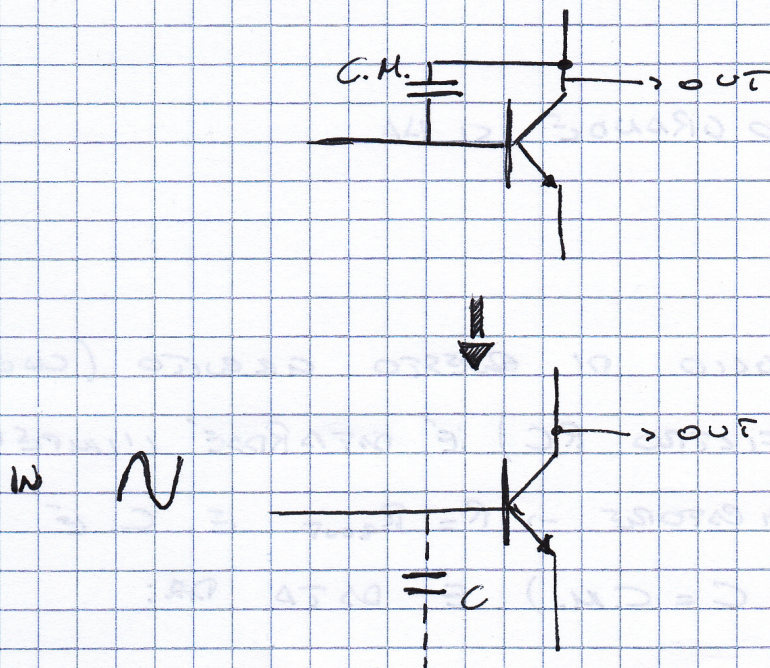


LEZIONE 7

IL CASCODE

COME ABBIAMO VISTO NELLA LEZIONE PRECEDENTE, IL TRANSISTOR IN CONFIGURAZIONE CE PRESENTA LO SCOMODO INCONVENIENTE DI ESSERE SOGGETTO ALL'EFFETTO MILLER. UNA CAPACITA' PARASSITA, CHE SI FRAPPONE TRA BASE E COLLETTORE, DETTA CAPACITA' DI MILLER, RIENTRA NEL COMPUTO DELL'IMPIEDENZA DI INGRESSO DELL'AMPLIFICATORE POICHE' DAL PUNTO DI VISTA DEL SEGNALE ENTRANTE, E' COME SE CI FOSSE UN CONDENSATORE COLLEGATO IN PARALLELO ALLA PORTA DI INGRESSO STESSA CON UN CERTO VALORE DI CAPACITA', CHE IL SEGNALE VEDRE MOLTIPLICATA PER IL FATTORE A CHE E' IL GUADAGNO IN TENSIONE DELL'AMPLIFICATORE:



FORMALMENTE, SIA I_{in} LA CORRENTE IN INGRESSO, SIANO V_{in} , V_{out} LE TENSIONI IN INGRESSO E IN USCITA PER CUI $A \cdot V_{in} = -V_{out}$ DOVE A E' IL GUADAGNO IN TENSIONE DELL'AMPLIFICATORE. SIA Z L'IMPIEDENZA DELLA CAPACITA' PARASSITA C , SI HA:

$$Q/C \quad \bar{I}_{IN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{Z} = \frac{V_{IN}(1+A)}{Z}$$

$$Q/C \times (1+A) = V_{IN}$$

ricorda che V_{OUT} è di segno negativo rispetto a V_{IN}

$$Z = \frac{V_{IN}}{\bar{I}_{IN}} = \frac{V_{IN}}{\frac{V_{IN}(1+A)}{Q/C}} = \frac{Q/C}{(1+A)}$$

Questa relazione ci dice che la capacità di Miller tra collettore e base è come se fosse messa in grosso

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z = \frac{1}{j\omega C(1+A)} = \frac{1}{j\omega C.M.}$$

