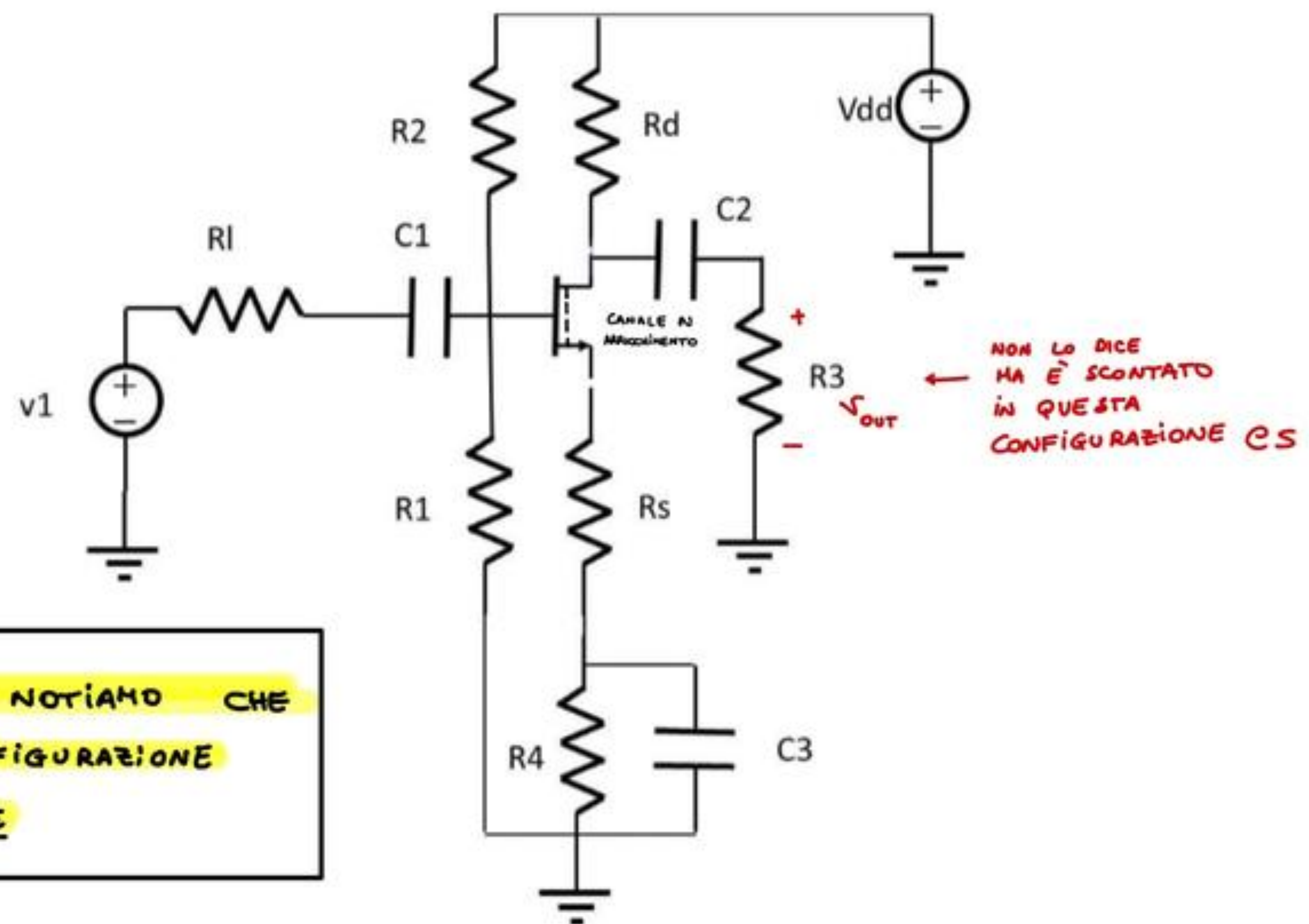


Compito Elettronica

11 Settembre 2018

1) Dato il circuito di Figura 1

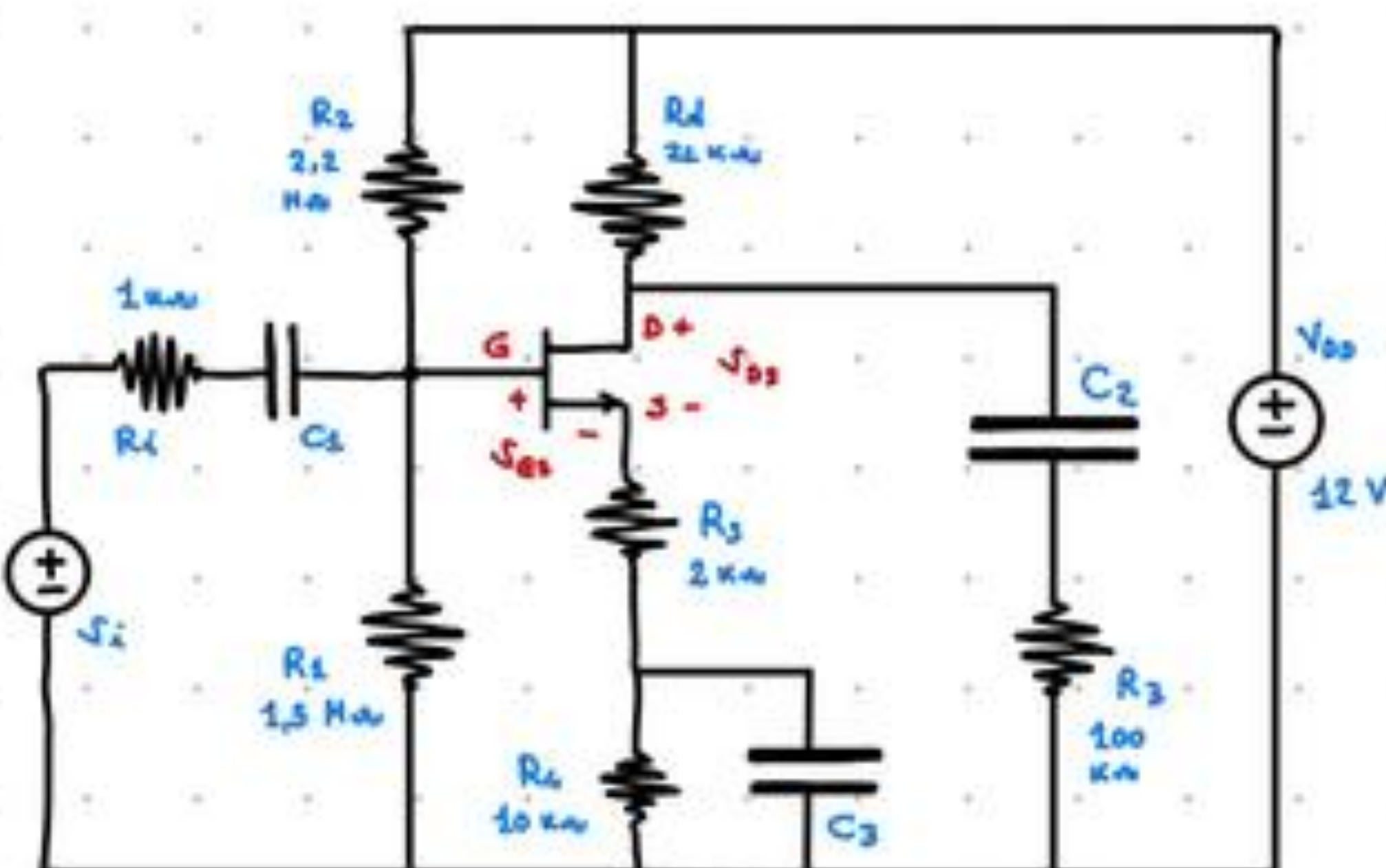


COME PRIMA COSA NOTIAMO CHE
SI TRATTA DI UNA CONFIGURAZIONE
COMMON - SOURCE

Figura 1

Si calcoli il guadagno di tensione dell'amplificatore assumendo $K_n = 0.5 \text{ mA/V}^2$, che la tensione di soglia sia pari a 1V e $\lambda = 0.0133/\text{V}$, che il punto di lavoro Q sia (0.241mA, 3.81V). Si calcolino, facendo le opportune ipotesi, il massimo valore di v_1 compatibile con l'ipotesi di funzionamento a piccoli segnali sapendo che: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2.2 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 1.5 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_d = 22 \text{ k}\Omega$ e $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ e $V_{dd} = 12 \text{ V}$. C_1 e C_2 di valore molto grande.

RIDISEGNAMO IL CIRCUITO



DATO IL CIRCUITO IN FIGURA, SAPPIAMO CHE $K_n = 0.5 \text{ mA/V}^2$
e $V_{th} = 1 \text{ Volt}$ e $\lambda = 0.0133 [1/\text{V}]$.

LE RESISTENZE SONO TUTTE INDICATE IN FIGURA

STUDIAMO IL CIRCUITO IN DC (CORRENTE CONTINUA)

A SECONDA SE IN AC o DC, IL MODO IN CUI I CONDENSATORI
SI COMPORTANO CAMBIA, INFATTI LA LORO IMPEDENZA È:

$$Z_c = -\frac{j}{\omega C} = \begin{cases} 0 & \text{SE (AC)} \\ \rightarrow \infty & \text{SE (DC)} \end{cases}$$

NEL CASO DIRECT CURRENT (DC) ABBIAMO LA PULSAZIONE $\omega \rightarrow 0$ E QUINDI $Z_c = \frac{1}{0} \rightarrow \infty$ E DUNQUE,
AVENDO UNA IMPEDENZA INFINITA, SI HA UN CIRCUITO APERTO NEL CASO (DC).

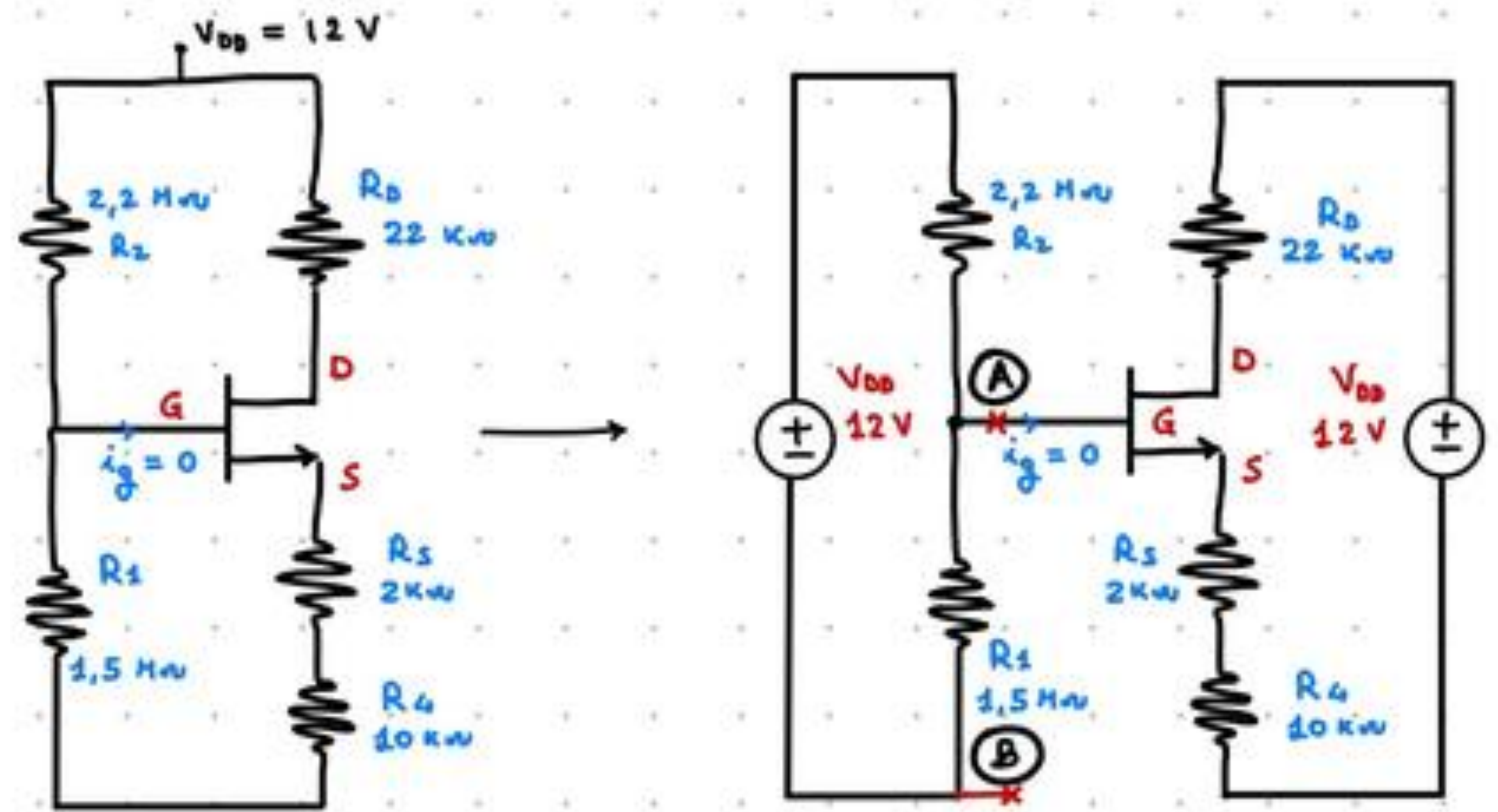
RIDISEGNAMO IL CIRCUITO CON, AL POSTO DI CONDENSATORI DEI CIRCUITI APERTI.

DIRE CHE L'ESTREMO SUPERIORE SI TROVA A 12 [Volt] EQUIVALE A TALE CONFIGURAZIONE CON I GENERATORI DI TENSIONE.

STUDIARE IL CIRCUITO ALLO STATO ATTUALE delle COSE È ABBASTANZA DIFFICILE, MA È NOTEVOLMENTE SEMPLIFICABILE CON THEVENIN. LA COSA STANDARD

QUINDI CHE SI FA CON LA RETE DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTORI, È APPLICARE THEVENIN AI 2 MORSETTI AB, COSÌ DA RICAVARCI IL CIRCUITO EQ. DI THEVENIN, DI UN PEZZO DEL CIRCUITO.

IL CIRCUITO CHE CI RICAVIAMO COSÌ HA UN (V_{GS}) FACILMENTE STUDIABILE, OLTRE AD ESSERE PIÙ SEMPLICE.



Thevenin $\left\{ \begin{array}{l} R_{EQ} = \text{SPENGO TUTTI I GENERATORI DI TEN O COARENTE} \leftarrow \text{IMMAGINO CHE IL C.B. NON MI LASCI APPESO NESSUN COMPONENTE} \\ S_{EQ} = \text{TENSIONE AI MORSETTI AB QUANDO LASCIATI IN C.B.} \end{array} \right.$

Req: Siccome il circuito ha la linea di tensione che può essere vista anche come un generatore da 12 Volt posizionato tra la linea alta e terra, siccome per ricavare Req è necessario spegnere i generatori per cercare la resistenza equivalente del circuito collegato ai morsetti AB, avremo che se sostituiamo un corto circuito al posto del generatore, avremo che R1 e R2 risultino in parallelo e che quindi tale sia la resistenza equivalente del circuito AB.

$$R_{EQ} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 0,89 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

Invece per Veq dobbiamo trovare VR1, dato che è equivalente alla tensione che si ha ai morsetti AB, quindi ci sono 2 MODI di trovare VR1, il primo facendo Kirchhoff della maglia sinistra e trovando la corrente e poi con Ohm moltiplicare per R1 e trovare la tensione VR1, altrimenti possiamo notare come la tensione VDD sia partizionata tra i due resistori e quindi sia sufficiente il partitore di tensione.

MODO 1 PER TROVARE $S_{R1} = S_{EQ}$

$$\text{KV1: } 12V = iR_2 + iR_3 \rightarrow 12V = i(2,2 + 1,5) \text{ M}\Omega \quad i = 3,24 \mu A$$

$$S_{R1} = i \cdot R_1 = 3,24 \mu A \cdot 1,5 \text{ M}\Omega \approx 4,86 \text{ [Volt]} = S_{EQ}$$

MODO 2 PER TROVARE $S_{R1} = S_{EQ}$

$$\text{REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE: } S_1 = V_{DD} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 4,8 \text{ [Volt]}$$

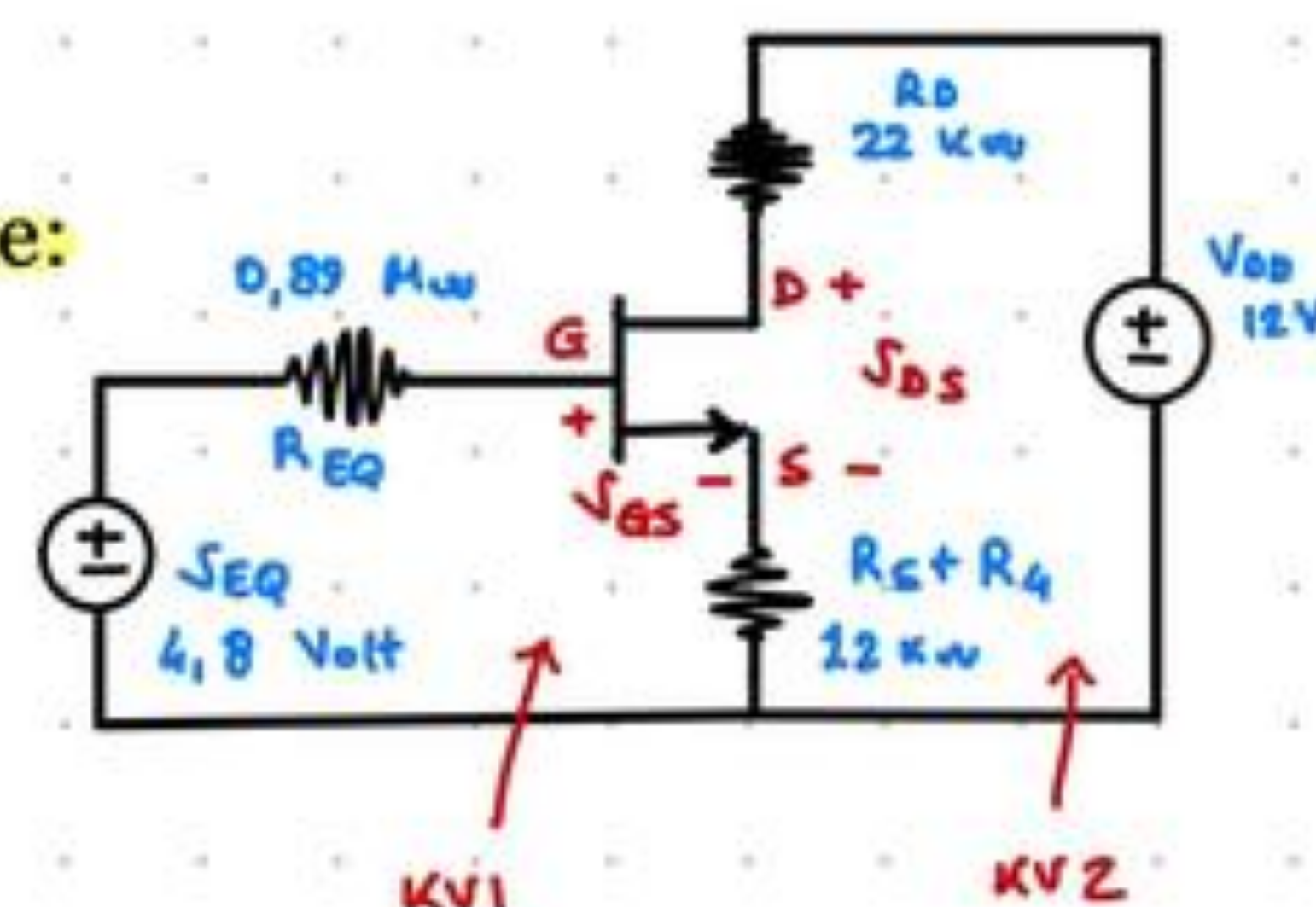
Adesso possiamo riscrivere il circuito utilizzando Req e Veq che ci siamo ricavati. In pratica la parte sinistra del circuito l'abbiamo riscritta grazie all'equivalente di Thevenin in modo da poterla maneggiare meglio.

Abbiamo anche sommato tra loro i due resistori RS e R4, dato che erano in serie.

Per proseguire facciamo una supposizione, diciamo di trovarci in regione di saturazione:

$$\text{CONDIZIONE DI SATURAZIONE: } S_{DS} > S_{GS} - S_{TN}$$

$$\text{CORRENTE DI SATURAZIONE: } i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$



Troviamo con Kirchhoff della maglia KV1 un'equazione che contenga la corrente I_{DS} e sostituiamoci dentro la relazione che definisce la corrente Buniel caso che stiamo supponendo adesso (saturazione)

KV1: $4,8 \text{ V} = \overbrace{R_{eq} i_g}^{\text{NULLA}} + \overbrace{V_{GS}}^{\text{NON DIMENTICARLO!}} + R_S i_{DS}$

$$4,8 \text{ V} = V_{GS} + \underbrace{R_S i_{DS}}_{12 \text{ k}\Omega} \quad i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 = \frac{1/2}{2} (V_{GS}^2 - 2V_{GS}V_{TN} + V_{TN}^2) = \frac{1}{4} (V_{GS}^2 - 2V_{GS} + 1)$$

$$4,8 \text{ V} = V_{GS} + \frac{12}{4} \text{ k}\Omega (V_{GS}^2 - 2V_{GS} + 1) \rightarrow 4,8 = V_{GS} + 3V_{GS}^2 - 6V_{GS} + 3$$

$$3V_{GS}^2 - 5V_{GS} - 1,8 \rightarrow x_{1,2} = \frac{+5 \pm \sqrt{25 - 4(3 \cdot (-1,8))}}{2 \cdot 3} \rightarrow \begin{cases} 1,97106 \text{ Si } \checkmark \\ -0,3044 \text{ NO } \times \end{cases}$$

Abbiamo trovato due possibili V_{GS} , ma solo una delle due va bene, sappiamo che nel caso di un MOSFET canale N ad arricchimento, affinché il canale di elettroni nasca sotto l'isolante, è necessario che il gate sia a potenziale maggiore della regione sottostante, di conseguenza l'unica V_{GS} accettabile affinché ci sia passaggio di corrente nel Mosfet è quella pos.

SE $V_{GS} = 1,97106 \text{ [Volt]}$ Allora $i_{DS} = \frac{1}{4} (\overbrace{V_{GS}}^{\text{mV}} - \overbrace{V_{TN}}^{\text{V}})^2 \approx 0,235739 \text{ [mA]}$

Per trovare V_{DS} applico Kirchhoff alla maglia di destra (ricordati che tra le tensioni appare anche V_{DS})

KV2: $12 \text{ V} = V_{DS} + 22 i_{DS} + 12 i_{DS} \rightarrow 12 \text{ V} = V_{DS} + 34 i_{DS} \rightarrow V_{DS} = 12 - 34 \cdot i_{DS}$

ATTENZIONE, NON POSSO FARE CALCOLI TRA VALORI CON DIFFERENTI UNITÀ DI MISURA! PORTO TUTTO ALLA MEDESIMA:

$$V_{DS} = 12 \text{ V} - 34 \cdot 10^3 [\Omega] \cdot 0,235 \cdot 10^{-3} [\text{A}] \rightarrow V_{DS} \approx 3,976 \text{ [Volt]}$$

Ora che abbiamo trovato V_{DS} possiamo applicarlo alla condizione di Saturazione e verificare sia vera

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TN} \quad \begin{cases} V_{DS} \approx 3,98 \text{ [Volt]} \\ V_{GS} \approx 1,97 \text{ [Volt]} \\ V_{TN} = 1 \text{ [Volt]} \end{cases} \quad \boxed{3,98 > 1,97 - 1} \quad \text{VERO } \checkmark$$

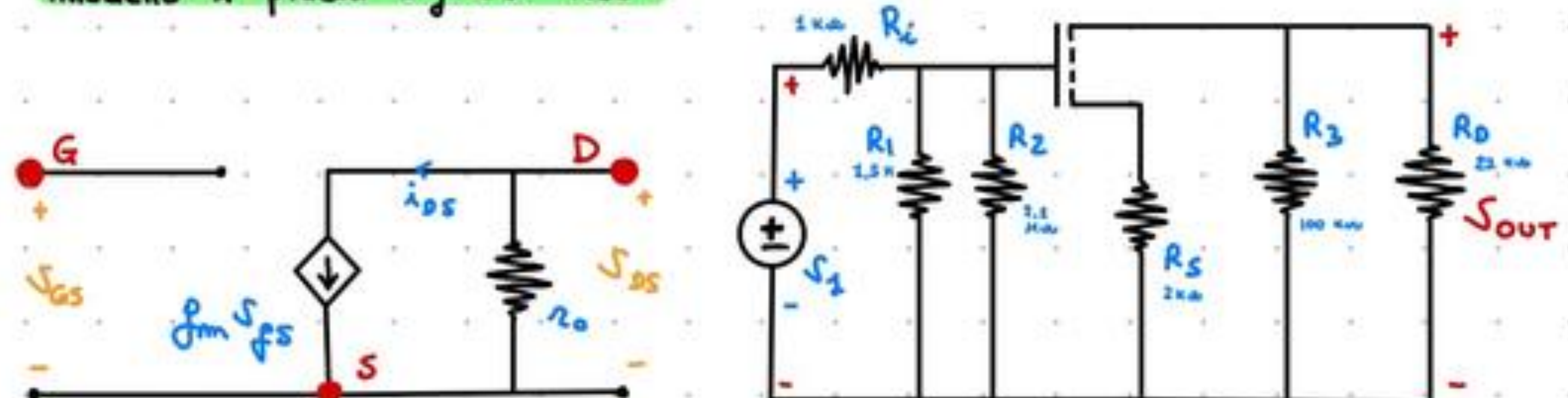
L'esercizio ci diceva che il punto di lavoro fosse Q(0.241mA, 3.81V), noi ce lo siamo ricavati analizzando il circuito in DC e abbiamo appurato effettivamente il circuito in questione (in saturazione) lavori con tale corrente e tensione di polarizzazione. Adesso analizziamo invece il circuito in AC, studiamo quindi il modello per piccoli segnali del MOS.

STUDIAMO IL CIRCUITO IN AC

modello a piccoli segnali MOS:

$$g_o = \frac{I_{DS}}{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}} \quad r_o = \frac{1}{g_o} = \frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}}{I_{DS}} \approx \frac{1}{\lambda \cdot I_{DS}}$$

$$g_m = \frac{2 \cdot I_{DS}}{V_{GS} - V_{TN}} \quad \text{CONDIZIONE DI PICCOLO SEGNALE DEL MOSFET:} \quad V_{GS} \leq 0,2 (V_{GS} - V_{TN})$$



$$r_o = \frac{1}{\lambda \cdot I_{DS}} = \frac{1}{0,0133 \frac{1}{V} \cdot 0,241 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 311.983,27 [\Omega] = 311 [\text{k}\Omega]$$

$$g_m = \frac{2 I_{DS}}{V_{GS} - V_{TN}} = \frac{2 \cdot 0,241 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{(1,97 - 1) \text{ V}} = 0,000496 [\Omega^{-1}] = 0,496 [\text{mA/V}] = 496 [\mu\text{S}]^{-1}$$

Miracomando, assicurati sempre che tutte le unità del calcolo siano uguali, altrimenti devi calcolarti l'unità di misura finale, analizzando dimensionale te cosa ottieni alla fine.

DATO UN ESERCIZIO DOVE IL PUNTO DI LAVORO DEL MOSFET $Q(i_{DS}, V_{DS})$ È DATO, POSSIAMO DIRETTAMENTE TROVARE $(V_{GS} - V_{TN})$ DATO CHE $I_{DS} = \frac{\mu_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$ E CHE QUINDI: $(V_{GS} - V_{TN}) = \sqrt{2I_{DS}/\mu_n}$

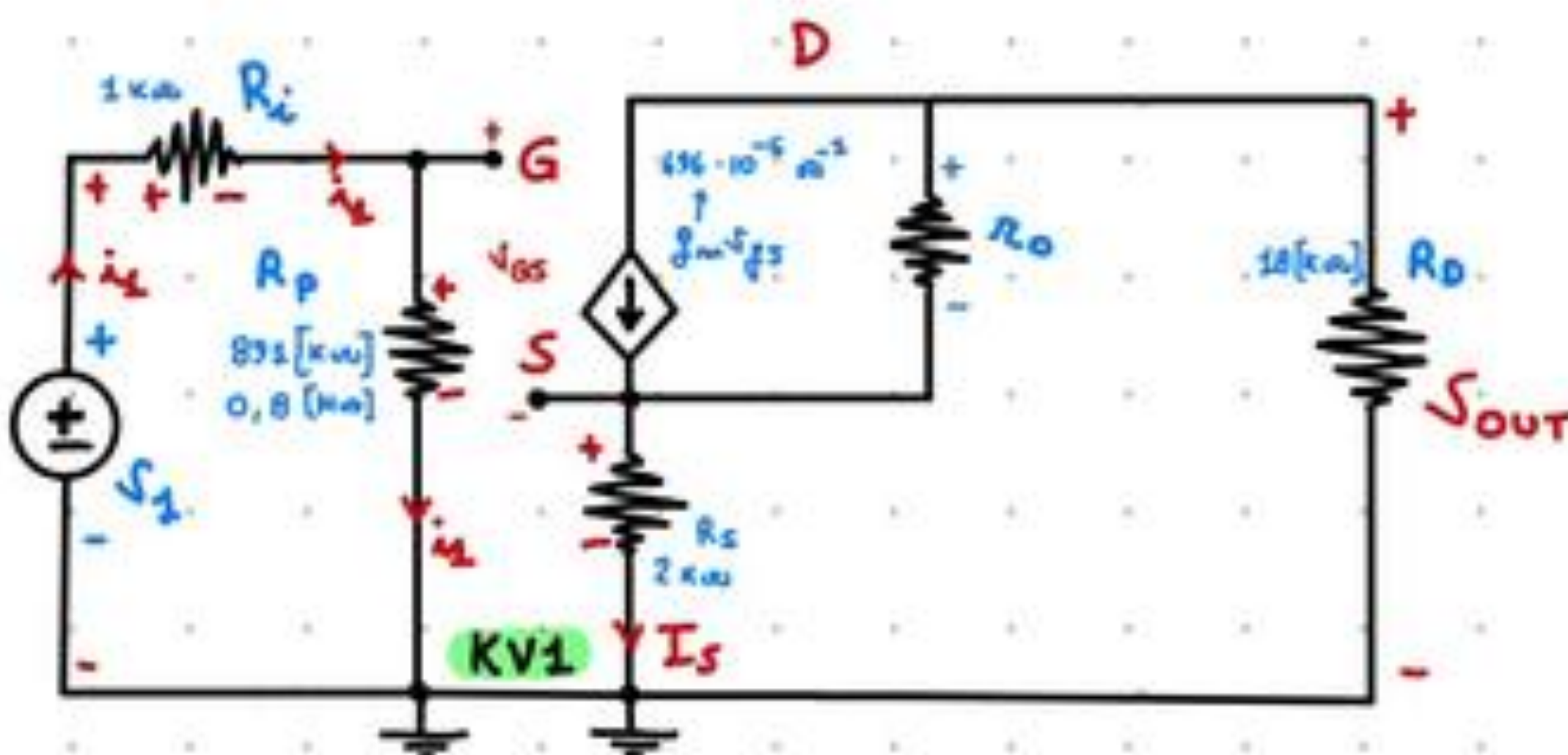
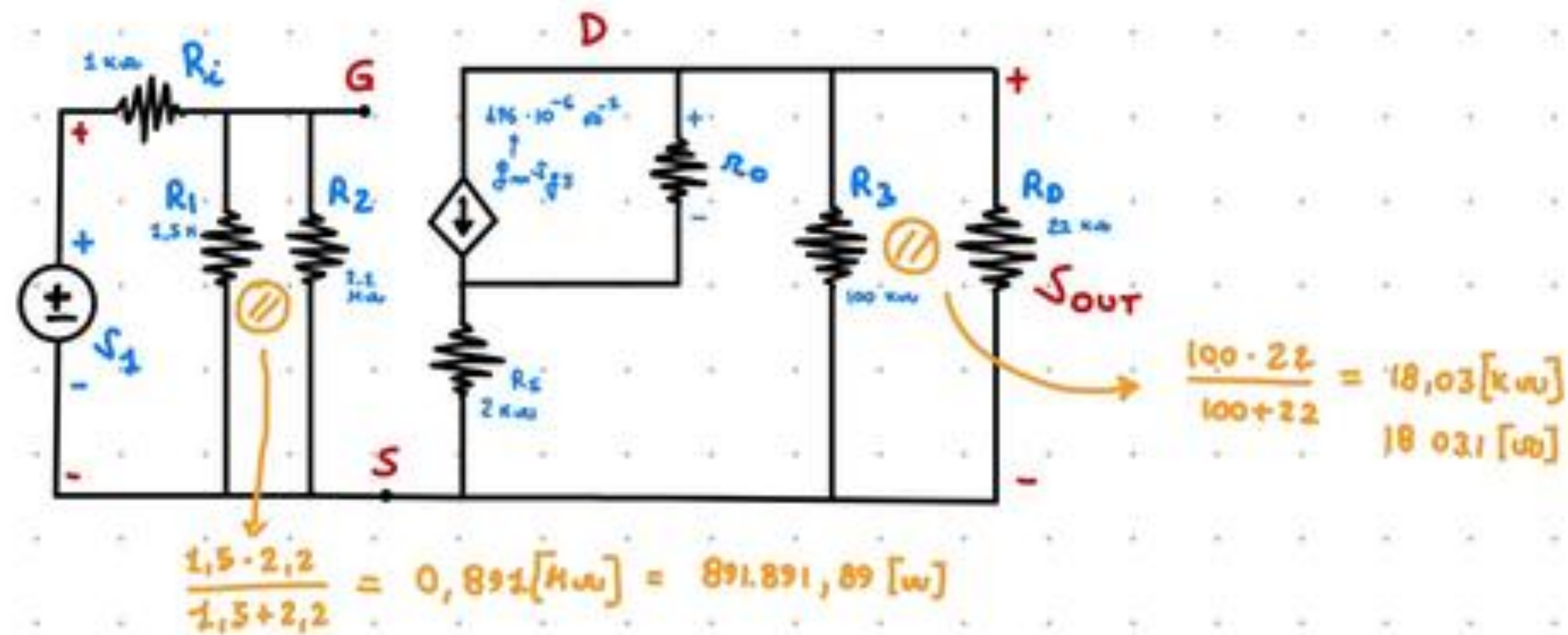
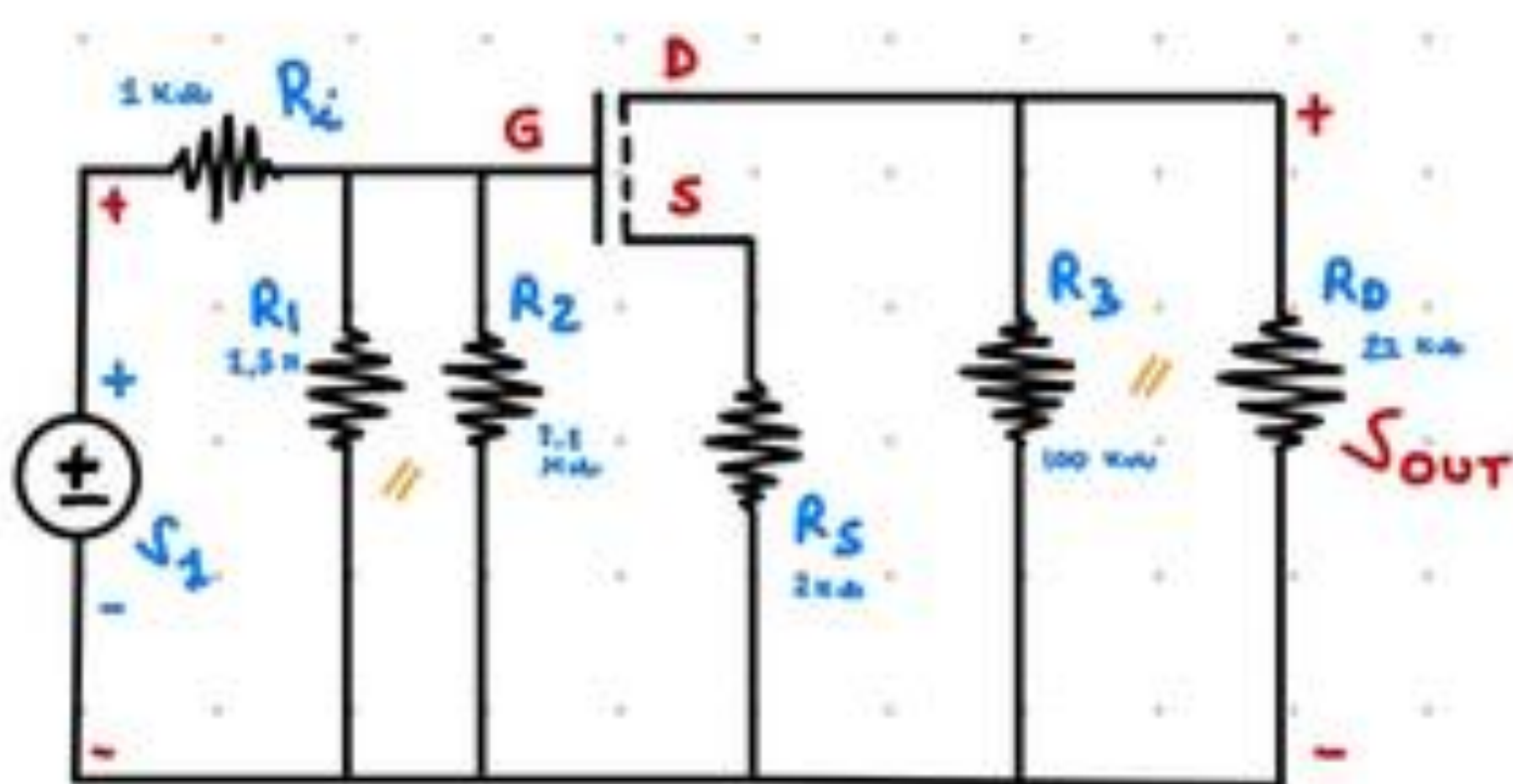
**GUADAGNO DI TENSIONE
INTRINSECO DEL MOSFET**

$$\mu_F = g_m \cdot r_o = \frac{2}{\lambda(V_{GS} - V_{TN})} \approx \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2\mu_n}{I_{DS}}} \approx 154,7 \text{ [ADIMENSIONATO]}$$

$$\begin{cases} \mu_n = \frac{1}{2} \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \\ \lambda = 0,0133 \text{ 1/V} \\ I_{DS} = 0,241 \text{ mA} \\ V_{TN} = 1 \text{ V} \\ V_{GS} = 1,97 \text{ V} \\ V_{DS} = 3,81 \text{ V} \end{cases}$$

A differenza del BJT, il guadagno di tensione intrinseco del MOSFET dipende fortemente da Q

Sostituiamo al nostro circuito in AC il modello per piccoli segnali del MOSFET e semplifichiamo i resistori in parallelo



Attenzione ricordati che il source si trova sotto il generatore ma che quel resistore nel modello generale si trovava sotto il generatore, quindi il source si trova nel mezzo tra i due.

