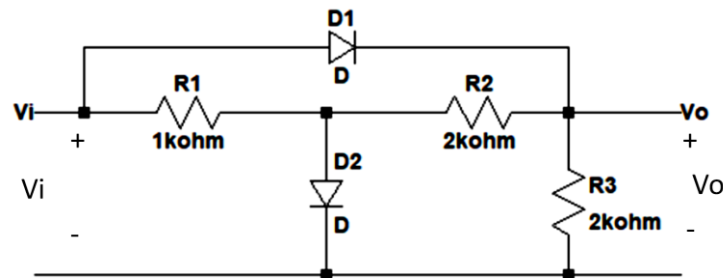


## Soluzioni del secondo compito in itinere Fondamenti di Elettronica, Ingegneria Informatica, AA 2018-2019 (Tema A)

Dato il circuito in figura, con  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$ , D1 e D2 diodi ideali con tensione  $V_\gamma = 1 \text{ V}$ , tracciare il grafico  $V_o$  vs  $V_i$  per  $-4 \text{ V} < V_i < +4 \text{ V}$ . Identificare i punti di spezzamento e le pendenze dei tratti lineari.

### Esercizio 1 – diodi



### SOLUZIONE

Quando la tensione  $V_i$  è negativa è ragionevole pensare che sia D1 che D2 siano nello stato OFF. Per verificarlo sostituiamo D1 e D2 con circuiti aperti e calcoliamo la tensione del nodo interno X e di  $V_o$ .

$$V_o = V_i \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = V_i \frac{2}{1 + 2 + 2} = V_i \frac{2}{5}$$

Quindi finchè  $V_i < 0 \text{ V}$ , D1 è in inversa con una tensione ai suoi capi pari a  $V_i - V_i \frac{2}{5} = V_i \frac{3}{5}$ .

Verifichiamo quale dei due diodi si accende per primo

hp. D1 ON, D2 OFF

Perchè D1 si accenda è necessario che la tensione ai suoi capi superi  $+1 \text{ V}$ , quindi  $V_i > 5/3 = 1.667 \text{ V}$ . Ma con  $V_i = 1.667 \text{ V}$  e D1 acceso dovrebbe essere  $V_o = 0.667 \text{ V}$  ( $V_i$  – la caduta ai capi di D1 cioè  $1 \text{ V}$ ). Quindi con D2 OFF la corrente  $I_{12}$  in R1 e R2 sarebbe  $(V_i - V_o)/(R_1 + R_2) = 1\text{V}/3\text{k}\Omega = 0.33 \text{ mA}$  e quindi la tensione al nodo X sarebbe pari a  $1.667 - R_1 \cdot I_{12} = 1.667 - 1 \cdot 0.33 = 1.337$  e D2 sarebbe acceso, il che contraddice l'ipotesi.

hp. D1 OFF, D2 ON

Quando D1 e D2 sono spenti, la tensione  $V_x$  (che coincide con la tensione diretta di D2) è data da

$$V_x = V_i \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = V_i \frac{4}{1 + 2 + 2} = V_i \frac{4}{5}$$

Quindi D2 si accende per  $V_i > 5/4 = 1.25 \text{ V}$  e  $V_o = V_i \frac{2}{5} = 0.5 \text{ V}$

Per  $V_i < 1.25 \text{ V}$  si ha D1 OFF, D2 OFF e  $V_o = 2/5 V_i$

Per  $V_i > +1.25 \text{ V}$  D2 si accende. Nell'ipotesi che D1 rimanga OFF, quando il diodo D2 è acceso, la tensione  $V_x$  è "clamped", ovvero bloccata al valore della tensione di ginocchio del diodo, ovvero  $1 \text{ V}$ .

Il partitore resistivo R2-R3 determina la tensione di uscita  $V_o$ :

$$V_o = 1 \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 1 \frac{2}{4} = 0.5 \text{ V}$$

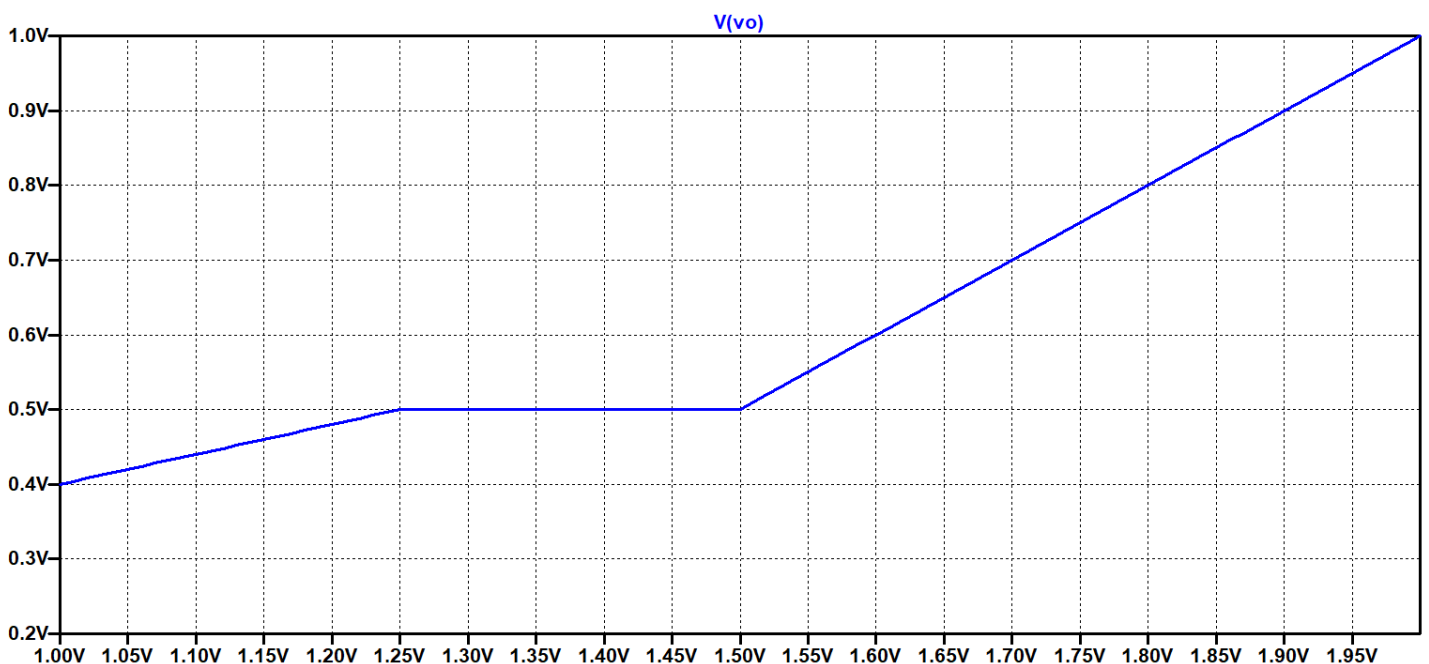
In questa situazione la differenza di tensione ai capi di D1 è  $V_i - 0.5 \text{ V}$ . Questa tensione raggiunge  $1 \text{ V}$  per  $V_i = 1.5 \text{ V}$ . Per quel valore di tensione, D1 si accende e blocca la differenza di tensione tra ingresso e uscita:  $V_i - V_o = 1 \text{ V}$ . Quindi  $V_o$  cresce con pendenza unitaria a partire da  $V_i > 1.5 \text{ V}$  (condizione per D1 ON e D2 ON).

