

CAP.5

STADI AMPLIFICATORI A MOSFET

1

SOMMARIO

1. MOSFET a canale n (n-MOSFET).
2. Circuiti di polarizzazione.
3. Circuito equivalente per piccoli segnali (a bassa frequenza) del MOSFET.
4. Stadio amplificatore a source comune.
5. Inseguitore di source.

2

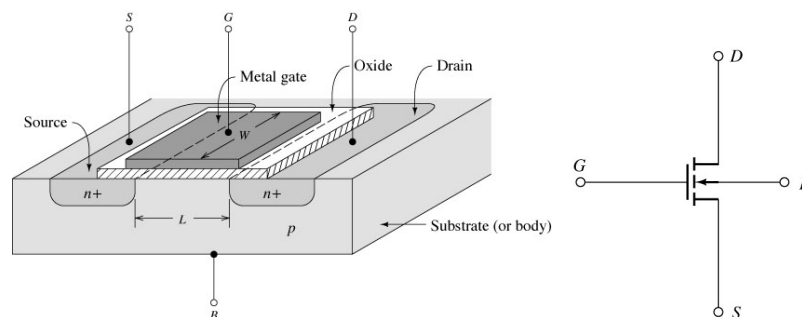
5.1 MOSFET A CANALE N (n-MOSFET)

- Struttura e principio di funzionamento.
- Funzionamento in interdizione.
- Funzionamento in regione triodo.
- Funzionamento in saturazione.
- Modulazione della lunghezza di canale.
- Analisi con retta di carico dell'amplificatore a source comune.

3

STRUTTURA E PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il terminale di *gate* è isolato dal substrato di Si da un sottile strato di SiO_2 e pertanto la corrente di gate è trascurabile nel funzionamento DC. Il terminale di *body* è generalmente connesso a quello di *source* (solo 3 terminali). *Drain* e *source* sono simmetrici. Si definisce drain il terminale al quale è applicata la tensione maggiore.



4

STRUTTURA E PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO /2

Applicando una tensione positiva e sufficientemente grande al gate rispetto al source, gli elettroni sono attratti verso l'interfaccia Si-SiO₂ sotto al gate e un *canale* conduttivo di tipo n viene indotto tra source e drain. Se viene quindi applicata una $v_{DS} > 0$, una corrente può scorrere tra drain e source (elettroni che si muovono da source a drain). La corrente tra drain e source è controllata dalla tensione tra gate e source.

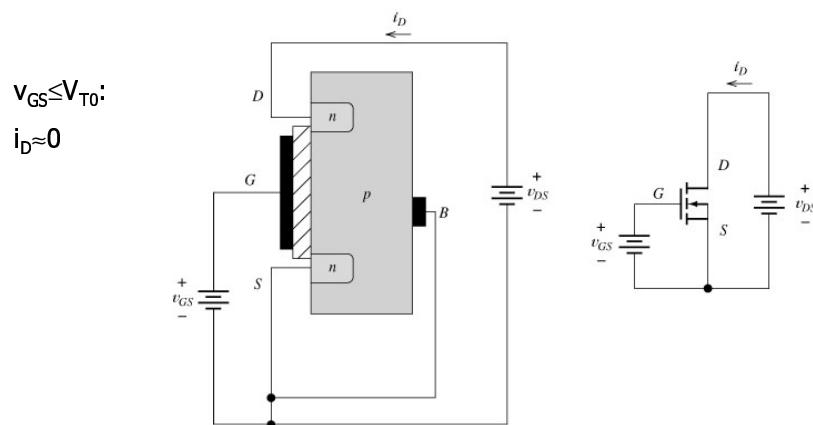
Le caratteristiche elettriche del MOSFET dipendono da L e W, oltre che da parametri tecnologici quali lo spessore di ossido e il drogaggio di body. Il progettista di circuiti dimensiona L e W su tecnologia data.

Valori tipici di L (*lunghezza di gate*) e di W (*larghezza di gate*) sono: $L = 0.18 \div 2 \text{ } \mu\text{m}$, $W = 0.5 \div 500 \text{ } \mu\text{m}$. Lo spessore dell'ossido di gate varia da 5 a 50 nm. Il gate è fatto di silicio policristallino pesantemente drogato n⁺ (inizialmente era fatto di Al).