Per trovare la tensione V_{GS} facciamo Kirchhoff alla maglia KV1. Vediamo che gli unici due bipolari di tale maglia oltre a V_{GS} sono R_p e R_s e quindi dobbiamo utilizzare le loro tensioni.

$$\text{KV1: } [-V_{RP} + V_{GS} + V_{RS}] \rightarrow V_{GS} = V_{RP} - V_{RS}$$

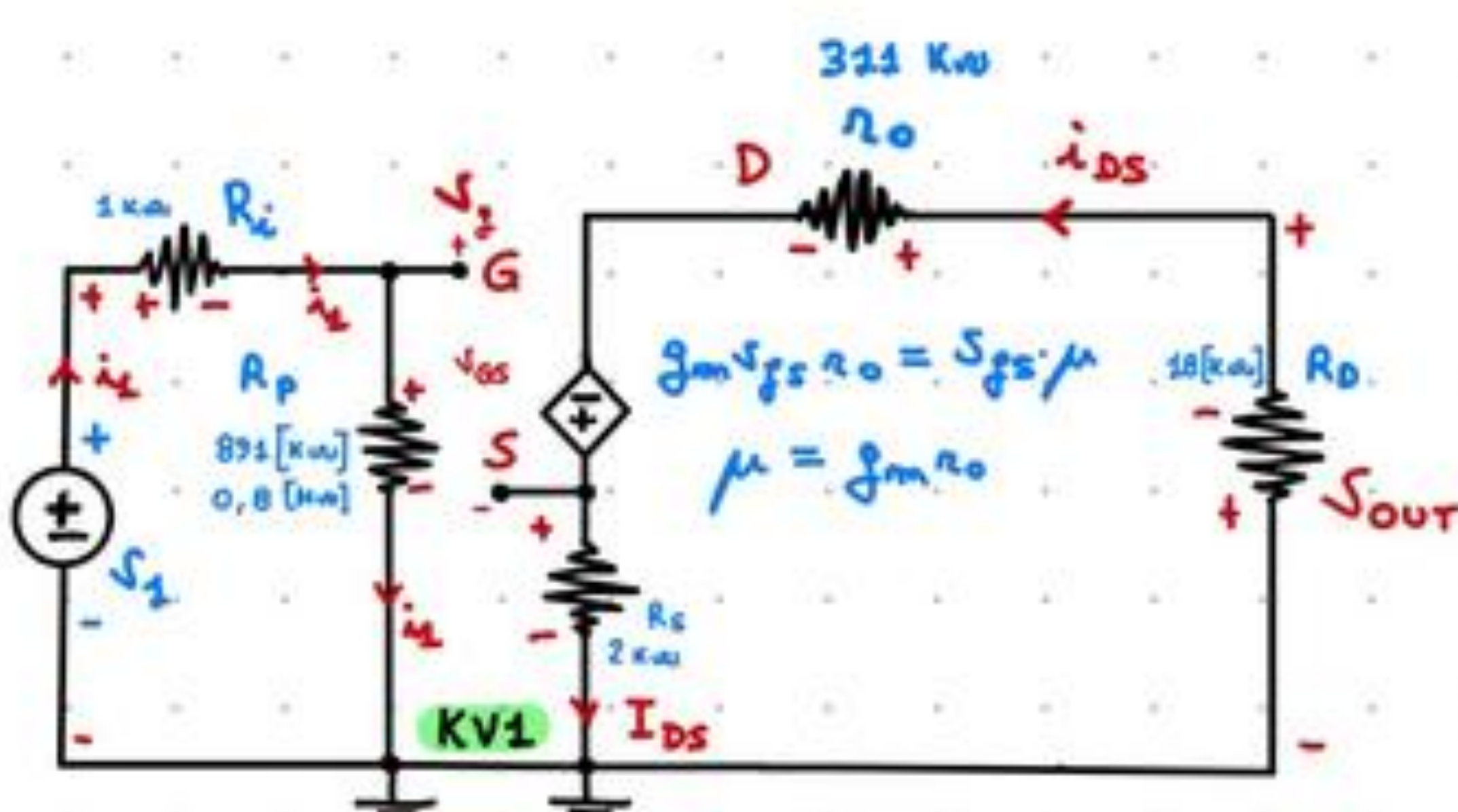
$$V_{RS} = R_S \cdot I_{RS} \text{ (DOVE PERO' } I_S = g_m v_{gs} + i_{r_o} \text{)}$$

Il Guadagno di tensione dell'Amplificatore è dato dalla tensione di uscita diviso la tensione di ingresso, e la si trova facendo Kirchhoff di tensioni e correnti, di maglie di ingresso e uscita in modo da avere nella stessa equazione sia la tensione di ingresso V_i che la tensione di uscita V_o

Inoltre notiamo che il generatore controllato di corrente sia in parallelo con un resistore e che quindi sia possibile senza problemi fare l'equivalenza con il generatore di tensione in serie con un resistore, le formule sono:

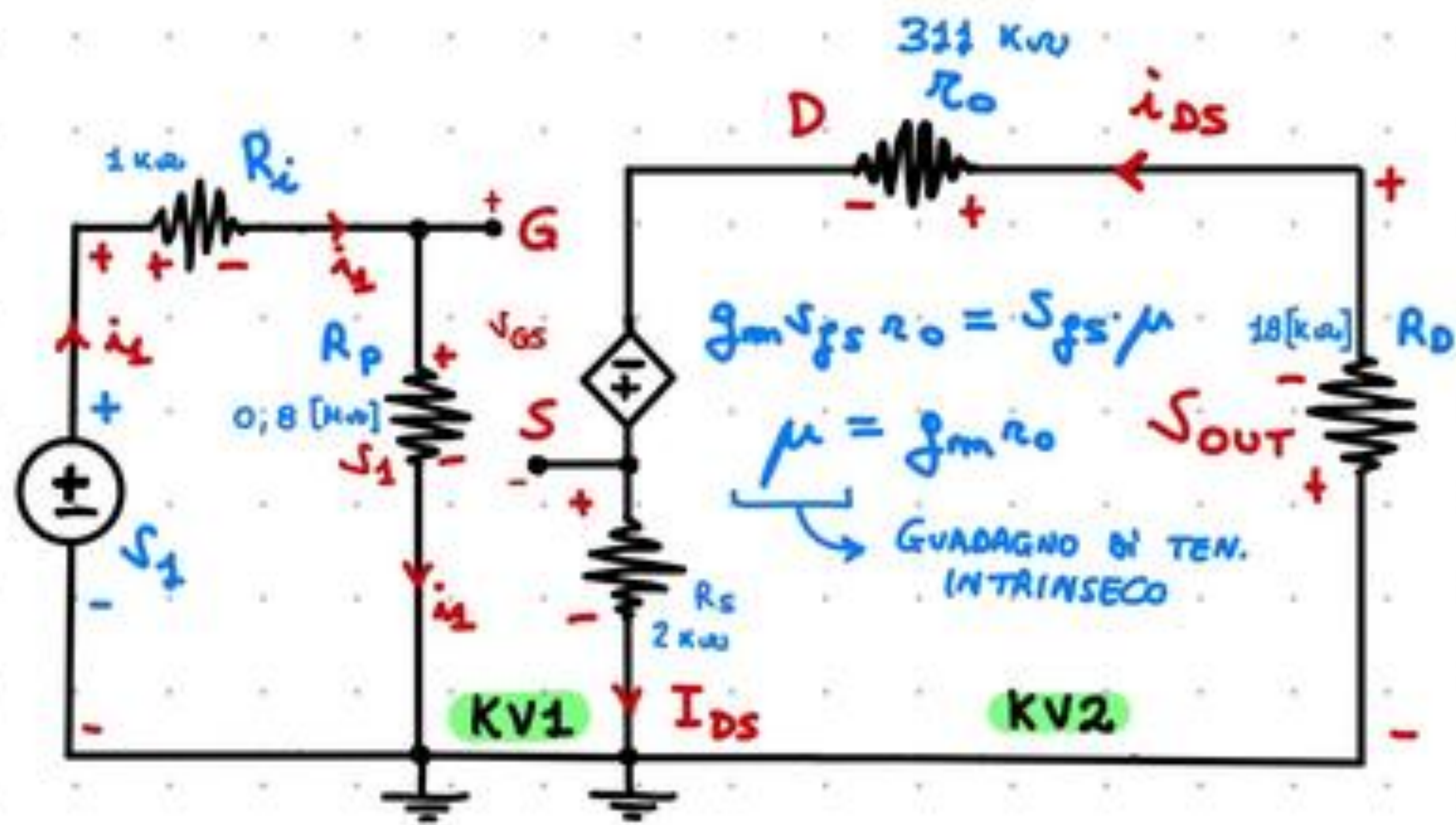


Quindi trasformiamo il circuito in modo da ricondurci ad una unica maglia di uscita, attraversata da una sola corrente:



$$V_g = V_{RP} = \frac{\text{REGOLA del PARTITORE di TENSIONE}}{R_i + R_p} = v_1 \cdot \frac{R_p}{R_i + R_p} \approx v_1 \cdot 1 = v_1$$

Saremmo potuti arrivarci anche a occhio, infatti la tensione V_i viene partizionata tra due resistori ma il primo è microscopico rispetto al secondo e quindi la caduta di tensione in esso è insignificante rispetto al secondo, nel quale cade praticamente tutta la tensione del generatore di ingresso



$$KV1: [-V_{RP} + V_{GS} + V_{RS}] \rightarrow V_{GS} = V_{RP} - V_{RS}$$

$$V_{GS} = V_1 - R_S i_{DS}$$

$$KV2: R_D i_{DS} + r_o i_{DS} + R_S i_{DS} - g_m V_{GS} r_o = 0$$

$$i_{DS} (R_D + r_o + R_S) = g_m V_{GS} r_o$$

$$i_{DS} (331 \text{ k}\Omega) = V_{GS} \cdot 154 \text{ [A]} \quad \text{[ADH]}$$

$$V_{GS} = V_1 - R_S i_{DS} \rightarrow I_{DS} = -\frac{V_{GS}}{R_S} + \frac{V_1}{R_S}$$

$$\begin{cases} I_{DS} = -\frac{V_{GS}}{R_S} + \frac{V_1}{R_S} \\ i_{DS} (331 \text{ k}\Omega) = V_{GS} \cdot 154 \end{cases} \rightarrow -\frac{V_{GS} \cdot 331 \text{ k}\Omega}{R_S (2 \text{ k}\Omega)} + \frac{V_1 \cdot 331 \text{ k}\Omega}{R_S (2 \text{ k}\Omega)} = 154 V_{GS}$$

$$-165,5 \text{ k}\Omega V_{GS} + 165,5 \text{ k}\Omega V_1 = 154 V_{GS}$$

$$+ 32107 + 29,876 = + 165,5 \text{ k}\Omega V_1 \rightarrow V_1 \leq 0,194 \text{ Volt}$$

CONDIZIONE di PICCOLO SEGNALE $V_{GS} \leq 0,2 (V_{GS} - V_{TN}) \leq 0,194$

Attenzione: NON so se questi passaggi sono corretti non avendo le soluzioni, ho ricavato il valore di (V_{GS}) basandomi sulla teoria, e costruendomi con Kirchhoff un sistema che contenga sia V_1 che V_{GS} (che so quali limiti deve rispettare), ma ricordati che **questo risultato lo hai ottenuto SENZA SEMPLIFICARE R_{zero}** , se noi invece lo ritenessimo trascurabile ci sono delle FORMULE PREFABBRICATE che potremmo direttamente applicare per trovare sia Guadagno che la condizione di applicazione del modello di piccoli segnali.

In questo caso è più che lecito disattivare il resistore R_{zero} , in quanto ha un valore molto alto rispetto alla resistenza di carico e quindi la corrente non ci vuole scorrere dentro. Conseguentemente sia la condizione di piccolo segnale che il guadagno lo ricavo direttamente dalle formule notevoli dell'Amplificatore Common Source.

DISATTIVIAMO IL RESISTORE R_0 (MOLTO GRANDE RISPETTO AL CARICO).

E TROVIAMO QUINDI LA CONDIZIONE DI PICCOLO SEGNALE E IL GUADAGNO DI TENSIONE DEL NOSTRO C.S

Nel caso della nostra configurazione Common Source del MOSFET Avremo che il guadagno di tensione complessivo sia:

$$A_{CS} = \left[-\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_S} \left(\frac{R_G}{R_G + R_I} \right) \right]$$

$$g_m = \text{TRANSCONDUUTTANZA} = \frac{2 I_{DS}}{V_{GS} - V_{TN}} \approx 496 \text{ [}\mu\text{A/V]}$$

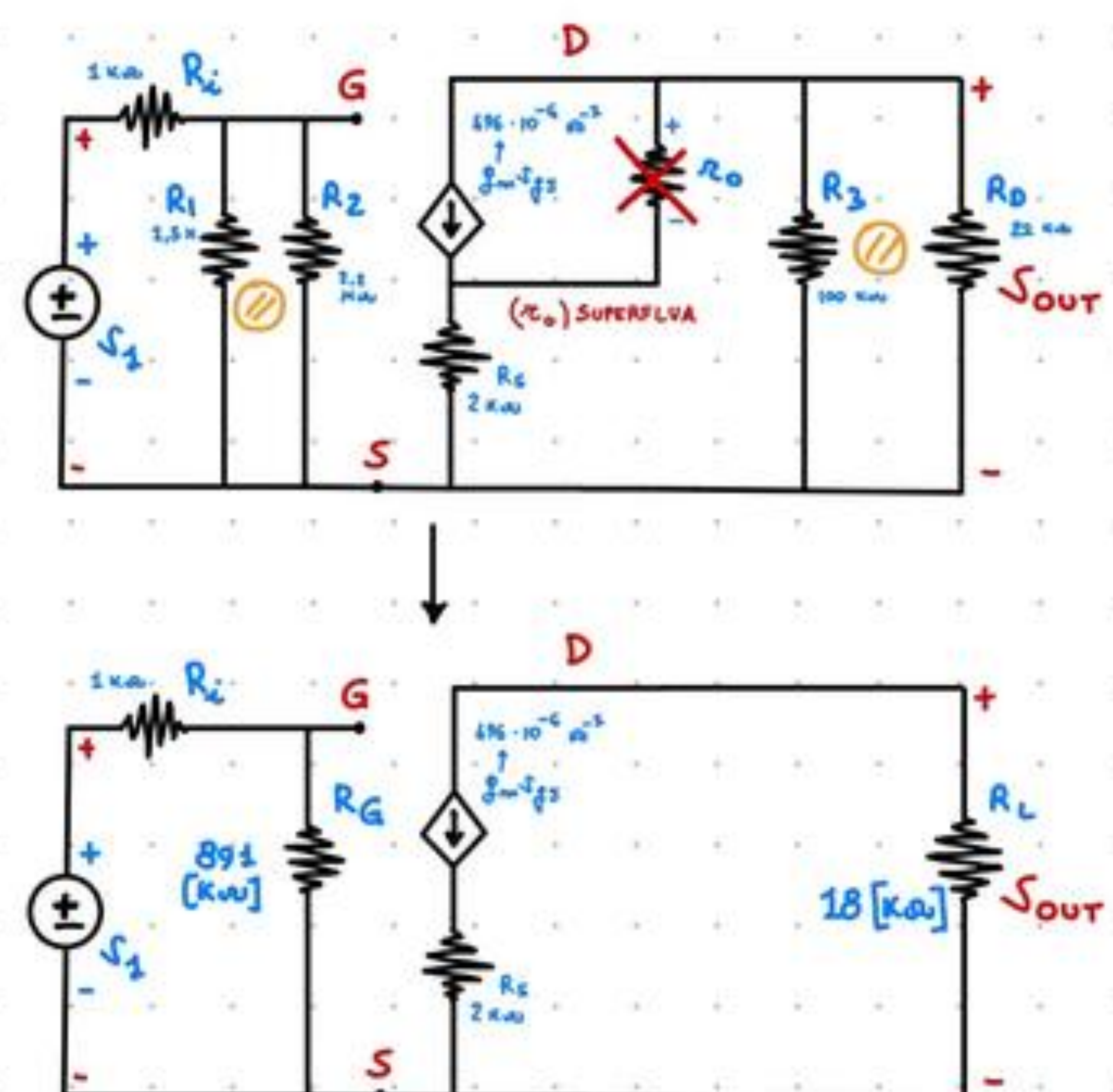
$$R_L = \text{RESISTENZA DI CARICO} = 18 \text{ [k}\Omega]$$

$$R_S = \text{RESISTENZA DI SOURCE} = 2 \text{ [k}\Omega]$$

$$R_I = \text{RESISTENZA DI INGRESSO} = 1 \text{ [k}\Omega]$$

$$R_G = \text{RESISTENZA } R_1 \parallel R_2 = 180 \text{ [k}\Omega]$$

$$A_{CS} = \left[-\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_S} \left(\frac{R_G}{R_G + R_I} \right) \right] = -\frac{(496 \cdot 10^{-6}) \cdot (18 \cdot 10^3)}{1 + (496 \cdot 10^{-6}) \cdot (2 \cdot 10^3)} \cdot \frac{891 \cdot 10^3}{(891 \cdot 10^3) + (1 \cdot 10^3)} = -4,4765$$



Ricordiamo che nel guadagno A_v abbiamo trascurato R_{zero} perchè $(R_L \ll R_{zero})$ e quindi R_L è come se fosse un corto circuito che chiama tutta la corrente del circuito a se

Massimo valore della tensione di ingresso V_i compatibile con l'ipotesi di piccolo segnale, utilizziamo le formule notevoli della configurazione Common source:

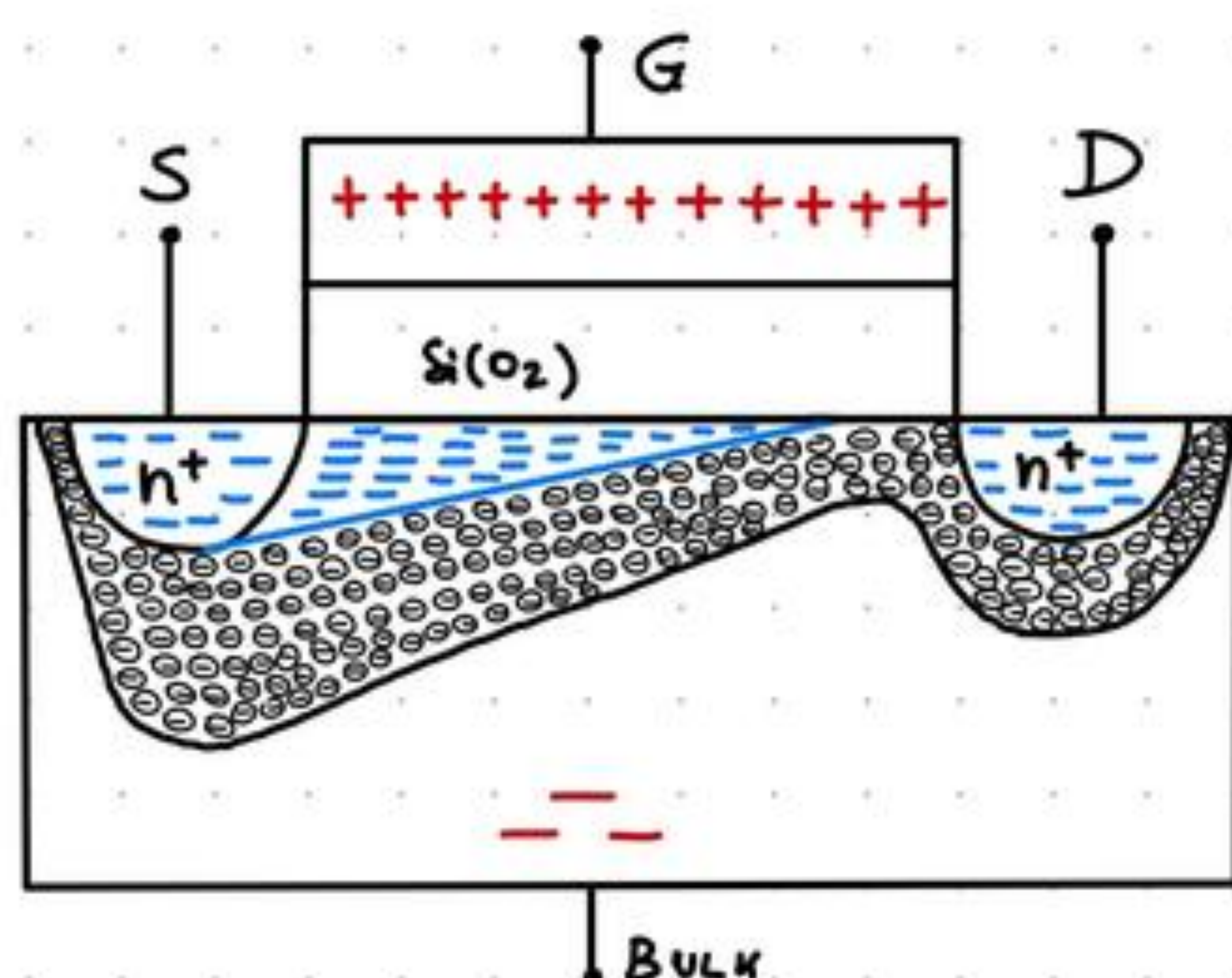
$$V_i \leq 0,2 (V_{GS} - V_{TN}) (1 + g_m R_S) \longrightarrow V_i \leq 0,38 \text{ [Volt]}$$

ESAME del 11 SETTEMBRE 2018

ESERCIZIO 2

- 2) Si calcoli la corrente di drain di un transistor NMOS per $V_{GS}=1V$ e $V_{DS}=0.1V$ assumendo una tensione di soglia pari a $1.5V$ con $W=10\mu m$, $L=1\mu m$ spessore dell'ossido pari a $25nm$ e $\mu_n=500cm^2/vs$. Calcolare inoltre il valore di K_n' . ($\epsilon_{ox}=3.9$, $\epsilon=8.854 \cdot 10^{-14} F/cm$).

Un transistor NMOS in sostanza è composto da un MOSFET ad arricchimento canale N, quindi di questo sandwich: metallo ossido silicioN, nel quale si forma il canale di elettroni, se e solo se la tensione V_{GS} supera una certa soglia.



$$\begin{aligned} V_{GS} &= 1 \text{ [Volt]} & L &= 1 \text{ [\mu m]} \\ V_{DS} &= 0,1 \text{ [Volt]} & \varphi_{ox} &= 25 \text{ [nm]} = d \\ V_{TN} &= 1,5 \text{ [Volt]} & \mu_n &= 500 \text{ [cm}^2/\text{Vs}] \\ W &= 10 \text{ [\mu m]} & \epsilon &= 8,854 \cdot 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right] = 8,854 \cdot 10^{-14} \left[\frac{F}{cm} \right] \\ \epsilon_{ox} &= 3,9 & C_{ox}'' &= \frac{\epsilon}{d} & K_n' &= C_{ox}'' \cdot \mu_n \end{aligned}$$

DEVO PORTARE TUTTO QUANTO IN CENTIMETRI, COSÌ DA AVERE TUTTO DELLA STESSA UNITÀ DI MISURA DI μ_n .

IL CENTIMETRO È 10^{-2} RISPETTO AL [mm], CHE A SUA VOLTA VALE $10^{-3}m$, QUINDI IL CM È $10^{-2}m$.

$$W = 10 \text{ [\mu m]} \longrightarrow 10 \cdot 10^{-6} \text{ [m]} \longrightarrow 10 \cdot 10^{-4} \text{ [cm]}$$

$$L = 1 \text{ [\mu m]} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ [m]} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ [cm]} \quad \epsilon = 8,854 \cdot 10^{-14} \left[\frac{F}{cm} \right]$$

$$\varphi_{ox} = 25 \text{ [nm]} = 25 \cdot 10^{-9} \text{ [m]} = 25 \cdot 10^{-7} \text{ [cm]}$$

$$C_{ox}'' = \frac{\epsilon}{d} = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}{d} = \frac{3,9 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14}}{25 \cdot 10^{-7}} = 1,3812 \cdot 10^{-7}$$

$$K_n' = C_{ox}'' \cdot \mu_n = 1381,22 \cdot 500 = 6,90 \cdot 10^{-5}$$

$$K_n = \frac{C_{ox}'' W \mu_n}{L} = \frac{1,38 \cdot 10^{-7} \cdot 10 \cdot 10^{-4} \cdot 500}{1 \cdot 10^{-4}} \approx 6,9 \cdot 10^{-4} \text{ [A/V}^2\text{]}$$

IL CANALE È CREATO SSE $V_{DS} > V_{GS} - V_{TN}$, MA LA CONDIZIONE NON È RISPETTATA, QUINDI $I_{DS} = 0$

ALTRIMENTI IN SATURAZIONE:

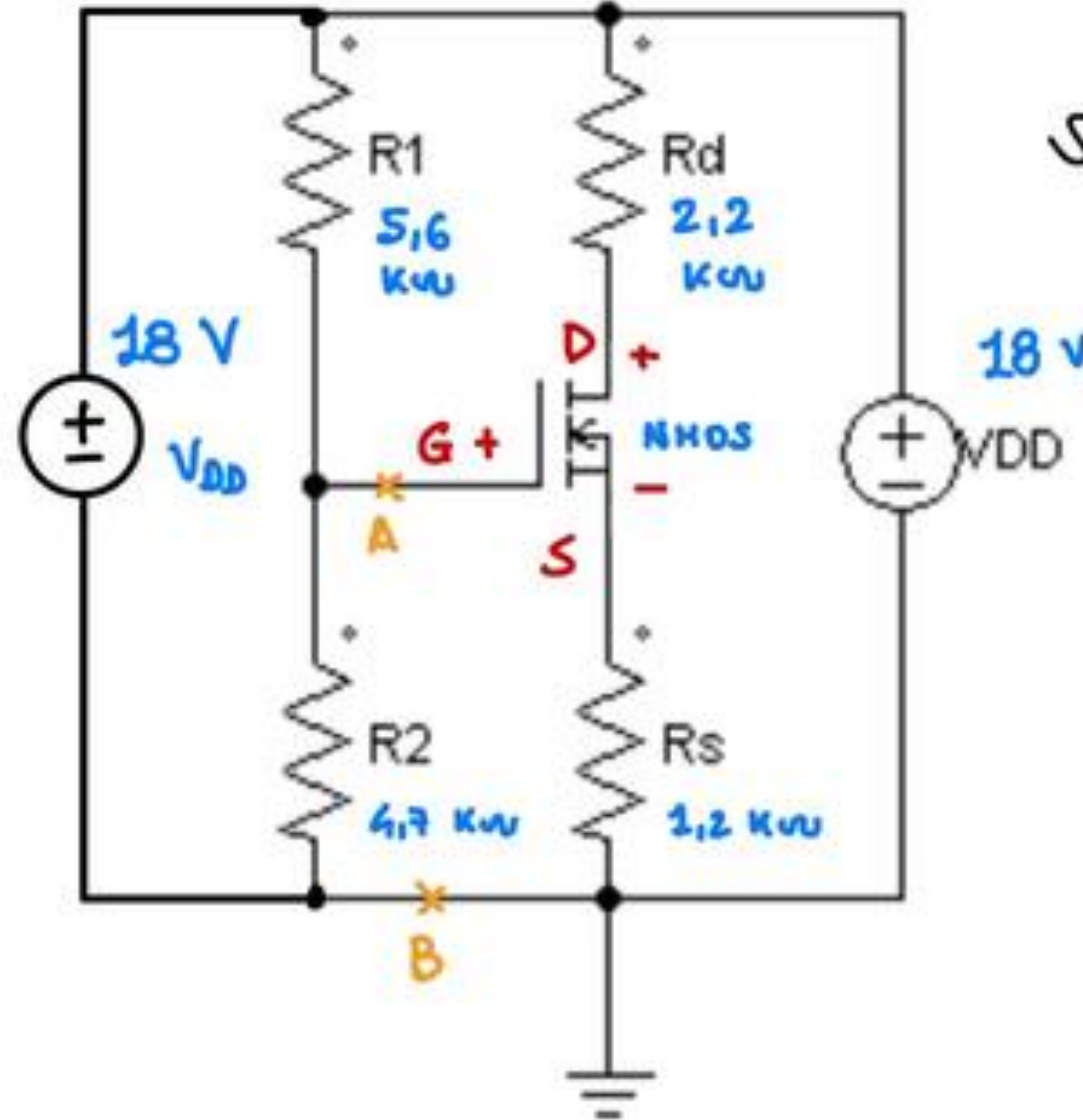
$$I_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$

EQUAZIONE
GENERICA

$$I_{DS} = K_n \left(V_{DS} (V_{GS} - V_{TN}) - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right)$$

- 1) Dato il circuito in Figura 1 e sapendo che $V_{DD}=18V$ $R_1=5,6 \text{ k}\Omega$ $R_2=4,7\text{k}\Omega$ $R_s=1,2\text{k}\Omega$, $R_d=2,2\text{k}\Omega$, $K=0,4\text{mA/V}^2$ e che l'NMOS è caratterizzato da $V_{th}=3V$. Si determini il punto di lavoro.

MOSFET CANALE N
ARRICCHIAMENTO



$$V_{TN} = 3 \text{ [Volt]}$$

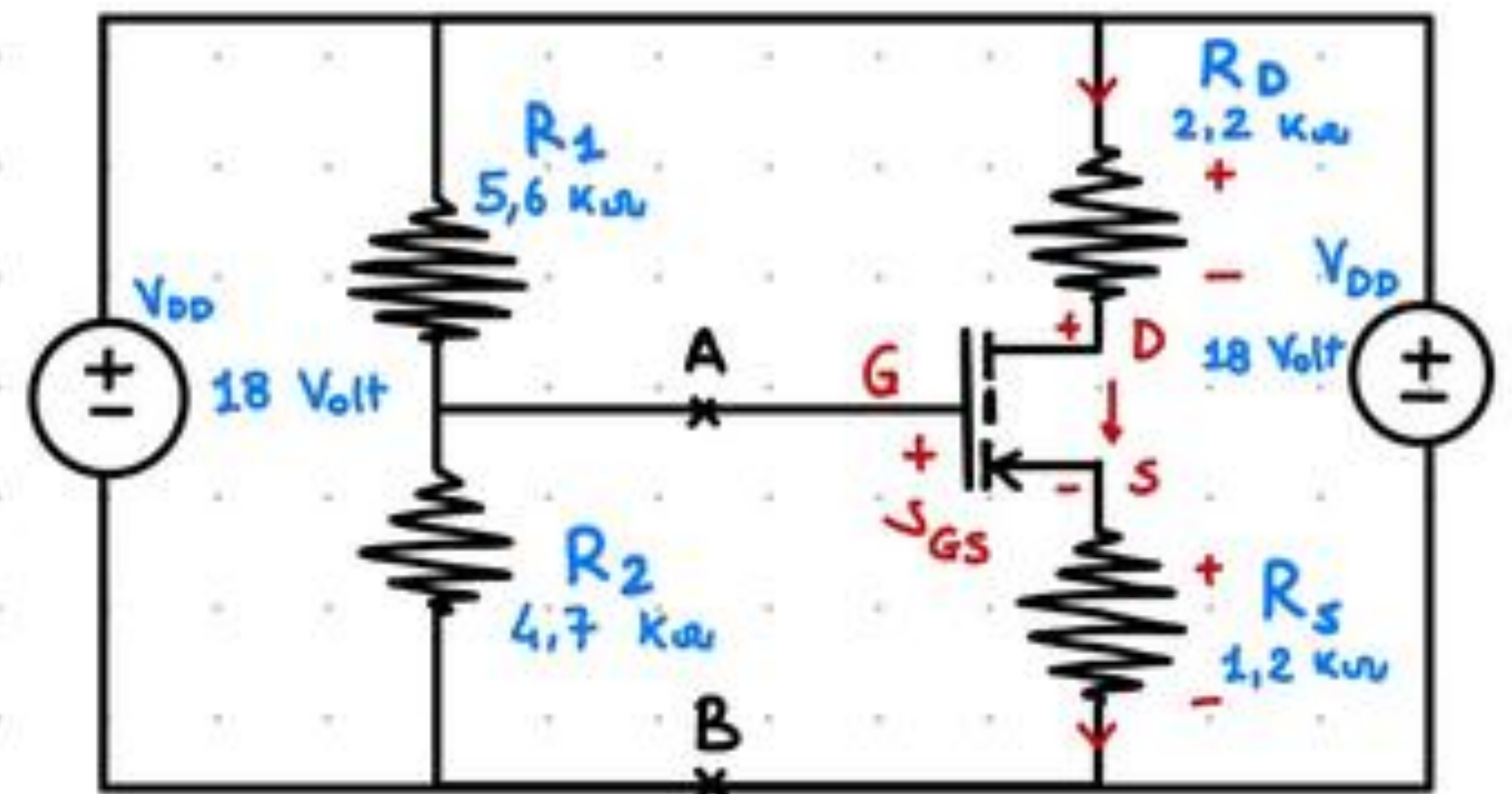
Possiamo procedere nell'analisi DC e AC di questo circuito, nel caso dell'analisi DC eventuali condensatori verrebbero tramutati in CA, e studieremmo il circuito rimanente, così da vedere corrente e tensione di polarizzazione (e quindi determinare il punto di lavoro), invece nell'analisi AC (in questo esercizio non richiesta), consideriamo i condensatori dei CC e quindi studiamo il circuito risultante, sostituendo poi al MOSFET il suo modello per piccoli segnali.

In questo esercizio ci limitiamo all'analisi DC, per determinare punto di lavoro Q, per prima cosa semplifichiamo la parte sinistra del circuito, facendo l'equivalente di Thevenin rispetto ai morsetti AB.