DOVE C.M. È LA CAPACITÀ DI MILLER :

$$C.M. = C(1+A)$$

SE IL GUADAGNO È MOLTO GRANDE SI HA

$$C.M. = A \cdot C$$

LA FREQUENZA DI TAGLIO DI QUESTO CIRCUITO (CHE NON È ALTRO CHE UN FILTRO RC IN CUI R È L'IMPIEDENZA DI ingresso DELL'AMPLIFICATORE $\rightarrow R = R_{in}$ E C È LA CAPACITÀ DI MILLER $\rightarrow C = C.M.$) È DATA DA:

$$f_T = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C \cdot A}$$

tipicamente $R_{in} = R1 // R2$, partitore di ingresso in parallelo con $h_{fe} \times (R_e + r_e)$ oppure $R_{in} // ((h_{fe} \times (R_e + r_e)))$ nel caso di due alimentazioni

ALL'AUMENTARE DEL GUADAGNO, COME SI EVINCE DA QUESTA FORMULA, SI RIDUCE ANCHE LA FREQUENZA DI TAGLIO.

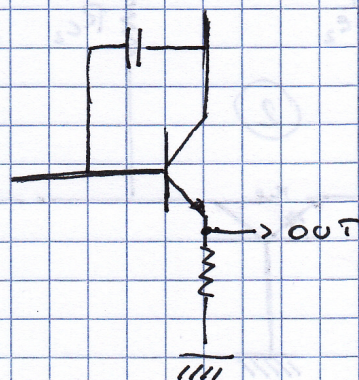
IL CHE IMPLICA UNA DIMINUIZIONE DELLA BANDA

PASSANTE, ED UNA ATTENUAZIONE DEL SEGNALE ALL'AUMENTARE

DELLA FREQUENZA.]

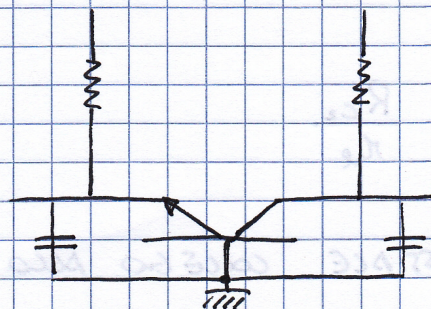
L'EFFETTO MULLER NON RIGUARDA I TRANSISTOR IN CONFIGURAZIONE EMITTER FOLLOWER POICHÉ ESSI HANNO GUADAGNO 1, QUINDI LA CAPACITÀ DI MULLER È $C_M = C \cdot 1$

E.F.



OK

E NON RIGUARDA NEMMENO LA CONFIGURAZIONE BASE COMUNE, POICHÉ NON VI È RETROAZIONE TRA BASE E COLLETTORE CHE RISULTANO DISACCOPIATE DALLA MASSA SULLA BASE, QUINDI LE DUE CAPACITÀ PARASSITE VANNO VERSO MASSA E NON HANNO EFFETTO SUL SEGNALE.