### SIMULAZIONE SPICE

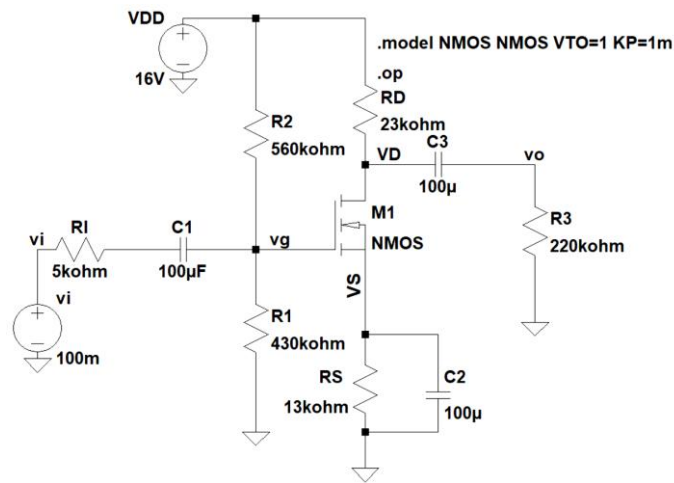
Il circuito può essere simulato utilizzando questo listato .cir:

```
*20190531 2docompito FDE 1mo esercizio Tema A.cir
Vi Vi 0 DC 0
D1 Vi Vo D
R1 Vi X 1kohm
R2 X Vo 2kohm
D2 X 0 D
R3 Vo 0 2kohm
.model D D (Ron=0.01 Roff=1000MEG Vfwd=1)
.DC Vi 1 +2V 10mV
.backanno

.end
```



## Esercizio 2 – amplificatore a MOSFET



Dato il circuito in figura, dove  $V_{DD} = 16\text{ V}$ ,  $R_I = 5\text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 430\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 560\text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 13\text{ k}\Omega$ ,  $R_D = 23\text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 220\text{ k}\Omega$ , e il transistor MOS ha i seguenti parametri:  $k_n = 1\text{ mA/V}^2$ ,  $V_T = 1\text{ V}$ ,  $\lambda = 0$ .

Disegnare il circuito equivalente per piccolo segnale e ricavare l'espressione del guadagno con  $R_I = 0$ ,  $R_3 = \infty$

Calcolare:

- 1) i valori DC di  $V_{GSQ}$ ,  $V_{DSQ}$ ,  $I_{DQ}$
- 2) il valore massimo  $R_{Dmax}$  della resistenza di drain che mantiene il transistor in saturazione
- 3) il valore della transconduttanza  $g_m$
- 4) il valore del guadagno  $A_v = v_o/v_g$  con  $R_I = 0$ ,  $R_3 = \infty$
- 5) il valore della resistenza di ingresso  $R_{in}$  e della resistenza di uscita  $R_{out}$  ( $R_D$  inclusa,  $R_3$  esclusa)
- 6) il valore del guadagno  $A_{VR} = v_o/v_i$  con  $R_I$  e  $R_3$
- 7) il valore del guadagno  $A_{VRsenza}$  nel caso si rimuova il condensatore  $C_2$
- 8) che vantaggio comporta rimuovere il condensatore  $C_2$ ?

## SOLUZIONE

1) Calcolo  $V_G$

$$V_G = V_{DD} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 16 \frac{430}{430 + 560} = 16 \frac{430}{990} = 6.95\text{ V}$$

imposto il calcolo di  $V_{GS}$ :

$$V_{GS} = V_G - V_S = 6.95 - \frac{1}{2} k_n R_S (V_{GS} - V_T)^2$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 6.95 - \frac{1}{2} 1 \times 13 (V_{GS} - 1)^2$$

$$V_{GS} = 6.95 - 6.5(V_{GS} - 1)^2$$

$$V_{GS} = 6.95 - 6.5V_{GS}^2 - 6.5 + 13V_{GS}$$

$$0 = 0.45 - 6.5V_{GS}^2 + 12V_{GS}$$

$$0 = 6.5V_{GS}^2 - 12V_{GS} - 0.45$$

che fornisce  $V_{GS} = -0.036$  (impossibile) e  $V_{GS} = 1.88$  V ovvero  $V_{OV} = V_{GS} - V_T = 0.88$  V

quindi  $I_{DQ}$  è data da :

$$I_{DQ} = \frac{1}{2}k_n V_{OV}^2 = 0.5 \times 1 \times 0.88^2 = 387 \mu A$$

e  $V_{DSQ}$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S) = 16 - 0.387(36) = 16 - 13.93 = 2.068$$
 V

dato che  $2.068$  V =  $V_{DSQ} > V_{OV} = 0.88$  V il transistor si trova in saturazione. Per portarlo al limite della saturazione deve essere  $V_{DS} = V_{OV}$ , quindi