Thevenin $\left\{ \begin{array}{l} R_{EQ} = \text{SPENGO TUTTI I GENERATORI DI TEN O CORRENTE \leftarrow IMMAGINO CHE IL C.C. NON MI LASCI APPESO NESSUN COMPONENTE} \\ V_{EQ} = \text{TENSIONE AI MORSETTI AB QUANDO LASCIATI IN C.C.} \end{array} \right.$

$$R_{EQ} = R_1 // R_2 = \frac{5,6 \cdot 4,7}{5,6 + 4,7} = 2,55 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$V_{EQ} = \text{PARTITORE DI TENSIONE : } V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 18 \cdot \frac{4,7 \text{ k}\Omega}{4,7 + 5,6 \text{ k}\Omega} = 8,213 \text{ [Volt]}$$



Supponiamo che il nostro Mosfet si trovi in regione di saturazione:

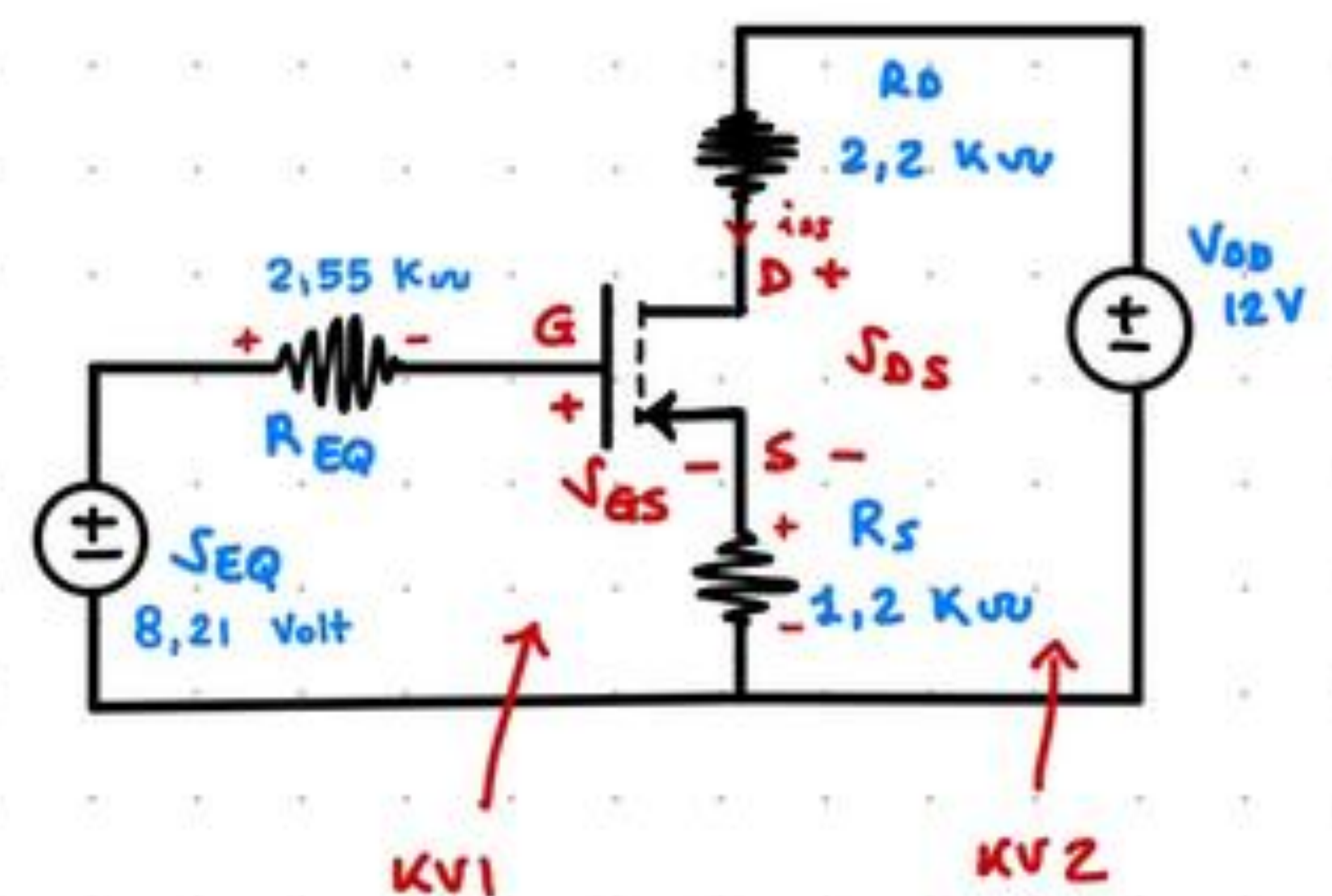
$$\text{SATURAZIONE SSE } V_{DS} > V_{GS} - V_{TN} \quad \left\{ \begin{array}{l} K_n = 0,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \\ V_{TN} = 3 \text{ [Volt]} \end{array} \right.$$

$$\text{ALLORA } I_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$

$$I_{DS} = 0,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (V_{GS}^2 - 2V_{GS}V_{TN} + V_{TN}^2)$$

$$\text{KV1 : } 8,21 \text{ V} = \cancel{R_{EQ} I_G} + V_{GS} + R_s I_{DS}$$

$$\text{eq. SATURAZ : } I_{DS} = 0,2 (V_{GS}^2 - 6V_{GS} + 9)$$



$$8,21 \text{ V} = 0 + V_{GS} + \underbrace{(1,2 \text{ k}\Omega \cdot 0,2 \frac{\text{mA}}{\sqrt{2}})}_{\substack{\text{EQUIVALENTE A} \\ \text{PORTARE TUTTO NELL'UNITÀ BASE E POI FARE IL CALCOLO.}}} \cdot \left[V_{GS}^2 - 6 V_{GS} + 9 \right]$$

POTREI DIRETTAMENTE FARE IL PRODOTTO TRA I 2, INFATTI $[10^{-3} \cdot 10^3] = 1$, È EQUIVALENTE A PORTARE TUTTO NELL'UNITÀ BASE E POI FARE IL CALCOLO.

$$1,2 \text{ [k}\Omega] = 1200 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$0,2 \text{ [mA]} = 0,0002 \text{ [A]}$$

$$1200 \text{ }\Omega \cdot 0,0002 \text{ A} = 0,24$$

$$1,2 \text{ k}\Omega \cdot 0,2 \text{ mA} = 0,24$$

EQUIVALENTE

$$8,21 \text{ V} = 0 + V_{GS} + (1,2 \text{ k}\Omega \cdot 0,2 \frac{\text{mA}}{\sqrt{2}}) \cdot \left[V_{GS}^2 - 6 V_{GS} + 9 \right]$$

$$8,21 \text{ V} = V_{GS} + 0,24 \cdot (V_{GS}^2 - 6 V_{GS} + 9) \rightarrow 8,21 = V_{GS} + 0,24 V_{GS}^2 - 1,44 V_{GS} + 2,16$$

$$+ 0,24 V_{GS}^2 - 0,44 V_{GS} - 6,05$$

equazione di 2° GRADO: $x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$

$$V_{GS} = \frac{-(-0,44) \pm \sqrt{(0,44)^2 - 4(0,24 \cdot -6,05)}}{2 \cdot 0,24} \rightarrow \begin{cases} 6,02 \text{ [Volt]} \\ -4,18 \text{ [Volt]} \end{cases}$$

NON POSSIAMO ACCETTARE UNA SOLUZIONE NEGATIVA, INFATTI SE $V_{GS} = 0$, SAREBBE ANCHE $V_{GS} < +V_{TN}$ E DUNQUE IL CANALE NON SAREBBE FORMATO E QUINDI $i_{DS} = 0$.

E QUINDI $i_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 = \frac{0,4}{2} (6,02 - 3)^2 = 0,2 \frac{\text{mA}}{\sqrt{2}} (3,02)^2 = 1,82 \text{ mA} = 0,00182 \text{ [A]}$

KV2: $12 \text{ V} = R_D i_{DS} + R_S i_{DS} + V_{DS} \rightarrow 12 \text{ V} = \overset{0,00182 \text{ A}}{i_{DS}} (\overset{3400}{R_D + R_S}) + \overset{?}{V_{DS}} \rightarrow V_{DS} = 12 \text{ V} - 6,188$

$$V_{DS} = 5,812 \text{ [Volt]}$$

CONDIZIONE di SATURAZIONE: $V_{DS} > V_{GS} - V_{TN} \rightarrow 5,8 > 6,02 - 3$

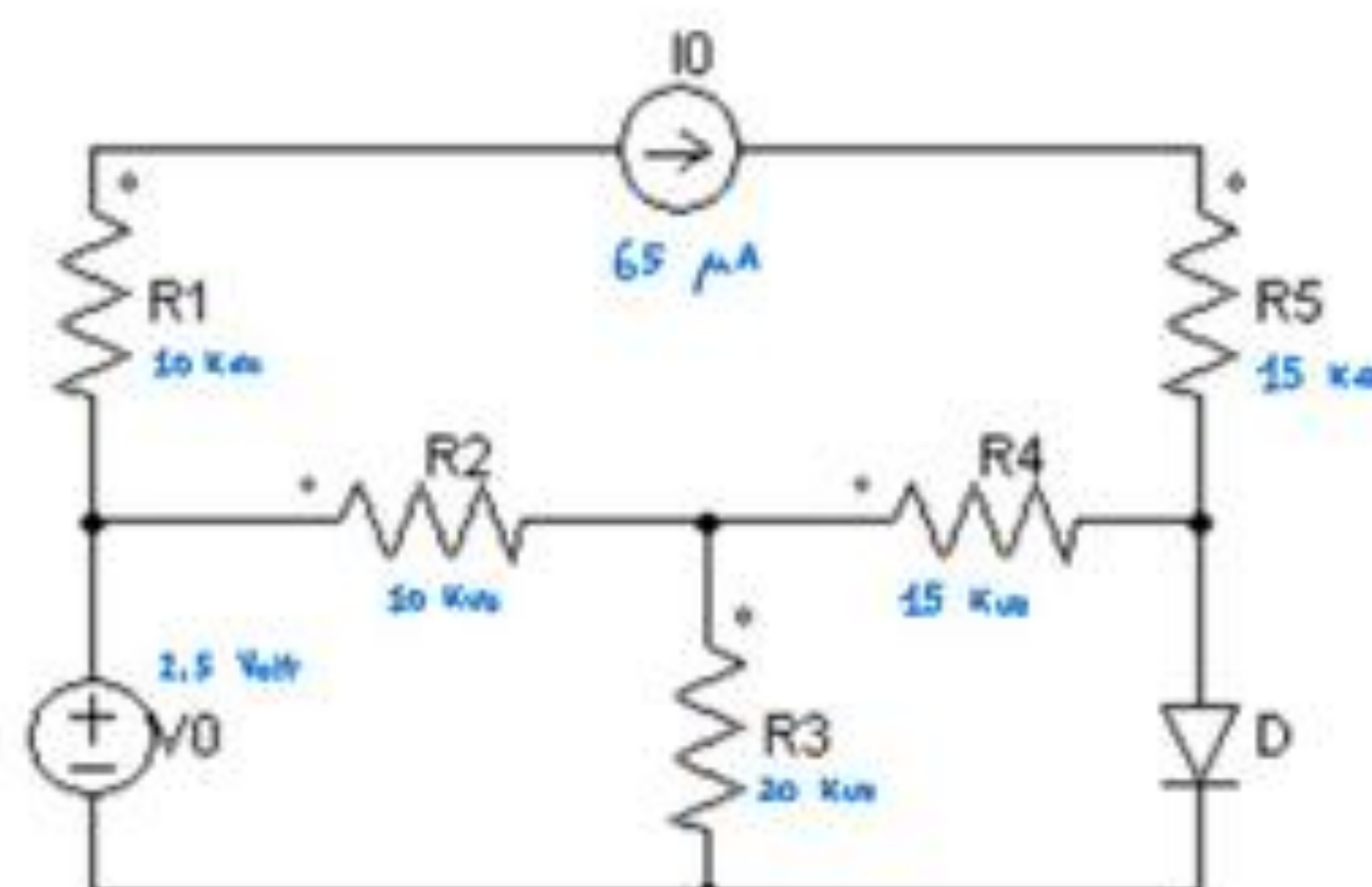
VERO ✓

QUINDI SIAMO EFFETTIVAMENTE IN SATURAZIONE e IL NOSTRO PUNTO DI LAVORO RISULTA ESSERE:

$$Q = (1,82 \text{ mA}, 5,82 \text{ Volt})$$

Esercizio 2

2) Dato il circuito in Figura 2 $V_0 = 2,5 \text{ V}$, $I_0 = 65 \mu\text{A}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 15 \text{ k}\Omega$. Calcolare la corrente che scorre sul diodo D considerando la temperatura ambiente ed una tensione di soglia pari a $0,7 \text{ V}$.



RISCRIVIAMO IL CIRCUITO SUPPONENDO IL NOSTRO DIODO SIA CON $V_D > 0,7 \text{ V}$ E QUINDI CONDUCA UNA CERTA I_D .

STABILIAMO QUINDI 3 KV e 3 KI DOVE LA NOSTRA INCOGNITA DESIDERATA È (I_D).

sistema di 5 EQ e 5 incognite
RISOLVIBILE PER ROUCHE-CAPELLI

$$\begin{aligned} \text{KI1: } i_g + i_2 &= i_o \rightarrow i_2 = \overset{\text{NOTA}}{i_o} - i_g \\ \text{KI2: } i_1 &= i_2 + i_3 \rightarrow i_3 = i_1 - i_2 \rightarrow i_3 = i_g - i_o \\ \text{KI3: } i_o &= i_1 + i_D \rightarrow i_1 = \overset{\text{NOTA}}{i_o} - i_D \end{aligned}$$

$$\text{KV1: } i_3 R_3 = V_o + R_2 i_2$$

$$\text{KV2: } \underset{\text{NOTA}}{V_o} = R_3 i_3 + R_4 i_1$$

$$\text{KV1: } R_3 i_g - R_3 i_D = V_o + R_2 i_o - R_2 i_g$$

$$R_3 i_g + R_2 i_g = R_3 i_D + V_o + R_2 i_o$$

$$i_g (R_2 + R_3) = R_3 i_D + V_o + R_2 i_o$$

$$i_g = \frac{R_3 i_D + V_o + R_2 i_o}{R_2 + R_3}$$

$$\text{KV2: } i_g - i_D + \frac{3}{4} i_o - \frac{3}{4} i_D - \frac{V_o}{R_3}$$

$$(3,5 \cdot 10^{-5})$$

$$\frac{R_3 i_D + V_o + R_2 i_o}{R_2 + R_3} - i_D + \frac{3}{4} i_o - \frac{3}{4} i_D - \frac{V_o}{R_3}$$

$$\frac{R_3 i_D}{R_2 + R_3} + \frac{V_o}{R_2 + R_3} + \frac{R_2 i_o}{R_2 + R_3} - i_D - \frac{3}{4} i_D + \frac{3}{4} i_o - \frac{V_o}{R_3}$$

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} i_D - i_D - \frac{3}{4} i_D = - \frac{V_o}{R_2 + R_3} - \frac{R_2 i_o}{R_2 + R_3} - \frac{3}{4} i_o + \frac{V_o}{R_3}$$

$$i_D \left(\frac{\frac{20000}{10000} - 1 - \frac{3}{4}}{\frac{20000}{10000}} \right) = - \frac{\frac{2,5}{10000}}{\frac{20000}{10000}} - \frac{\frac{10000 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \text{ A}}{20000}}{\frac{10000}{20000}} - \frac{\frac{65 \cdot 10^{-6} \text{ A}}{4}}{\frac{20000}{20000}} + \frac{\frac{3,5 \cdot 10^{-5}}{10000}}{\frac{20000}{10000}}$$

$$\underbrace{- \frac{13}{12}}_{-1,08 \cdot 10^{-4}} \quad \underbrace{- 8,33 \cdot 10^{-5} - 2,16 \cdot 10^{-5} - 4,87 \cdot 10^{-5}}_{-1,18 \cdot 10^{-4}} \quad \underbrace{3,5 \cdot 10^{-5}}_{3,5 \cdot 10^{-5}}$$

$$V_o = 2,5 \text{ V}$$

$$i_o = 65 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

$$R_1 = 10.000 [\Omega]$$

$$R_2 = 10.000 [\Omega]$$

$$R_3 = 20 [\text{k}\Omega]$$

$$R_4 = 15 [\text{k}\Omega]$$

$$R_5 = 15 [\text{k}\Omega]$$

IL RISULTATO NUMERICO TORNA ANCHE A M'ODI
QUINDI DOVREBBE ESSERE GIUSTO



$$\text{DUNQUE } i_D \left(-\frac{13}{12} \right) = -1,18 \cdot 10^{-4} \rightarrow i_D = (+1,18 \cdot 10^{-4}) \cdot \frac{12}{13} \rightarrow i_D = 1,0950 \cdot 10^{-4} [\text{Ampere}]$$

ESERCIZIO 3

- 3) La realizzazione di una giunzione pn per la costruzione di un diodo a sezione circolare con raggio 2nm viene effettuata nel modo seguente: $N_a = 10^{17}/\text{cm}^3$ e $N_d = 10^{18}/\text{cm}^3$. Sapendo inoltre che $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, che $\epsilon(\text{complessivo}) = 80 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}$, che il potenziale di banda proibita è 1.12V, che il tasso di ricombinazione $r = 5 \cdot 10^{-18} \text{ cm}^3/\text{s}$ e che la mobilità degli elettroni è pari a circa $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ calcolare l'espressione della corrente del diodo.

INCOGNITA: CORRENTE del DIODO

$$i_D = I_s (e^{V_D/V_T} - 1)$$

$$I_s = \frac{\text{CORRENTE DI SATURAZIONE INVERSA}}{\text{INVERSA}} = \frac{q S D_n}{L_n} \frac{n_i^2}{N_A}$$

DUNQUE POSSIAMO SCRIVERE CHE :

$(n_i) = \text{elettroni o lacune del silicio intrinseco (no drogaggio)} \approx 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

CORRENTE DIODO $i_D = \frac{q S D_n}{L_n} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} (e^{V_D/V_T} - 1)$

$n_i^2 \approx 10^{20}$

$V_T = \text{POTENZIALE TERMICO} = 0,025 [\text{Volt}]$

Il testo ci fornisce anche il potenziale di banda proibita (ma il professore fa un errore (credo?), ovvero la misura in volt anzichè electron volt, credo volutamente per depistarci e indurci a utilizzare il dato altrimenti inutile), tale dato indica il potenziale elettrico della banda proibita, ma non è ciò che ci serve nel nostro esercizio.

A noi basta sapere il potenziale di Built in del diodo e supporre di lavorare nell'interno di tale potenziale:

POTENZIALE DI BUILT-IN : $\varphi_{\text{Built-in}} = V_T \cdot \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right) = 0,83 [\text{Volt}] = V_D$

$L_n^2 = \tau D_n \rightarrow L_n = \sqrt{\tau \cdot D_n} \quad \tau = r \cdot N_A \quad \begin{cases} r = \text{cost. di RICOMBINAZIONE} \\ N_A = \text{CONC. ATOMI DROGANTI ACCETTORI} \end{cases}$

SICCOME $\frac{D_n}{\mu_n} = V_T \rightarrow D_n = V_T \cdot \mu_n = 0,025 \text{ Volt} \cdot 1350 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}} \approx 33,75$

$\tau = r \cdot N_A = (5 \cdot 10^{-18} \cdot 10^{17}) \approx 0,5$

$L_n = \sqrt{\tau \cdot D_n} = \sqrt{0,5 \cdot 33,75} \approx 4,107$

(RISULTATO SOSPETTOSAMENTE BASSO)
↑
7,6 [nA]
↑
7,6 · 10⁻⁹ [Ampere]

$i_D = \frac{q S D_n}{L_n} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} (e^{V_D/V_T} - 1) = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot (2 \cdot 10^{-9}) \cdot 33,75}{4,107} \cdot \frac{10^{20}}{10^{17}} \cdot (e^{0,83/0,025} - 1) \approx 7,6 \cdot 10^{-9} [\text{Ampere}]$

ESAME DEL 13 FEBBRAIO 2018

1) Dato il circuito di Figura 1

$I_S = 10^{-16} \text{ Ampere}$

$\alpha_F = 0,95$

$V_{CE} = 5 \text{ Volt}$

$I_B = 100 \mu\text{A}$
 $= 100 \cdot 10^{-6} \text{ A}$

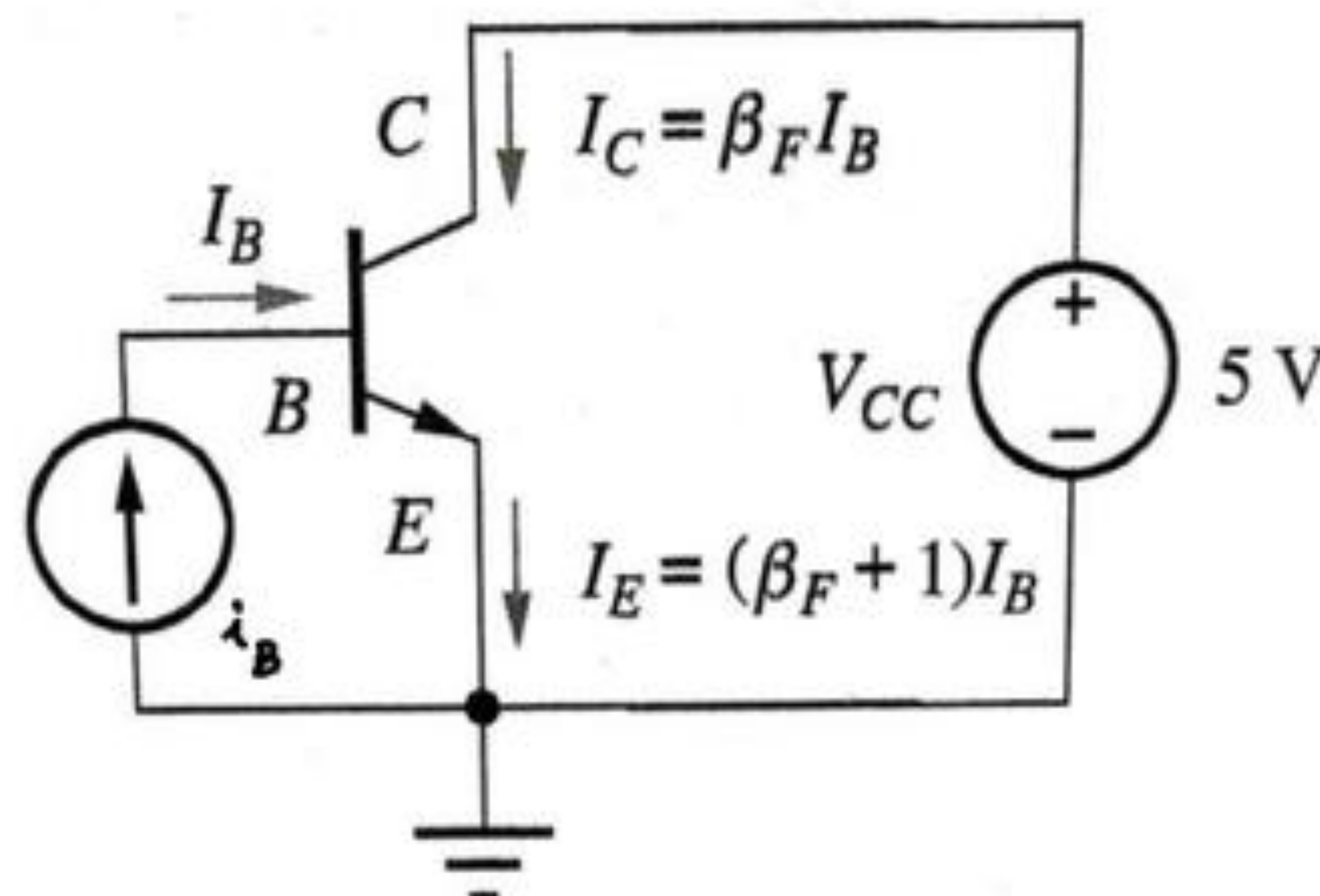


Figura 1

Si calcolino le correnti ai terminali e la tensione base emettitore sapendo che $I_S=10^{-16}\text{A}$ che $\alpha_F=0,95$ che $V_C=5\text{V}$ e I_B sia $100\mu\text{A}$. Verificare le condizioni di funzionamento del BJT.

DOMANDA: VERIFICARE LE CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO DEL BJT

IPOTIZZIAMO FUNZIONAMENTO IN RAD (REGIONE ATTIVA DIRETTA)

OVVERO QUANDO V_{BE} ACCESA e V_{CE} SPENTA

$$\text{RAD} \rightarrow V_{BE} \approx 0,7 [\text{Volt}]$$

solo in RAD

in (RAD) POSSIAMO
RICONDURCI ALLA
FORMA SEMPLIFICATA:

$$\begin{cases} i_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T} \\ i_E = I_S / \alpha_F \cdot e^{V_{BE}/V_T} \\ i_B = I_S / \beta_F \cdot e^{V_{BE}/V_T} \end{cases}$$

sempre, non solo in RAD

$$\begin{cases} i_E = (\beta_F + 1) \cdot I_B = \frac{i_C}{\alpha_F} = I_B + I_C \\ i_C = \beta_F \cdot I_B \\ i_B = \frac{i_C}{\beta_F} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} V_{BC} &= V_{BE} - V_{CE} \\ V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\ V_{BE} &= V_{BC} + V_{CE} \end{aligned}$$

RICORDATI ANCHE CHE:

$$\begin{aligned} 0 &\leq \beta_R \leq 10 \leq \beta_F \leq 500 \\ 0 &\leq \alpha_R \leq 0,9 \leq \alpha_F \leq 0,998 \end{aligned}$$

$$\begin{cases} \alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{i_C}{i_E} \\ \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \frac{i_C}{i_B} \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_R = \frac{\beta_R}{\beta_R + 1} \\ \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \end{cases}$$

QUINDI

$$\begin{cases} \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \frac{0,95}{1 - 0,95} = 19 \\ i_C = \beta_F \cdot i_B = 19 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{ A} = 1,9 \cdot 10^{-3} \text{ Ampere} = 1,9 \text{ mA} \\ i_E = \frac{i_C}{\alpha_F} = \frac{1,9 \cdot 10^{-3}}{0,95} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 2 \text{ mA} \end{cases} \quad (\text{notiamo che } i_C \approx i_E)$$

DATO CHE STIAMO SUPPONENDO LA RAD, ABBIAMO $V_{BE} \approx 0,7 [\text{Volt}]$

E QUINDI ANCHE $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} \rightarrow V_{BC} = 0,7 - 5 \text{ Volt} = -4,3 [\text{Volt}]$

Polarizzato inversamente
VEROSIMILE! ✓

Condizioni per cui si ritiene verosimile un funzionamento
del BJT in regione attiva diretta (RAD)

$$\begin{cases} i_B \propto \mu\text{A} \\ i_C \approx i_E \propto \text{mA} \\ V_{BE} \approx 0,7 \text{ Volt} \\ V_{BC} \leq 0 \text{ Volt} \\ V_{CE} > 0 \quad (1,5 \text{ Volt} - 20 \text{ V}) \end{cases}$$

ESERCIZIO 2

- 2) Data un semiconduttore p calcolare la distribuzione del campo e la distribuzione di carica non compensata sapendo che ha spessore w , con distribuzione di drogante come mostrato in figura:

LA RETTA IN FIGURA È: $y = p(x) = \frac{\Delta N}{w} \cdot x + N_0$

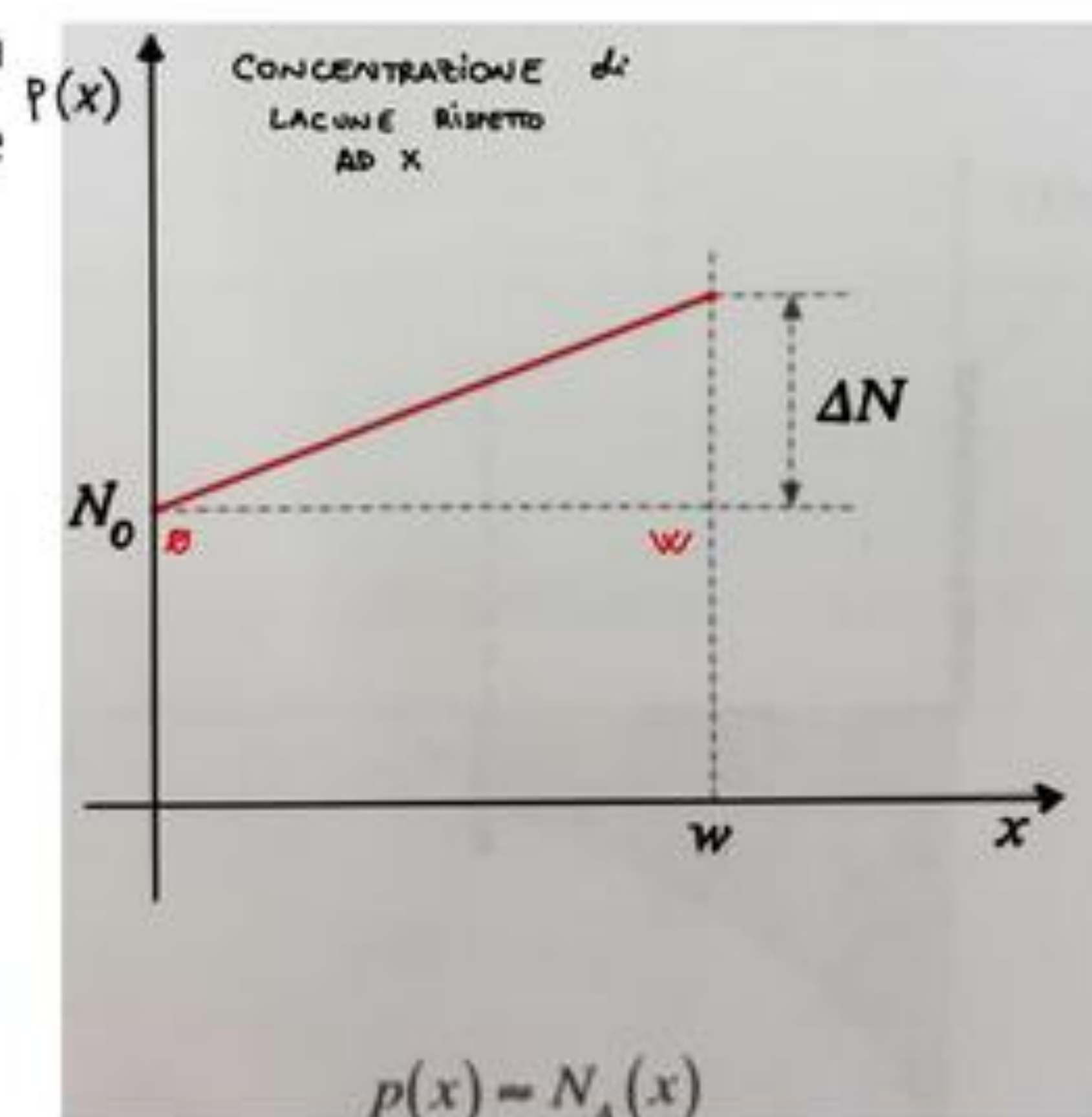
SAPPIAMO CHE: $PE = \epsilon_T \cdot \frac{d}{dx} p(x) \rightarrow E(x) = \epsilon_T \cdot \frac{dp}{p}$

$$E(x) = \epsilon_T \cdot \frac{\Delta N}{w} / \left(\frac{\Delta N}{w} x + N_0 \right) = \epsilon_T \cdot \frac{\Delta N}{w} \cdot \frac{w}{\Delta N x + w N_0}$$

inoltre Poisson ci dice che:

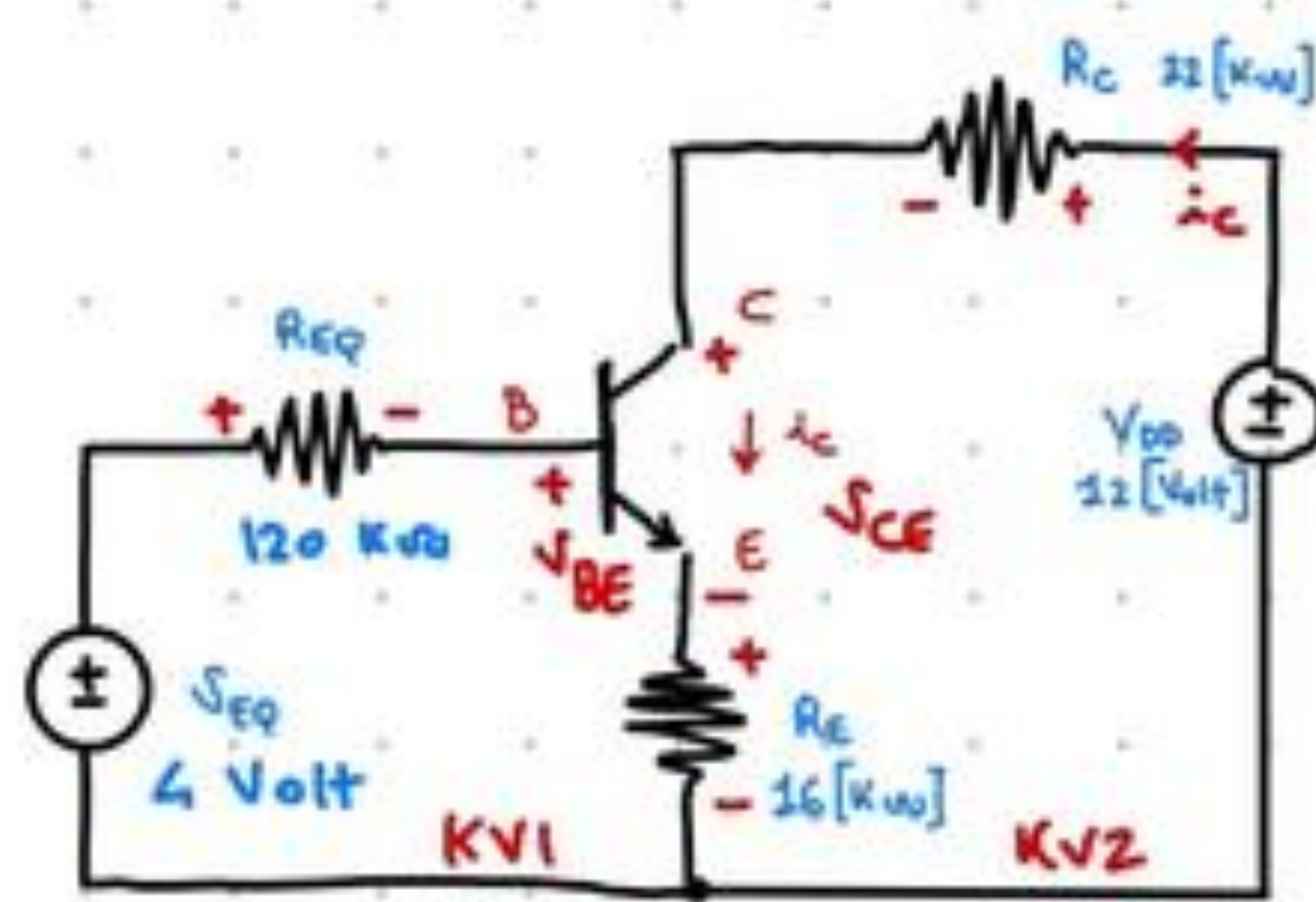
$$p(x) = \epsilon \cdot \frac{d}{dx} E(x)$$

$$p(x) = \epsilon \cdot \epsilon_T \cdot \Delta N \cdot \left[\frac{-\Delta N}{(\Delta N x + w N_0)^2} \right]$$



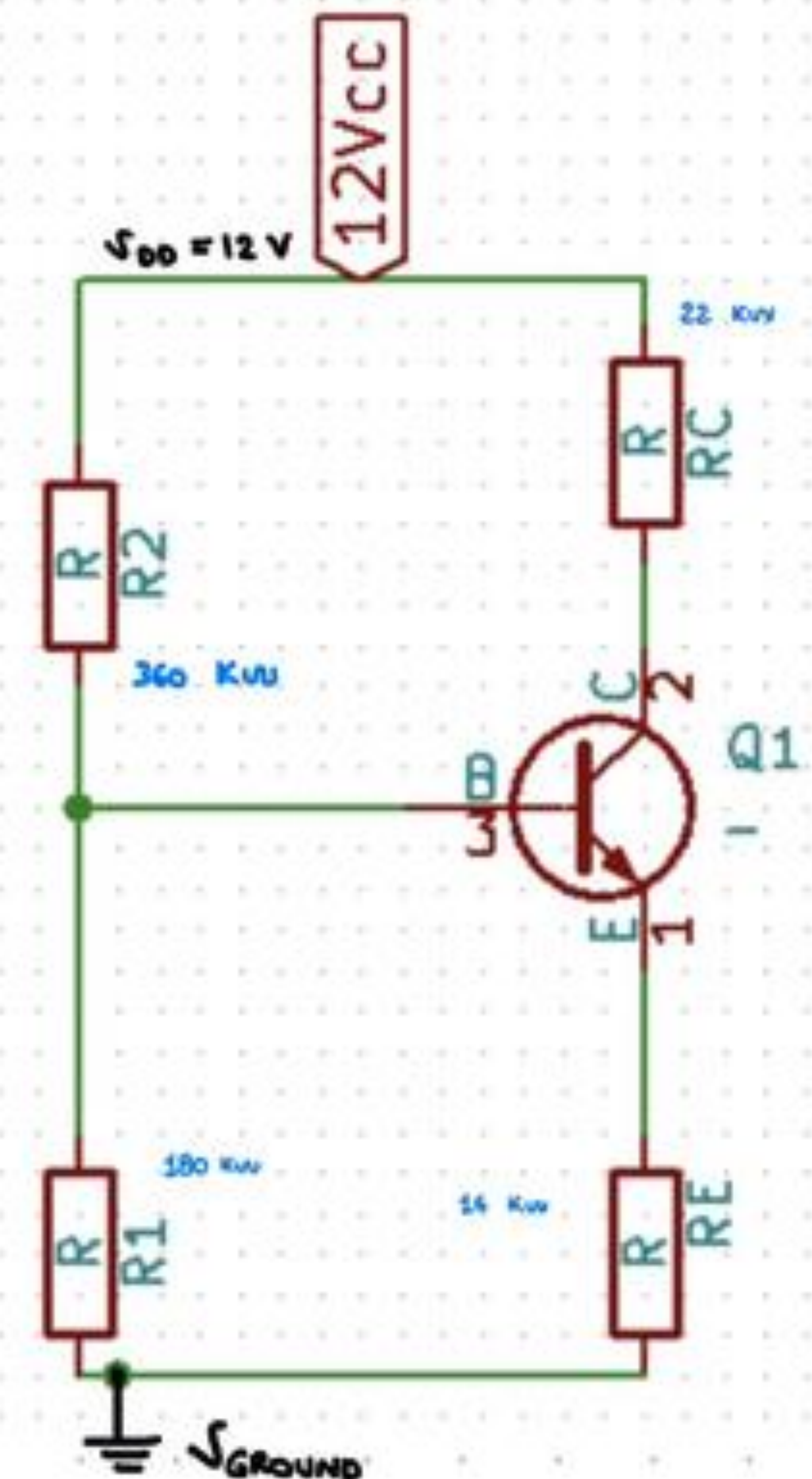
- 1) Dato il circuito in Figura 1 calcolare le espressioni esatte delle correnti I_B, I_C, I_E , e V_{CE} facendo le opportune ipotesi e sapendo che $R_1=180k\Omega$, $R_2=360k\Omega$, $R_E=16k\Omega$ e $R_C=22k\Omega$.