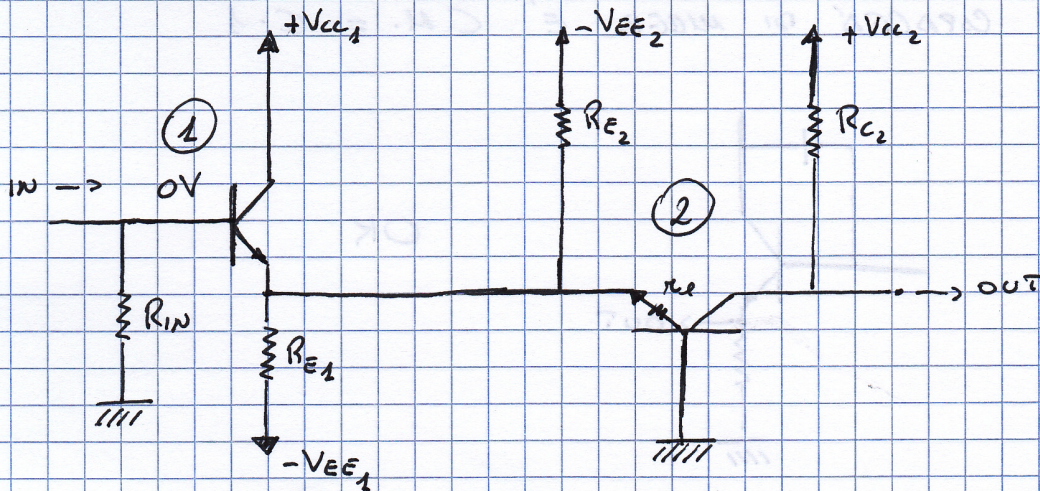


OK

UTILIZZIAMO LE PROPRIETÀ DEI CIRCUITI VISTI IN PRECEDENTI PER OTTIMIZZARE LA TRASMISSIONE ED AMPLIFICAZIONE DEI SEGNALE. ACCOPPIO L'EMITTER FOLLOWER CON IL BASE COMUNE PER ADARE L'IMPIEDENZA DI INGRESSO DEL CIRCUITO E GARANTIRE UNA BUONA RISPOSTA IN FREQUENZA. [IN QUESTO MODO SI PUÒ PENSARE DI SOPPERIRE ALL'AMPLIFICATORE IN CONFIGURAZIONE CE, QUANDO VOGLIAMO COLLEGARE IL CIRCUITO DI AMPLIFICAZIONE DIRETTAMENTE

AL RIVELATORE, CHE ~~SEMPRE~~ PRESENTA UNA ELEVATA IMPEDENZA DI INGRESSO ~~ma ha~~ una pessima risposta in frequenza]

ABBIAMO UN CIRCUITO A DUE STADI:



PER QUANTO RIGUARDO IN PRECEDENZA, SAPPIAMO CHE:

$$Z_{out}(1) \approx \frac{R_{in}}{h_{fe}} \approx ((R_{in}/h_{fe}) + r_{e1}) // R_{E1}$$

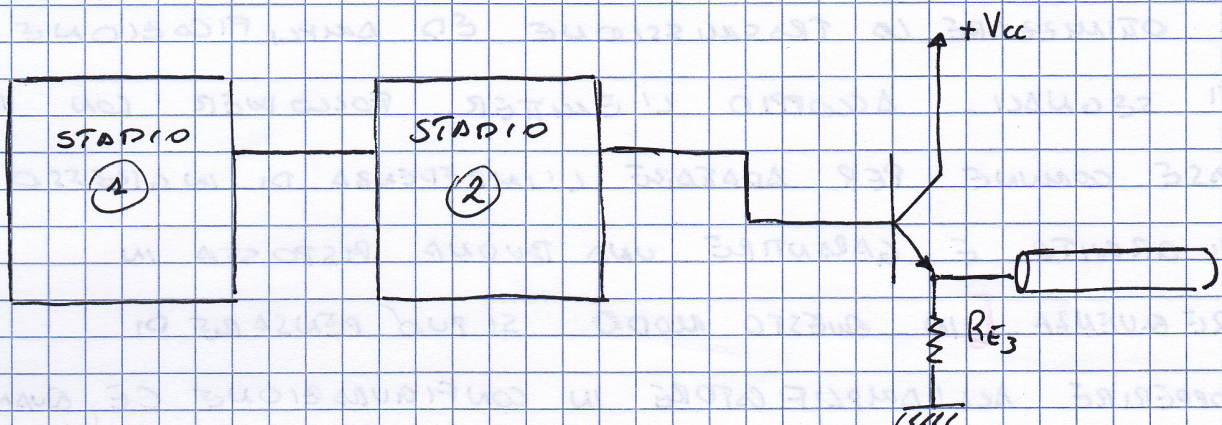
$$Z_{in}(2) \approx R_{E2} // r_{e2} // R_{C2}$$