5

FUNZIONAMENTO IN INTERDIZIONE

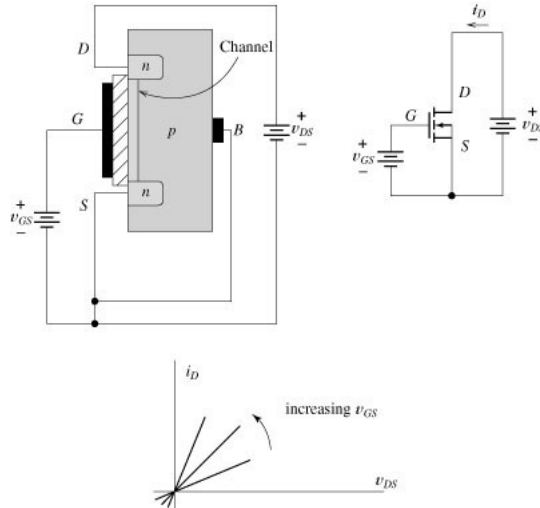
Se $v_{GS} \leq V_{T0}$ (detta *tensione di soglia*), non c'è lo strato conduttivo di elettroni (canale) che connette source e drain. Anche applicando una $v_{DS} > 0$, la corrente di drain è virtualmente nulla, dato che la giunzione drain-body è polarizzata in inversa.



6

FUNZIONAMENTO IN REGIONE TRIODO

Con $v_{GS} > V_{T0}$, il canale è formato. Applicando una piccola v_{DS} , la corrente che passa tra drain e source è proporzionale a v_{DS} . Il MOSFET si comporta da resistenza variabile, il cui valore è inversamente proporzionale a $v_{GS} - V_{T0}$.



7

FUNZIONAMENTO IN REGIONE TRIODO / 2

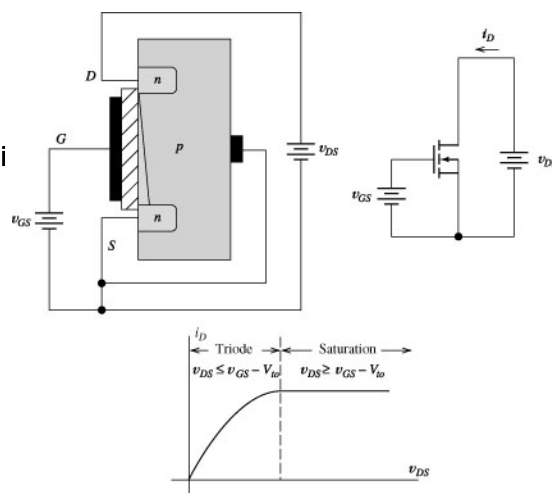
All'aumentare di v_{DS} , la caduta di potenziale lungo il canale si concentra verso il drain. La resistività del canale non è più uniforme ma cresce avvicinandosi al drain. Il canale di elettroni si assottiglia al drain.

Fintanto che $v_{DS} \leq v_{GS} - V_{T0}$, il MOSFET si dice operare in *regione triodo*. La corrente di drain è data da:

$$i_D = K[2(v_{GS} - V_{T0})v_{DS} - v_{DS}^2],$$

in cui $K = (1/2)(W/L)\mu_n C_{ox}$

μ_n : mobilità degli elettroni,
 C_{ox} : capacità di gate per unità di area.

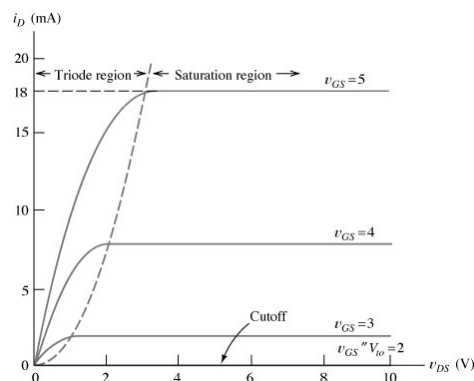


8

FUNZIONAMENTO IN SATURAZIONE

Quando $v_{GD} = V_{T0}$ (ovvero quando $v_{DS} = v_{GS} - V_{T0}$), lo spessore del canale al drain è nullo (*pinch-off* del canale). Per ogni ulteriore aumento di v_{DS} la corrente di drain rimane costante.