Per prima cosa trasformiamo la parte sinistra del circuito nell'equivalente di Thevenin. Così da poterla studiare meglio, poi facciamo KV alle maglie sinistra e destra.



$$R_{EQ} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 120 [k\Omega]$$

$$V_{EQ} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \cdot \frac{180}{180 + 360} = 4 [V]$$



FACCIAMO L'ASSUNZIONE DI TROVARCI IN REGIONE ATTIVA DIRETTA.

$$KV1: -4V + (120000 \cdot i_B) + V_{BE} + i_C \cdot R_E$$

$$KV2: -12V + R_C i_C + V_{CE} + R_E i_C \rightarrow \text{ASSUNZIONE } (i_E \approx i_C)$$

$$\text{VALE INOLTRE CHE: } (V_{BC} = V_{BE} - V_{CE}) \quad \text{e} \quad i_C = \beta_F i_B$$

Qui non possiamo proseguire senza prima fare delle assunzioni abbastanza impegnative, possiamo assumere che siccome siamo in RAD (abbiamo assunto), la V_{BE} abbia la classica polarizzazione diretta da 0,7 volt mentre V_{BC} una polarizzazione inversa (tipo di -3 volt) e quindi procedere a calcolare V_{CE} e utilizzarlo per ricavarmi tutti i dati e verificare se il funzionamento rientra nel caso di un RAD.

Oppure possiamo assumere il valore di β_F , scegliendolo tra i valori plausibili del funzionamento diretto (ovvero compreso tra 10 e 500, ad esempio potremmo scegliere $\beta_F=100$) e anche qui ricavare tutti i dati dell'esercizio e poi infine fare una verifica del funzionamento in RAD.

$$\text{PONGO (VISTO IL MIO RAD ASSUNTO)} \quad \beta_F = 100$$

$$-4V + (120000 \cdot i_B) + \overbrace{V_{BE}}^{0,7V} + \overbrace{i_C \cdot R_E}^{\beta_F \cdot i_B \cdot 16.000\Omega} \rightarrow -4V + 120000 \cdot i_B + \overbrace{\beta_F i_B R_E}^{100 \cdot 16.000\Omega} + 0,7V = 0$$

$$(4 - 0,7)V = i_B (1.720.000) \rightarrow i_B = 1,9186 \cdot 10^{-6}$$

$$i_B = 1,9186 [\mu A] \quad \text{CHE È UN VALORE VEROSIMILE DI } i_B, \text{ SIAMO SULLA BUONA STRADA!}$$

$$i_C = \beta_F i_B = 1,91 \cdot 10^{-4} = 0,191 \cdot 10^{-3} = 0,191 [mA]$$

$$i_E = (\beta_F + 1) i_B = 1,93 \cdot 10^{-4} = 0,193 \cdot 10^{-3} = 0,193 [mA]$$

$$KV2: -12V + R_C i_C + V_{CE} + R_E i_C$$

$$+12V - \underbrace{i_C (R_C + R_E)}_{0,191mA \cdot 38.000} = +V_{CE} \rightarrow V_{CE} = 4,74 \text{ Volt} \quad \text{VEROSIMILE ✓ (POSITIVO)}$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} \rightarrow V_{BC} = 0,7 - 4,74 = -4,04 \quad \text{VEROSIMILE (NEGATIVO)}$$

CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO IN RAD RISPETTATE, I_B, I_C e I_E ACCETTABILI.

ESERCIZIO 2 ESAME del 20 GIUGNO 2018

- 2) Sia data l'ampiezza di banda proibita di un semiconduttore intrinseco pari a $E_g = 1.12 \text{ eV}$, k sia la costante di Boltzmann pari a $8.62 \cdot 10^{-5} \text{ eV/K}$ e sia B il parametro caratteristico del materiale pari a $1 \cdot 10^{31} \text{ K}^{-3} \cdot \text{cm}^{-6}$. Si determini la conducibilità e la resistività del materiale a 35°C assumendo una mobilità per gli elettroni pari a $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ e per le lacune di $500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.

DALLA DIMOSTRAZIONE DELLA LEGGE DI OHM, POTREMMO RICAVERE CHE

$$\mu_n = \frac{q\tau}{2m} \quad v_{\text{DERIVA}} = -\mu E$$

$$j = -q n \cdot v_d = -q n (-\mu E) = \overbrace{q n \mu}^{j = \text{conducibilità}} E \quad \text{Resistività} = \frac{1}{\sigma} = \rho$$

$$\begin{aligned} \text{CONDUCEBILITÀ ELETTRONI: } & q \cdot n \cdot \mu_n \\ \text{CONDUCEBILITÀ LACUNE: } & q \cdot p \cdot \mu_p \end{aligned}$$

$$\underline{\text{CONDUCEBILITÀ TOTALE}} = \text{CONDUCEBILITÀ Elettroni} + \text{CONDUCEBILITÀ LACUNE}$$

$$n_i^2 = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{k \cdot T}} \left[\frac{1}{\text{cm}^6} \right] \approx 1,42 \cdot 10^{20} [\text{cm}^{-6}]$$

$$\text{LEGGE DI AZIONE DI MASSA: } \cancel{n} p = \cancel{n_i^2} \longrightarrow \begin{cases} n = \frac{n_i^2}{p} = \frac{n_i^2}{N_A} \\ p = \frac{n_i^2}{n} = \frac{n_i^2}{N_D} \end{cases}$$

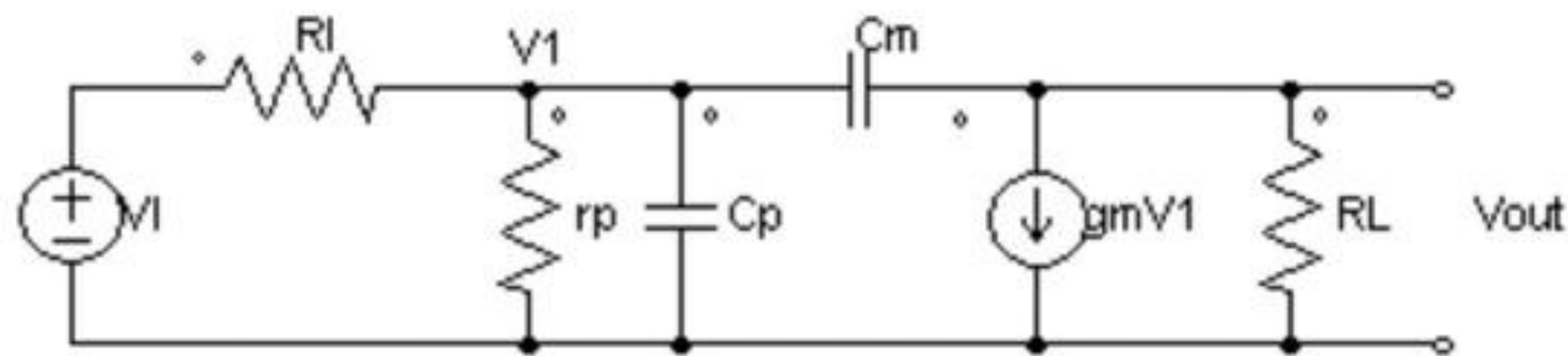
IN QUESTO CASO PERÒ NON È NECESSARIA, PERCHÉ STIAMO LAVORANDO CON DEL SILICIO INTRINSECO

$$\text{QUINDI } \sqrt{n_i^2} = n_i = n = p \approx 1,19 \cdot 10^{10}$$

$$\underline{\text{CONDUCEBILITÀ TOTALE}} = (q \cdot n \cdot \mu_n + q \cdot p \cdot \mu_p) \approx 3,54 \frac{\mu\text{S}}{\text{cm}} = 3,54 \cdot 10^{-6}$$

$$\underline{\text{RESISTIVITÀ TOTALE}} = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{3,54 \cdot 10^{-6}} \approx 282485,87 [\Omega/\text{cm}] = 282,485 [\text{k}\Omega \cdot \text{cm}]$$

- 1) Dato il circuito in Figura 1 ed utilizzando la teoria dei doppi bipoli si ricavano le espressioni dell'impedenza di ingresso e di uscita dell'amplificatore. Commentare le espressioni ricavate rispetto al guadagno di anello.

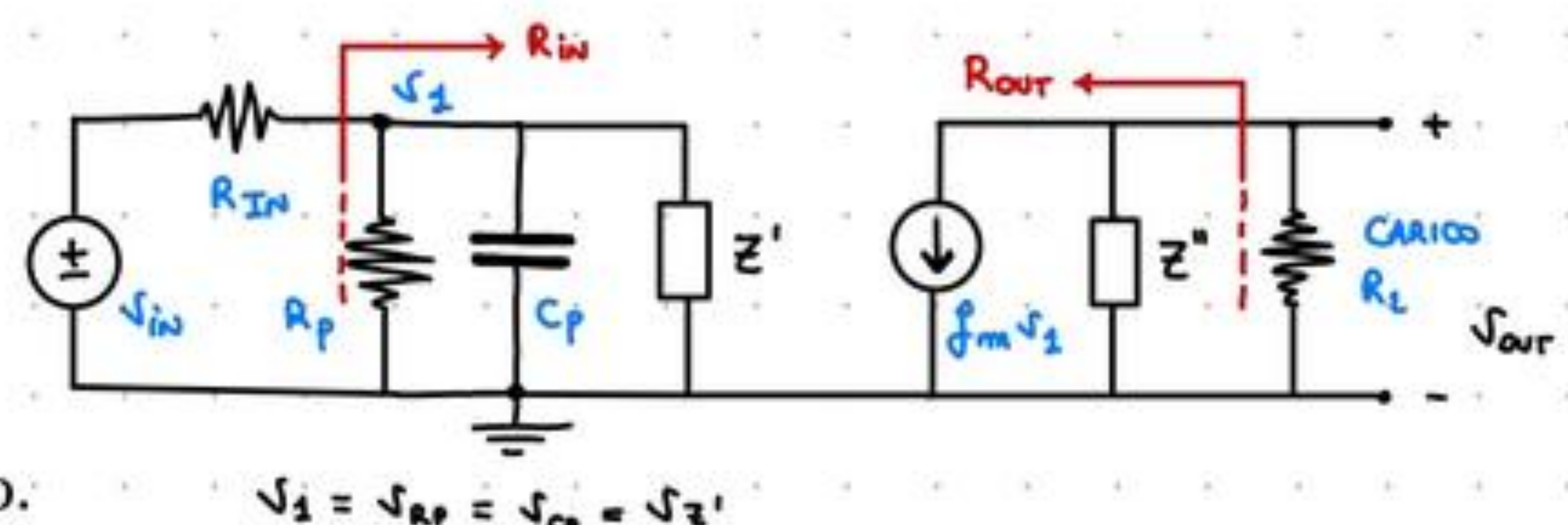


Per prima cosa dobbiamo trasformare il circuito perchè così non siamo in grado di lavorarci, utilizziamo il teorema di Miller per posizionare l'impedenza (C_m) che sta a capo delle due tensioni v_1 e v_2 , in due impedenze Z_1 e Z_2 che invece stanno ciascuna ai capi di una delle due diverse tensioni a cui era inizialmente appeso C_m .

DEVO INZONKA SPOSTARE (C_m), GRAZIE AL TEOREMA DI MILLER, POSSO FARLO.
 Z' e Z'' PER IL TEOREMA DI MILLER VALGONO:

$$Z' = \frac{Z}{1 - A_v} \quad Z'' = \frac{Z \cdot A_v}{A_v - 1}$$

Con Z si intende l'impedenza dell'oggetto del teorema di Miller (ovvero in questo caso il condensatore C_m), invece
 Con A_v si intende il guadagno di tensione del nostro circuito.



Il guadagno di tensione può essere trovato come sempre tramite la formula [$A_v = V_{out}/V_{in}$], sennò osservando il circuito è perfettamente riconducibile a un Mosfet Common Source e quindi possiamo direttamente utilizzare la formula del guadagno di tensione che conosciamo per l'amplificatore con Mosfet CS

1 METODO) $A_v = V_{out} / V_{in}$

Siccome nel ricavarci V_{out} sappiamo che sicuramente (come in ogni caso di Mosfet o BJT) apparirà la corrente del generatore di corrente gmV_1 allora, se riusciamo a ricavarci V_1 , sapendo che esso conterrà il termine V_{in} , avremo nella stessa equazione sia V_{in} che V_{out} .

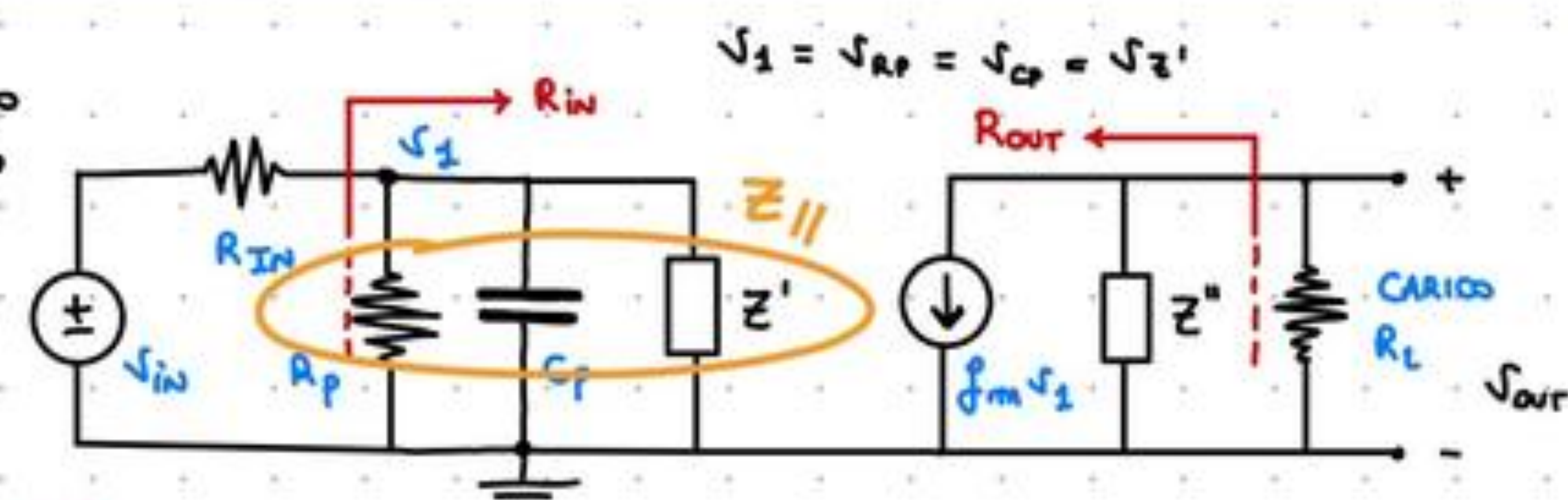
Quindi ci ricaviamo V_{out} e dentro esso conterrà V_1 che trovato conterrà V_{in} ; una volta che li abbiamo entrambi nell'equazione facciamo in modo di ricondurci a [$A_v = V_{out}/V_{in}$]

Per prima cosa semplifichiamo la rete resistiva sia nella parte sinistra (nella parte destra basta un partitore di corrente)

$$Z_{//} = \left(\frac{1}{Z'} + \frac{1}{Z_{CP}} + \frac{1}{Z_P} \right)^{-1}$$

VISTO CHE RIMANE TUTTO SUL PIANO DELLE VARIABILI, LASCO $Z_{//}$ COME VARIABILE UTILIZZABILE

$V_1 = V_{Rp} = V_{Cp} = V_{Z'} =$ PARTITORE DI TENSIONE



$$V_1 = V_{in} \cdot \frac{Z_{//}}{Z_{//} + R_{in}} \quad \text{MENTRE} \quad V_{out} = (g_m V_1) \cdot (Z'' // R_L) = g_m V_1 \frac{Z'' \cdot R_L}{Z'' + R_L}$$

$A_v =$ GUADAGNO DI TENSIONE

$$V_{out} = g_m \cdot V_1 \cdot \left[\frac{Z'' \cdot R_L}{Z'' + R_L} \right] \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m \cdot \frac{V_1}{V_{in}} \cdot \left[\frac{Z'' \cdot R_L}{Z'' + R_L} \right]$$

$Z'' // R_L$

$$A_v = \text{GUADAGNO DI TENSIONE} = g_m \left[\frac{Z_{//}}{Z_{//} + R_{in}} \right] \cdot \left[\frac{Z'' \cdot R_L}{Z'' + R_L} \right] = g_m \cdot \left[\frac{Z_{//}}{Z_{//} + R_{in}} \right] \cdot (Z'' // R_L)$$

Attenzione però, il Guadagno che abbiamo trovato, non va bene sostituito dentro A_v delle due impedenze che ci siamo ricavati con Miller, dato che il guadagno che dovremmo considerare con Miller dovrebbe essere tra le due tensioni a capo dell'impedenza a ponte che stiamo trasformando nella doppia impedenza parallela

Quindi per A_v da mettere in Z_1 e Z_2 di Miller dovremmo considerare $A_v = V_{out}/v_1$ e non $A_v = V_{out}/V_{in}$

$$\frac{V_{out}}{V_1} = f_m \cdot \frac{V_1}{1} \cdot \left[\frac{Z'' \cdot R_L}{Z'' + R_L} \right] \longrightarrow A_v(MILLER) = f_m \left[\frac{Z'' R_L}{Z'' + R_L} \right]$$

ORA POSSIAMO TROVARE R_{in} e R_{out} :

$$R_{in} = \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{Z_{cp}} + \frac{1}{Z'} \right) \quad Z_{cp} = \frac{1}{s C_p}$$

$$Z' = \frac{Z}{1 - A_v} = \frac{\frac{1}{s C_p}}{1 - f_m \left[\frac{Z'' R_L}{Z'' + R_L} \right]}$$

$$R_{in} = \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{Z_{cp}} + \frac{1}{Z'} \right) = \left(\frac{1}{R_p} + s C_p + \frac{1 - f_m \left[\frac{Z'' R_L}{Z'' + R_L} \right]}{\frac{1}{s \cdot C_p}} \right)$$

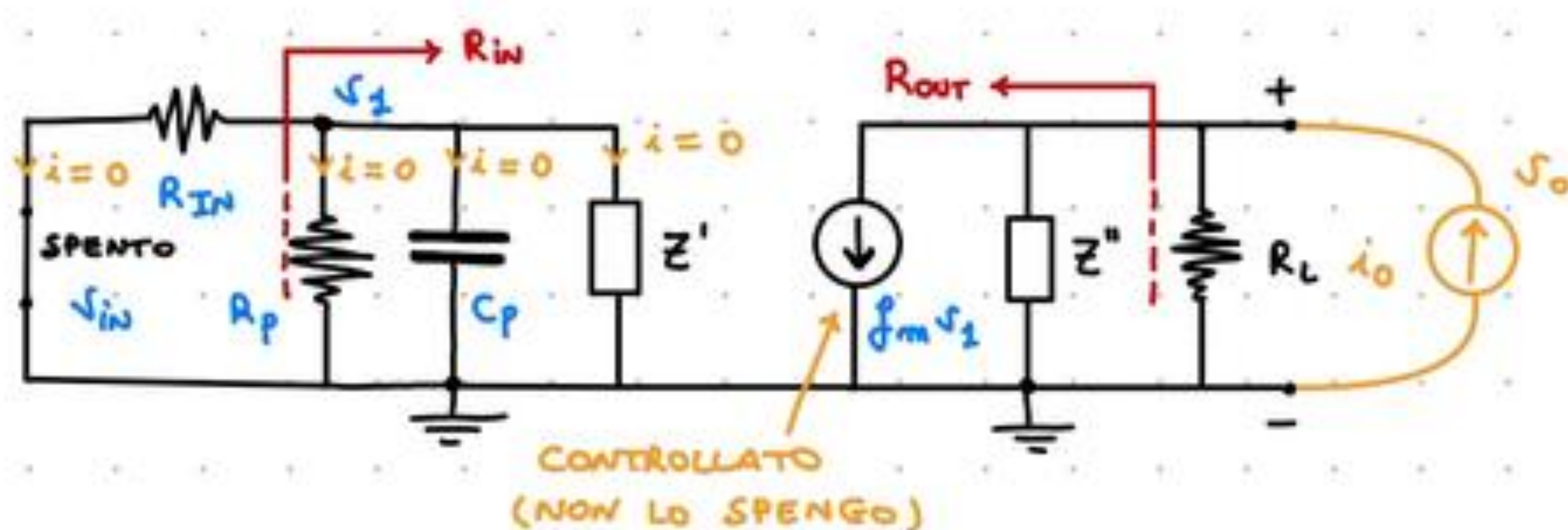
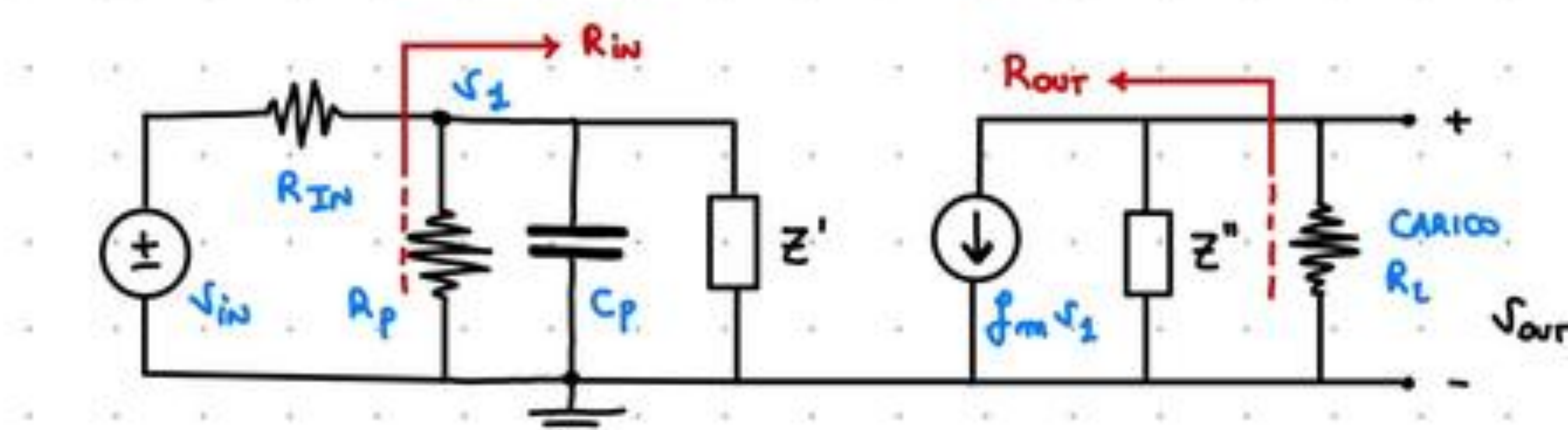
R_{out} = ATTENZIONE A DESTRA, OLTRE A Z'' , HO ANCHE UN GENERATORE CONTROLLATO! COME CI INSEGNANO THEVENIN e NORTON, I GENERATORI CONTROLLATI POSSONO AVERE UNA CERTA A_{eq} . QUINDI SPENGO I GENERATORI INDIPENDENTI e APPLICO UN GEN i_0 SU R_{out} E VEDO QUANTO RISULTA IL GEN. CONTROLLATO:

SICCOME IN QUESTO CASO, APPLICATO i_0 , NON SCORRE CORRENTE NEL PEZZO SX, HO $V_1 = 0$.

QUINDI IL GEN. CONTROLLATO MI DÀ $f_m V_1 = 0$.

QUINDI IL GEN. CONTROLLATO NON CONTRIBUISCE A R_{out} .

$$R_{out} = Z'' = \frac{Z \cdot A_v}{A_v - 1} = \frac{\frac{1}{s C_m} \cdot f_m \left[\frac{Z'' R_L}{Z'' + R_L} \right]}{f_m \left[\frac{Z'' R_L}{Z'' + R_L} \right] - 1}$$



Per quanto invece riguarda l'ultima domanda, ovvero di commentare le espressioni ricavate rispetto al guadagno ad anello, non sappiamo bene a cosa si riferisca il mugnaini, magari all'esame se ti trovi domande così vaghe domanda li che cazzo vuole di preciso. In generale possiamo considerare A_v ad anello il primo guadagno che ci siamo trovati, quello $A_v = V_{out}/V_{in}$, dato che un guadagno ad anello implica nessuna retroazione (come in quel caso), riferito a tutto il circuito

ESERCIZIO 2 (22/01/2018)

- 2) Dato il circuito in Figura 2 si disegni il circuito equivalente in DC e si determini il punto di lavoro le correnti I_b e I_c sapendo che $\beta_F=90$, $V_{CC}=12$ V, $R_I=2$ k Ω , $R_1=360$ k Ω , $R_2=750$ k Ω , $R_b=8$ k Ω , $R_c=4$ k Ω .

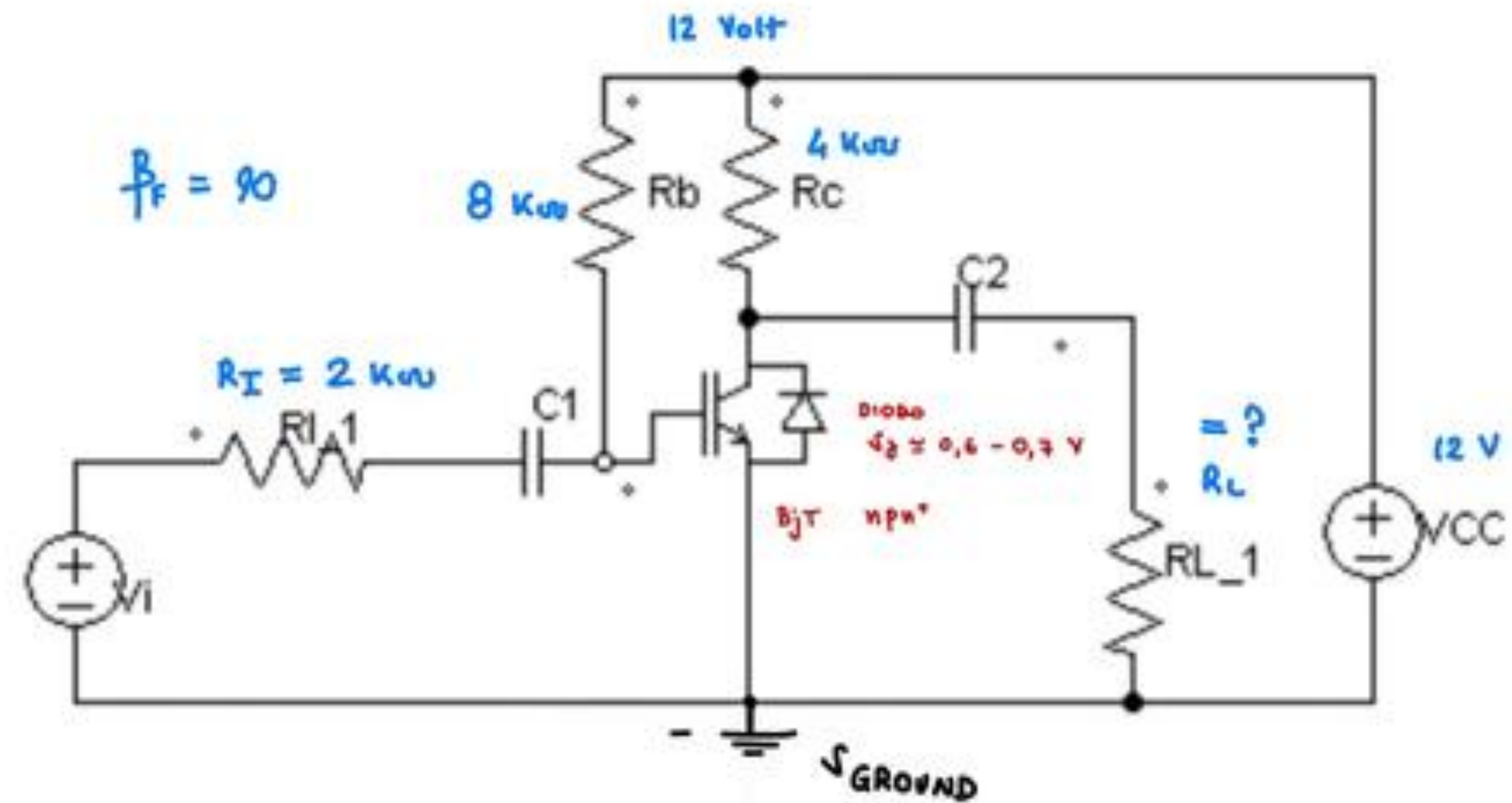
FORMULE del BJT:

$$\begin{cases} i_E = (\beta_F + 1) \cdot I_B = \frac{i_C}{\alpha_F} = I_B + I_C \\ i_C = \beta_F \cdot I_B \\ i_B = \frac{i_C}{\beta_F} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} V_{BC} &= V_{BE} - V_{CE} \\ V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\ V_{BE} &= V_{BC} + V_{CE} \end{aligned}$$

$$\begin{cases} \alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{i_C}{i_E} \\ \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \frac{i_C}{i_B} \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_R = \frac{\beta_R}{\beta_R + 1} \\ \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \end{cases}$$

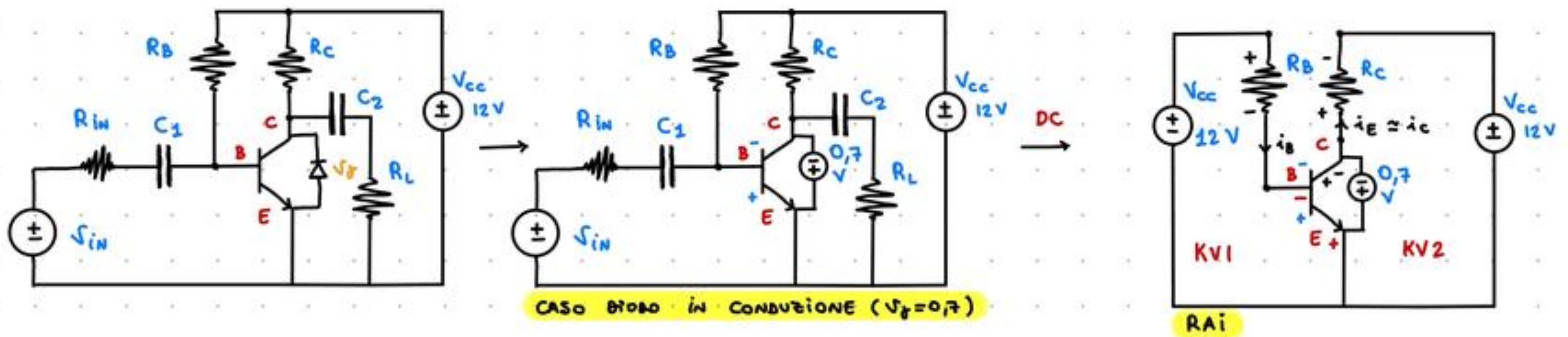
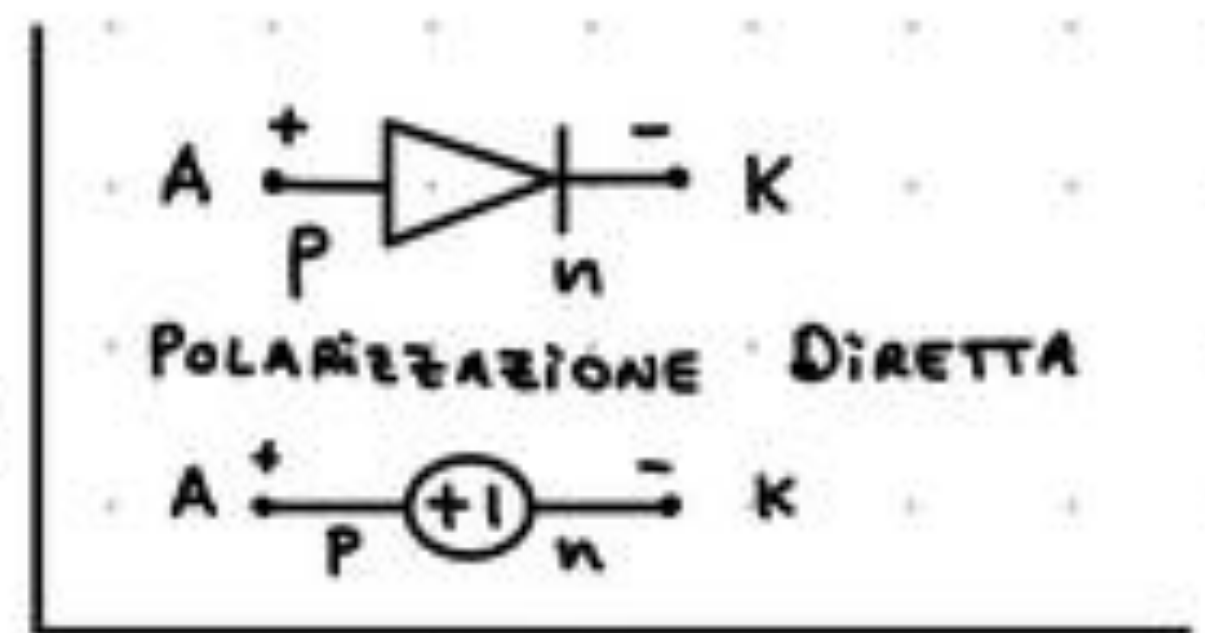
IN RAD: $V_{BE} \approx 0,7$ Volt
IN SAT: $V_{BE} \approx V_{BC}$ $\begin{cases} V_{BE} \approx 0,7 \text{ V} \\ V_{BC} \approx 0,65 \text{ V} \end{cases}$ $V_{CE} \approx 0,05$ [Volt]



La prima cosa che notiamo è il diodo ai capi del BJT, esso può essenzialmente essere schematizzato in due modi soltanto, ovvero come un circuito aperto quando non è in conduzione oppure come un generatore di tensione (con il + all'anodo e il - al catodo) quando invece è in conduzione.

Caso 1) Il diodo è in conduzione, allora è schematizzabile come un generatore di tensione

E quindi facendo Kirchhoff delle tensioni tra il generatore e il BJT vediamo che la tensione ai capi del BJT (V_{ce}) è negativa e quindi il suo funzionamento sia in RAI (regione attiva Inversa) e magari ci insospettiamo un po' perchè il testo ci fornisce β_F , utile solo nel caso di un'analisi in regione attiva diretta, è molto più probabile quindi il diodo sia un CA ma noi comunque proviamo:



$$KV1: V_{CC} + V_{BE} = R_B i_B$$

$$KV2: V_{CC} + V_{CE} + R_C i_C \rightarrow 12 \text{ V} + 0,7 \text{ V} + 4000 [\Omega] i_C \rightarrow i_C = \frac{-12,7}{4000} \approx -3,17 \text{ [mA]}$$

ESSENDO i_B MOLTO PICCOLO LA CADUTA SU R_B SARÀ MOLTO POCA, $V_{RB} \approx 0 \rightarrow V_{BE} \approx 12 \text{ V}$

MA DOVREBBE ESSERE POLARIZZATA INVERSA! QUINDI NON SIAMO ASSOLUTAMENTE IN RAI (LO SI POTEVA INTUIRE DAL FATTO CHE (i_C) ERA MOLTO ALTO PER ESSERE IN RAD e V_{CE} BASO).