$$Z_{out}(2) \approx R_{C2}$$

$$G_{TOT} = G_1 \cdot G_2 = 1 \cdot \frac{R_{C2}}{r_{e1} + r_{e2}}$$

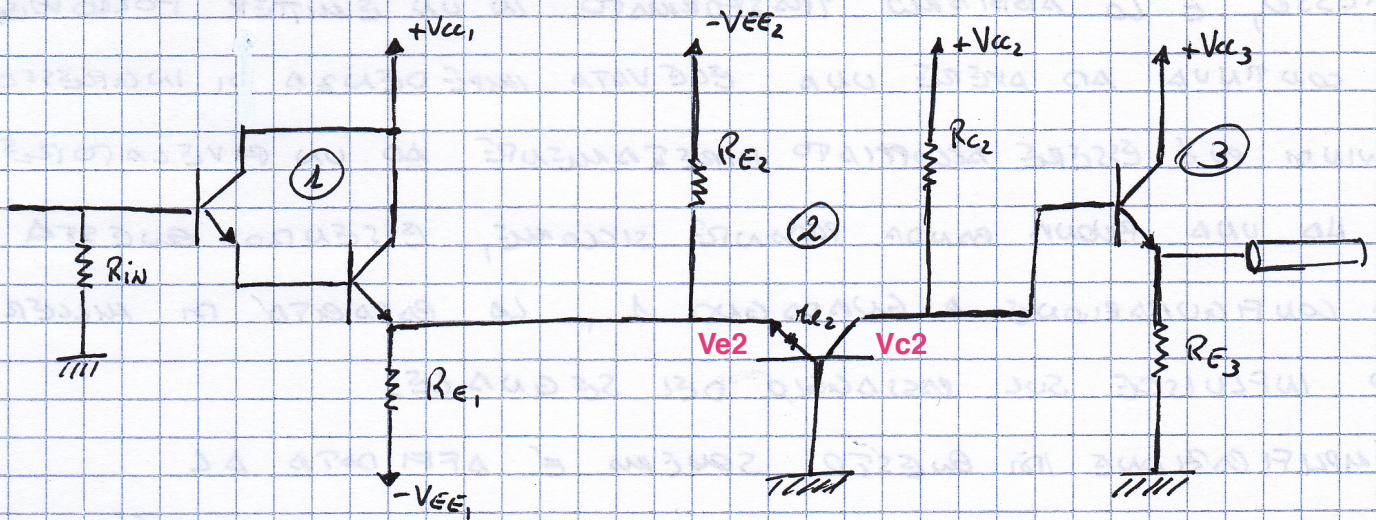
circa $(r_{e2} + r_{e1})$ viene da $(R_{E2}/r_{e2}) // ((R_{in}/h_{fe} + r_{e1}) // R_{E1})$

PER PILOTARE UN CARICO COSÌ COLLEGHIAMO ALLO STADIO (2) UN TRANSISTOR IN CONFIGURAZIONE EMITTER FOLLOWER PER ADDEBIARE LE IMPEDENZE:



ESERCIZIO

SUPPONIAMO DI PORRE LO STADIO (1) IN UNA COPPIA DARLINGTON



PER $V_{EE}(2) = -5V$ E $V_{CC}(2) = +5V$ SI HA, SICCOME
 $V_E(2) = -0,7V$, PER LA LEGGE DI OHM, CON $I_C(2) = 1mA$

$$R_{E1}(2) = 4,3 K\Omega$$

$$R_C(2) = 3 K\Omega$$

che porta V_{C2} a 2 V e $V_{C2} - V_{E2}$ a 2,7 Volt

QUINDI :

$$\beta(2) = \frac{3K\Omega}{r_{e2} + r_{e1}} \approx 60$$

PER QUANTO RIGUARDA LE IMPEDENZE :

$$Z_{in}(1) = R_{in} \parallel (R_{E1} \parallel r_{e1}) \cdot \beta_1 \approx 1K\Omega$$

(circa $(r_{e1} + r_{e2}) \times h_{fe}^2$) // $R_1 = 500K\Omega$ deve dominare R_1 quindi $100K\Omega$ per esempio.