$$V_{DSsat} = 0.88$$
 V =  $V_{DD} - I_{DQ}(R_D) - I_{DQ}(R_S) = 16 - 0.387(13) - 0.387(R_D) = 0.88$  V

$$16 - 5.031 - 0.88 = 0.387(R_D) = 10.089$$
 V

2) Calcolo del valore massimo della resistenza di drain

$$R_{Dmax} = \frac{10.089}{0.387} = 26$$
 kΩ

## RISULTATI DELLA SIMULAZIONE SPICE DEL PUNTO OPERATIVO

--- Operating Point ---

|           |               |                |
|-----------|---------------|----------------|
| V(vd) :   | 7.03599       | voltage        |
| V(vg) :   | 6.94949       | voltage        |
| V(vs) :   | 5.06661       | voltage        |
| V(n001) : | 16            | voltage        |
| Id(M1) :  | 0.00038974    | device_current |
| Ig(M1) :  | 0             | device_current |
| Ib(M1) :  | -1.97938e-012 | device_current |
| Is(M1) :  | -0.00038974   | device_current |
| I(R2) :   | 1.61616e-005  | device_current |
| I(Rs) :   | 0.000389739   | device_current |
| I(R1) :   | 1.61616e-005  | device_current |
| I(Rd) :   | 0.000389739   | device_current |
| I(Vdd) :  | -0.000405901  | device_current |

Calcolo del modello per piccolo segnale

$$3) g_m = k_n(V_{GS} - V_T) = 1 \cdot V_{OV} = 0.88$$
 mS

$$4) A_v = -g_m R_D = -0.88 \cdot 23 = -20.24$$

$$5) R_{in} = R_1 // R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = (430 \cdot 560) / (990) = 243 \text{ k}\Omega$$

$$R_{out} = R_D = 23 \text{ k}\Omega$$

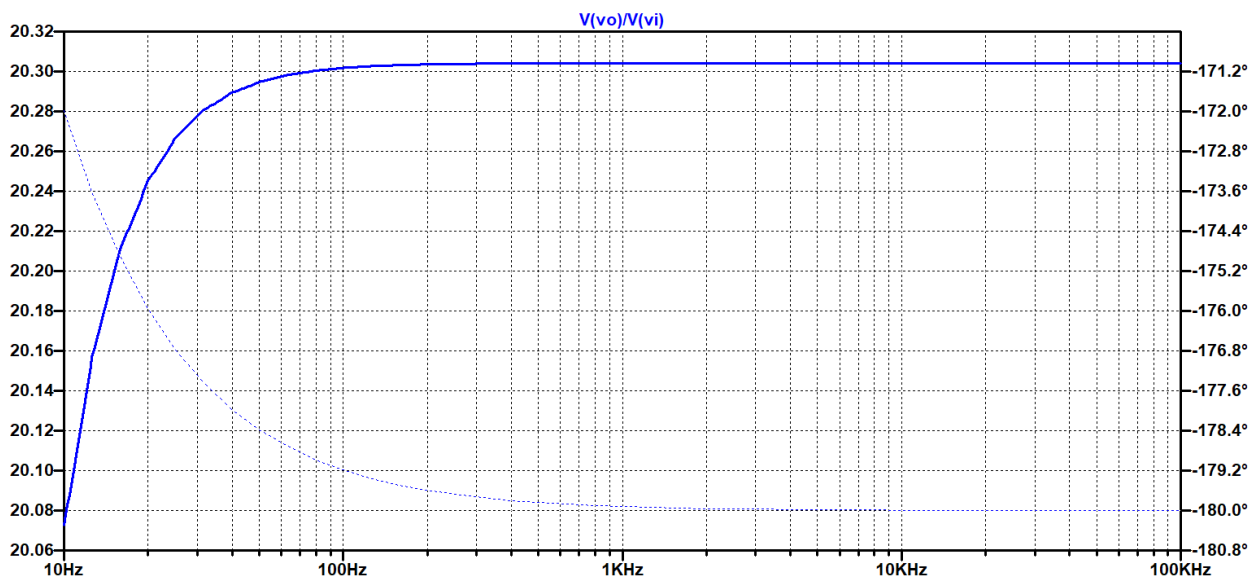
6) Calcolo del guadagno complessivo, inclusa sorgente e carico

$$A_{VR} = A_V \frac{R_{in}}{R_I + R_{in}} \frac{R_3}{R_3 + R_{out}} = -20.24 \frac{243}{5 + 243} \frac{220}{220 + 23}$$

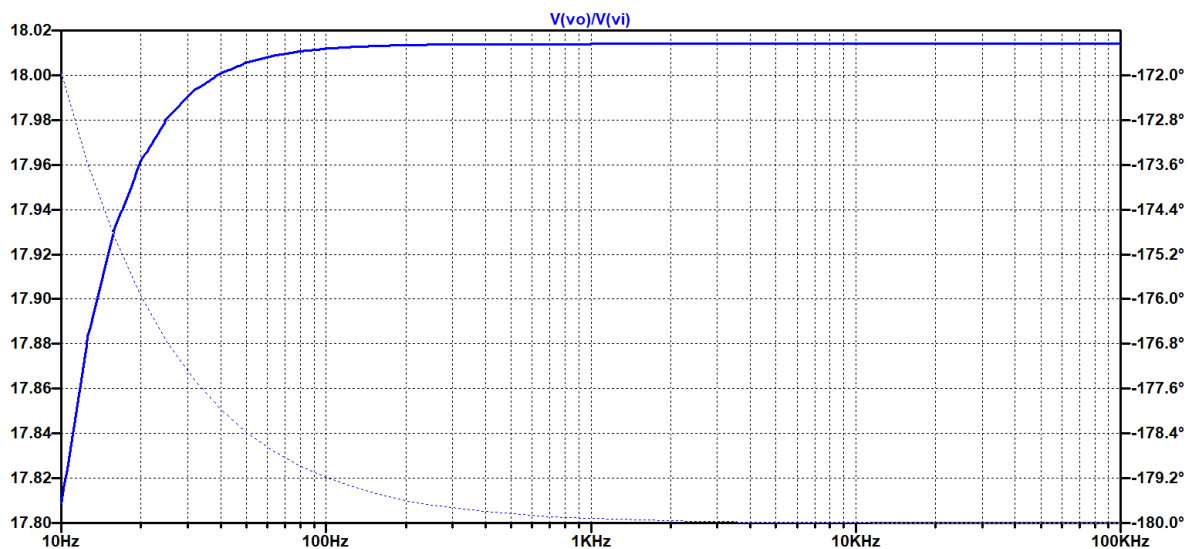
$$= -20.24 \frac{243}{5 + 243} \frac{220}{220 + 23} = -20.24 \times 0.976 \times 0.905 = -17.878$$

Simulazione SPICE

Analisi del guadagno  $v_o/v_i$  con  $R_I = 0$  e  $R_3 = \infty$ . Il valore del guadagno a centro banda simulato è 20.3.