Caso 2: controlliamo il circuito in RAD (abbiamo β_F quindi non facciamo molta fatica)

$$KV1: V_{CC} - V_{BE} = R_B i_B \rightarrow \frac{12 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{8000 \text{ } \Omega} = 1,42 \text{ mA}$$

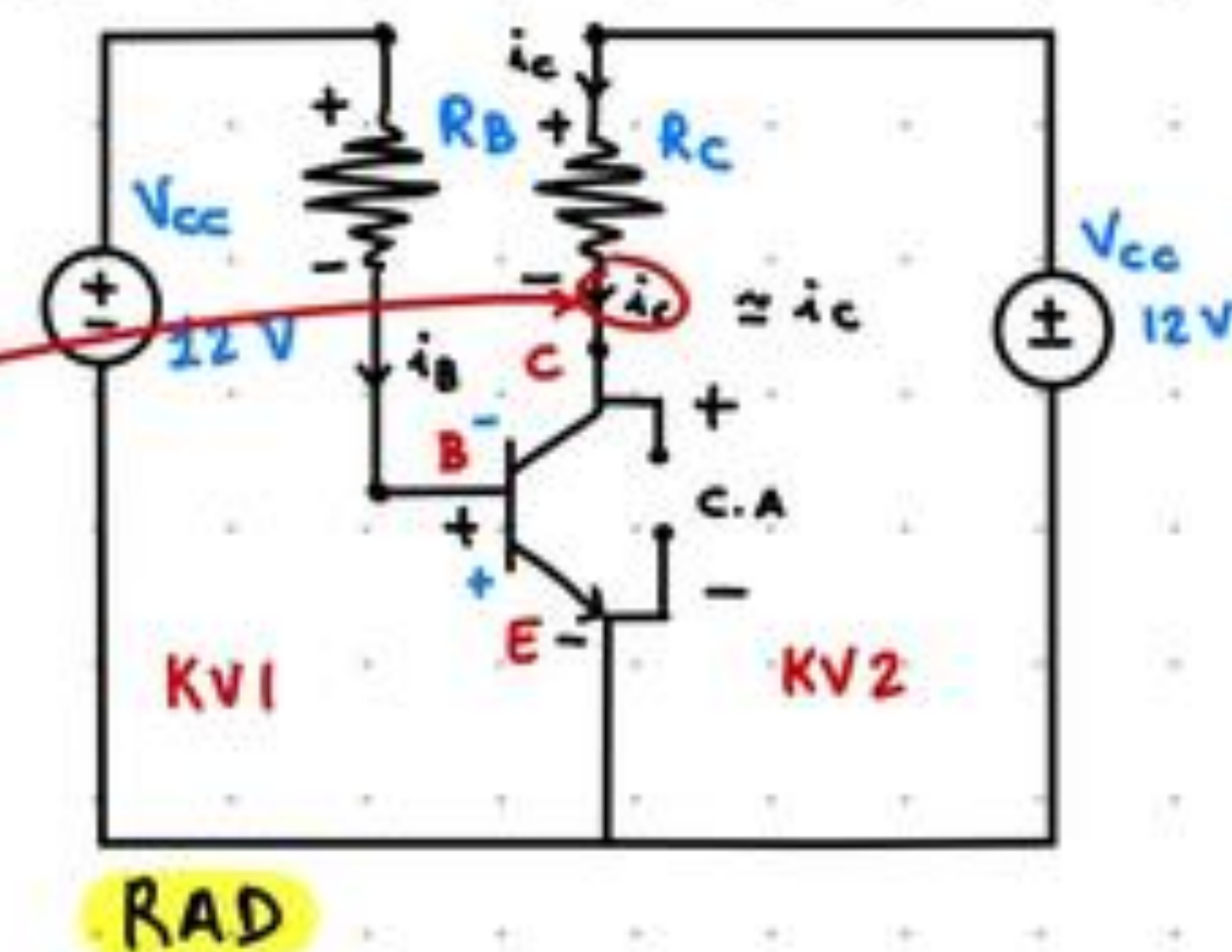
$$KV2: V_{CC} - V_{CE} + R_C i_C$$

$$i_C = \beta_F i_B = 1,42 \cdot 10^{-3} \cdot 90 \approx 0,127 \text{ Ampere}$$

$$i_E = (\beta_F + 1) i_B = 1,42 \cdot 10^{-3} \cdot 91 \approx 0,129 \text{ Ampere}$$

$$V_{CE} = -V_{CC} - R_C i_C \approx -500 \text{ Volt (ASSURDO!)}$$

DEVI CAMBIARE L'ORIENTAMENTO della CORRENTE IN RAD e quindi delle Tensioni



PROBABILMENTE -500 Volt È DOVUTO AD UN ERRORE DEL TESTO PERDÌ, INVECE DI $R_B = 8000 \Omega$, DOVREMMO UTILIZZARE $R_B = R_1 \parallel R_2$, IN TAL CASO SI AVREBBE

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 243,24 \text{ k}\Omega \quad i_B = \frac{12 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{R_1 \parallel R_2} \approx 4,68 \cdot 10^{-5} = 46,8 \mu\text{A}$$

$$i_C = \beta_F i_B = 46,8 \mu\text{A} \cdot 90 \approx 4,21 \text{ mA} \quad (\text{MOLTO PIÙ REALISTICO SÌ A } i_B \text{ CHE } i_C \text{ IN RAD})$$

$$V_{CE} = -V_{CC} - R_C i_C \approx -12 - 4000 \cdot 4,21 \cdot 10^{-3} \approx -28,84 \quad \left[\text{MOLTO PIÙ REALISTICO DI } -500 \text{ Volt} \right]$$

COMUNQUE UNA V_{CE} NEGATIVA IN RAD È FUORI DISCUSSIONE! NON È RAD.

Caso 3) Controlliamo allora la SAT

IN SAT HO $V_{BE} \approx V_{CE}$, CON V_{BE} LEGGERMENTE MAGGIORE

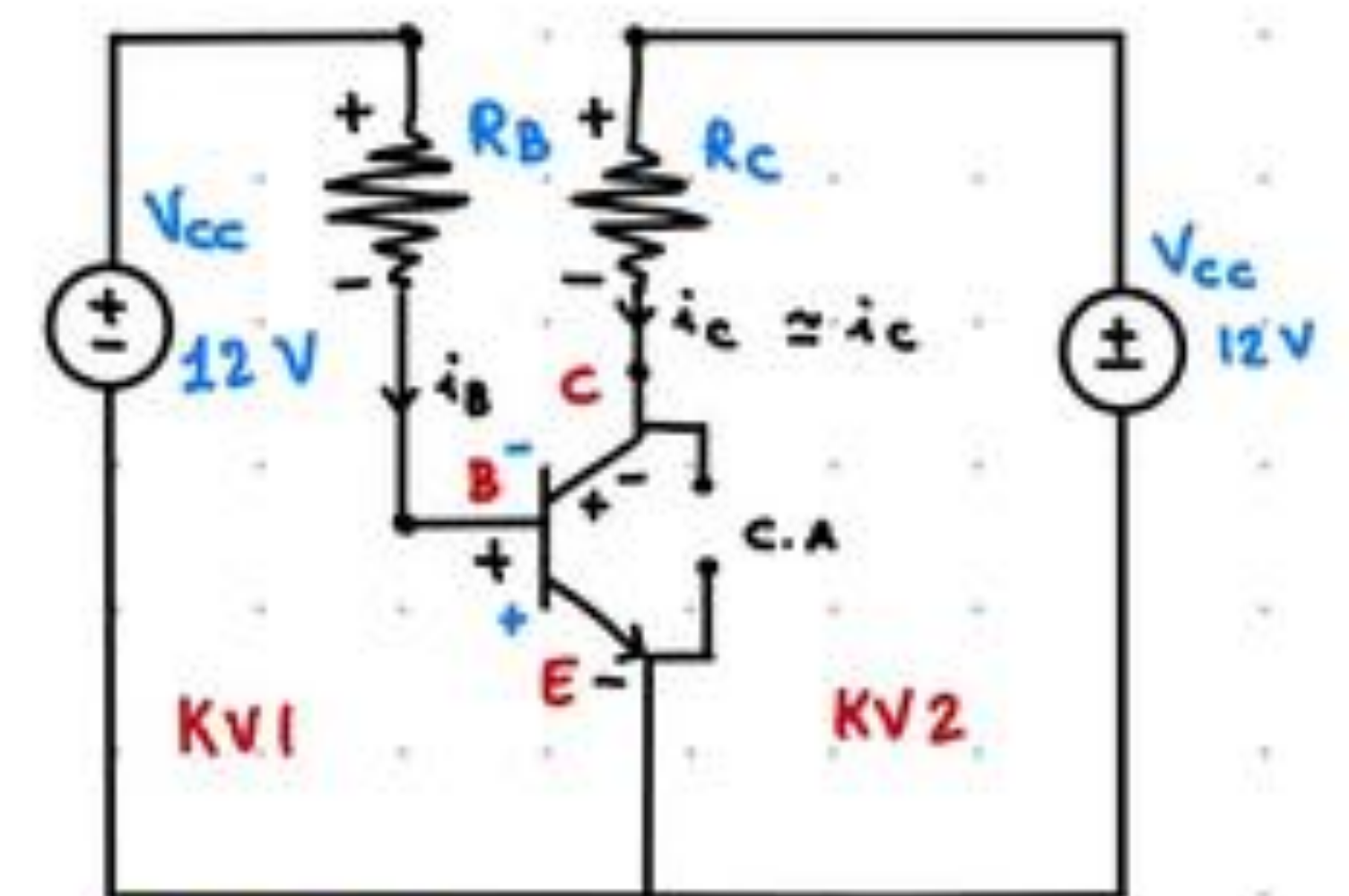
$$\begin{cases} V_{BE} \approx 0,75 \text{ [Volt]} \\ V_{BC} \approx 0,70 \text{ [Volt]} \end{cases} \quad V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} = 0,05 \text{ [Volt]} \quad \text{CARATT. FOND. SAT.}$$

$$\text{KV1: } V_{CC} - V_{BE} = R_B i_B$$

$$\text{KV2: } V_{CC} - V_{CE} - R_C i_C \rightarrow 12 \text{ V} - 0,05 \text{ V} - 4000 \cdot i_C$$

$$4000 i_C = 12 - 0,05 \rightarrow i_C = \frac{12 - 0,05}{4000} \approx 2,98 \text{ [mA]}$$

$$V_{CC} - V_{BE} = R_B i_B \rightarrow 12 \text{ V} - 0,75 = \overset{R_1 \parallel R_2}{243 \text{ k}} i_B \rightarrow 46,30 \mu\text{A}$$



SAT

(IRREALISTICO, PROBABILMENTE CON R_B INTENDE $R_1 \parallel R_2$)

$$(i_B \approx 1,40 \text{ mA con } R_B = 8000 \Omega)$$

CONDIZIONE DI SATURAZIONE VERA? $i_B > \frac{i_C}{\beta_F}$

$$i_C < \beta_F i_B \rightarrow i_C < 90 \cdot i_B \rightarrow 2,98 \text{ mA} < 90 \cdot 46,30 \mu\text{A}$$

VERO ✓

PUNTO DI LAVORO $Q = (2,98 \text{ mA}, 0,05 \text{ V})$ SIAMO IN SATURAZIONE

ESERCIZIO 3 (22/01/2018)

- 3) La realizzazione di una giunzione pn viene effettuata in modo che una delle due regioni sia maggiormente drogata rispetto all'altra ed in particolare si ha: $N_A = 10^{17}/\text{cm}^3$ e $N_D = 10^{20}/\text{cm}^3$. Sapendo che $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, che $\epsilon(\text{complessivo}) = 80 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}$, che il potenziale di banda proibita è 1.12V, che lo spessore complessivo del provino è 100um ed effettuando eventuali altre ipotesi, si determini il potenziale di giunzione e l'estensione della regione svuotata. Da quale parte sarà maggiore? Perché?

$$W = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon \cdot \psi \cdot (\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D})}{q}} \quad \text{SAPPIAMO CHE } B = 10^{31} \quad \text{e} \quad n_i^2 = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{k \cdot T}} \left[\frac{1}{\text{cm}^6} \right]$$

$$V_{TOT} = V_D - \psi_{\text{built-in}}$$

$$n_i^2 = 10^{31} \cdot \left(\frac{T}{25 + 273,15} \right)^3 \cdot e^{-\frac{1,12}{0,62 \cdot 10^{-8} \cdot T}} \approx 3,14 \cdot 10^{19} \left[\text{cm}^{-6} \right]$$

$$\psi_{\text{built-in}} = V_T \cdot \ln \left[\frac{N_D \cdot N_A}{n_i^2} \right] = 0,025 \text{ V} \cdot \ln \left[\frac{10^{20} \cdot 10^{17}}{3,14 \cdot 10^{19}} \right] \approx 1,00 \text{ [Volt]}$$

↑
Alimenti APPROSSIMA
A $2,1 \cdot 10^{20}$

Siccome il testo non accenna a nessuna V_d (tensione ai capi del diodo), consideriamo sia applicata una tensione V_d tale da superare appena il potenziale di Built in e mandare in conduzione il diodo.

QUINDI $V_{TOT} \approx 0$ siccome TUTTA V_d ABBASSA LA BARRIERA E NIENTE PIÙ

siccome $V_{TOT} \approx 0 = V_d - \varphi_{BUILT-IN} \rightarrow V_d \approx \varphi_{BUILT-IN} \approx 1V$

$\varphi = 1,00 [Volt]$

$$x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \varphi \left(\frac{N_A}{N_D} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) \right)} \approx 3,15 \cdot 10^{-3} \text{ cm} = 3,15 \text{ ncm}$$

$$x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \varphi \left(\frac{N_D}{N_A} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) \right)} \approx 3,15 \cdot 10^{-6} \text{ cm} = 3,15 \text{ } \mu\text{cm}$$

$1,00 \text{ Volt}$ $1,00 [Volt]$

$$W = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \varphi \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)} \approx 3,15 \cdot 10^{-6} \text{ cm} = 3,15 \text{ } \mu\text{cm}$$

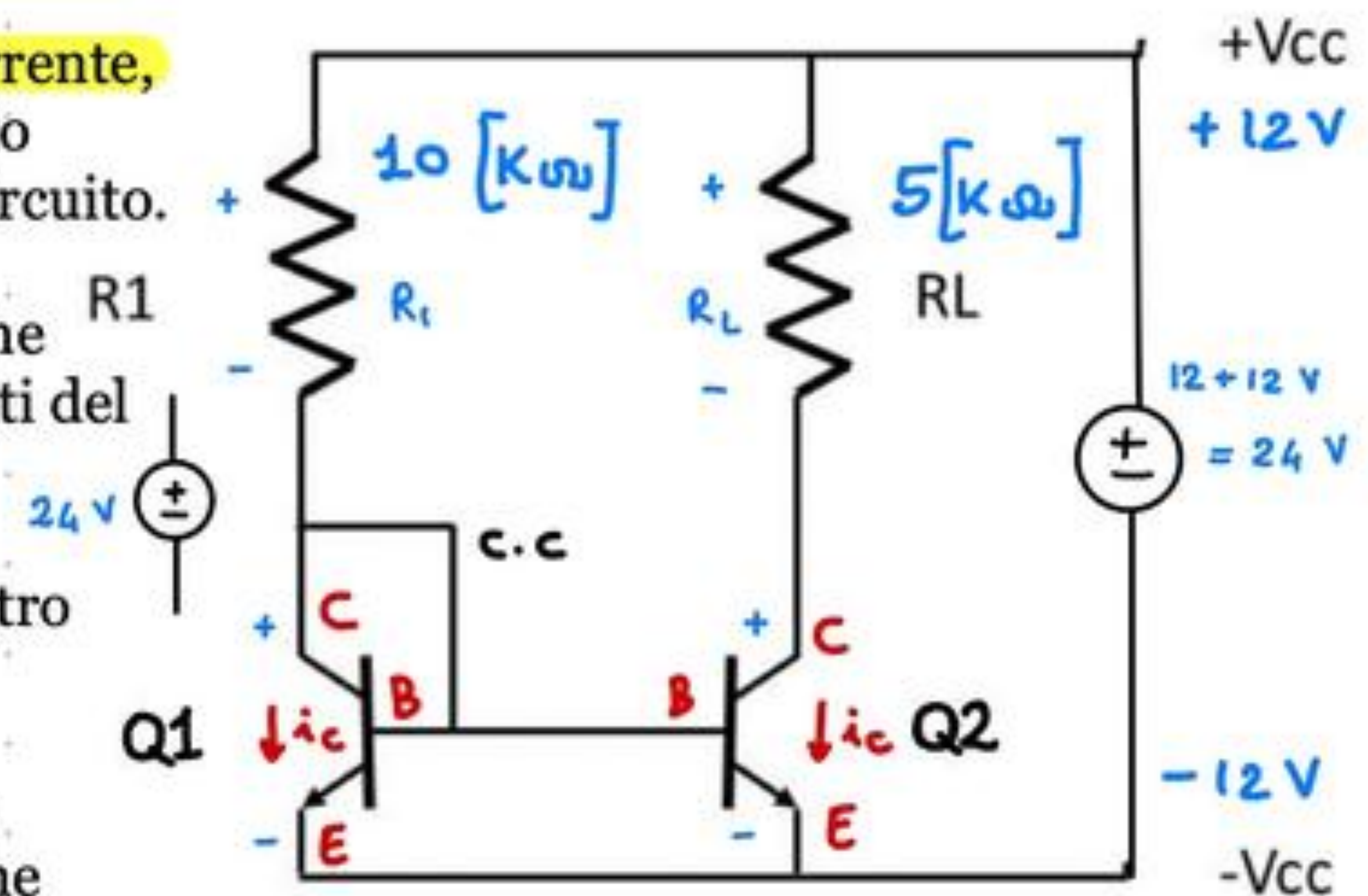
ESERCIZIO 1 5/02/2019

- 1) Dato il circuito in Figura 1 supponendo che i due BJT siano identici e che $R_1=10k\Omega$, $R_L=5k\Omega$, $h_{fe}=100$, e $V_{cc}=12V$ calcolare le correnti nei due rami ed i due punti di lavoro dei BJT.

Quello che abbiamo davanti è una **configurazione a specchio di corrente**, infatti abbiamo una configurazione tale per cui un ramo del circuito riproduce fedelmente la corrente che scorre in un altro ramo del circuito. Quindi teoricamente non è altro che un amplificatore a guadagno unitario, nella pratica però per diversi motivi sono molti i fattori che impediscono di ottenere correnti perfettamente identiche ai due lati del circuito.

Può essere realizzata tramite varie tecnologie di transistor, nel nostro corso solamente Mosfet, BJT e raramente anche JFET.

Funzionamento: Il transistor Q_1 in figura è polarizzato in modo da funzionare come un diodo polarizzato direttamente. La corrente che scorre al suo interno è essenzialmente determinata dal valore di R_1



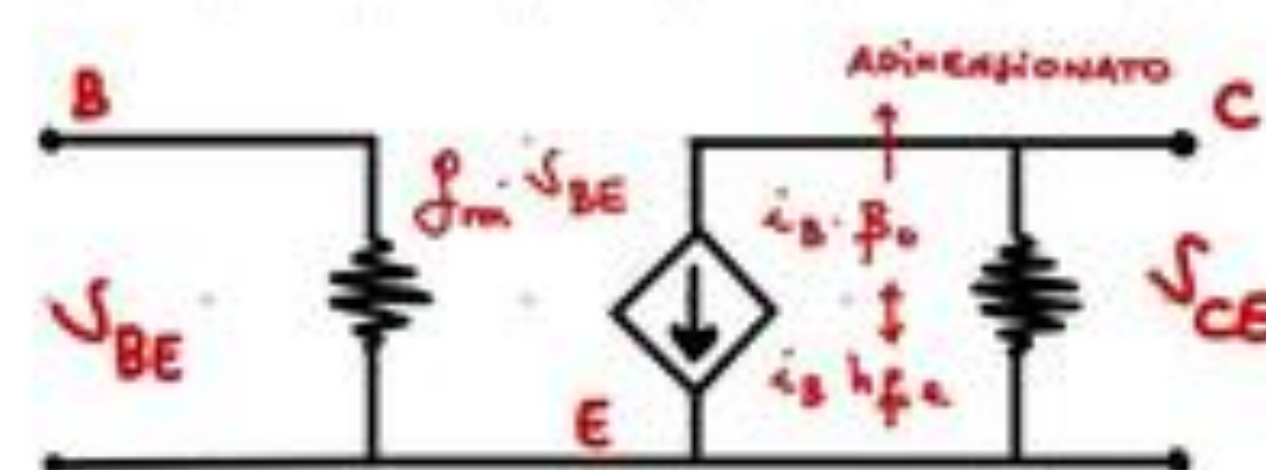
(ammesso che il dispositivo sia in conduzione), attenzione i diodi nello specchio di corrente non possono funzionare. I due dispositivi hanno la stessa corrente di base per via anche che hanno la medesima V_{be} , essendo i due transistor uguali allora siccome hanno la stessa corrente di base hanno anche la stessa I_c (Ie circa I_c).

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

$$I_{B1} = I_{B2}$$

$$I_{C1} = I_{C2}$$

IL TESTO CI FORNISCE $h_{fe} = 100$
SI HA CHE ($h_{fe} = \beta_0 = 100$)



$$\begin{cases} I_E = (\beta_F + 1) \cdot I_B = \frac{I_C}{\alpha_F} = I_B + I_C \\ I_C = \beta_F \cdot I_B \\ I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \end{cases}$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE}$$

$$V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$$

$$V_{BE} = V_{BC} + V_{CE}$$

SICCOME HO C.C. TRA C_1 E B_1 , HO $V_{CB1} = 0$
OVVERO TRA (C) E (B) NON HO DIFFERENZA DI POTENZIALE,
QUINDI $V_B = V_C$ E DUNQUE $V_{BE1} \Rightarrow V_{CE1}$
 $V_B = V_C$

SAREMMO GIUNTI ALLA STESSA CONCLUSIONE CON $V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$

$$\begin{cases} \alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{I_C}{I_E} \\ \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \frac{I_C}{I_B} \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_R = \frac{\beta_R}{\beta_R + 1} \\ \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \end{cases}$$

$$V_{CC} = R_1 \cdot I_{C1} + V_{BE} \approx 0,7V$$

IL CC NEGLI SPECCHI DI CORRENTE VIENE MESSO PER POLARIZZARE COME UN DIODO UN BJT, INFATTI COSÌ HO SEMPRE $\begin{cases} V_{BE} = 0,7 \text{ ACCESSO} \\ V_{BC} = 0 \text{ SPENTO} \end{cases}$ CIOÈ DIODO ACCESSO (RAD)

REALISTICO

$$V_{CC} = R_1 \cdot i_{C1} + V_{BE} \rightarrow 24 \text{ V} = 10 \text{ k}\Omega \cdot i_{C1} + 0,7 \text{ Volt} \rightarrow i_{C1} = \frac{24 - 0,7}{10.000 \text{ }\Omega} = 2,33 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$i_C = \beta_F i_B \rightarrow i_B = \frac{i_C}{\beta_F} = \frac{2,33 \cdot 10^{-3}}{100} = 2,33 \cdot 10^{-5} = 23,3 \cdot 10^{-6} = 23,3 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_E = (\beta_F + 1) i_B = 23,3 \cdot 10^{-6} \cdot 101 = 2,35 \text{ }\mu\text{A}$$

$$\begin{cases} V_{CC} = i_{C1} \cdot R_1 + V_{CE1} \rightarrow 24 \text{ V} = 2,33 \cdot 10^{-3} \cdot 10.000 \text{ }\Omega + V_{CE1} \rightarrow V_{CE1} = 0,7 \text{ [Volt]} \\ V_{CC} = i_{C2} \cdot R_L + V_{CE2} \rightarrow 24 \text{ V} = 2,33 \cdot 10^{-3} \cdot 5000 \text{ }\Omega + V_{CE2} \rightarrow V_{CE2} = 12,35 \text{ [Volt]} \end{cases}$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE}$$

VEROSIMILE ALLA RAD. (VERIFICATA). $I_{C1} = I_{C2}$.
TRANNE QUANDO V_{CE2} È MOLTO ALTA. IN QUEL CASO
SI HA CHE i_{C2} DIVENTA PIÙ ALTA DI i_{C1} .

$$V_{BC2} = 0,7 - 12,35 = -11,65 \text{ [Volt]}$$

$$\begin{aligned} Q_1 (I_{C1}, V_{CE1}) &\rightarrow Q_1 (2,33 \text{ mA}, 0,7 \text{ Volt}) \\ Q_2 (I_{C2}, V_{CE2}) &\rightarrow Q_2 (2,33 \text{ mA}, 0,7 \text{ Volt}) \end{aligned} \quad \text{nei 2 RAMI SC022E } i_C \approx 2,33 \text{ mA.}$$

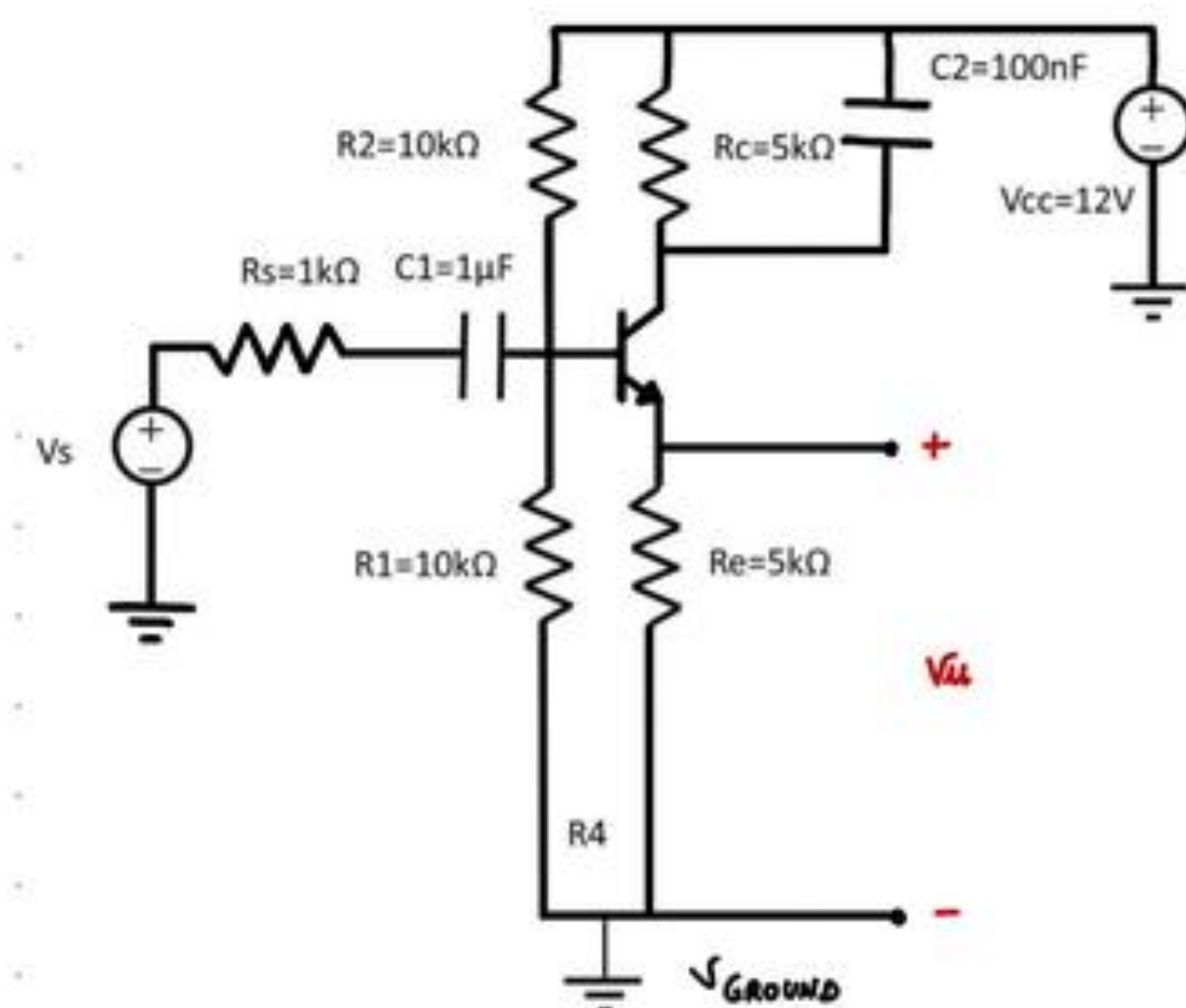
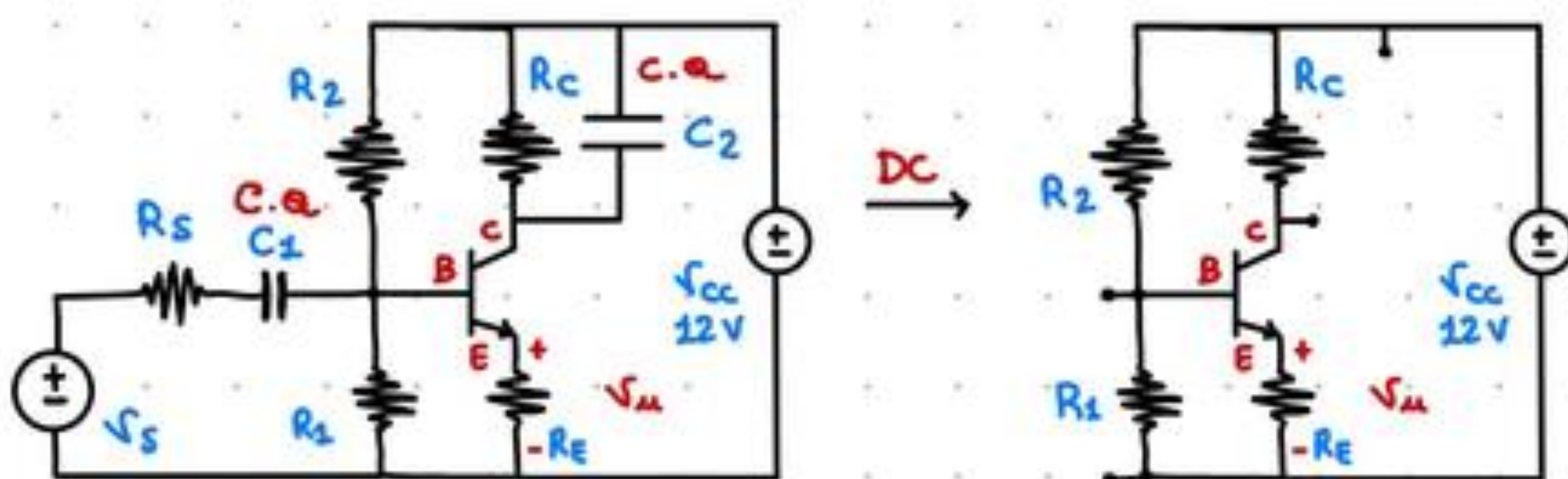
ESERCIZIO 2 5/02/2019

2) Dato il circuito di Figura 2 esprimere la funzione di trasferimento V_u/V_s e calcolare il guadagno per f tendente ad infinito effettuando le opportune ipotesi e sapendo che $h_{ie} = 5 \text{ k}\Omega$ e $h_{fe} = 300$.

$$\beta_F = h_{fe} = 300$$

$$h_{ie} = r_{\pi} = 5 \text{ k}\Omega$$

ANCHE SE NON NECESSARIO CERCHIAMO Q PER ALLENARCI
CERCHIAMO IL PUNTO DI LAVORO



$$R_{EQ} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 10}{10 + 10} = 5 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$V_{EQ} = V_{CC} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 12 \cdot \frac{10 \text{ k}\Omega}{(10 + 10) \text{ k}\Omega} = 6 \text{ [Volt]}$$

SUPPONIAMO COMPORTAMENTO IN RAD.

$$\text{KV1: } V_{EQ} = i_B R_{EQ} + V_{BE} + R_E i_E \quad (i_E = (\beta_F + 1) i_B)$$

$$V_{EQ} = i_B R_{EQ} + V_{BE} + R_E i_B \cdot 301$$

$$i_B R_{EQ} + R_E i_B \cdot 301 = V_{EQ} - V_{BE} \rightarrow i_B (R_{EQ} + 301 \cdot R_E) = V_{EQ} - V_{BE} \rightarrow i_B \approx 3,51 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_C = \beta_F i_B \approx 1,052 \text{ [mA]} \quad i_E = (\beta_F + 1) i_B \approx 1,056 \text{ [mA]}$$

$$\text{KV2: } V_{CC} = R_C i_C + V_{CE} + R_E i_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C i_C - R_E i_E \rightarrow V_{CE} = 1,46 \text{ [Volt]}$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} \rightarrow V_{BC} = 0,7 - 1,46 \approx -0,76$$