$$Z_{out}(1) = \frac{Z_{in}(1)}{(\beta_1)^2} + r_{e1} \approx 10\Omega$$

$$Z_{in}(2) \approx r_{e2}$$

GLI ACCOPPIAMENTI SONO FATTI CORRETTAMENTE

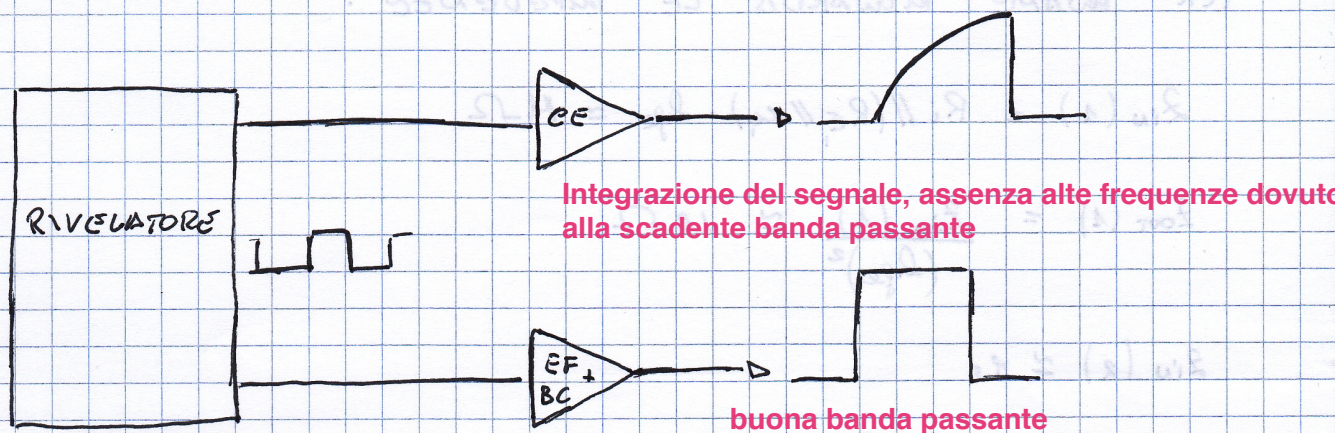
OSSERVAZIONE :

[QUELLO CHE ABBIAMO FATTO E' STATO PRENDERE L'AMPLIFICAZIONE

A EMITTORE COMUNE, CHE PRESENTAVA IL PROBLEMA DELLA CAPACITÀ DI MILLER MA AVEVA UNA ELEVATA IMPEDENZA IN INGRESSO, E LO ABBIAMO TRASFORMATO IN UN EMITTER FOLLOWER CHE CONTINUA AD AVERE UNA ELEVATA IMPEDENZA DI INGRESSO, E QUINDI PUÒ ESSERE ACCOPPIATO DIRETTAMENTE AD UN RIVELATORE, ED HA UNA BUONA BANDA PASSANTE SICCOME, ESSENDO QUESTA UNA CONFIGURAZIONE A GUADAGNO 1, LA CAPACITÀ DI MILLER NON INFLUISCE SUL PASSAGGIO DEL SEGNALE.

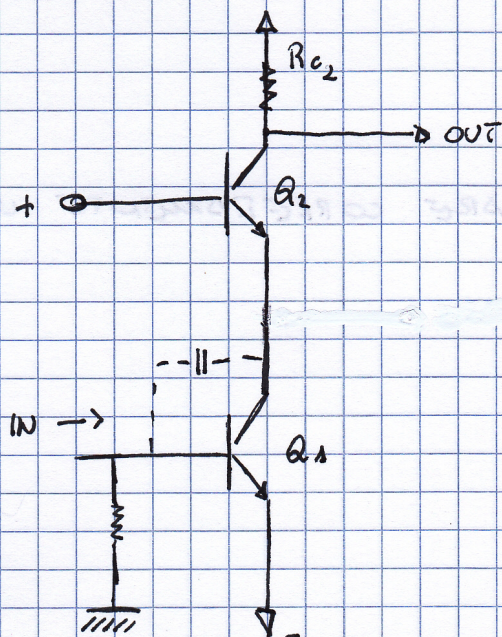
L'AMPLIFICAZIONE IN QUESTO SISTEMA È AFFIDATA AL TRANSISTOR IN CONFIGURAZIONE BASE COMUNE CHE È A SUA VOLTA ACCOPPIATO AD UN NUOVO TRANSISTOR EMITTER FOLLOWER CHE PILOTA UN CRO COSSIDALE GRAZIE ALLA SUA BASSA IMPEDENZA DI USCITA. IN SINTESI, IN QUESTO CIRCUITO L'ADATTAMENTO DI IMPEDENZA TRA IL RIVELATORE E LA LINEA DI TRASMISSIONE È AFFIDATA AGLI AMPLIFICATORI IN CONFIGURAZIONE EF, MENTRE L'AMPLIFICAZIONE DEL SEGNALE È AFFIDATA AL BC.]