Se $v_{GS} > V_{T0}$ e $v_{DS} > v_{GS} - V_{T0}$, il MOSFET si dice operare in *saturation* e la corrente di drain è data da $i_D = K(v_{GS} - V_{T0})^2$.



9

MODULAZIONE DELLA LUNGHEZZA DI CANALE

In realtà, la corrente di drain in saturazione non dipende da v_{DS} solo in dispositivi con L lungo ($>10 \mu\text{m}$). La lunghezza effettiva del canale dipende infatti da v_{DS} , diventando più piccola al crescere di v_{DS} . Nei MOSFET a canale corto questo fenomeno non è trascurabile ed induce una variazione significativa di i_D con v_{DS} in saturazione.

Nelle equazioni del MOSFET questo effetto (detto di *modulazione della lunghezza di canale*) viene generalmente messo in conto moltiplicando le espressioni di i_D per il fattore $(1 + \lambda v_{DS})$:

$$i_D = 0, v_{GS} \leq V_{T0}$$

$$i_D = K[2(v_{GS} - V_{T0})v_{DS} - v_{DS}^2](1 + \lambda v_{DS}), v_{GS} > V_{T0} \text{ e } v_{DS} < v_{GS} - V_{T0}$$

$$i_D = K(v_{GS} - V_{T0})^2(1 + \lambda v_{DS}), v_{GS} > V_{T0} \text{ e } v_{DS} > v_{GS} - V_{T0}$$

10

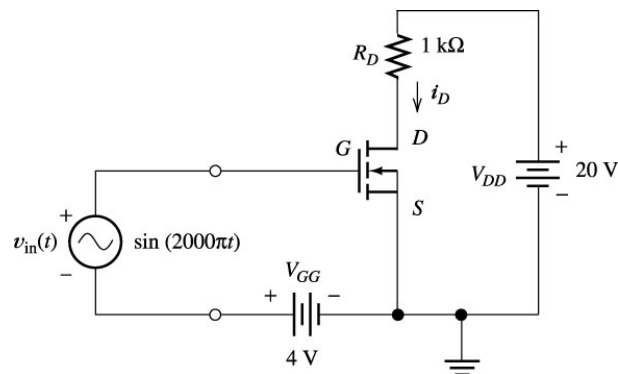
ANALISI CON RETTA DI CARICO DELL'AMPLIFICATORE A SOURCE COMUNE

Applicando la legge di Kirchhoff delle tensioni alla maglia di ingresso:

$$v_{GS}(t) = v_{in}(t) + V_{GG} \quad (1)$$

Mentre nella maglia di uscita:

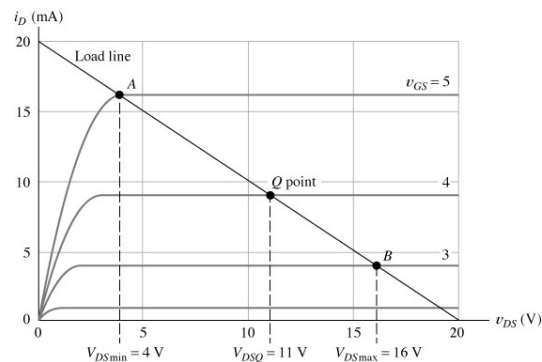
$$V_{DD} = R_D i_D(t) + v_{DS}(t) \quad (2)$$



11

ANALISI CON RETTA DI CARICO ... /2

Per $v_{in}(t)=0$, l'equazione (1) fornisce: $v_{GS}=4$ V. La (2) è l'equazione della retta di carico del piano delle caratteristiche di uscita. Il punto di riposo del MOSFET è il punto di intersezione della retta di carico con la caratteristica a $v_{GS}=4$ V.

