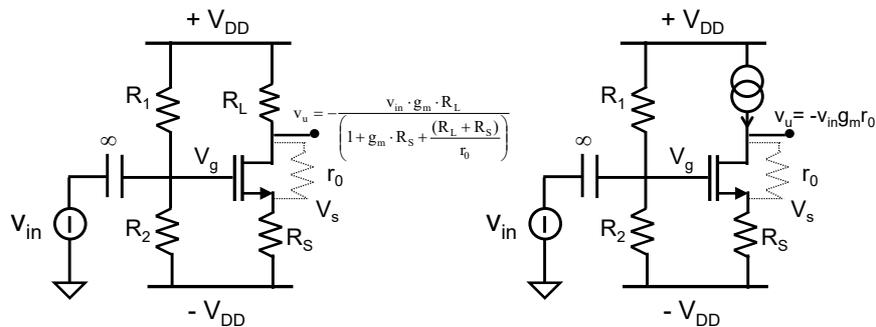


Fig. 3.24 Stadi amplificatori a MOSFET con resistenza sul Source e r_0 finita: caso di R_L finita e di R_L infinita.

($R_L > R_S$):

- 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.3.25

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, quando $r_0 < \infty$ l'impedenza vista guardando nel Drain non è più infinita come nel caso di $r_0 = \infty$, ma viene alterata dalla presenza della resistenza R_S sul Source. Provare a fare il conto, come deducibile dal seguente esercizio.

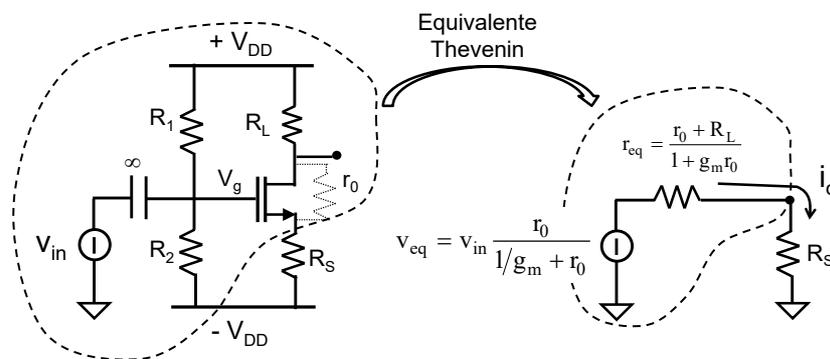
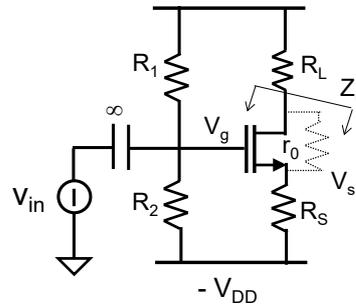


Fig. 3.25 Calcolo della corrente di segnale al drain su piccolo segnale sfruttando il passaggio al suo circuito equivalente Thevenin.

E 3.20 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	$\varepsilon = \frac{V_{in} \frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_S}}{2(V_{GS} - V_T)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_S)}$	La distorsione rimane praticamente invariata
Impedenza di uscita	R_L	$R_L (r_o(1 + g_m R_S) + R_S) \cong R_L$

Concludendo questo terzo capitolo hai concluso la tua terza fatica. Sentiti sempre come Ercole.

Euristeo impose ad Ercole la cattura della cerva Cerinea, sacra a Diana dea della caccia e considerata imprendibile, e di riportarla a Micene senza che alcuna violenza fosse subita dall'animale. Ercole si mise subito sulle sue tracce. L'inseguimento si protrasse per oltre un anno e quando Ercole trovò l'animale fu costretto a scagliare una freccia alla sua coscia per immobilizzarlo. Una volta che la creatura era nelle sue mani, Ercole constatò che le sue corna erano d'oro e gli zoccoli di bronzo. Sollevato l'animale di peso, iniziò il lungo viaggio di ritorno. Lungo la via incontrò Diana che pur seccata per il trattamento che era stato riservato alla cerva a lei sacra, solidale con il progetto di Zeus acconsentì a che l'eroe portasse a Micene l'animale per dimostrare il successo dell'impresa e ne risanò la ferita. Così Ercole condusse la cerva alla corte del re, e compì la terza fatica a lui assegnata.