SEMPLIFICAMENTE, SE IN USCITA AL RIVELATORE SI HA UN IMPULSO RAPIDO, IN USCITA SI ~~HA~~ avrà nei due casi visti:



UN ELEGANTE RIORRANGIAMENTO DEL CIRCUITO PRECEDENTE, MENTE DESCRITTO È QUELLO CHE VA SOTTO IL NOME DI :

CONFIGURAZIONE CASCODE



IL CASCODE È UN CIRCUITO COSTITUITO DA DUE TRANSISTOR IN CASCATA IN CUI UNO IN CONFIGURAZIONE E.F. (Q_1) E L'ALTRO IN CONFIGURAZIONE B.C. [IL PRIMO STADIO HA GUADAGNO 1 DOVE È LA RESISTENZA DI COLLETORE VISTA DA Q_1 È DATA DA :

$$R_{o(1)} = \frac{\partial V_{BE}(2)}{\partial I_C(2)} = r_{e(2)}$$

(DOVE IL 2 IN PARENTESI INDICA CHE LE QUANTITÀ IN QUESTIONE APPARTENGONO A Q_2)

LA RESISTENZA DI EMETTITORE INVECE È DATA DA $r_{e(1)}$ QUINDI IL GUADAGNO È :

$$g(1) = \frac{R_{o(1)}}{R_E} = \frac{r_{e(2)}}{r_{e(1)}} = 1$$

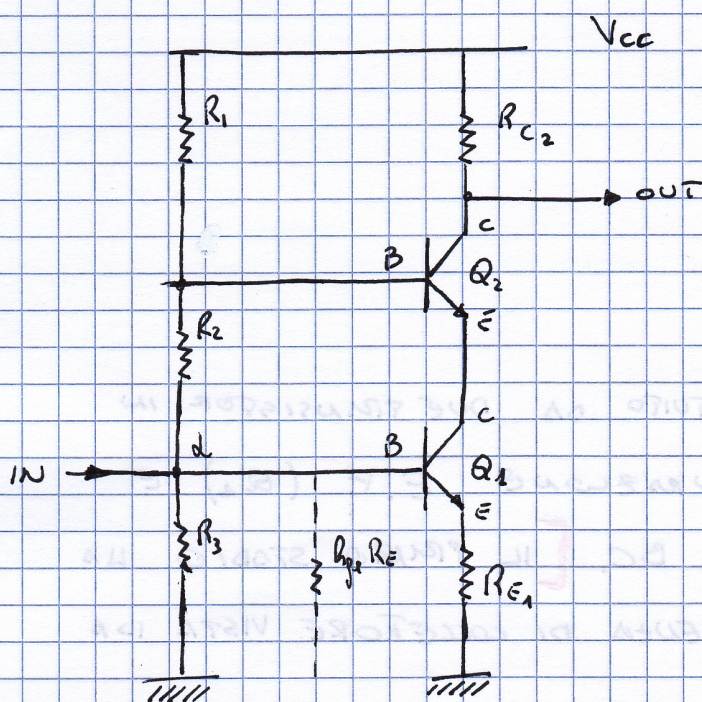
QUESTO HA COME CONSEGUENZA IL FATTO DI POTER TRASCURARE LA CAPACITÀ DI MILLER NEL PASSAGGIO DEL SEGNALE IN INGRESSO

DAL PUNTO DI VISTA DEL SECONDO STADIO IL GUADAGNO È DATO DA :

$$G(2) = \frac{R_{c(2)}}{R_{e(2)}}$$



VERIFICHIAMO NEL DETAGLIO COME POLARIZZARE CORRETTAMENTE UN CIRCUITO DEL GENERE.



IMPOSTIAMO $V_{CC} = +5V$ E $I_C = 1mA$, PER POLARIZZARE CORRETTAMENTE Q_1 DOVRÀ ESSERE FISSO IL POTENZIALE ~~DEI~~ ~~DEI~~ delle basi:

$$V(2) = 1,2 = V \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = V_B(1);$$

$$V_E(1) = 0,5V$$

$$R_E(1) = 500 \Omega$$

$$h_{FE} R_E = 50 k\Omega$$

$$R_1, R_2, R_3 \approx k\Omega$$

SIA .