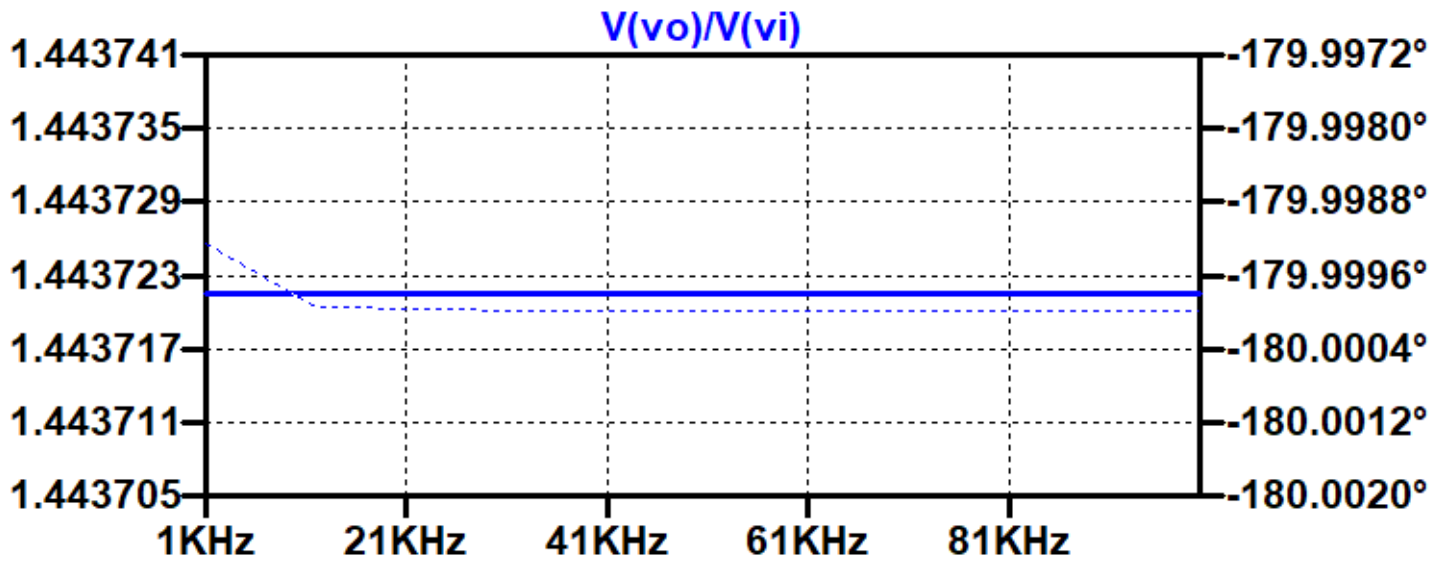


Simulazione SPICE con  $R_I = 5\text{k}\Omega$  e  $R_3 = 220 \text{ k}\Omega$ . Il valore simulato del guadagno è 18.01.



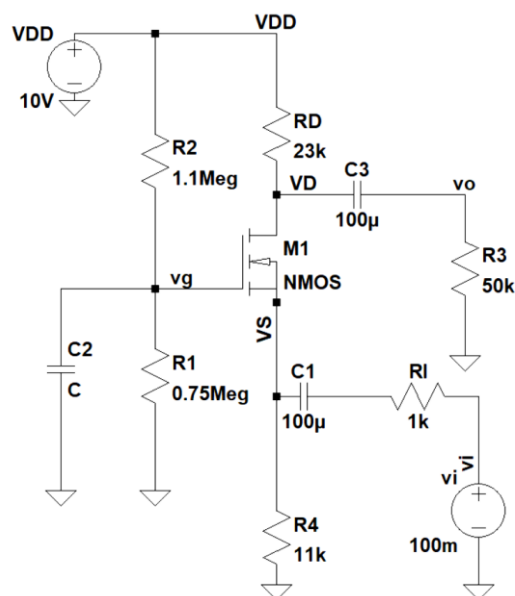
$A_V$  con  $R_S = -g_m R_D / (1 + g_m R_S) = -0.88 \times 23 / (1 + 0.88 \times 13) = -20.24 / 12.44 = -1.627$  V/V

$A_{VR}$  con  $R_S = -1.627 \times 0.976 \times 0.905 = -1.437$  V/V. La simulazione SPICE fornisce -1.443 V/V



### Esercizio 1 –Tema B

| VGSQ   | VDSQ    | IDQ      | RDmax | gm      | Av     | Rin    | Rout  | AVR     | AVsenza/<br>AVRsenza |
|--------|---------|----------|-------|---------|--------|--------|-------|---------|----------------------|
| 1.88 V | 2.068 V | 0.387 mA | 26kΩ  | 0.88 mS | -20.24 | 243 kΩ | 23 kΩ | -17.878 | -1.627<br>-1.437     |



## Esercizio 3 – amplificatore a MOSFET

Dato il circuito in figura, sia  $K_n = 0.5 \text{ mA/V}^2$  e  $V_{Tn} = 1 \text{ V}$ ,  $\lambda=0$ .