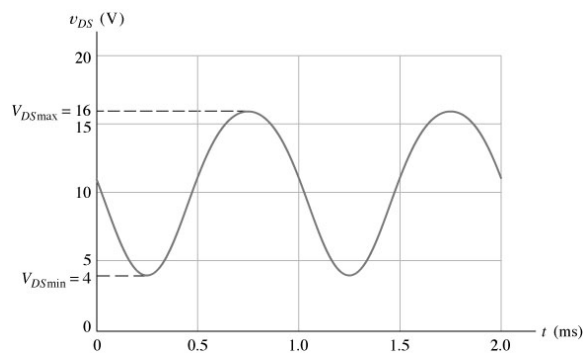


12

ANALISI CON RETTA DI CARICO ... /3

L'ampiezza picco-picco della tensione di uscita (v_{DS}) è 12 V, di contro a quella della tensione di ingresso (v_{in}) che è 2 V. Inoltre v_{DS} è invertita rispetto a v_{in} .

v_{DS} non è una sinusoide simmetrica: tale distorsione è dovuta al fatto che le caratteristiche i_D - v_{DS} non sono uniformemente spaziate al variare di V_{GS} .



13

5.2 CIRCUITI DI POLARIZZAZIONE

- Analisi degli circuiti amplificatori a MOSFET.
- Circuito di polarizzazione a 4 resistenze.
- Esempio numerico.

14

ANALISI DEI CIRCUITI AMPLIFICATORI A MOSFET

Come per i circuiti a BJT, l'analisi dei circuiti amplificatori a MOSFET si compone di due fasi:

- 1) l'analisi DC finalizzata alla determinazione del punto di riposo;
- 2) l'analisi AC basata sull'utilizzo del circuito equivalente per piccoli segnali per il calcolo del guadagno di tensione e delle impedenze di ingresso/uscita.

Scopo dei circuiti di polarizzazione è quello di fissare il punto di riposo di ogni MOSFET all'interno della regione di saturazione (possibilmente al centro della retta di carico in modo da massimizzare lo swing massimo della tensione di uscita senza che intervenga il clipping) e in modo il più possibile indipendente dalle variazioni dei parametri dei MOSFET stessi.

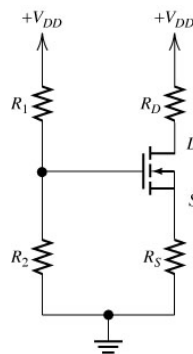
15

CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE

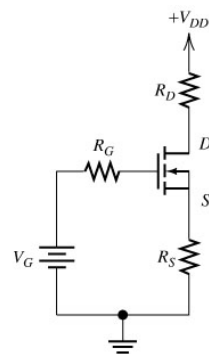
La tensione e la resistenza equivalente Thevenin del circuiti di ingresso sono dati da:

$$V_G = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_G = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



(a) Original circuit



(b) Gate bias circuit replaced by its Thévenin equivalent

16

CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE /2

L'equazione della maglia di ingresso è (essendo $I_G=0$):

$$V_G = V_{GSQ} + R_S I_{DQ}$$

Supponendo che il MOSFET operi in regione di saturazione e che $\lambda=0$:

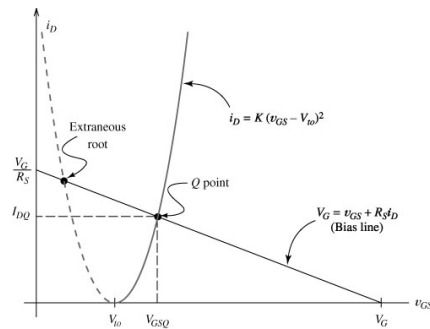
$$I_{DQ} = K(V_{GSQ} - V_{T0})^2$$

La soluzione simultanea delle due equazioni fornisce il punto di riposo.

Il sistema ha due soluzioni in V_{GSQ} delle quali una è minore di V_{T0} e come tale da scartare.