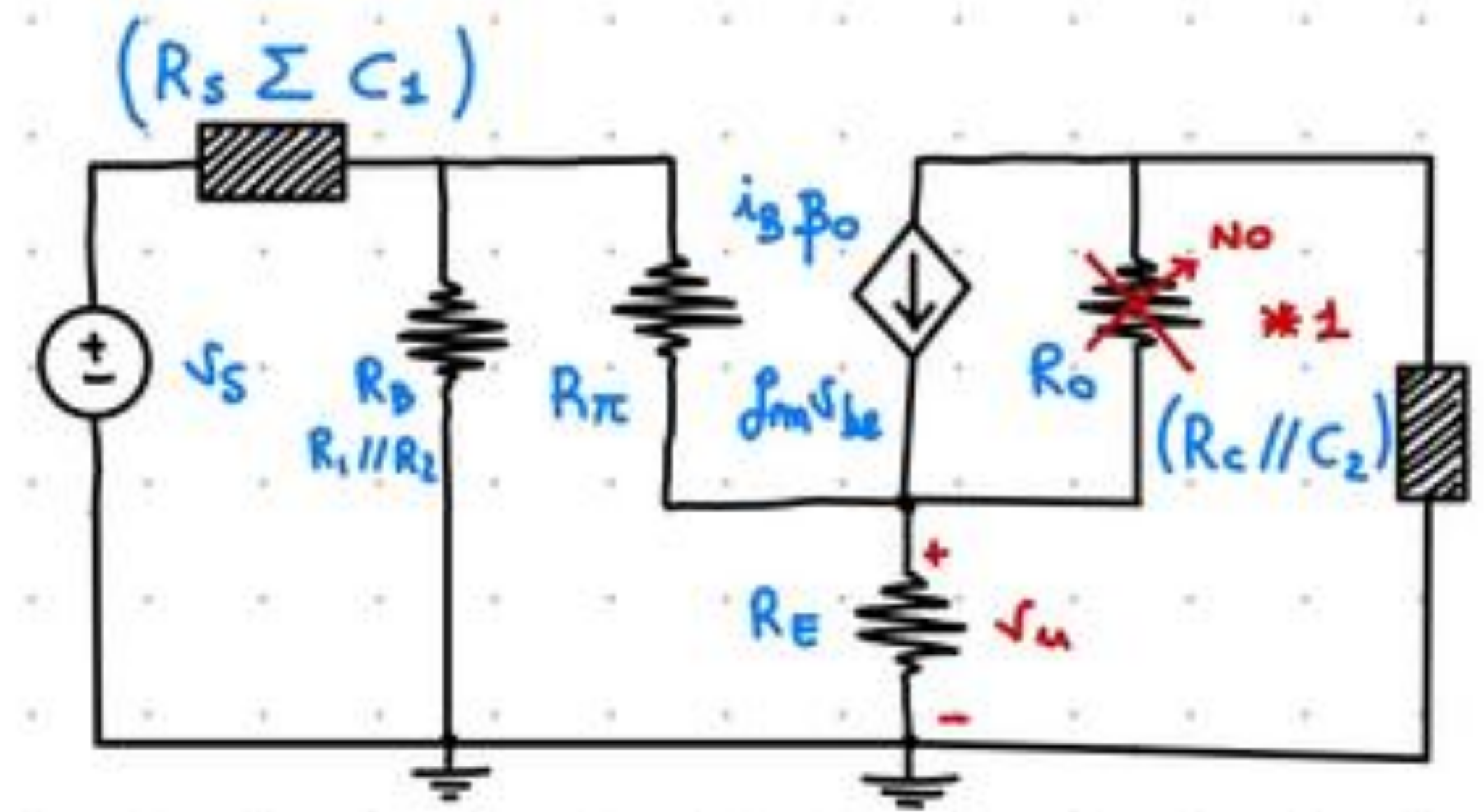
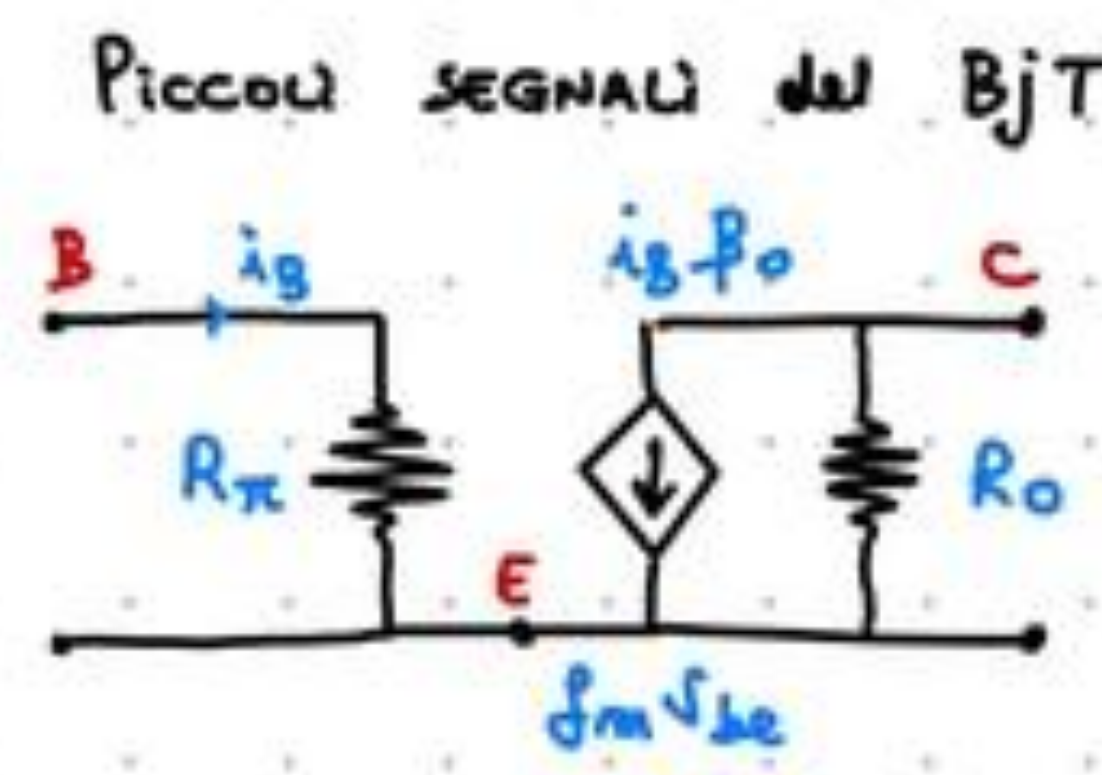
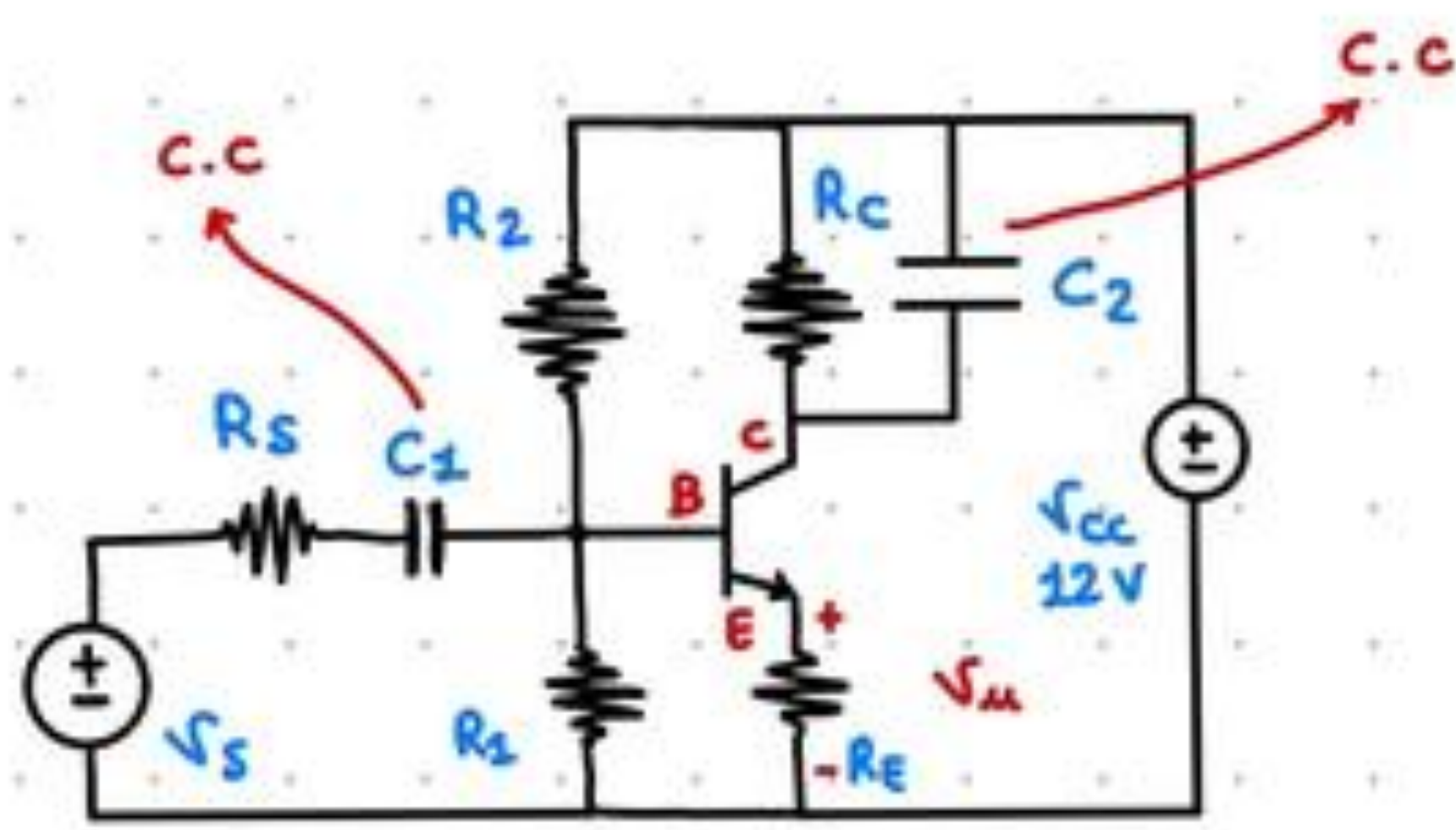
RAD VERIFICATA

PUNTO DI LAVORO:

Q (1,05 mA, 1,46 V)

STUDIAMO IL CIRCUITO PER PICCOLI SEGNALI (CIRCUITO IN AC)

Notiamo che la tensione di uscita è nel resistore sotto l'emettitore (in questo caso proprio nella R_E) mentre il collettore è attaccato a terra, siamo quindi in un caso riconducibile ad una **CONFIGURAZIONE COLLETTORE COMUNE**. Quindi abbiamo per le mani un circuito inseguitore di tensione, quindi ci aspettiamo un guadagno 1.



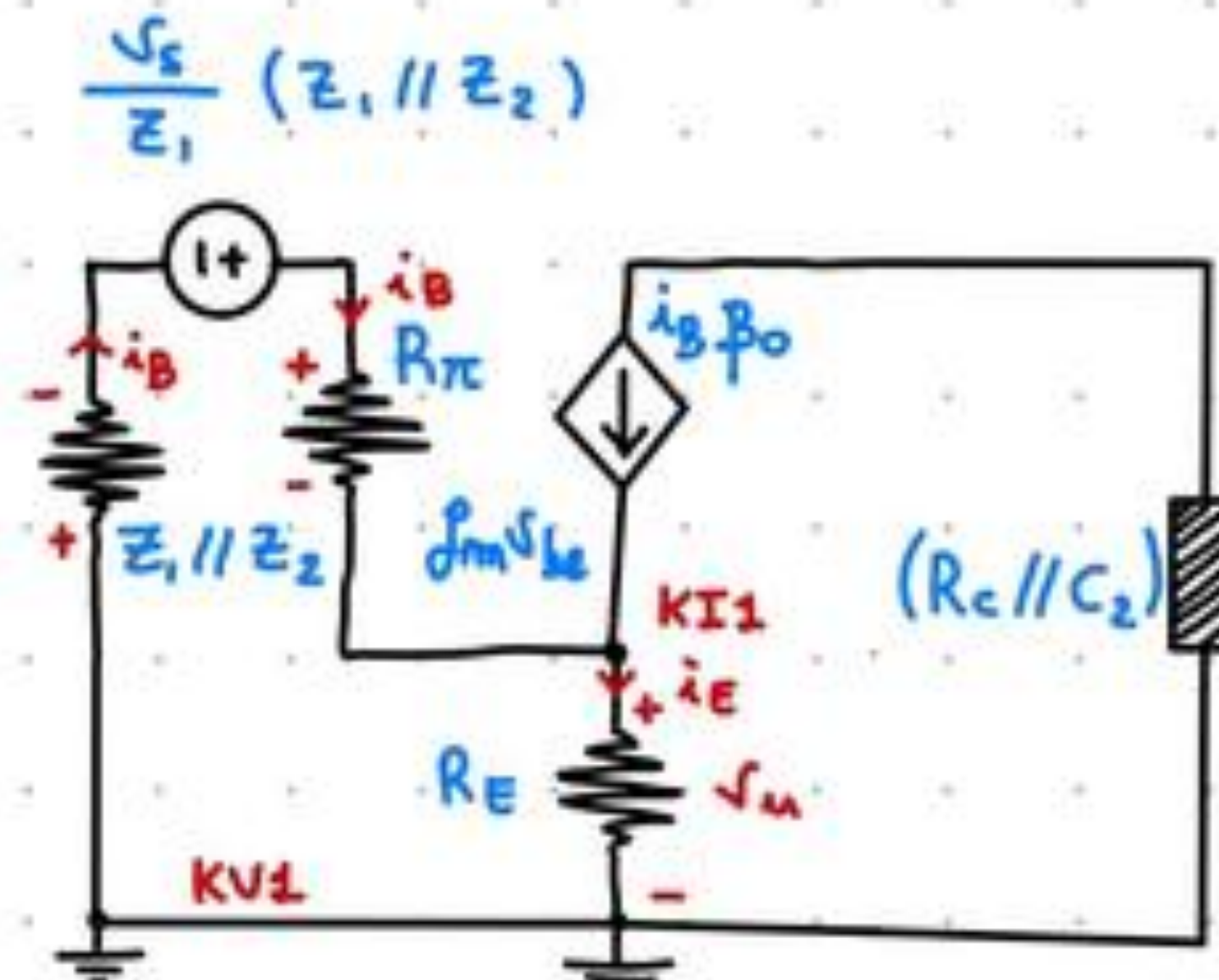
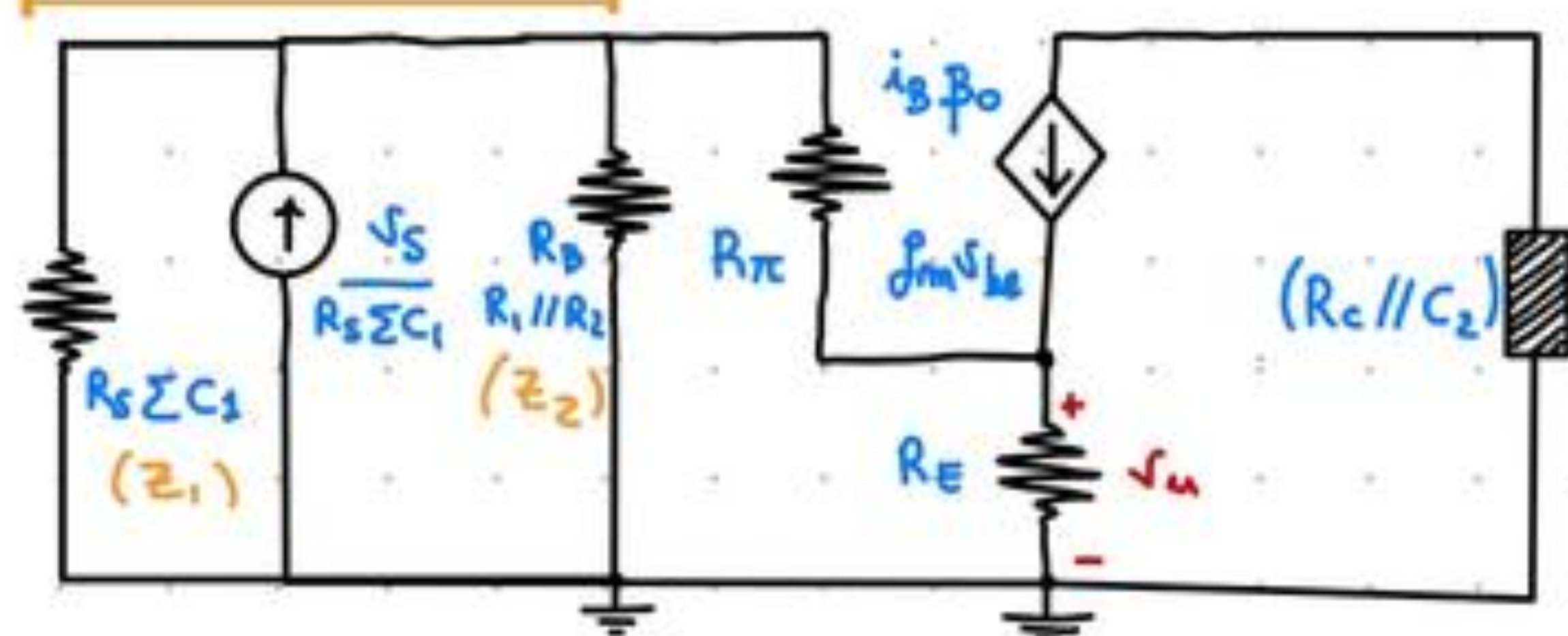
*1) Attenzione, ricordati che R_{zero} sta tra i due estremi del generatore controllato, in questo caso lo poniamo di valore altissimo, praticamente trascurabile siccome il testo non ci dice V_A e $[R_o = V_A / I_C]$, quando non ci viene detta la tensione di early significa che è trascurabile, ovvero di valore -infinito in modo tale che la retta I_C rispetto a V_{CE} sia praticamente orizzontale. Mettendo in $[R_o = V_A / I_C]$ una $-V_A$ -infinita, ho una R_o infinita quindi trasc.

Attenzione, visto che l'esercizio ci chiede di esprimere la funzione di trasferimento, noi i condensatori li dobbiamo considerare nel computo complessivo, **quindi portiamo il circuito nell'EQUIVALENTE DI LAPLACE**.

A sinistra ho Condensatore parallelo resistore, a destra invece sono in parallelo (vedi formule elettrotecniche).

VOGGO RICAVERMI $V_o / V_S(s)$, PER FARLO POSSO SIA SEMPLIFICARE UN PÒ IL CIRCUITO, TIPO TRASFORMANDO LA SERIE (RESISTORE - GENERATORE TENSIONE) NEL PARALLELO CON LA CORRENTE, SVOLGERE $[(R_S \Sigma C_1) // R_B]$, POI RIPORTO A TENSIONE SERIE RESISTORE E FARE LA SERIE $[(R_S \Sigma C_1) // R_B] \Sigma R_{\pi}$

SVOLGO IL PARALLELO



$$\begin{aligned} R_B &= 5000 \, \Omega \\ R_1 &= 10000 \, \Omega \\ R_2 &= 10000 \, \Omega \\ R_S &= 1000 \, \Omega \\ R_C &= 5000 \, \Omega \\ R_E &= 5000 \, \Omega \\ R_{\pi} &\approx h_{ie} = 5000 \, \Omega \\ \beta_0 &\approx h_{fe} = 300 \end{aligned}$$

$$KV1: i_B (Z_1 // Z_2 + R_{\pi}) - \frac{V_S}{Z_1} (Z_1 // Z_2) + V_u$$

$$KI1: i_E = i_B + i_B \beta_0 \rightarrow i_E = i_B (\beta_0 + 1)$$

$$LEGGE OHM R_E: V_u = i_E \cdot R_E \rightarrow V_u = R_E i_B (\beta_0 + 1) \rightarrow i_B = \frac{V_u}{R_E (\beta_0 + 1)}$$

LO SOSTITUISCO IN KV1 PER ELIMINARE i_B DALLA RELAZIONE

$$i_B (Z_1 // Z_2 + R_{\pi}) - \frac{V_S}{Z_1} (Z_1 // Z_2) + V_u \rightarrow \frac{V_u}{R_E (\beta_0 + 1)} (Z_1 // Z_2 + R_{\pi}) - \frac{V_S}{Z_1} (Z_1 // Z_2) + V_u$$

$$V_u \left(\frac{1}{R_E (\beta_0 + 1)} (Z_1 // Z_2 + R_{\pi}) + 1 \right) = V_S \left(\frac{Z_1 // Z_2}{Z_1} \right)$$

$$\frac{V_u}{V_S} \left(\frac{1}{R_E (\beta_0 + 1)} (Z_1 // Z_2 + R_{\pi}) + 1 \right) = \frac{Z_1 // Z_2}{Z_1} \rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_S} = \frac{Z_1 // Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{Z_1 // Z_2 + R_{\pi}}{(1 + \beta_0) \cdot R_E}} \right)$$

$$Z_1 = R_S + C_1 = R_S + \frac{1}{sC} = \frac{sCR_S + 1}{sC}$$

$$Z_2 = 5000 \Omega$$

$$R_{\pi} = 5000 \Omega$$

$$R_E = 5000 \Omega$$

$$\frac{1}{A(NUM)} = \frac{sCR_S + 1}{sC}$$

R_S non lo aveva e l'ho moltiplicato sopra e sotto.

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{Z_1 \parallel Z_2 + R_{\pi}}{(1 + \beta_o) \cdot R_E}} \right)$$

$$Z_1 \parallel Z_2 = \frac{5000 \cdot \frac{sCR_S + 1}{sC}}{\frac{sC \cdot 5000}{sC} + \frac{sCR_S + 1}{sC}} = \frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{5K \cdot sC + sCR_S + 1}$$

$$\frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_1} = \frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{5K \cdot sC + sCR_S + 1} \cdot \frac{sC}{sCR_S + 1}$$

$$A_v = \frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{5K \cdot sC + sCR_S + 1} \cdot \frac{sC}{sCR_S + 1} \cdot \left[\frac{\frac{1}{1}}{1 + \frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{5K \cdot sC + sCR_S + 1} + R_{\pi}} \right]$$

funzione di trasferimento

POSTO CHE:

$$\begin{cases} \beta_o \approx h_{fe} = 300 \\ R_S = 5000 [\Omega] \\ R_E = 5000 [\Omega] \end{cases}$$

CALCOLIAMO ADESSO IL GUADAGNO PER f CHE TENDE A INFINITO (EFFETTUANDO LE OPPORTUNE IPOTESI)

$$f_{frequenza} \rightarrow \infty \quad s = \sigma + j\omega \quad e \quad \omega = 2\pi f \quad \text{quindi } s \rightarrow \infty$$

$$\text{siccome } \frac{sC}{sC} = 1 = \frac{1}{sC} \cdot \frac{sC}{sC}$$

$$A_v = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC}} \cdot \frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{5K \cdot sC + sCR_S + 1} \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC}} \cdot \frac{sC}{sCR_S + 1} \cdot \left[\frac{\frac{1}{1}}{1 + \frac{\frac{1}{sC} \cdot 5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{5K \cdot sC + sCR_S + 1} + R_{\pi}} \right]$$

$$A_v = \frac{\frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{sC}}{\frac{5K \cdot sC + sCR_S + 1}{sC}} \cdot \frac{\frac{sC}{sC}}{\frac{sC}{sC}} \cdot \left[\frac{\frac{1}{1}}{1 + \frac{\frac{5K \cdot sC \cdot R_S + 5K}{sC}}{\frac{5K \cdot sC + sCR_S + 1}{sC}} + R_{\pi}} \right]$$

$$A_v = \frac{\frac{5K \cdot 1 \cdot R_S + 5K}{1}}{\frac{5K \cdot 1 + R_S + 1}{1}} \cdot \frac{1}{R_S + 1} \cdot \left[\frac{\frac{1}{1}}{1 + \frac{\frac{5K \cdot 1 \cdot R_S + 5K}{1}}{\frac{5K \cdot 1 + 1 \cdot R_S + 1}{1}} + R_{\pi}} \right]$$

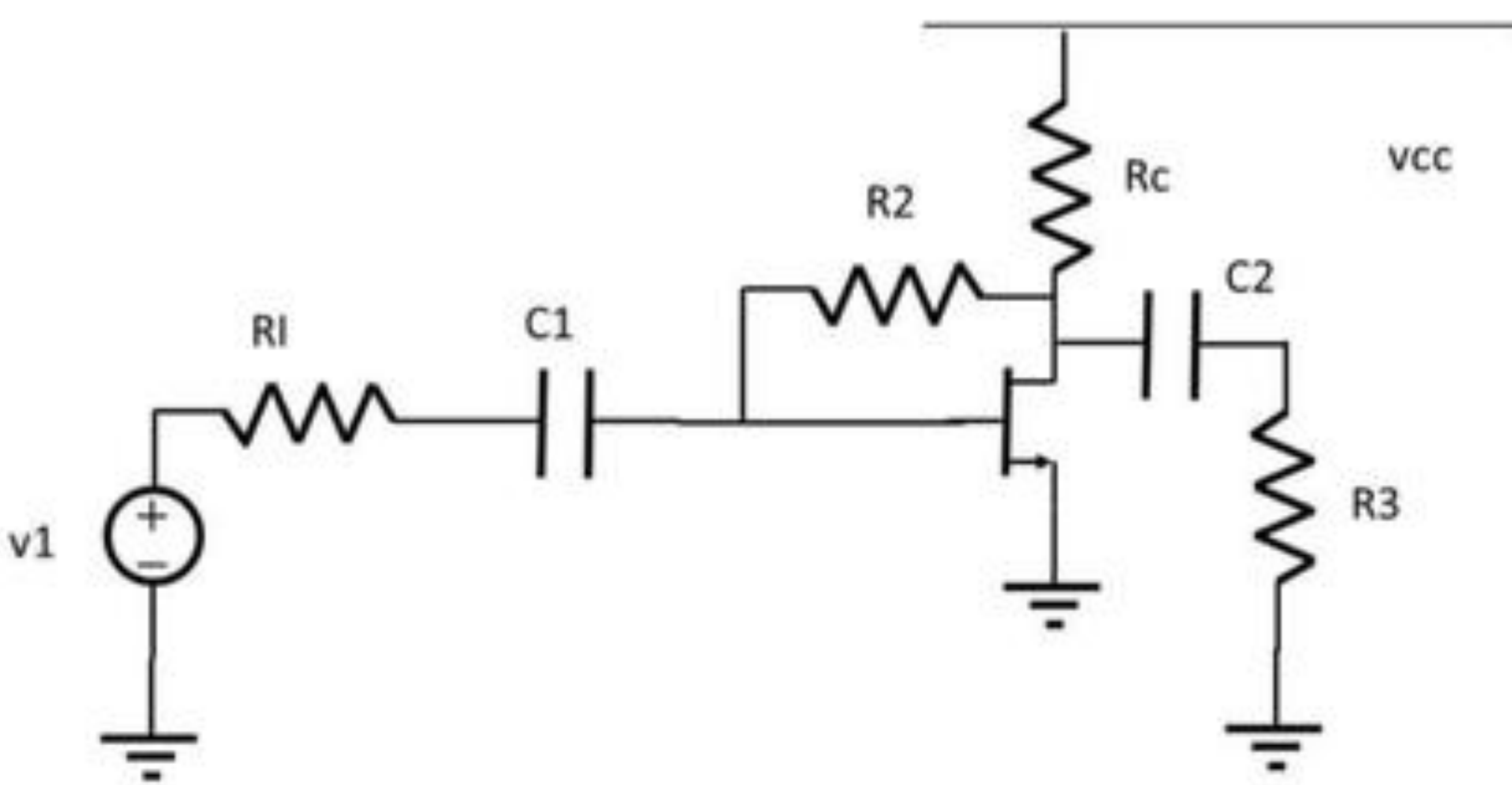
$$\begin{cases} \beta_o \approx h_{fe} = 300 \\ R_S = 5000 [\Omega] \\ R_E = 5000 [\Omega] \end{cases}$$

$$A_v = \left(\frac{5K \cdot 5K}{1} \cdot \frac{1}{10K} \right) \cdot \frac{1}{5K} \cdot \left(\frac{1}{\frac{25K}{25K} + 5K + 1} \right) \rightarrow A_{v_{s \rightarrow \infty}} = \frac{1}{2} \left(\frac{301 \cdot 5000}{5001} \right) = 150,46$$

$$A_v(s \rightarrow \infty) = 150,46$$

ESERCIZIO 3 5/02/2019

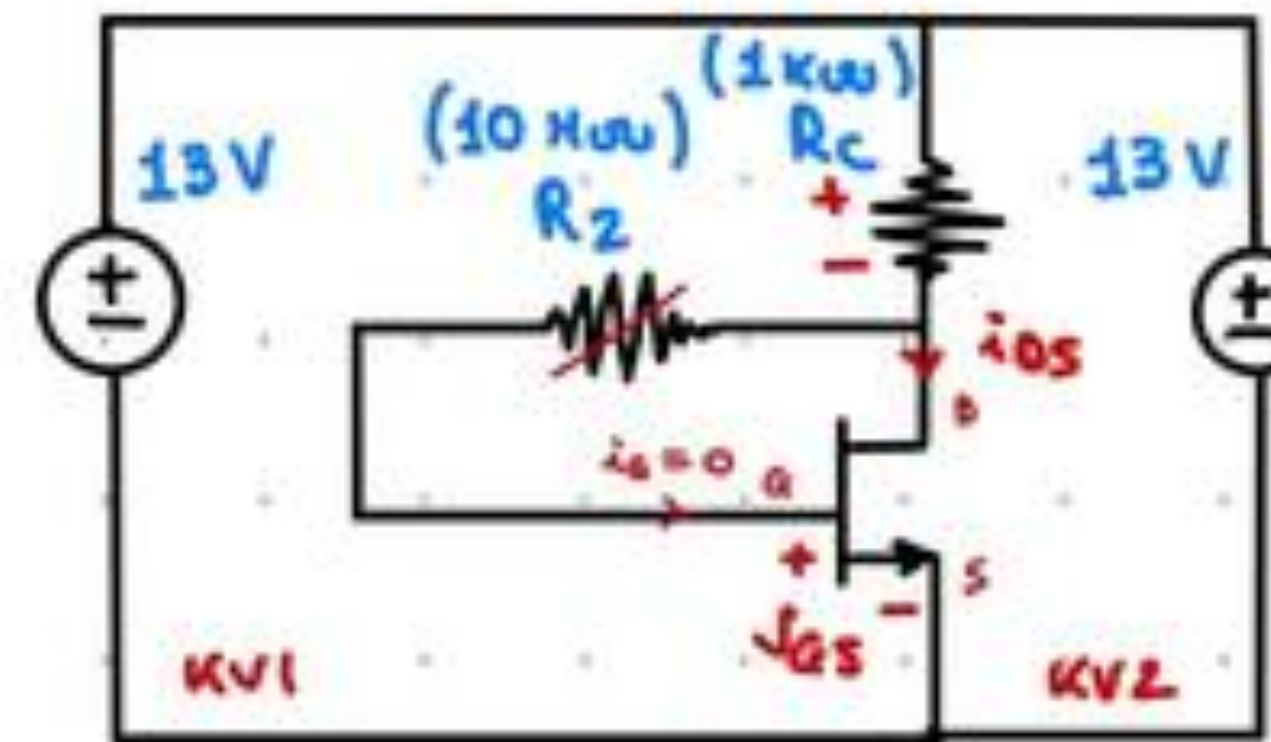
- 1) Dato il circuito di Figura 3 valutare il punto di lavoro del NMOS sapendo che $V_{th}=1V$, $K_n=2mA/V^2$ e $V_{cc}=13V$, $R_1=1k\Omega$, $C_1=C_2=100nF$, $R_c=1k\Omega$, $R_2=R_3=10M\Omega$. $V_1=10V+1\sin(2\pi f t)$ con $f=1kHz$.



Ci serve il punto di lavoro Q

Quindi studiamo il circuito in CORRENTE ALTERNATA.

$$AC \rightarrow Z_c = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{\text{num. alto}} \approx \infty \quad \boxed{\text{CIRCUITO APERTO}}$$



$$K_n = \frac{2mA}{V^2}$$

$$C_1, C_2 = 100 nF$$

$$V_{TN} = 1 [Volt]$$

TRANSISTOR NMOS

RICORDIAMO CHE NEL GATE NON SCORRE CORRENTE (OVERO $i_g \triangleq 0$), QUINDI $[V_{R2} = R_2 \cdot i_g] \rightarrow V_{R2} = 0$

SUPPONIAMO LA SATURAZIONE: $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TN})$, ALLORA HO $i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$

$$KV1: V_{cc} = R_c i_{DS} + V_{GS} \rightarrow i_{DS} = \frac{V_{cc} - V_{GS}}{R_c}$$

$$i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 \rightarrow \sqrt{\frac{2i_{DS}}{K_n}} = V_{GS} - V_{TN} \rightarrow \sqrt{\frac{2(V_{cc} - V_{GS})}{R_c K_n}} = V_{GS} - V_{TN}$$

$$\sqrt{\frac{2V_{cc}}{R_c K_n}} - \sqrt{\frac{2V_{GS}}{R_c K_n}} = V_{GS} - V_{TN} \rightarrow \sqrt{\frac{2V_{GS}}{R_c K_n}} + V_{GS} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2V_{cc}}{R_c K_n}} \rightarrow \frac{2V_{GS}}{R_c K_n} + V_{GS}^2 = V_{TN}^2 + \frac{2V_{cc}}{R_c K_n}$$

$$\frac{2V_{GS}}{R_c K_n} + V_{GS}^2 = V_{TN}^2 + \frac{2V_{cc}}{R_c K_n} \rightarrow V_{GS}^2 + V_{GS} - 14 = 0 \quad \frac{-1 \pm \sqrt{1^2 + 56}}{2} \rightarrow 3,27 [Volt]$$

$$i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 \rightarrow 5,15 mA$$

$-4,27 [Volt]$
NON ACCETTABILE
(CANALE CHIUSO, $i_{DS} = 0$)

$$KV2: V_{cc} = R_c i_{DS} + V_{DS} \rightarrow 13V = 1000 \cdot 5,15 \cdot 10^{-3} + V_{DS} \rightarrow V_{DS} = 7,85 [Volt]$$

CONDIZIONE DI SATURAZIONE

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TN} \rightarrow 7,85 > 3,27 - 1 \quad \text{VERO}$$

Senno' Alternativamente, avrei la possibilita' di impostare $i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$
OVERO $V_{DS} = V_{GS} - V_{TN}$ cioe' il primo punto di SATURAZIONE, poi la unisco a KV2.

FACENDO COSI' TORNA UN RISULTATO DIVERSO SEBBENE ENTRAMBI I METODI SONO CORRETTI SULLA CARTA.
Quindi boh magari sono un minchiione io e ho sbagliato i calcoli i

tra i due comunque consiglio il secondo (SICURAMENTE PIU' BREVE).

ESERCIZIO 1

1) Dato il circuito in figura 1, composto da due transistori MOS. Sapendo che per il MOS a canale N vale che $\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} = 100 \mu A/V^2$, $L = 0,8 \mu m$, $V_{th} = 0,8V$ e che per il MOS a canale P $\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} = 30 \mu A/V^2$, $L = 0,8 \mu m$, $V_{th} = -0,8V$ e sapendo inoltre che $V_{dd} = 5V$ e che $W_n = 8 \mu m$ dimensionare la larghezza del MOS a canale P (W_p) in modo da avere una tensione di soglia/ingresso pari a $1,5V$ facendo opportune ipotesi sul funzionamento dei due MOS.

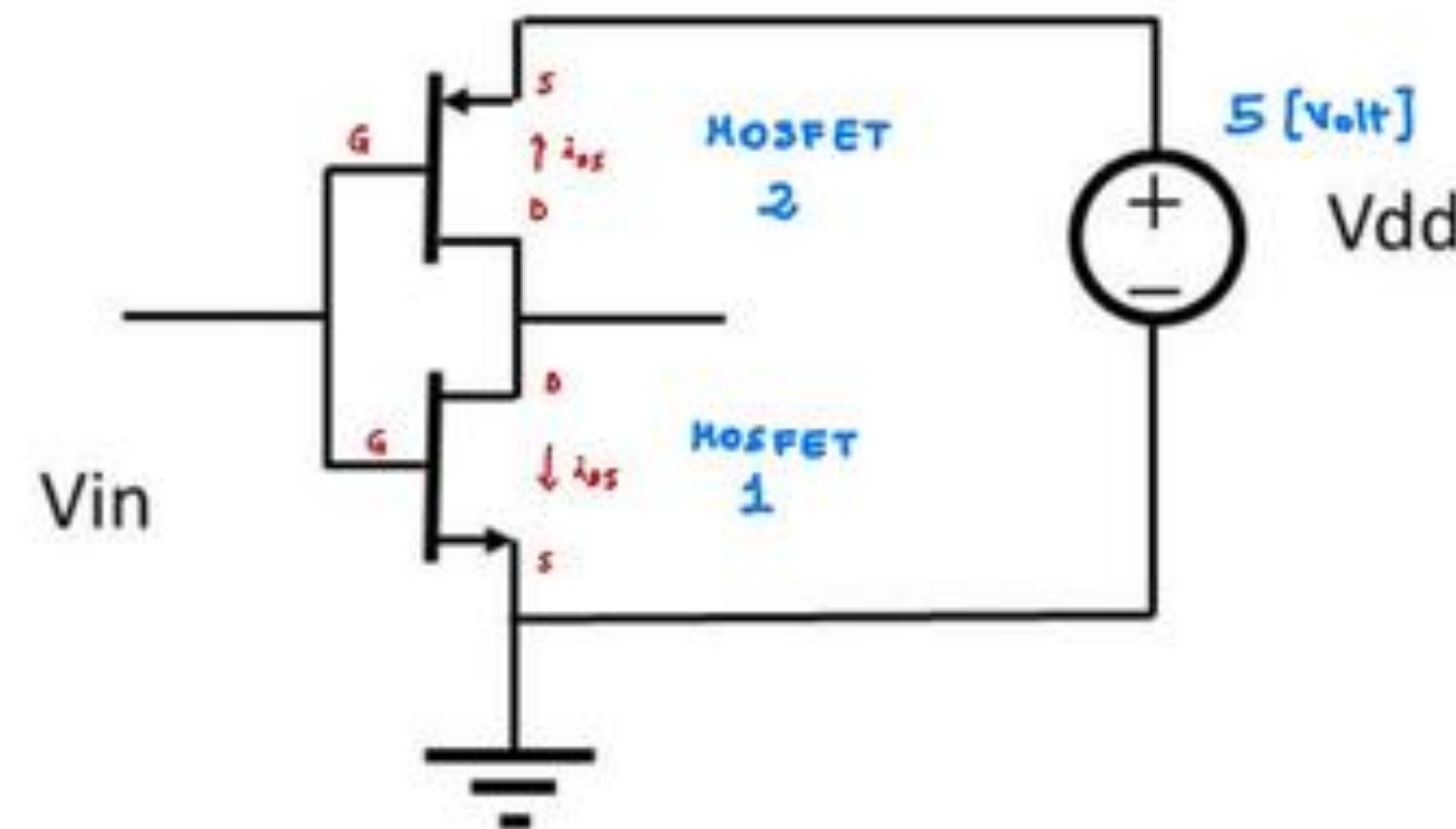
Siccome la corrente nel canale si conserva tra i due mosfet, studiamo il MOSFET CANALE N.