Disegnare il circuito equivalente per piccolo segnale.

calcolare:

- 1) i valori DC di  $V_{GSQ}$ ,  $V_{DSQ}$ ,  $I_{DQ}$
- 3) il valore della transconduttanza  $g_m$
- 4) il valore del guadagno  $A_V = v_o/v_i$  con  $R_I=0$ ,  $R_3 = \infty$
- 5) il valore della resistenza di ingresso  $R_{in}$  vista da  $V_s$  (senza  $R_I$ ) e della resistenza di uscita  $R_{out}$  vista da  $V_D$  ( $R_D$  inclusa,  $R_3$  esclusa)
- 6) il valore del guadagno  $A_{VR} = v_o/v_i$  con  $R_I$  e  $R_3$

Calcolo del punto a riposo

a) Calcolo il valore di  $V_G$

$$V_G = V_{DD} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 10 \frac{0.75}{1.1 + 0.75} = 10 \frac{0.75}{1.85} = 4.05 \text{ V}$$

imposto il calcolo di  $V_{GS}$ :

$$V_{GS} = V_G - V_S = 4.05 - \frac{1}{2} k_n R_S (V_{GS} - V_T)^2$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 4.05 - \frac{1}{2} 0.5 \times 11 (V_{GS} - 1)^2$$

$$V_{GS} = 4.05 - 2.75 \times (V_{GS}^2 + 1 - 2V_{GS})$$

$$V_{GS} = 4.05 - 2.75V_{GS}^2 - 2.75 + 5.5V_{GS}$$

$$V_{GS} = 4.05 - 2.75V_{GS}^2 - 2.75 + 5.5V_{GS}$$

$$0 = 1.3 - 2.75V_{GS}^2 + 4.5V_{GS}$$

$$0 = 2.75V_{GS}^2 - 4.5V_{GS} - 1.3$$

$V_{GS} = -0.25 \text{ V}$  (impossibile) ;  $V_{GS} = 1.89 \text{ V}$  ;  $V_{OV} = 0.89 \text{ V}$ .

Calcolo  $I_{DQ}$ :

$$I_{DQ} = \frac{1}{2} k_n V_{OV}^2 = 0.25 \times 0.89^2 = 198 \mu\text{A}$$

Calcolo  $V_{DS}$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S) = 10 - 0.198(34) = 10 - 6.732 = 3.268 \text{ V} > V_{OV}$$

Il transistor si trova in saturazione.

## Simulazione SPICE – punto di lavoro

--- Operating Point ---

```

V(vd) :      5.47011      voltage
V(vg) :      4.05405      voltage
V(vs) :      2.16647      voltage
V(vdd) :     10           voltage
V(vo) :      2.73505e-011  voltage
V(n001) :    0.1          voltage
V(vi) :      0.1          voltage
Id(M1) :     0.000196952   device_current
Ig(M1) :     0            device_current
Ib(M1) :     -3.31364e-012 device_current
Is(M1) :     -0.000196952 device_current
I(C2) :      4.05405e-016  device_current
I(C1) :      2.06647e-016  device_current
I(C3) :      -5.47011e-016 device_current
I(R2) :      5.40541e-006  device_current
I(R4) :      0.000196952   device_current
I(Ri) :      2.06654e-016  device_current
I(R1) :      5.40541e-006  device_current
I(R3) :      5.47011e-016  device_current
I(Rd) :      0.000196952   device_current
I(Vdd) :     -0.000202357  device_current
I(Vi) :      2.06662e-016  device_current
    
```

## Calcolo dei parametri per piccolo segnale

$$g_m = \sqrt{2k_n I_D} = \sqrt{2 \times 0.5 \times 0.198} = 0.444 \text{ mS}$$

### Altra forma

$$g_m = k_n V_{OV} = 0.5 \times 0.89 = 0.445 \text{ mS}$$

Si tratta di un amplificatore a gate comune; calcolo il guadagno senza  $R_I$  e  $R_3$ :

$$A_V = g_m R_D = 0.444 \times 23 = 10.212$$

Calcolo il guadagno con  $R_I$  e  $R_3$ :

$$R_L = R_D // R_3 = (23 \times 50) / 73 = 15,75 \text{ k}\Omega$$

$$R_{TH} = R_S // R_I = (11 \times 1) / 12 = 0.92$$

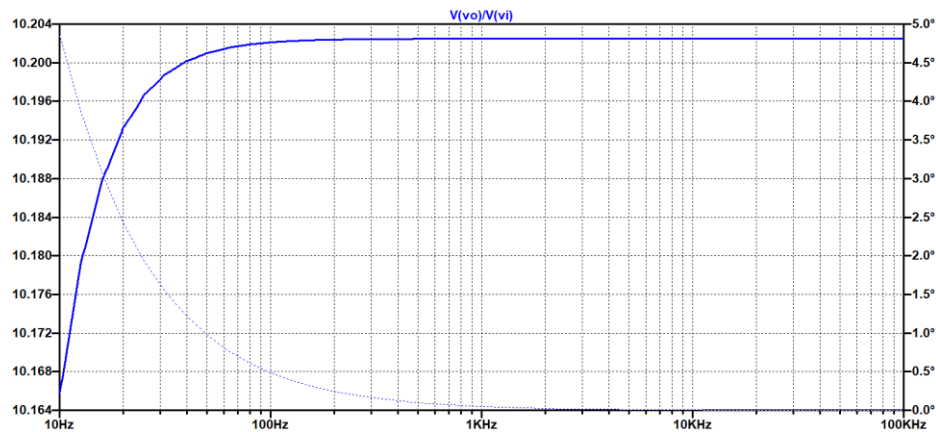
$$R_S / (R_I + R_S) = 11 / 12 = 0.92$$

$$A_{VR} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_{TH}} \frac{R_S}{R_I + R_S} = \frac{0.444 \times 15.75}{1 + 0.444 \times 0.92} \times \frac{11}{12}$$

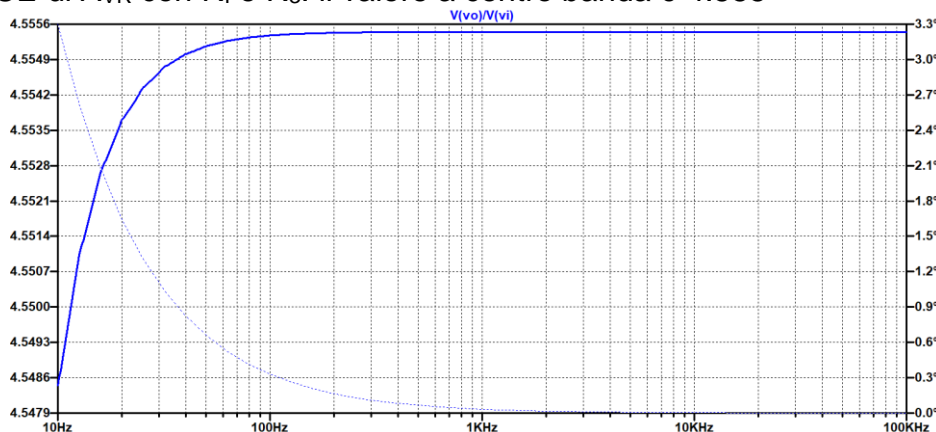
$$A_{VR} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_{TH}} \frac{R_S}{R_I + R_S} = \frac{6.993}{1.408} \times 0.92 = 4.57$$