Determinati V_{GSQ} e I_{DQ} , l'equazione della maglia di uscita consente di calcolare V_{DSQ} (e verificare l'ipotesi di funzionamento in saturazione):

$$V_{DSQ} = V_{DD} - (R_D + R_S)I_{DQ}$$



17

ESEMPIO NUMERICO

$K_n = \mu_n C_{ox} = 50 \mu\text{V}/\text{V}^2$, $V_{T0} = 2 \text{ V}$, $L = 10 \mu\text{m}$, $W = 400 \mu\text{m}$.

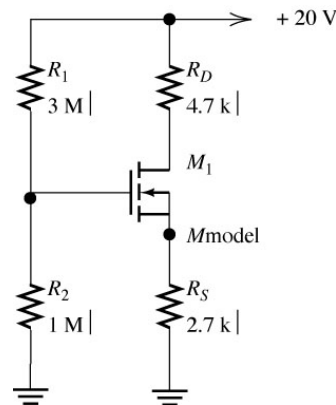
Determinare il valore di riposo di M_1 .

$$K = \left(\frac{W}{L}\right) \frac{K_n}{2} = 1 \text{ mA}/\text{V}^2$$

$$V_G = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 20 \frac{1}{3+1} = 5 \text{ V}$$

$$\begin{cases} V_G = v_{GSQ} + R_S i_{DQ} \\ I_{DQ} = K(V_{GSQ} - V_{T0})^2 \end{cases} \longrightarrow V_{GSQ}^2 + \left(\frac{1}{R_S K} - 2V_{T0}\right) V_{GSQ} + V_{T0}^2 - \frac{V_G}{R_S K} = 0$$

$$\longrightarrow V_{GSQ} = \begin{cases} 2.886 \text{ V} \\ 0.744 \text{ V (da scartare)} \end{cases}$$



18

ESEMPIO NUMERICO /2

$$I_{DQ} = K(V_{GSQ} - V_{T0})^2 = 0.784\text{mA}$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - (R_D + R_S)I_{DQ} = 14.2\text{V} > (V_{GSQ} - V_{T0})$$

risulta verificato che il MOSFET operi in regione di saturazione !

19

5.3 CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI DEL MOSFET

- Modello matematico del MOSFET per piccoli segnali.
- Circuito equivalente ad un parametro (g_m).
- Circuito equivalente a due parametri (g_m e r_d).
- g_m e r_d come derivate parziali.

20

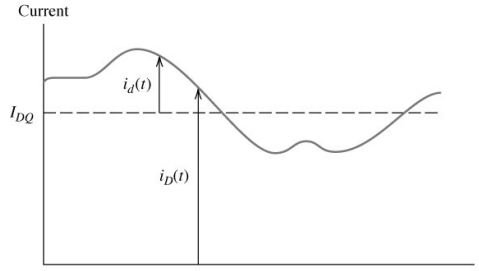
MODELLO MATEMATICO PER PICCOLI SEGNALI

Scomponiamo $i_D(t)$ e $v_{GS}(t)$ come somma del rispettivo valore di riposo e della variazione rispetto al valore di riposo (segnale).

$$\begin{aligned} i_D(t) &= I_{DQ} + i_d(t) \\ v_{GS}(t) &= V_{GSQ} + v_{gs}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

Supposto il MOSFET operante in saturazione (e $\lambda=0$):

$$i_D = K(v_{GS} - V_{T0})^2 \quad (2)$$



Sostituendo le (1) nella (2):

$$I_{DQ} + i_d(t) = K[V_{GSQ} + v_{gs}(t) - V_{T0}]^2 = K(V_{GSQ} - V_{T0})^2 + 2K(V_{GSQ} - V_{T0})v_{gs}(t) + Kv_{gs}^2(t) \quad (3)$$

$$\text{D'altra parte:} \quad I_{DQ} = K(V_{GSQ} - V_{T0})^2 \quad (4)$$

21

MODELLO MATEMATICO PER PICCOLI SEGNALI /2

Inoltre in regime di piccoli segnali (piu` precisamente se $|v_{gs}(t)| \ll |V_{GSQ} - V_{T0}|$) l'ultimo termine a secondo membro della (3) puo` essere trascurato. La (3) diventa quindi:

$$i_d(t) = 2K(V_{GSQ} - V_{T0})v_{gs}(t) \quad (5)$$

Definita la *transconduttanza* del MOSFET come:

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = 2K(V_{GSQ} - V_{T0}) \quad (6)$$

La (6) si scrive anche:

$$i_d(t) = g_m v_{gs}(t) \quad (7)$$

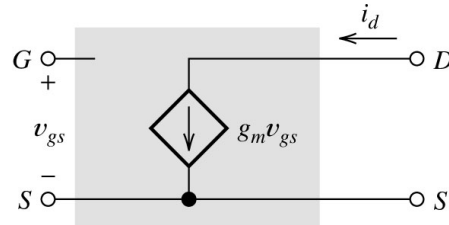
La corrente di gate del MOSFET e` trascurabile (a bassa frequenza). Pertanto puo` assumersi:

$$i_g(t) = 0 \quad (8)$$

22

CIRCUITO EQUIVALENTE AD UN PARAMETRO

Le equazioni (7) e (8) sono rappresentate dal circuito equivalente in figura, nel quale l'unico parametro è g_m .



Risolviendo la (4) rispetto a $(V_{GSQ} - V_{T0})$ e sostituendo nella (6), si ottiene:

$$g_m = 2\sqrt{KI_{DQ}} \quad (9)$$

Sostituendo a K la sua definizione, si ottiene anche:

$$g_m = \sqrt{2K_n} \sqrt{W/L} \sqrt{I_{DQ}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox}} \sqrt{W/L} \sqrt{I_{DQ}} \quad (10)$$

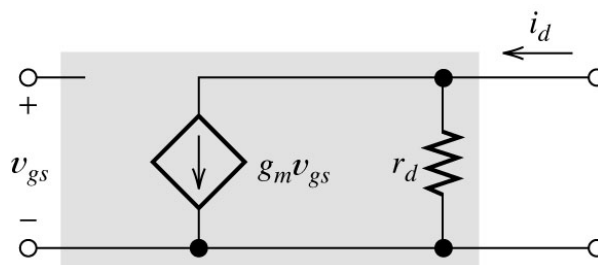
23

CIRCUITO EQUIVALENTE A DUE PARAMETRI

Se si vuole tenere conto nel circuito equivalente dell'effetto di modulazione della lunghezza di canale, ovvero di $\lambda \neq 0$, bisogna inserire tra drain e source una resistenza r_d .

In questo caso la i_d è data da:

$$i_d(t) = g_m v_{gs}(t) + \frac{v_{ds}}{r_d}$$



24

g_m e r_d COME DERIVATE PARZIALI

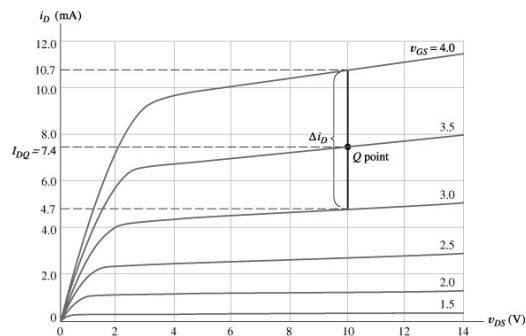
Assimilando le "piccole variazioni" di i_D al differenziale di i_D , e' possibile scrivere:

$$i_d \approx \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q v_{gs} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q v_{ds}$$

dalla quale si deducono le seguenti definizioni di g_m e r_d in termini di derivate parziali della i_D :

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q$$

$$\frac{1}{r_d} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q$$



25

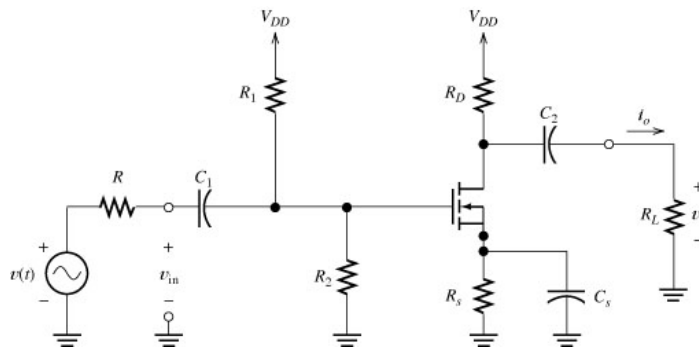
5.4 STADIO AMPLIFICATORE A SOURCE COMUNE

- Schema elettrico.
- Circuito equivalente per piccoli segnali.
- Guadagno di tensione.
- Impedenza di ingresso
- Impedenza di uscita.