SUPPONIAMO DI ESSERE IN SATURAZIONE

$$i_{DS} = \frac{K_n}{2} [V_{GS} - V_{TN}]^2 = \frac{1}{2} \frac{\mu_n C_{ox} W_n}{L_n} V_{GS}^2 \approx 0,49 \text{ mA}$$

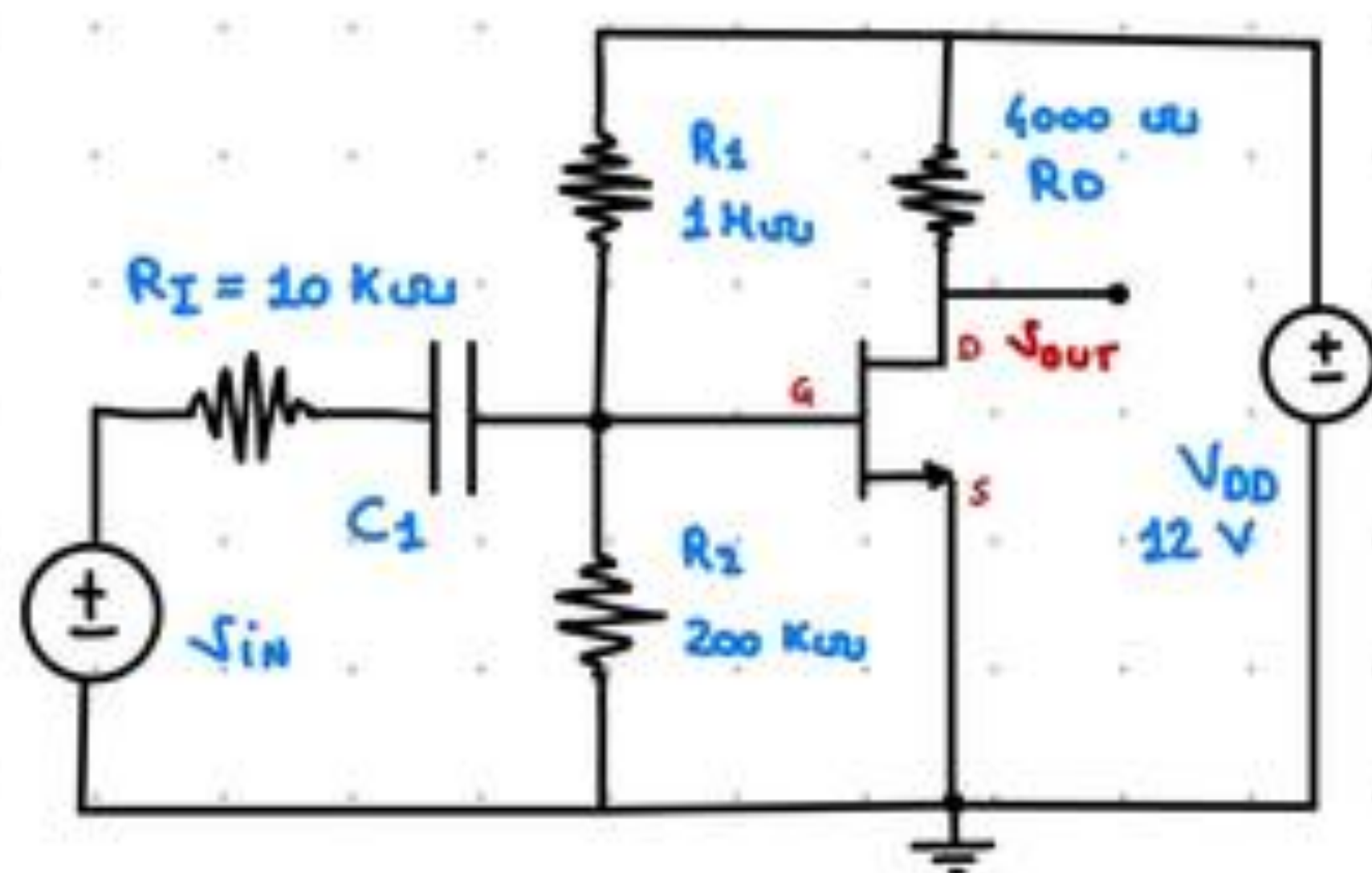
ALLORA NELL'ALTRO MOSFET (QUELLO A CANALE P) AVRO':

$$i_{DS} = \frac{1}{2} \frac{C_{ox} \mu_p W_p}{L_p} V_{GS}^2 \rightarrow W = 7,06 \cdot 10^{-7} \rightarrow W = 0,706 \mu m$$

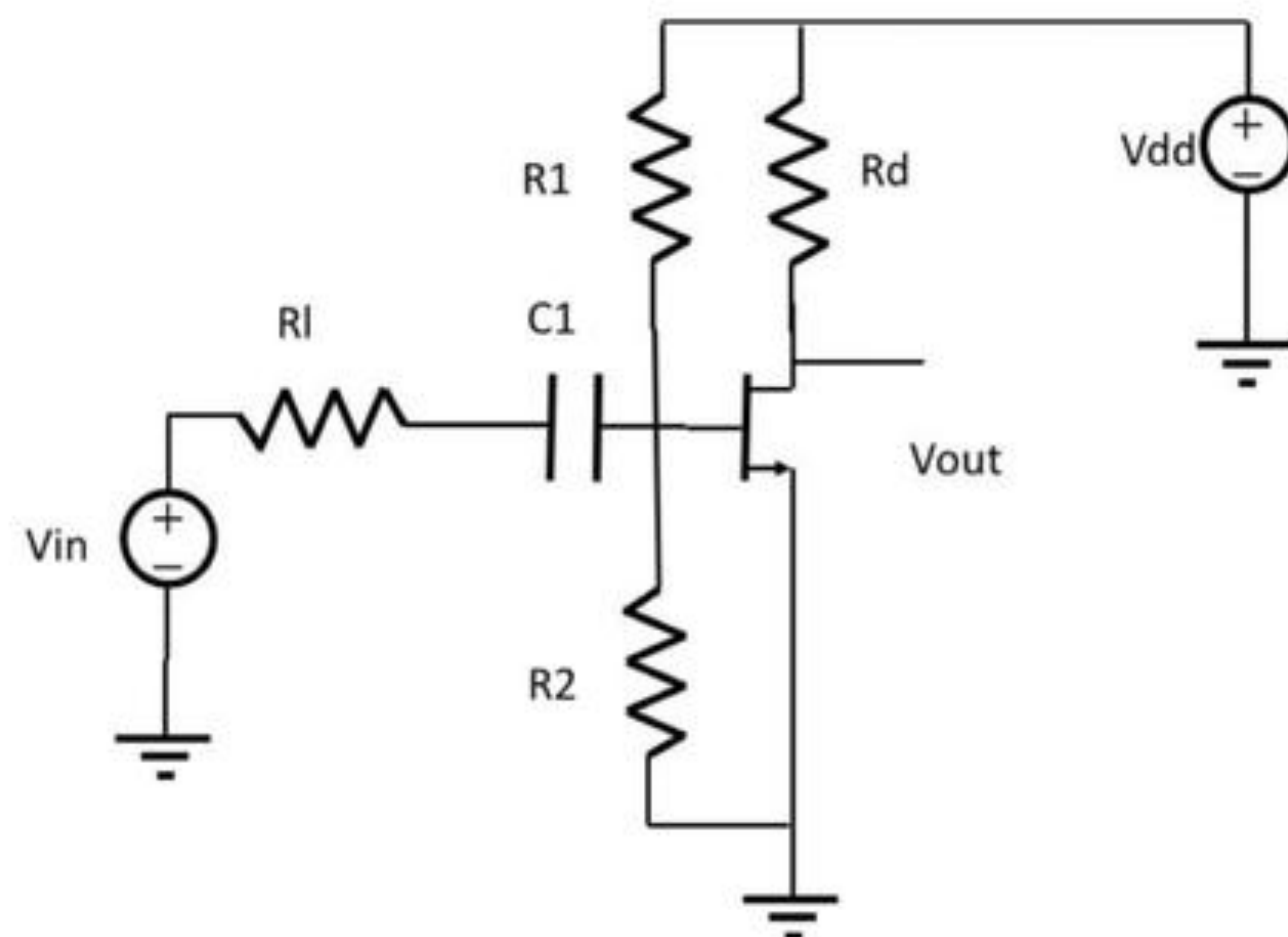


ESERCIZIO 2 12 NOVEMBRE 2019

2) Dato il circuito di fig 2 si calcoli il guadagno V_{out}/V_{in} e le resistenze d'ingresso ed uscita ed il punto di lavoro sapendo che $R_1 = 1M\Omega$, $R_2 = 200k\Omega$, $R_d = 4k\Omega$, $C_1 = 1\mu F$, $V_{dd} = 12V$, $R_I = 10k\Omega$, $V_{th} = 1V$ e $K_n = 1mA/V^2$



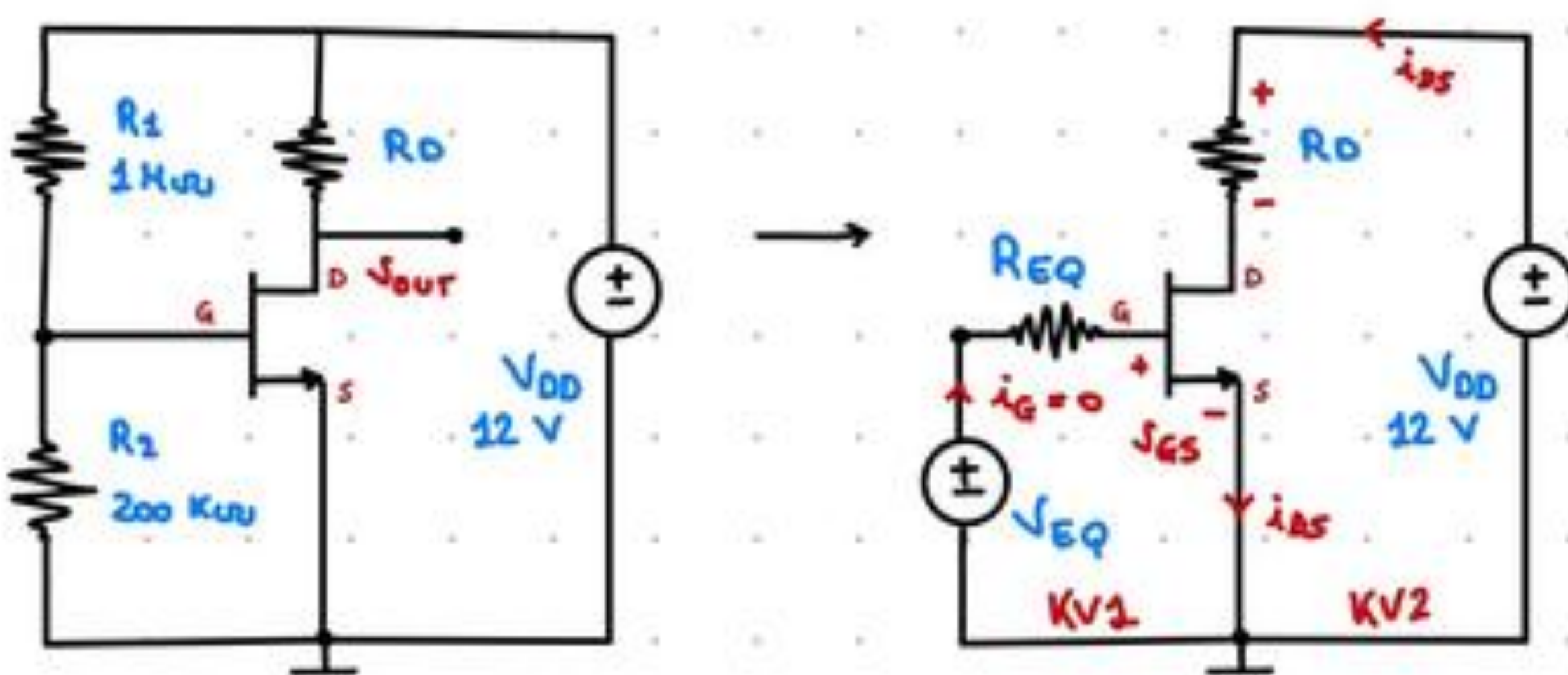
$$\begin{aligned} V_{TN} &= 1 \text{ Volt} \\ K_n &= 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \\ V_{DD} &= 12 \text{ [Volt]} \\ C_1 &= 1 \mu F \end{aligned}$$



PER PRIMA COSA CERCHIAMO IL PUNTO DI LAVORO

QUINDI STUDIAMO IL CIRCUITO IN DC

DC



$$R_{EQ} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1 \text{ M}\Omega \cdot 200 \text{ k}\Omega}{1 \text{ M}\Omega + 200 \text{ k}\Omega} = 166666,66 [\Omega] = 166 \text{ [k}\Omega]$$

$$V_{EQ} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \text{ V} \cdot \frac{200 \text{ k}\Omega}{1 \text{ M}\Omega + 200 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ [Volt]}$$

$$V_{EQ} = R_{EQ} i_G + V_{GS} \rightarrow V_{GS} = 2 \text{ Volt}$$

SUPPONIAMO DI ESSERE IN SATURAZIONE:

$$i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$

ALLORA $i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - v_{TN})^2 \rightarrow i_{DS} = \frac{1 \frac{mA}{V^2}}{2} (2V - 1V)^2 \rightarrow i_{DS} = 0,5 \text{ mA}$

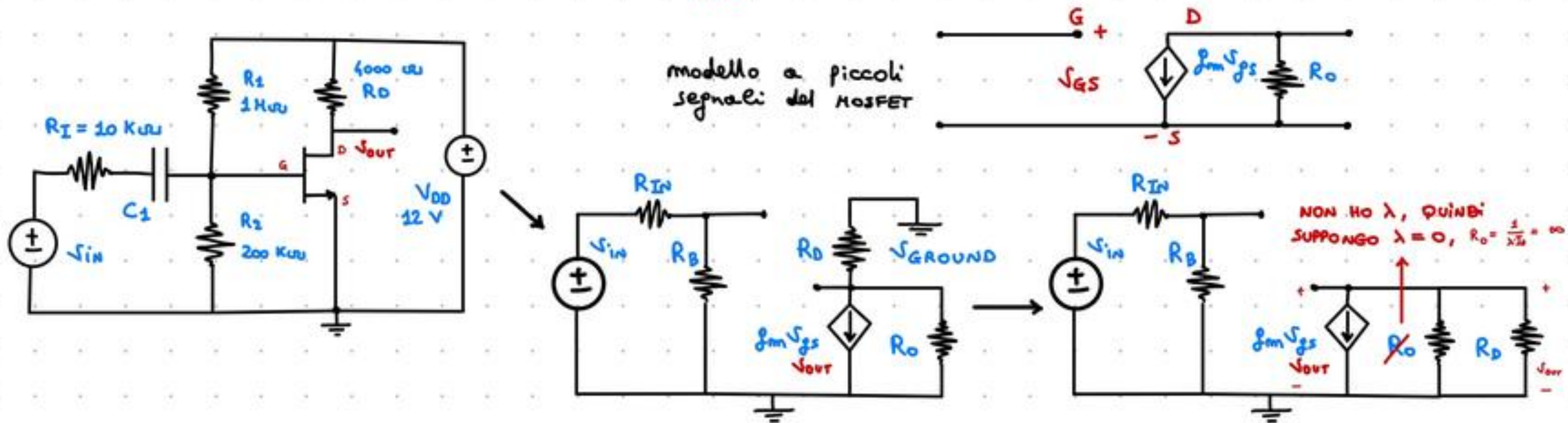
KV2: $V_{CC} = R_D i_{DS} + v_{DS} \rightarrow v_{DS} = V_{CC} - R_D i_{DS} \rightarrow v_{DS} = 10 \text{ [Volt]}$

CONDIZIONE DI SATURAZIONE: $v_{DS} > v_{GS} - v_{TN} \rightarrow 10 > 2 - 1$

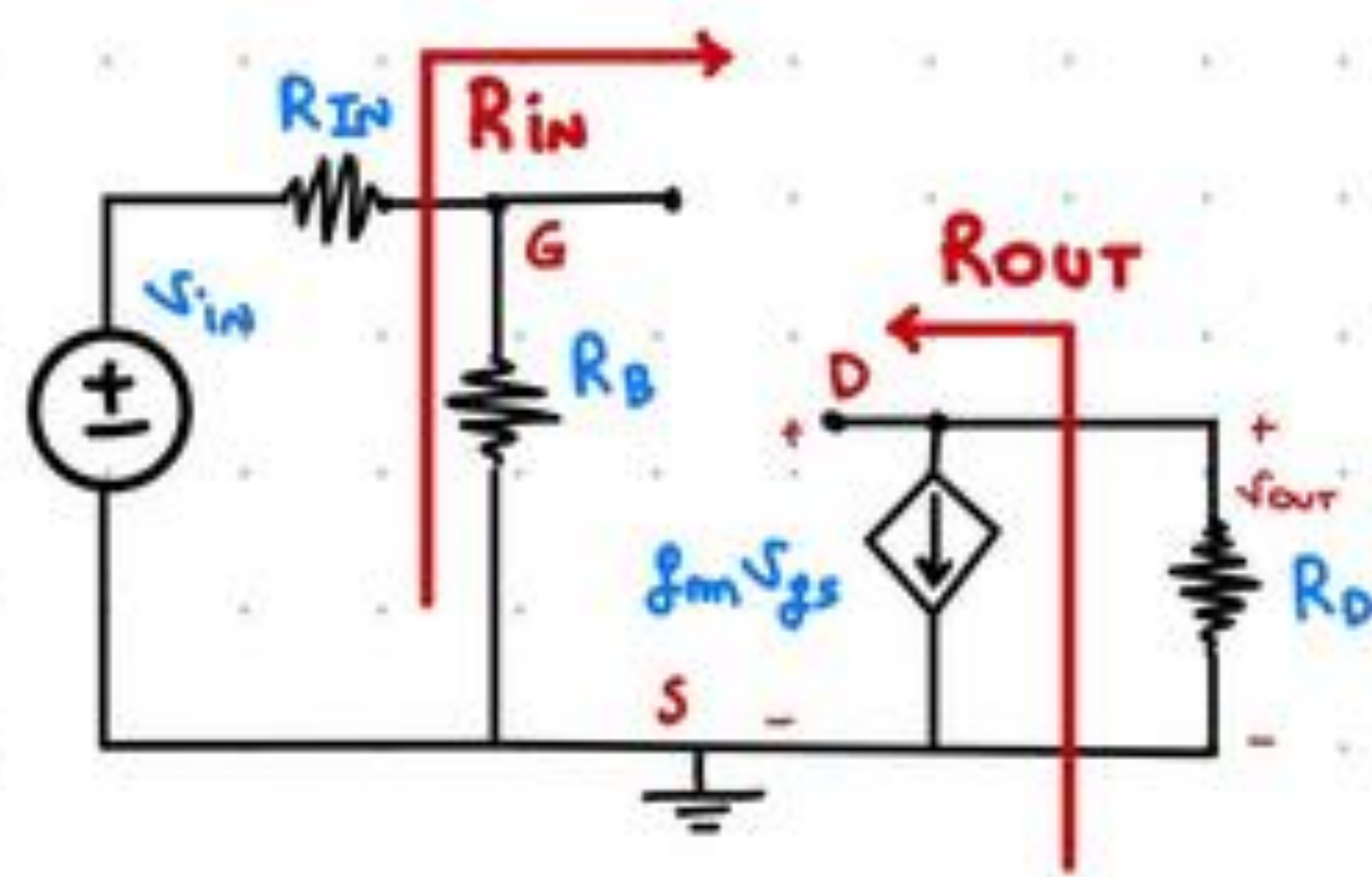
VERO ✓
SATURAZIONE
CONFERMATA

L'ESERCIZIO INOLTRE VUOLE SAPERE GUADAGNO A_v , R_{in} e R_{out} , QUINDI STUDIO IL CIRCUITO IN CORRENTE ALTERNATA (STUDIO IN AC)

AC



IL CIRCUITO CHE DOBBIAMO STUDIARE RISULTA QUINDI ESSERE:



R_{in} = HO SOLO UN GENERATORE CONTROLLATO
COME CI INSEGNANO THEVENIN E NORTON, I GENERATORI CONTROLLATI POSSONO AVERE UNA CERTA REQ. QUINDI SPENGO I GENERATORI INDIPENDENTI E
APPLICO UN GEN i_o SU R_{out} E VEDO QUANTO RISULTA IL GEN. CONTROLLATO:
SICCOME NON PASSA CORRENTE DALLA PARTE DX ALLA PARTE SINISTRA, HO (CON v_{in} SPENTO) CHE $v_{gs} = 0$ E QUINDI IL GEN CONTROLLATO FACCIA ZERO. ($R_{eq} \text{ semo} = v_o / i_o$)

DUNQUE R_{out} = RESISTENZA INTERNA GEN. $g_m v_{gs} \rightarrow R_{out} = R_D \rightarrow \infty$

INVECE $R_{in} = R_B \approx 166,66 \text{ [k}\Omega\text{]}$

CALCOLARE IL GUADAGNO $A_v = v_o / v_{in}$

TRANSCONDUITANZA = $g_m = \frac{2I_{DS}}{v_{GS} - v_{TN}} \approx \frac{2 \cdot 0,5 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = 0,001 \text{ } \Omega^{-1} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega^{-1}$

$v_{gs} = v_B$ = REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE = $v_{in} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_{in}} = v_{GS}$

SICCOME CORRENTE entra in (R_D) AL CONTRARIO

$v_{out} = -v_{gs} \cdot g_m \cdot R_D \rightarrow v_{out} = v_{in} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_{in}} \cdot -g_m R_D \rightarrow \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_{in}}{v_{in}} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_{in}} \cdot -g_m R_D = A_v$

GUADAGNO DI TENSIONE

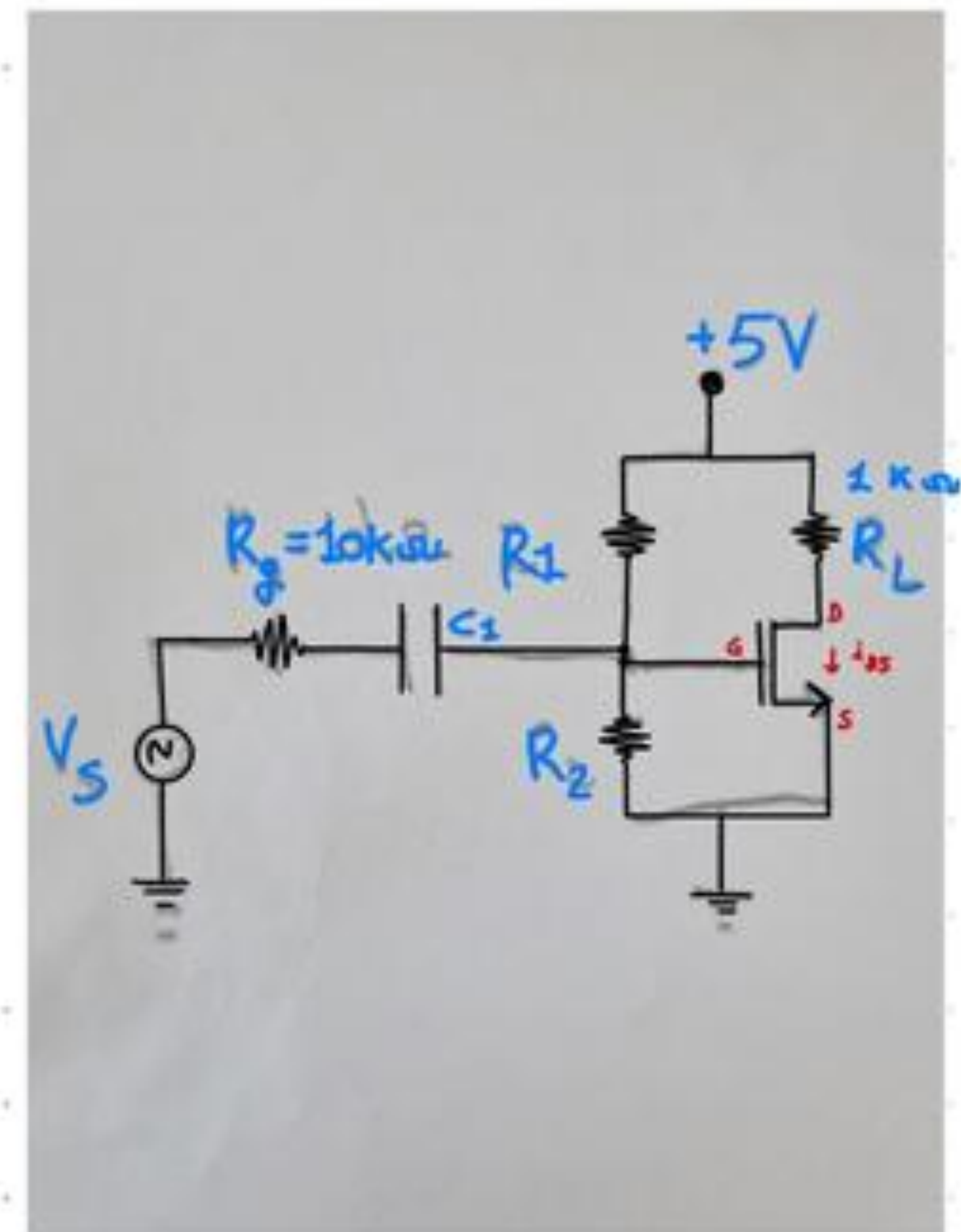
$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_B}{R_B + R_{in}} \cdot g_m R_D \rightarrow A_v = \frac{166,6 \text{ k}\Omega}{166,6 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \cdot -1 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \text{ k}\Omega \rightarrow A_v = -3,77$

Sapendo che il MOSFET ha $k=2\text{mA/V}^2$, $V_T=0.8\text{V}$, $V_A=\infty$:

a) Determinare il valore di R_1 ed R_2 in modo che la corrente sul carico sia $1,25\text{mA}$ quando il MOS lavora in saturazione verificando a posteriori le ipotesi sul funzionamento del MOS. Si calcoli per quanto tempo il circuito possa funzionare considerando una alimentazione a batteria da 1200mAh .

b) 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 .

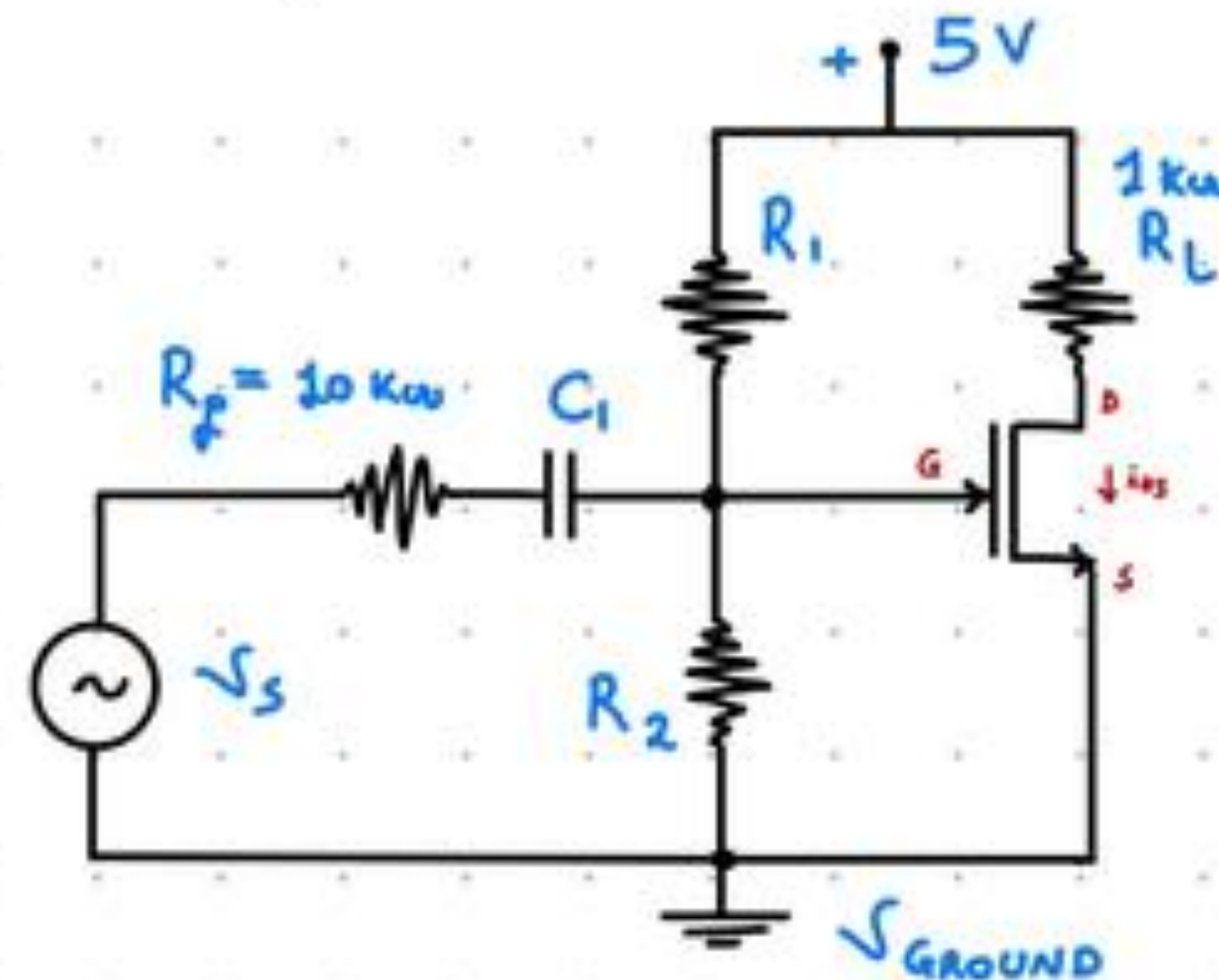
c) Disegnare la risposta in frequenza del filtro in ingresso in modulo e fase in un diagramma di Bode.



$$K_n = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_T = 0,8 \text{ V}$$

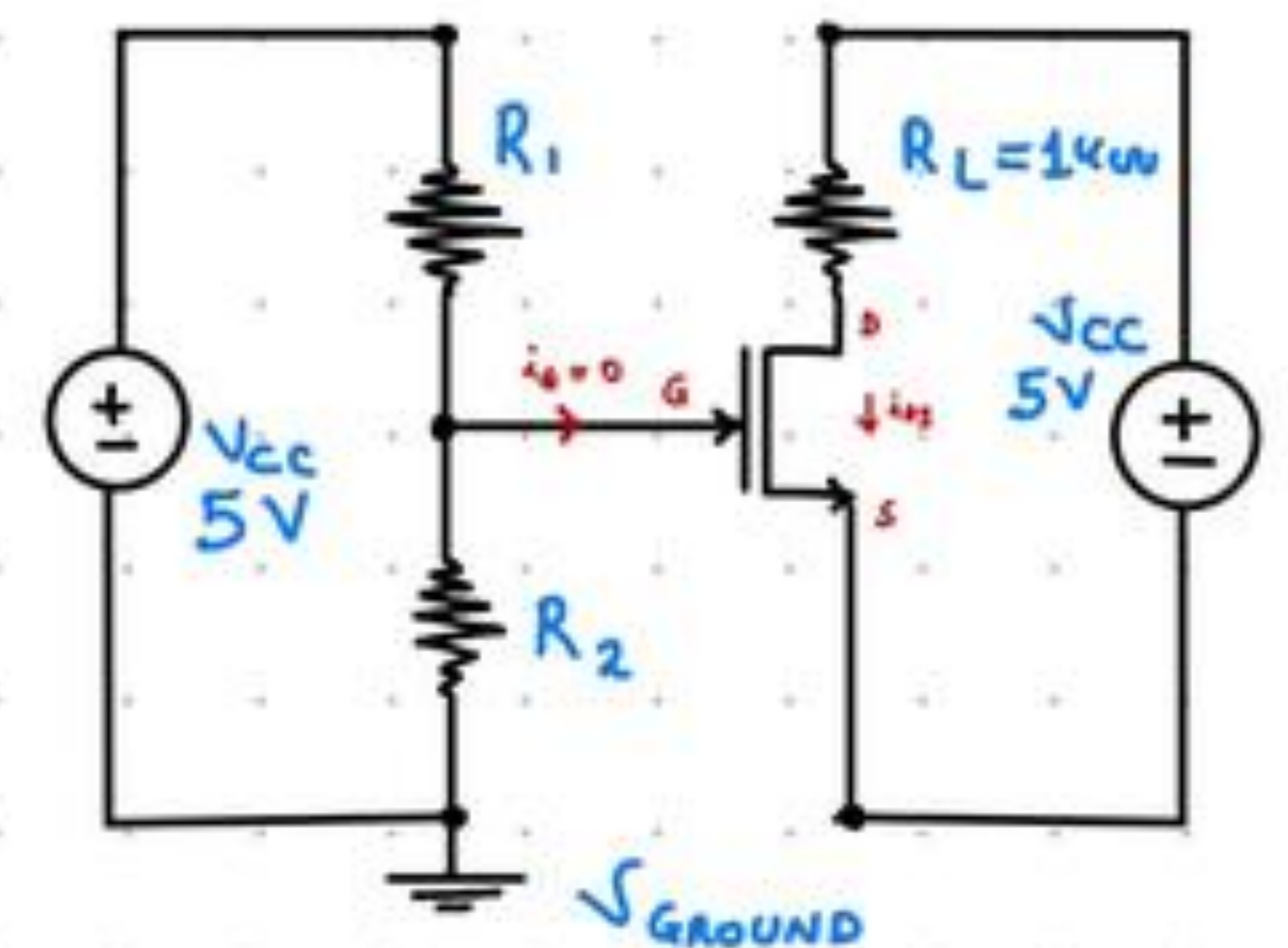
$$V_A = +\infty [\text{Volt}]$$



DOMANDA 1)

PER RISPONDERE A QUESTA DOMANDA ANALIZZIAMO IL CIRCUITO IN DC $\rightarrow Z_c = \frac{1}{j\omega C} = \infty \rightarrow (\text{C.A.})$

DETERMINARE IL VALORE DI R_1 E R_2 IN MODO TALE CHE LA CORRENTE SUL CARICO (CHE RICORDO ESSERE R_L) SIA $1,25\text{mA}$ (CIOÈ $1,25 \cdot 10^{-3}\text{Amp}$) QUANDO IL MOSFET SI TROVA IN SATURAZIONE, IL TUTTO IN MODO CHE LE CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO DELLA SAT. SIANO RISPETTATE A POSTERIORI.



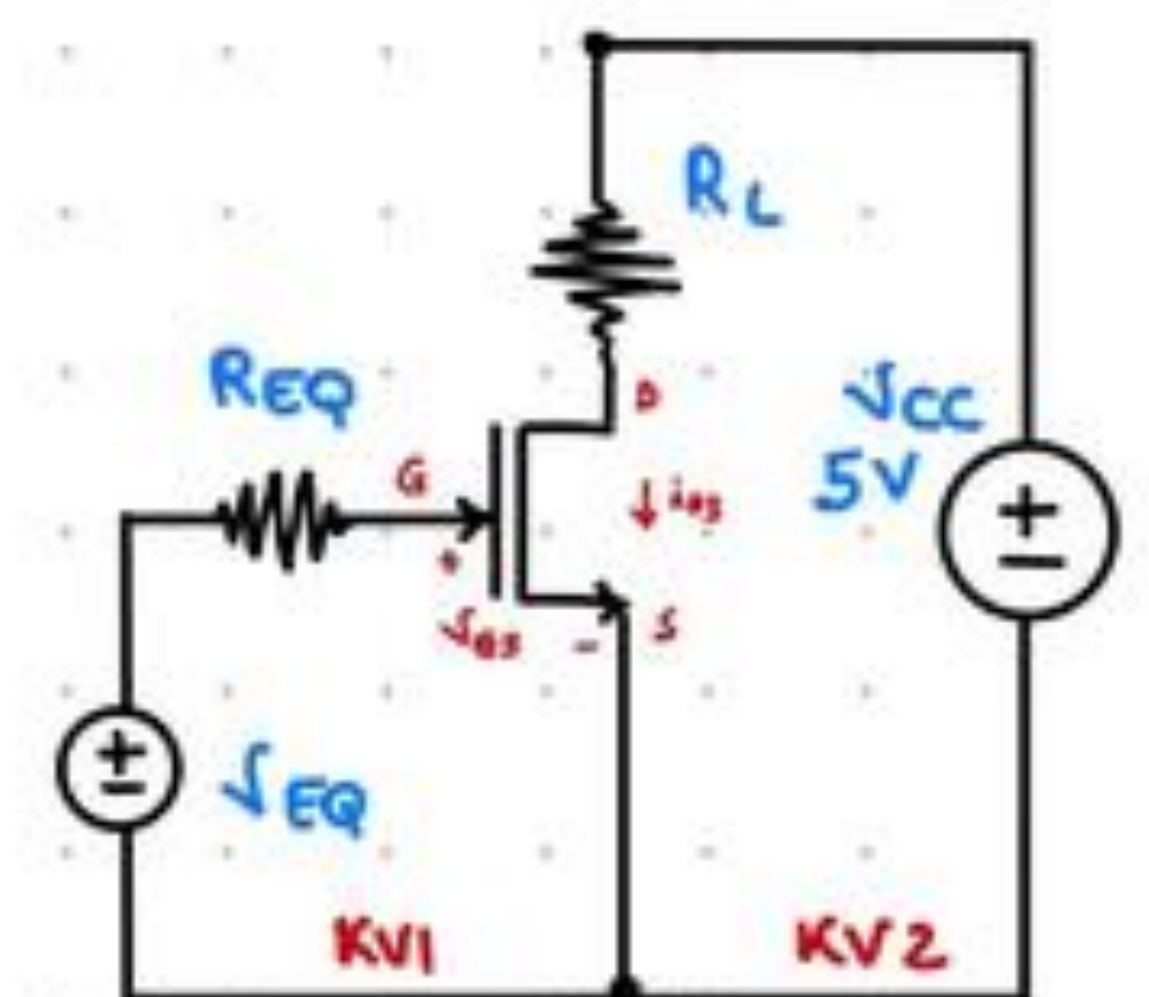
SATURAZIONE del MOSFET: $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN}$ CONTROLLARE A POSTERIORI
(REG. LINEARE del MOSFET: $V_{DS} < 2(V_{GS} - V_{TN})$)

QUINDI VOGLIAMO IN SAT. $i_{DS} = 1,25 \cdot 10^{-3}\text{Ampere}$

$$R_{EQ} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2$$

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

$$\text{KV1: } V_{GS} = -R_{EQ} i_{DS} + V_{GS} \quad \text{INOLTRE SAT: } i_{DS} = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$



$$\sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_n}} = (V_{GS} - V_{TN}) \rightarrow \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_n}} = V_{GS} - V_{TN} \rightarrow V_{GS} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,25 \text{ mA}}{2 \text{ mA/V}^2}} + V_{TN} \rightarrow V_{GS} = 1,91 [\text{Volt}]$$

$$\text{CONDIZIONE DI SATURAZIONE: } V_{DS} > V_{GS} - V_{TN} \rightarrow V_{DS} > 1,11 \text{ Volt}$$

$$\text{KV2: } V_{CC} = R_L i_{DS} + V_{DS} \rightarrow V_{DS} = 5\text{V} - 1 \cdot 10^3 \cdot 1,25 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_{DS} \approx 3,75 [\text{Volt}]$$

$$3,75 > 1,11 (\text{Volt})$$

metto A sistema R_{EQ} e V_{GS}

SAT. VERIFICATA

$$R_{EQ} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{GS} = V_{GS} = 1,91 = 5\text{V} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{1,91}{5} (R_1 + R_2) = R_2 \rightarrow R_2 = 618 [\Omega] = 0,618 [\text{k}\Omega]$$

LO PONGO IO, L'IMPORT. È CHE IL RAPPORTO DESCRITTO DA QUESTA EQUAZIONE SIA RISPETTATO.