$$R_3 = 1 \text{ k}\Omega ; R_2 + R_1 \approx 4 \text{ k}\Omega$$

PER GARANTIRE UNA BUONA AMPLIFICAZIONE DEDICO UNA BUONA DINAMICA ALLO STADIO Q_2 :

$$V_E(2) = 1 \text{ V}$$

$$V_C(2) = 2 \text{ V}$$

$$V_B(2) = 1,7 \text{ V}$$

$$R_C(2) = 3 \text{ k}\Omega$$

IN SOL MODO SI HA :

$$R_1 = 1,3 \text{ k}\Omega ; R_2 = 1,7 \text{ k}\Omega$$

IN QUESTE CONDIZIONI IL GUADAGNO PER I DUE STADI SONO:

$$G(1) = \frac{r_{e(2)}}{r_{e(1)} + R_E(1)} \ll 1$$

$$G(2) = \frac{R_C(2)}{r_{e(2)} // Z_{Q_1}} \approx \frac{R_C(2)}{r_{e(2)}} = \frac{3 \text{ k}\Omega}{25 \Omega} \approx 100$$

IN SINTESI

[SE VOGLIO UN CIRCUITO CON UNA ELEVATA IMPEDENZA IN INGRESSO, SENZA PROBLEMI DI BANDA PASSANTE E CHE GUADAGNI DEVO ACCOPPIARE UN AMPLIFICATORE E.F. , COME STADIO DI INGRESSO, CON UN AMPLIFICATORE B.C. , COME STADIO DI USCITA.]

~~UNIVERSITÀ PER UNA RISERVA AMPLIFICAZIONE COMPLETA LA~~
~~DISTRIBUZIONE DEL SEGNALE~~

VALUTIAMO LA BANDA PASSANTE DEL CASCODE IN ESAME:

$$f_{\text{TAGLIO}} = \frac{1}{2\pi C \cdot R}$$

DOVE C SONO LE VARIE CAPACITÀ PARASSITE $\approx 2 \text{ pF} = 2 \cdot 10^{-12} \text{ F}$

ED R SONO LE RESISTENZE IN GIOCO $\approx 3 \text{ k}\Omega = 3 \cdot 10^3 \Omega$

VOLENDO FARE UNA STIMA DELLA FREQUENZA DI TAGLIO DEL CIRCUITO SI HA

$$f_{\text{TAGLIO}} \approx \frac{1}{30 \cdot 10^{-9}} \text{ Hz} \approx 20 \text{ MHz}$$

CON $T_{\text{SALITA}} = 50 \text{ ns}$ ~~QUESTO TEMPO È IN RAGGUARDO~~

~~PER IL SEGNALE INGRESSO CHE È UN SEGNALE IDEALE~~

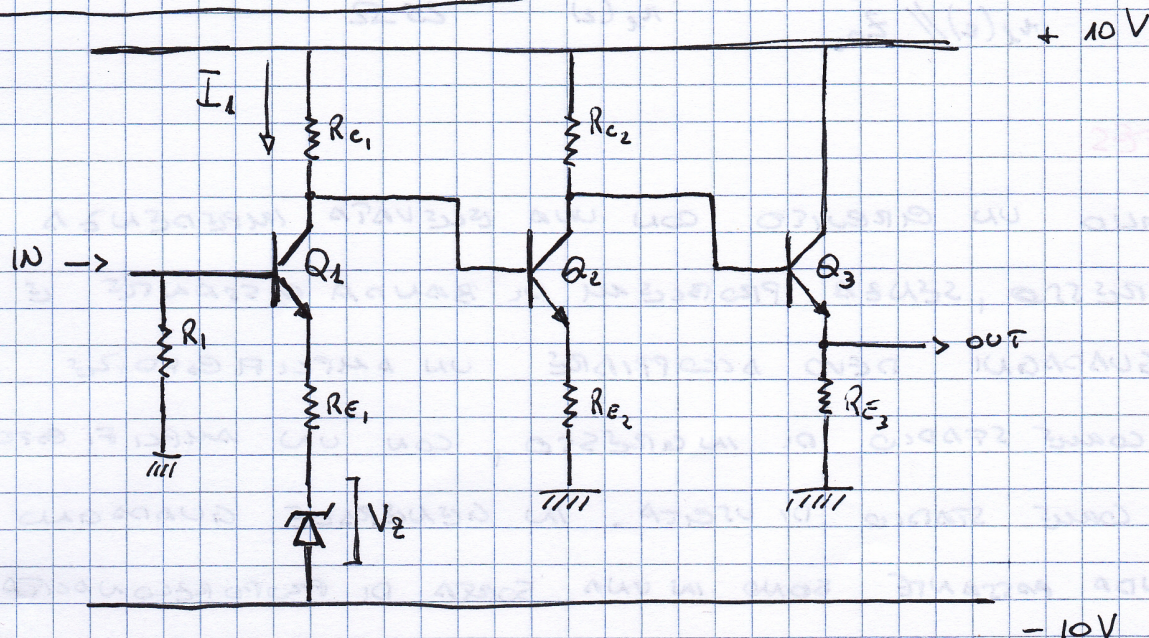
~~ENNESIMO DI VOLTA PER IL CASO DI UN SEGNALE PER IL CUI $T_{\text{SALITA}} = 5 \text{ ns}$~~