26

SCHEMA ELETTRICO

Il segnale di ingresso $v(t)$ è applicato al gate del MOSFET attraverso il condensatore di accoppiamento C_1 . L'uscita è presa sul drain e connessa al carico attraverso C_2 . C_1 , C_2 e C_S sono abbastanza grandi da potersi considerare corti-circuiti alle frequenze di centrobanda. Il source è pertanto a massa per i segnali. R_1 , R_2 , R_D e R_S formano una rete di polarizzazione a 4 resistenze.



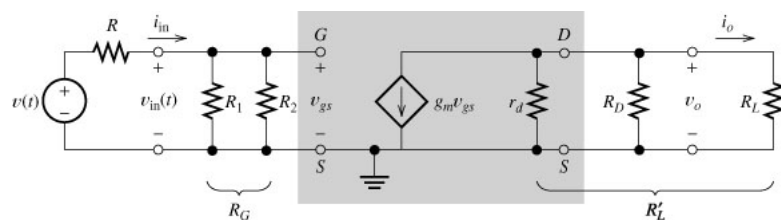
27

CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI

Ai condensatori sono sostituiti dei corti circuiti, al MOSFET il suo circuito equivalente per piccoli segnali a bassa frequenza (a due parametri).

I generatori indipendenti di tensione DC vengono sostituiti con corti circuiti dal momento che ad essi è associabile un segnale di tensione nullo (variazione di tensione nulla).

Per effetto di tali sostituzioni R_1 ed R_2 finiscono in parallelo tra gate e massa (definiamo $R_G = R_1 || R_2$). Lo stesso vale per r_d , R_D e R_L (definiamo $R_L' = r_d || R_D || R_L$).



28

GUADAGNO DI TENSIONE

La tensione di ingresso v_{in} coincide con v_{gs} :

$$v_{in} = v_{gs} \quad (1)$$

La tensione di uscita e' data dalla caduta di tensione su R_L' ovvero:

$$v_o = -g_m v_{gs} R_L' \quad (2)$$

Dividendo membro a membro la (1) e la (2) si ottiene il *guadagno di tensione*:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -g_m R_L' \quad (3)$$

A_v e' negativo e in modulo puo' essere fatto grande, ovvero l'amplificatore a source comune e' un amplificatore di tensione invertente.

29

IMPEDENZA DI INGRESSO

L'*impedenza di ingresso* e' immediatamente ottenibile come:

$$Z_{in} = R_G = R_1 \parallel R_2 \quad (4)$$

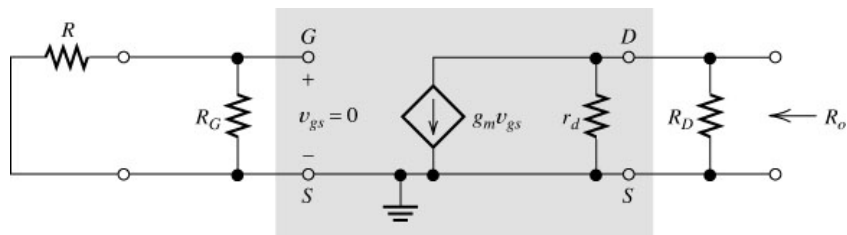
L'impedenza di ingresso dello stadio dipende solo da resistenze di polarizzazione (e non dai parametri del MOSFET). Cio' si traduce in una maggiore flessibilita' rispetto agli stadi amplificatori a BJT.