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 381,95 [\Omega] = 0,381 [\text{k}\Omega]$$

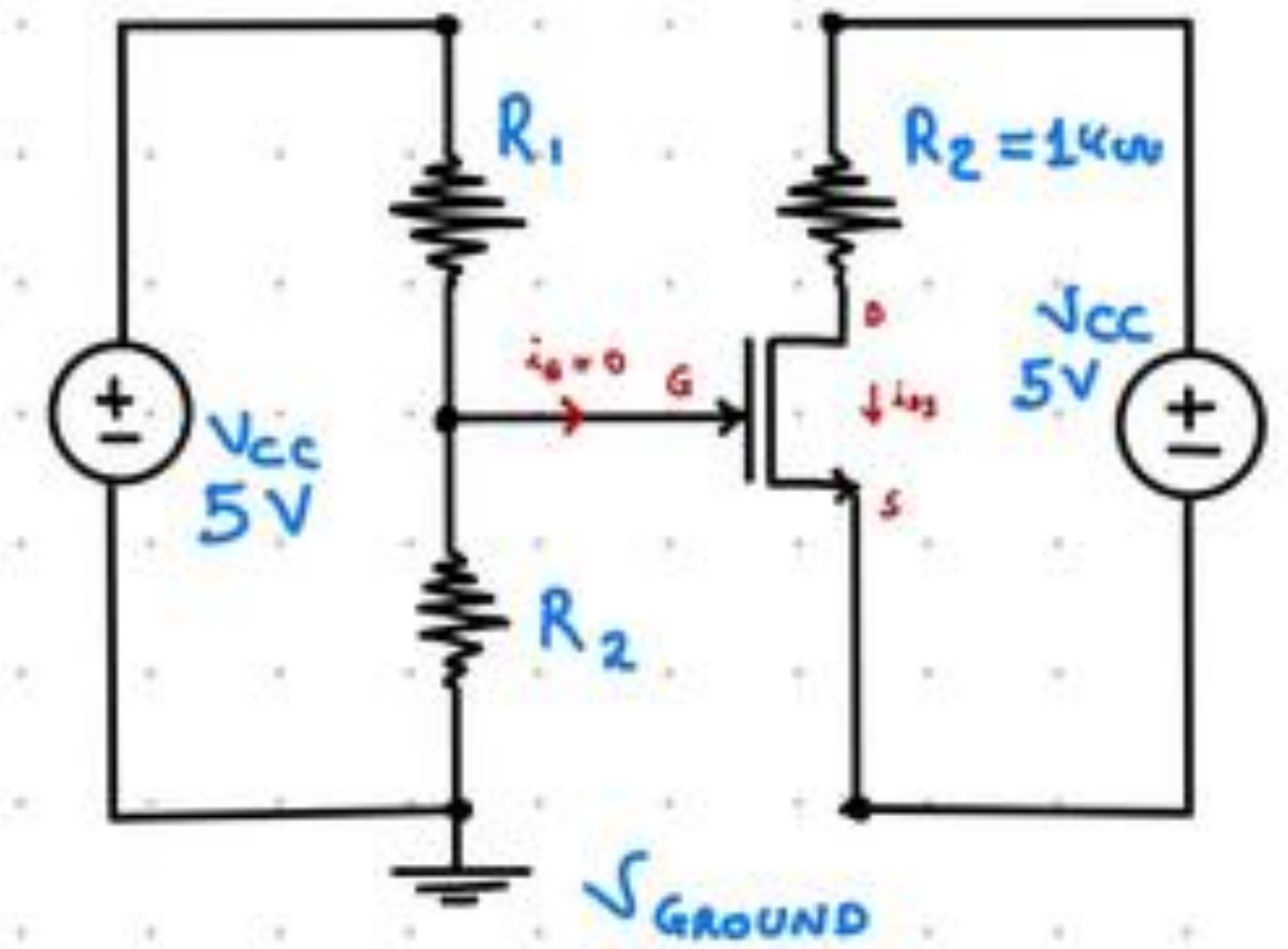
CONTINUO della DOMANDA 2

SI CALCOLI PER QUANTO TEMPO IL CIRCUITO POSSA FUNZIONARE CONSIDERANDO UNA ALIMENTAZIONE A BATTERIA DA 1200 mAh.

SICCOME IN GATE NON SCORRE CORRENTE HO $(R_1 \parallel R_2)$

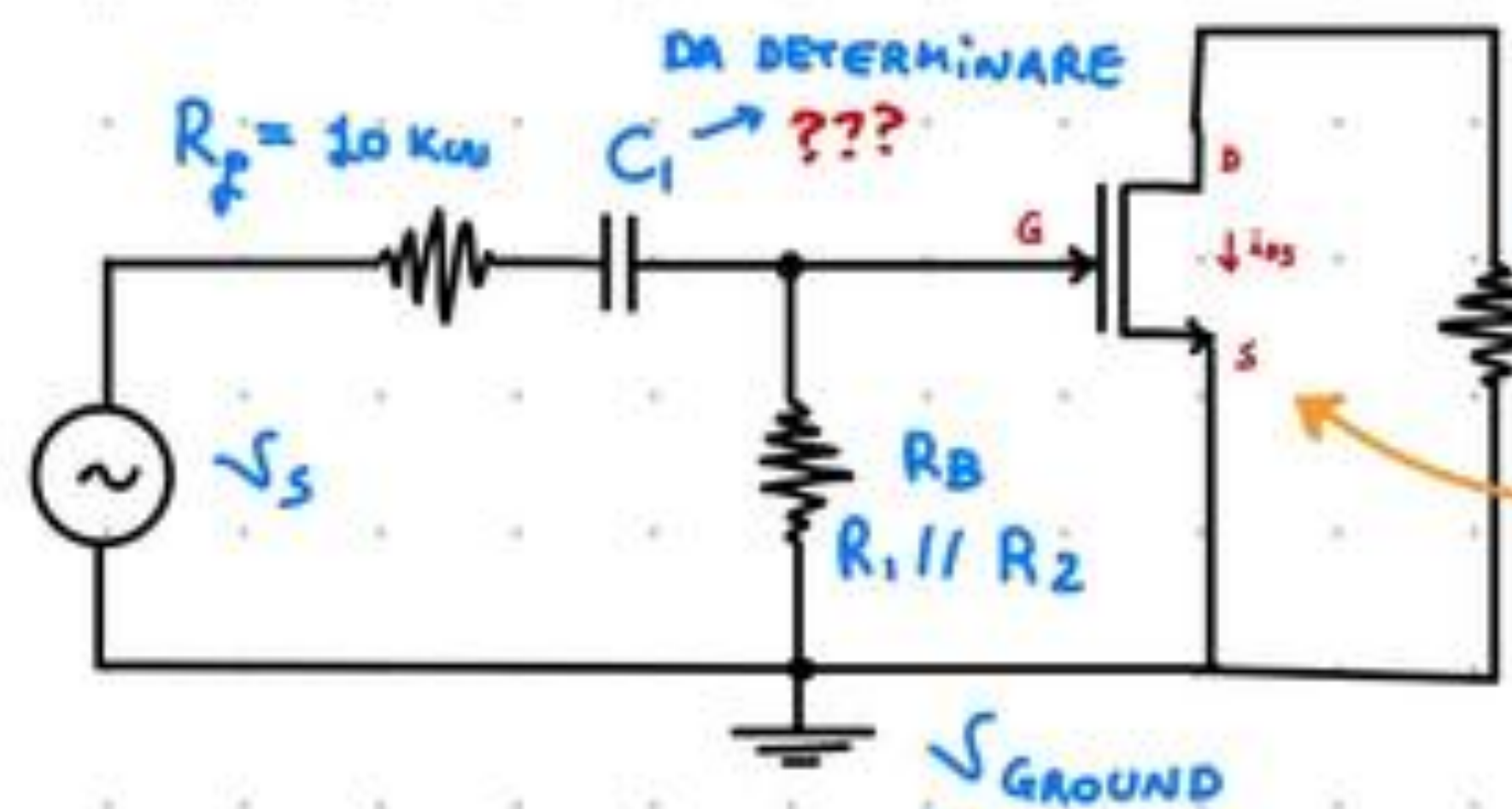
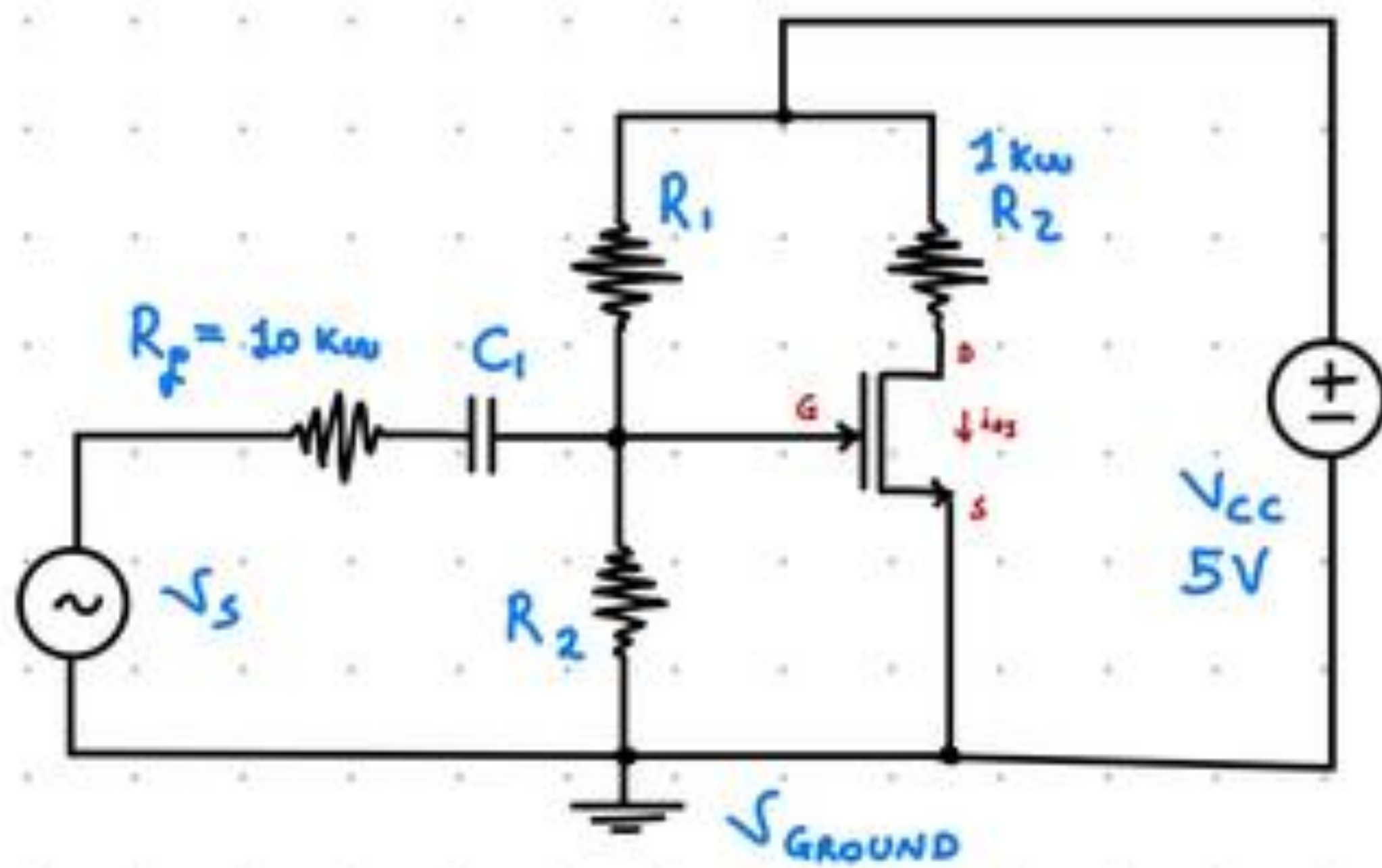
$$V = R \cdot I \rightarrow I = \frac{V}{R_1 + R_2} = \frac{5V}{1000 + 618 \Omega} = 3,09 \cdot 10^{-3} [A] = 3,09 [mA]$$

$$\text{tempo} = \frac{\text{BATTERIA}}{\text{CONSUMO}} = \frac{1200 \text{ mAh}}{1,25 \text{ mA} + 3,09 \text{ mA}} = 276,5 \text{ h} = 11,52 \text{ giorni}$$

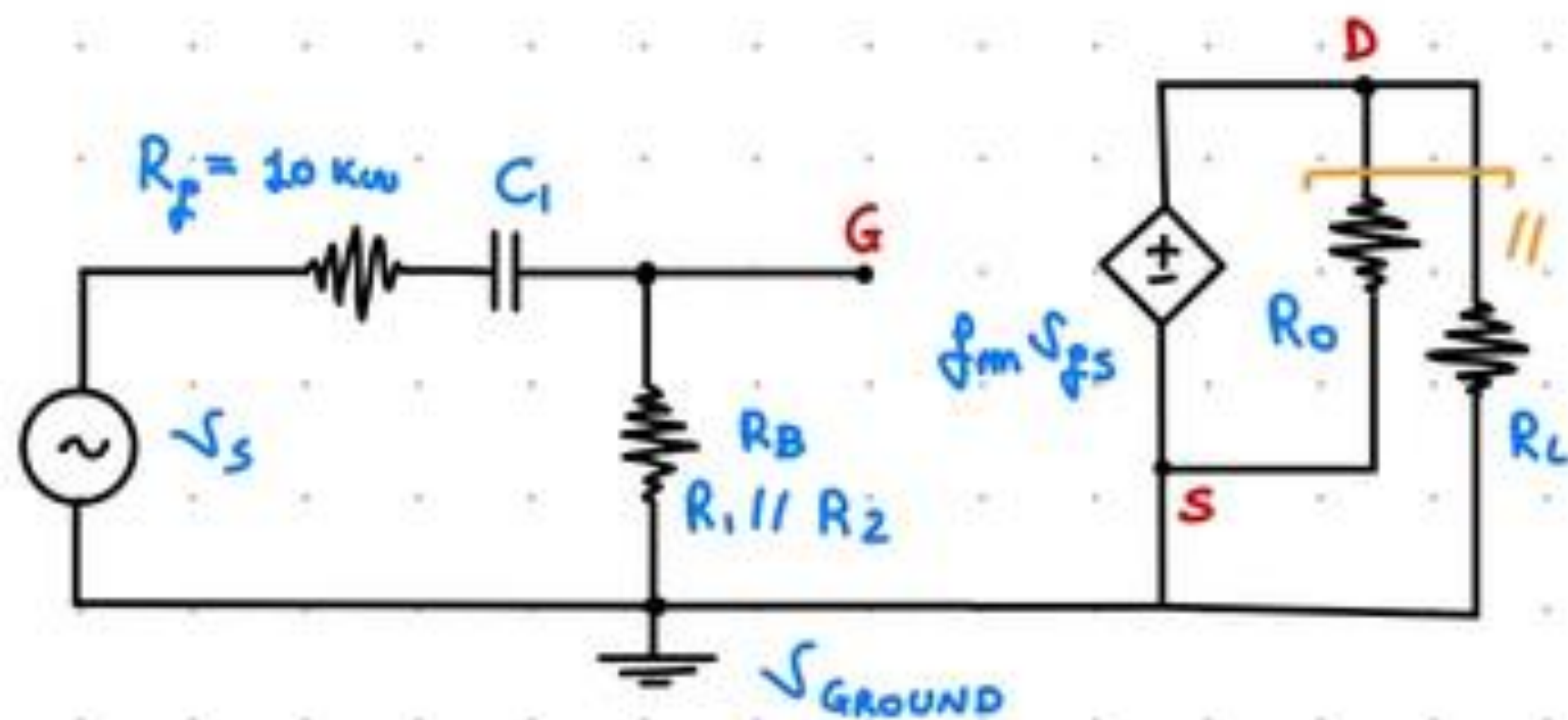
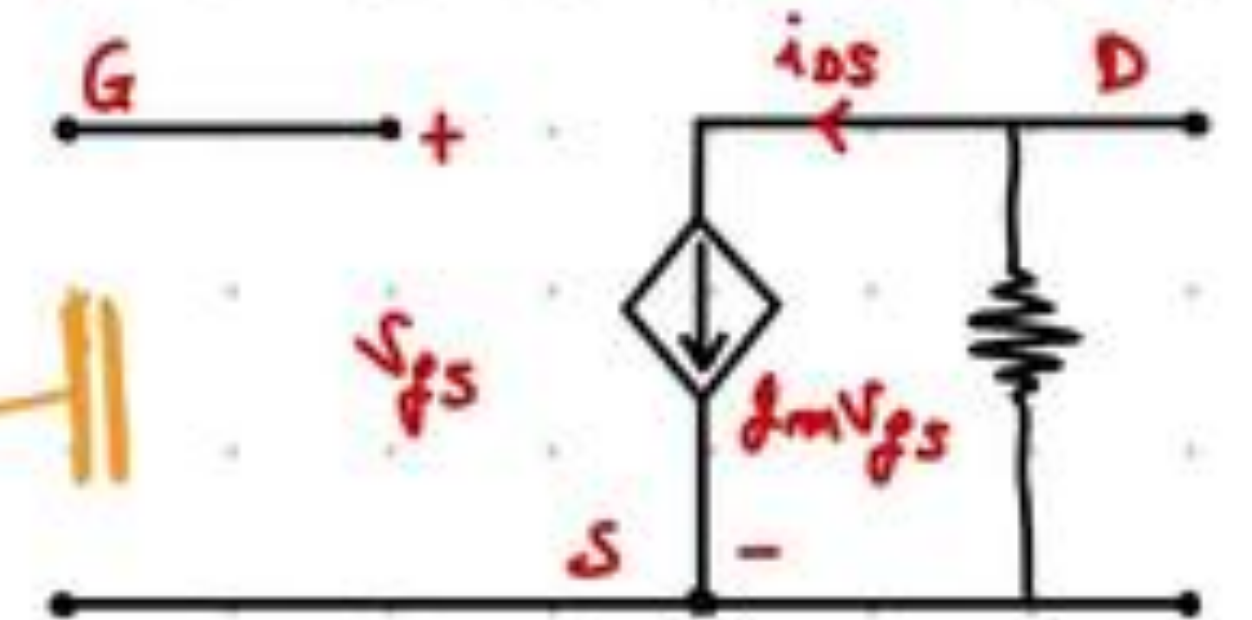


DOMANDA 3

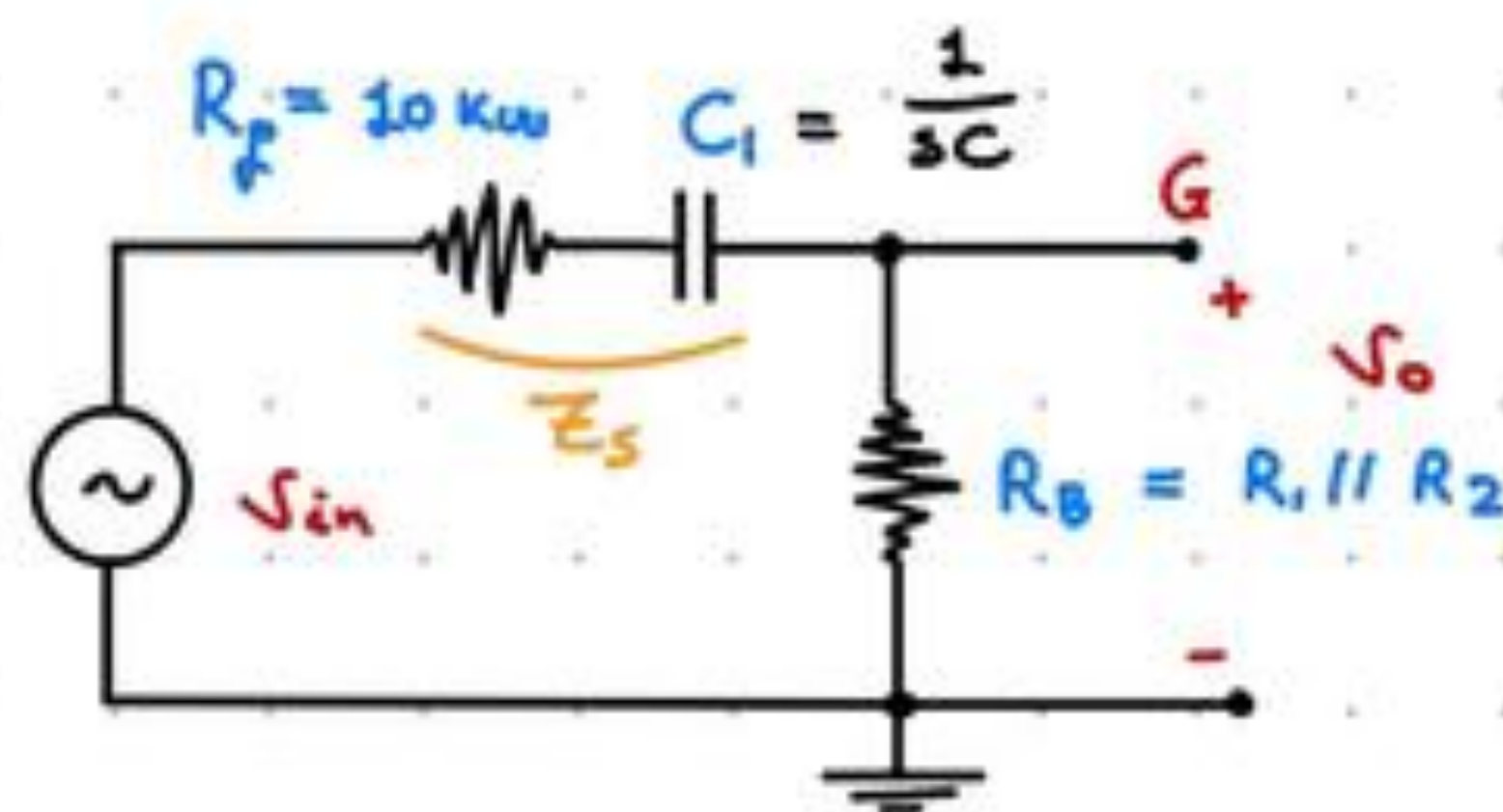
CALCOLARE IL VALORE DELLA CAPACITÀ C DA INTERPORRE TRA IL GENERATORE FORZANTE E IL NODO DI GATE, IN GRADO DI CONSENTIRE L'AMPLIFICAZIONE DI SEGNALI AUDIO DI FREQUENZA SUPERIORE A 20 Hz



modello a piccoli segnali del MOSFET



$V_{GS} = V_G = V_B$ Vogliamo un condensatore che tagli tutte le frequenze inferiori a 20 Hz (perché vogliamo amplificazioni solo sup a 20 Hz). siccome non scorre corrente nel pezzo a destra non lo si considera nel computo complessivo del circuito, dunque studiamo il circuito TRASFORMATO CON LAPLACE del PEZZO SINISTRO.



$$\text{GUADAGNO} = A_V(s) = \frac{V_O(s)}{V_{IN}(s)}$$

NOTIAMO ESSERE UN PARTITORE DI TENSIONE

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{V_{IN}}{V_{IN}} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_G + Z_C} \rightarrow A_V = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{R_B}{R_B + R_G + Z_C}$$

$$V_O = V_{IN} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_G + Z_C} \rightarrow A_V = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{R_B}{R_B + R_G + Z_C}$$

$$\frac{R_B}{R_B + R_G + \frac{1}{sC}} = \frac{R_B}{\frac{sC R_B}{sC} + \frac{sC R_G}{sC} + \frac{sC}{sC}} = \frac{\frac{R_B}{1}}{\frac{sC (R_B + R_G)}{sC} + \frac{1}{1}} = \frac{R_B}{1} \cdot \frac{sC}{sC (R_B + R_G) + 1}$$

RACCOLGO GAIN

$$A_V(s) = \frac{sC \cdot R_B}{sC (R_B + R_G) + 1} = \frac{R_B}{R_B + R_G} \cdot \frac{s \cdot \cancel{C}}{\cancel{sC} + \frac{1 \cdot \cancel{C}}{R_B + R_G \cdot C}} \Rightarrow A_V = \frac{R_B}{R_B + R_G} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C(R_B + R_G)}}$$

HO UNO ZERO IN $z=0$, HO UN POLO IN $s = -\frac{1}{C(R_B + R_G)}$

SICCOME $s = G + j\omega$
 $\omega = 2\pi f \rightarrow f = \frac{\omega}{2\pi}$

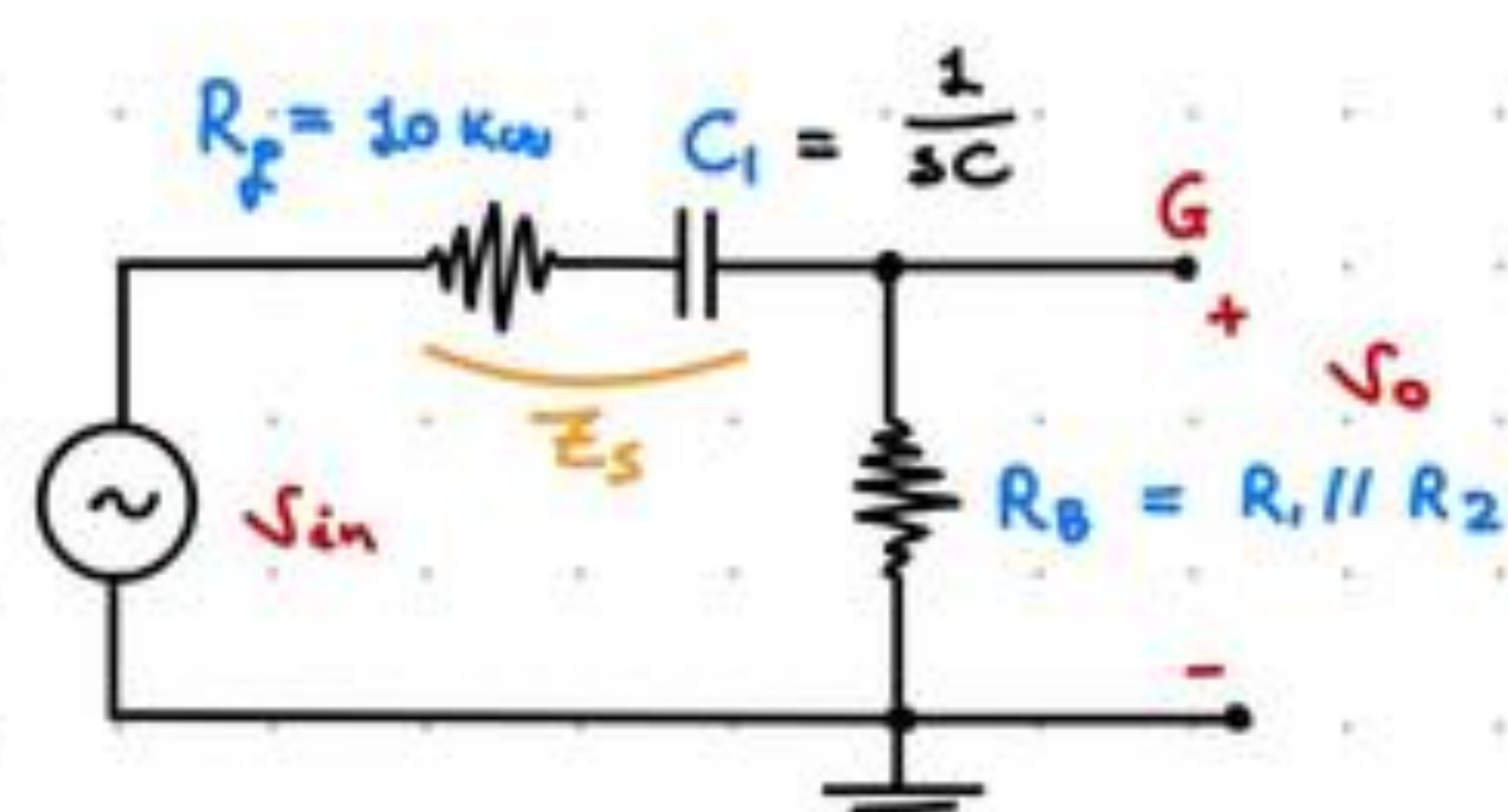
MI SERVE UN (ω_c) TALE DA MANGIARE UN ω_L DA 20 Hz $\rightarrow \frac{20 \text{ Hz}}{f} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{C(R_B + R_G)}$

$20 \text{ Hz} = \frac{1}{C(R_B + R_G)} \cdot \frac{1}{2\pi} \rightarrow C \cdot 20 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi (10,3 \text{ K}\Omega)} \rightarrow C = \frac{1}{20 \text{ Hz} \cdot 2\pi (10,3 \text{ K}\Omega)} \approx 7,50 \cdot 10^{-7}$

$C = 7,50 \cdot 10^{-7} = 750 \cdot 10^{-9} = 0,750 \cdot 10^{-6}$

DOMANDA 4)

DISEGNARE LA RISPOSTA IN FREQUENZA DEL FILTRO IN INGRESSO IN MODULO E FASE IN UN DIAGRAMMA DI BODE.



$K_B = \text{GUADAGNO}$

$$A_v = \frac{R_B}{R_B + R_G} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C(R_B + R_G)}}$$

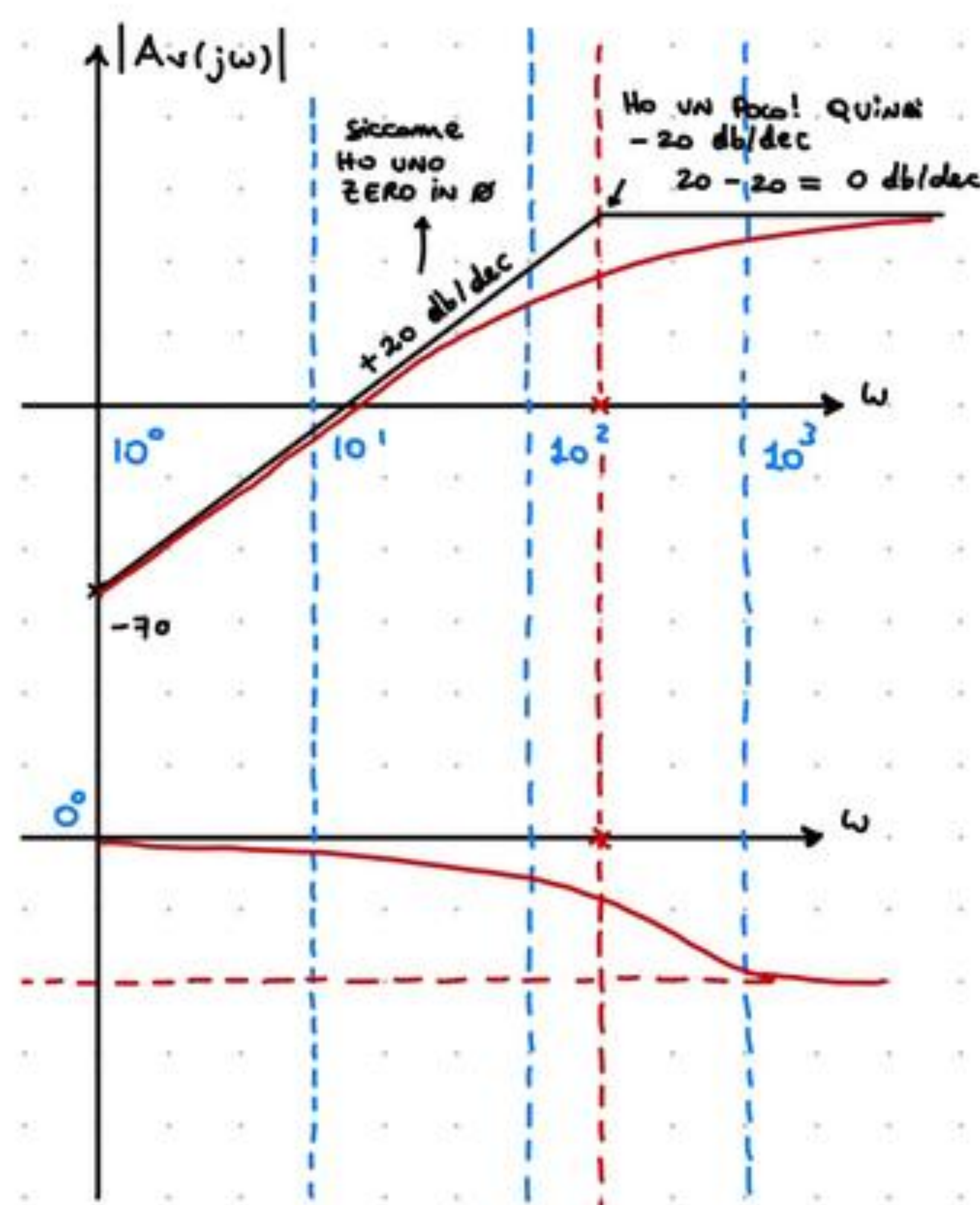
$$A_v = \frac{0,3}{0,3 + 10} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C(10,3 \text{ K}\Omega)}}$$

PARTENZA = $20 \cdot \ln(K_B) = -70$

Polo $s = -129$

NOTIAMO ESSERE UN FILTRO PASSA ALTO CON UNO SFASAMENTO DI -90°

(prendi i calcoli di tutto l'es con delle grosse belle pinze)



ESERCIZIO 2 22/01/2022

2) Si calcoli la resistività del silicio drogato uniformemente con atomi donatori con concentrazione $N_D = 6 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ a temperatura ambiente sapendo che la mobilità degli elettroni è $\mu_n = 1260 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ e che la mobilità delle lacune è $\mu_p = 460 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$

RESISTIVITÀ DEL SILICIO DROGATO = $\rho = \frac{1}{\sigma}$

CONDUCIBILITÀ DEL SILICIO DROGATO = $\sigma = q \cdot n \cdot \mu_n$

LEGGE DI AZIONE DI MASSA: $n \cdot p = n_i^2 \Rightarrow p = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{2,1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}}{6 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}} \approx 350$

MA A NOI NON SERVE p , SERVE n ! SICCOME $n \approx N_D \rightarrow n \approx 6 \cdot 10^{17} [\text{cm}^{-3}]$

CONDUCIBILITÀ = $\sigma = q \cdot n \cdot \mu_n = 1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 6 \cdot 10^{17} \cdot 1260 \text{ VS} \approx 121,11$

RESISTIVITÀ = $\rho = \frac{1}{\sigma} = 8,256 \cdot 10^{-3}$

ci torna che abbia più conducibilità della resistività
 infatti $N_D \gg N_A$