POI È SAREBBE NECESSARIO, ~~IN CASO DI UN SEGNALE IDEALE~~

METTERE INSIERE PIÙ STADI PER PROGETTARE UN AMPLIFICATORE

ANDIAMO A STUDIARE IL PASSAGGIO FONDAMENTALE DELL'

ACCOPPIAMENTO TRA STADI



CONSIDERANDO UN SISTEMA DI CUI ABBIAMO GIÀ VISTO IL COMPORTAMENTO. I TRE STADI Q_1 , Q_2 , Q_3 SONO DECOPPIATI IN CONTINUA [IL CIRCUITO LAVORA CON UNA TENSIONE STATICA, PER ACCOPPIARLO IN ALTERNATA SI INSERISCE TRA 2 STADI CONTIGUI UNA CAPACITÀ CHE BLOCCA LA COMPONENTE CONTINUA DEL SEGNALE PER EVITARE EVENTUALI VARIAZIONI DEL PUNTO DI LAVORO DEL CIRCUITO] VALUTIAMO IL GUADAGNO COMPLESSIVO:

STADIO Q_1

$$I = 1 \text{ mA}$$

$$V_B(1) = 0 \text{ V}$$

$$V_E(1) = -0.7 \text{ V}$$

$$V_C(1) = 2 \text{ V}$$

$$r_e(1) = 25 \Omega$$

$$V_Z = -8 \text{ V}$$

$$R_C(1) = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_E(1) = 1.3 \text{ k}\Omega$$



$$g(1) = \frac{R_C(1)}{R_E(1)} = \frac{8 \text{ k}\Omega}{1.3 \text{ k}\Omega} \approx 7$$

trascuriamo r_{e1} a denominatore

STADIO Q_2

$$I = 1 \text{ mA}$$

$$V_B(2) = 2 \text{ V}$$

$$V_E(2) = 1.3 \text{ V}$$

$$V_C(2) = 3 \text{ V}$$

$$R_C(2) = 7 \text{ k}\Omega$$

$$R_E(2) = 1.3 \text{ k}\Omega$$



$$g(2) = \frac{R_C(2)}{R_E(2)} = \frac{7 \text{ k}\Omega}{1.3 \text{ k}\Omega} \approx 6$$

STADIO 3

$$I = 1 \text{ mA}$$

$$V_B(3) = 3 \text{ V}$$

$$V_E(3) = 2.3 \text{ V}$$

$$R_E(3) = 2.3 \text{ k}\Omega$$

$$g(3) = 1$$

IL GUADAGNO TOTALE È

$$g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 = 7 \cdot 6 \cdot 1 = 42$$

~~NON È UN CIRCUITO ADEGUATO PER IL PASSAGGIO DEL SEGNALE~~
verifichiamo

~~PRESENTE NELLE ADEQUAZIONI NEL PASSAGGIO DEL SEGNALE~~
TRA UNO STADIO E L'ALTRO.

$$Z_{in}(2) \gg Z_{out}(1)$$

$$h_{fe} R_E(2) \gg R_C(1)$$

NEL PASSAGGIO TRA IL PRIMO E IL SECONDO STADIO NON VI È ADEQUAZIONE

$$Z_{in}(3) \gg Z_{out}(2)$$

$$h_{fe} R_E(3) \gg R_C(2)$$

ANCHE QUI NON VI È ADEQUAZIONE

$$Z_{out}(TOT) = \left(\frac{R_C(2)}{h_{fe}} \parallel R_E(3) \right) \approx \underline{\underline{70 \Omega}}$$

$((R_C(2) / h_{fe}) + R_E(3)) \parallel R_E(3) = \text{circa decine di ohm}$