Simulazione SPICE di  $A_V$  con  $R_I = 0$  e  $R_3 = \infty$ . Il valore a centro banda è 10.203



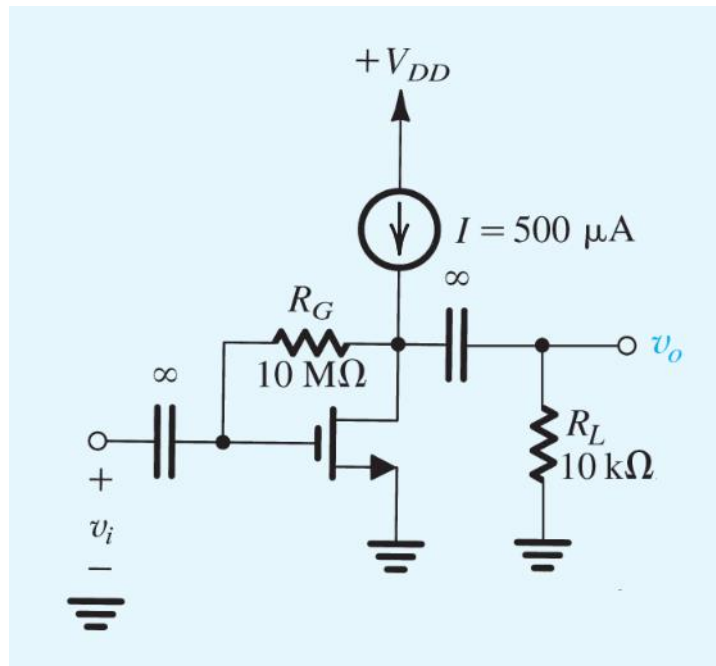


Simulazione SPICE di  $A_{VR}$  con  $R_I$  e  $R_3$ : il valore a centro banda è 4.555



Senza  $r_o$ ,  $R_{in} = 1/g_m//R_s$ ;  $1/g_m = 1/0.444 = 2.25\text{ k}\Omega$ ;  $2.25\text{ k}\Omega//11\text{ k}\Omega = (2.25 \times 11 \times 10^6)/13.25 \times 10^3 = 1.87\text{ k}\Omega$ ;  $R_{out} = R_D = 23\text{ k}\Omega$ .

| VGSQ   | VDSQ    | IDQ      |  | gm       | Av     | Rin     | Rout  |  | AVR  |
|--------|---------|----------|--|----------|--------|---------|-------|--|------|
| 1.89 V | 3.268 V | 0.198 mA |  | 0.444 mS | 10.212 | 1.87 kΩ | 23 kΩ |  | 4.57 |



Esercizio 4 Nel circuito in figura (sotto) il transistor NMOS ha  $V_T = 1$  V,  $\lambda = 1/50$

- 4.1 Imporre  $V_{DS} = 2$  V e trovare il valore di  $k_n$
- 4.2 Trovare  $r_o$
- 4.3 Qual'è il guadagno di tensione  $A_v = v_o/v_i$  ?
- 4.4 Quanto diventano  $V_{DSn}$  e il guadagno  $A_{vn}$  se  $I$  diventa 1 mA?

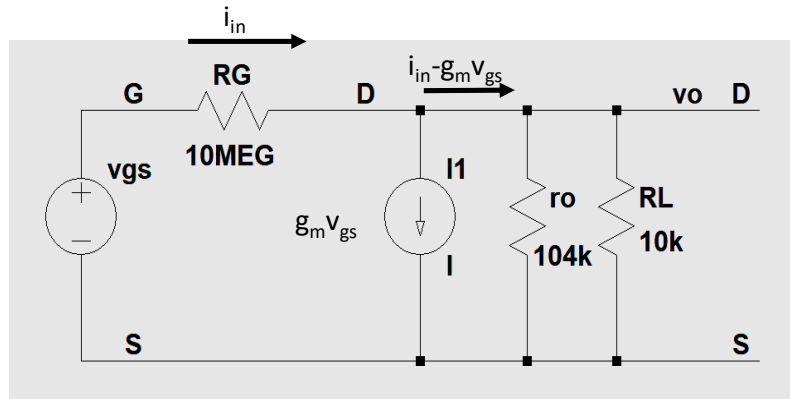
Soluzione (identica per Tema A e Tema B)

1)  $V_{DS} = V_{GS} = 2$  V,  $V_{OV} = 2 - 1 = 1$ . Trascurare  $\lambda$ .  $I_D = 0.5$  mA  $= (1/2)k_n V_{OV}^2 = 0.5k_n$ ,  $k_n = 1$  mA/V<sup>2</sup>.  
 prova :  $I_D = \frac{1}{2} k_n (V_{GS} - V_T)^2 = 0.5 * 1 * (2 - 1)^2$  mA = 0.5 mA

2)  $r_o = (1/\lambda + V_{DS})/I_D = (50 + 2)/(0.5 \times 10^{-3}) = 104$  kΩ (sono 100 kΩ se si usa la formula approssimata  $r_o = 1/(\lambda I_D)$ ).

3) per calcolare il guadagno in tensione è necessario considerare il modello per piccolo segnale; il generatore di corrente viene sostituito da un circuito aperto, i condensatori da cortocircuiti.