30

IMPEDENZA DI USCITA

Per il calcolo dell'*impedenza di uscita* il generatore di segnale deve essere sostituito da un cortocircuito. In queste condizioni $v_{gs}=0$ e pertanto anche $g_m v_{gs}=0$, da cui:

$$Z_o = r_d \parallel R_D = \frac{r_d R_D}{r_d + R_D} \quad (5)$$



31

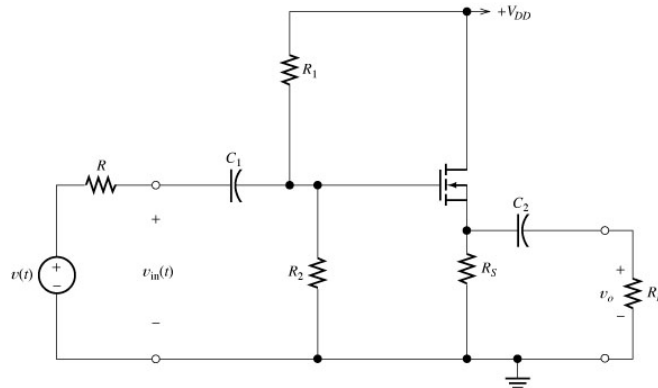
5.5 INSEGUITORE DI SOURCE

- Schema elettrico.
- Circuito equivalente per piccoli segnali.
- Guadagno di tensione.
- Impedenza di ingresso e di uscita.

32

SCHEMA ELETTRICO

Il segnale di ingresso $v(t)$ è applicato al gate del MOSFET attraverso il condensatore di accoppiamento C_1 . L'uscita è presa sul source e connessa al carico attraverso C_2 . C_1 e C_2 sono abbastanza grandi da potersi considerare corti-circuiti alle frequenze di centrobanda. Il drain è a massa per i segnali. R_1 , R_2 e R_S formano la rete di polarizzazione.



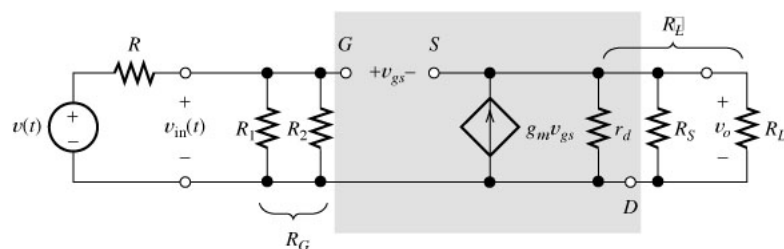
33

CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI

Ai condensatori sono sostituiti dei corti circuiti, al MOSFET il suo circuito equivalente per piccoli segnali a bassa frequenza (a due parametri).

I generatori indipendenti di tensione DC vengono sostituiti con corti circuiti.

Per effetto di tali sostituzioni R_1 ed R_2 finiscono in parallelo tra gate e massa (definiamo $R_G = R_1 || R_2$). Lo stesso vale per r_d , R_S e R_L (definiamo $R_L' = r_d || R_S || R_L$).



34

GUADAGNO DI TENSIONE

La tensione di ingresso v_{in} e` esprimibile come:

$$v_{in} = v_{gs} + v_o \quad (1)$$

La tensione di uscita e` data da:

$$v_o = g_m v_{gs} R'_L \quad (2)$$

Sostituendo nella (1) v_o ottenuta dalla (2) e dividendo membro a membro la (1) e la (2) si ottiene il *guadagno di tensione*:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \quad (3)$$

A_v e` positivo e minore di 1.

35

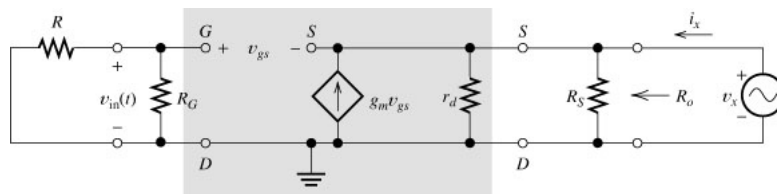
IMPEDENZA DI INGRESSO E DI USCITA

L'*impedenza di ingresso* e` immediatamente ottenibile come:

$$Z_{in} = R_G = R_1 \parallel R_2 \quad (4)$$

Dal circuito in figura, l'*impedenza di uscita* e` ottenibile come:

$$Z_o = \frac{1}{g_m + 1/R_s + 1/r_d} \quad (5)$$



36