Calcolo  $g_m = k_n(V_{GS} - V_T) = 1 * 1 = 1$  mS



Definiamo  $R'_L = r_o // R_L = 104 // 10 = 1040 / 114 = 9.12 \text{ k}\Omega$

$$v_o = (i_{in} - g_m v_{gs}) R'_L$$

$$i_{in} = (v_{gs} - v_o) / R_G$$

$$v_o = (v_{gs} / R_G - v_o / R_G - g_m v_{gs}) R'_L$$

raccolgo  $v_o$  e  $v_{gs}$ :

$$v_o (1 + R'_L / R_G) = v_{gs} (R'_L / R_G - g_m R'_L)$$

quindi

$$A_v = v_o / v_{gs} = (R'_L / R_G - g_m R'_L) / (1 + R'_L / R_G)$$

$$A_v = v_o / v_{gs} = (9.12 \text{ k}\Omega / 10 \text{ M}\Omega - 1 * 9.12) / (1 + 9.12 \text{ k}\Omega / 10 \text{ M}\Omega)$$

dato che  $9.12 \text{ k}\Omega / 10 \text{ M}\Omega < 1/1000$  risulta trascurabile, e il guadagno diventa  $-9.12 \text{ V/V} = -g_m R'_L$

4) mantenendo  $k_n = 1 \text{ mA/V}^2$ , dato che  $I_D = \frac{1}{2} k_n V_{OV}^2$  perchè  $I_D$  diventi  $1 \text{ mA}$  deve essere  $V_{OV}^2 = 2 I_D / k_n = 2 \text{ V}^2$ , quindi  $V_{OV} = 1.4142 \text{ V}$  e  $V_{GS} = V_{DS} = V_{OV} + V_T = 2.4142 \text{ V}$

$r_o$  diventa circa metà del valore iniziale, ovvero  $50 \text{ k}\Omega$ .

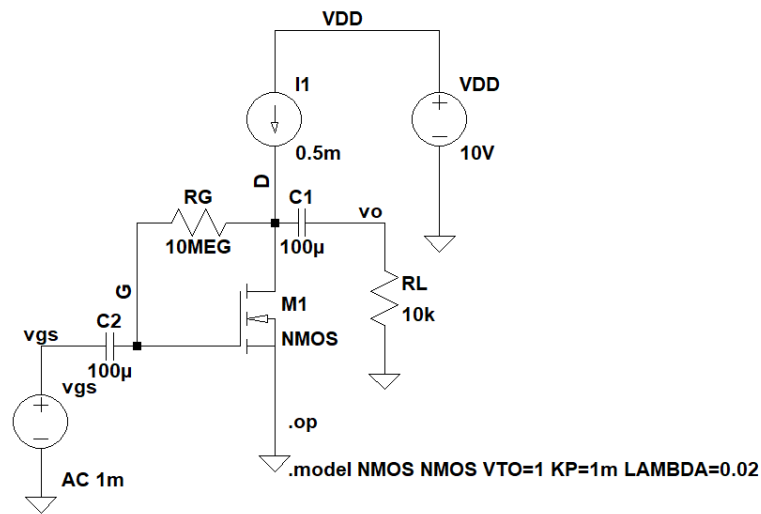
$$R'_L = r_o // R_L = 50 // 10 = 500 / 60 = 8.33 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = (2 k_n I_D)^{1/2} = 1.4142 \text{ mS}$$

$$A_v = -g_m R'_L = -1.4142 * 8.33 = -11.78 \text{ V/V}$$

| $k_n$              | $r_o$                 | $g_m$          | $A_v$  | $g_m$   | $V_{DSn}$ | $A_{vn}$ |
|--------------------|-----------------------|----------------|--------|---|-----------|----------|
| $1 \text{ mA/V}^2$ | $104 \text{ k}\Omega$ | $1 \text{ mS}$ | $9.12$ | $1.4142 \text{ mS}$<br>$r_o = 50 \text{ k}\Omega$ | $2.4142$  | $-11.78$ |

Il circuito utilizzato per la simulazione SPICE è mostrato nel seguito.



Con una corrente di 500  $\mu\text{A}$ , dopo aver imposto  $k_n = 1\text{mA/V}^2$  e  $\lambda=0$  si ottiene  $V_{DS} = V_{GS} = 2\text{V}$ .

--- Operating Point ---

|          |              |                |
|----------|--------------|----------------|
| V(d) :   | 2            | voltage        |
| V(g) :   | 2            | voltage        |
| V(vdd) : | 10           | voltage        |
| V(vo) :  | 2e-012       | voltage        |
| V(vgs) : | 0            | voltage        |
| Id(M1) : | 0.0005       | device_current |
| Ig(M1) : | 0            | device_current |
| Ib(M1) : | -2.01e-012   | device_current |
| Is(M1) : | -0.0005      | device_current |
| I(C2) :  | 2e-016       | device_current |
| I(C1) :  | -2e-016      | device_current |
| I(I1) :  | 0.0005       | device_current |
| I(Rl) :  | 2e-016       | device_current |
| I(Rg) :  | 1.99784e-016 | device_current |
| I(Vgs) : | 2e-016       | device_current |
| I(Vdd) : | -0.0005      | device_current |

Il guadagno a centro banda corrispondente (con  $\lambda=0.02$ ) vale -9.29 V/V (rispetto a 9.12 V calcolati analiticamente).

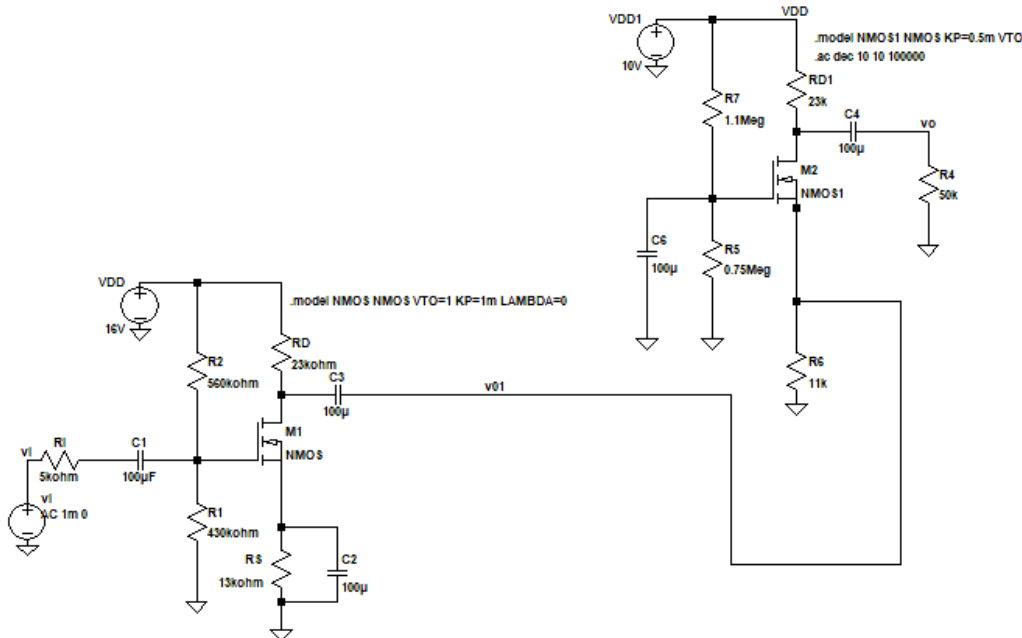
Quando la corrente passa a 1 mA, la tensione di drain aumenta a 2.4142 V come calcolato:

--- Operating Point ---

|          |               |                |
|----------|---------------|----------------|
| V(d) :   | 2.41421       | voltage        |
| V(g) :   | 2.41421       | voltage        |
| V(vdd) : | 10            | voltage        |
| V(vo) :  | 2.41421e-012  | voltage        |
| V(vgs) : | 0             | voltage        |
| Id(M1) : | 0.001         | device_current |
| Ig(M1) : | 0             | device_current |
| Ib(M1) : | -2.42421e-012 | device_current |
| Is(M1) : | -0.001        | device_current |
| I(C2) :  | 2.41421e-016  | device_current |
| I(C1) :  | -2.41421e-016 | device_current |
| I(I1) :  | 0.001         | device_current |
| I(Rl) :  | 2.41421e-016  | device_curren  |

I (Rg) : 2.40783e-016 device\_current  
 I (Vgs) : 2.41421e-016 device\_current  
 I (Vdd) : -0.001 device\_current

mentre il guadagno a centro banda diventa 12.14 V/V (analiticamente è stato calcolato 11.78 V/V approssimando il valore di  $r_o$ ).



Esercizio 5 (facoltativo). Dopo aver rimosso R3 e C3 dall' amplificatore dell'esercizio 2, e il generatore Vi e Ri dell'esercizio 3, connettere l'uscita dell'amplificatore (esercizio 2) all'ingresso dell'amplificatore (esercizio 3). Mantenere il carico R3 dell'amplificatore (esercizio 3) e la resistenza Ri all'ingresso dell'amplificatore (esercizio 2). Calcolare il guadagno in tensione complessivo.

Il guadagno in tensione è il prodotto dei due guadagni, che vanno però calcolati tenendo conto dell'effetto di carico del secondo amplificatore sul primo.

Il primo amplificatore ha come carico  $R_D$  in parallelo alla resistenza di ingresso del secondo amplificatore, che vale (si veda sopra – esercizio 3)  $R_{in2} = 1/g_{m2}/R_s$ ;  $1/g_{m2} = 1/0.444 = 2.25 \text{ k}\Omega$ ;  $2.25\text{k}\Omega // 11\text{k}\Omega = (2.25 \times 11 \times 10^6) / (13.25 \times 10^3) = 1.87 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{D1} // R_{in2} = 23\text{k}\Omega // 1.87\text{k}\Omega = (23 \times 1.87) / 24.87 = 1.73\text{k}\Omega$ ; quindi  $A_{V1}$  vale

$$A_{V1} = -g_{m1}(R_D || R_{in2}) \frac{R_{in1}}{R_{I1} + R_{in1}} = -0.88(1.73) \frac{243}{5 + 243} = -1.5224 \times 0.9798 = -1.4916 \text{ V/V}$$

Dato che abbiamo inserito gli effetti di carico nel primo amplificatore (common source), non dobbiamo tenerne conto nel calcolo del guadagno in tensione del secondo (common gate).

Il guadagno del secondo amplificatore sarà quindi (con  $R_{D2} || R_3 = (23 \times 50) / 73 = 15.75 \text{ k}\Omega$ )

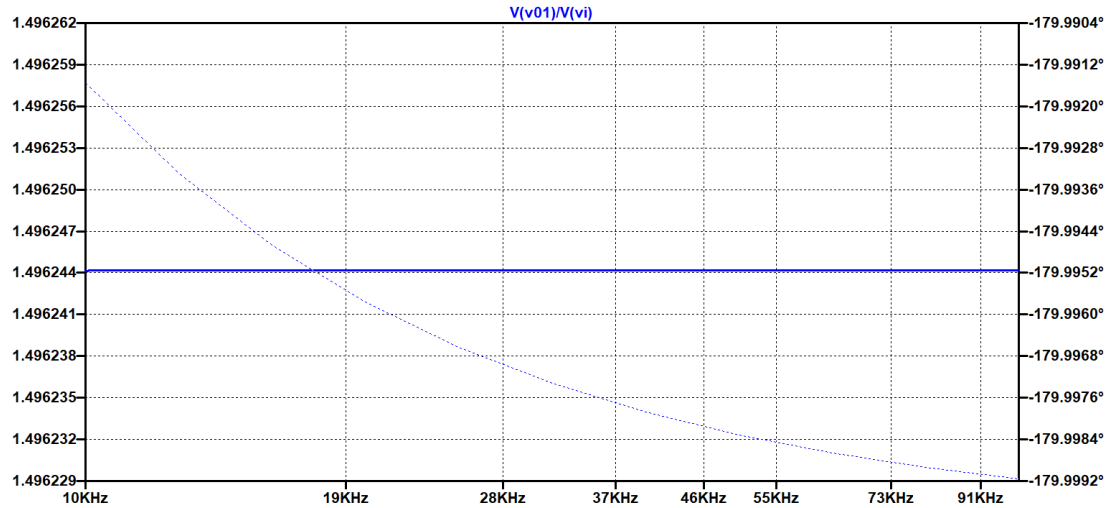
$$A_{V2} = g_{m2}(R_{D2} || R_3) = 0.444 \times 15.75 = 6.993 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

Il guadagno complessivo sarà quindi

$$A_{V1}A_{V2} = -1.4916 \times 6.993 = -10.43 \text{ V/V}$$

Il circuito in figura rappresenta la configurazione usata per la simulazione SPICE.

Il rapporto  $v_{o1}/v_i$  simulato (che corrisponde al guadagno in tensione del primo stadio in queste condizioni di carico è -1.496 V/V (valore analitico -1.4916)



Il rapporto  $v_o/v_{o1}$  rappresenta il guadagno del secondo stadio. La simulazione SPICE fornisce 6.991 V/V rispetto al valore 6.993 V/V calcolato analiticamente. Il guadagno complessivo è dato da  $v_o/v_i = -10.46 \text{ V/V}$  (-10.43 analitico).

