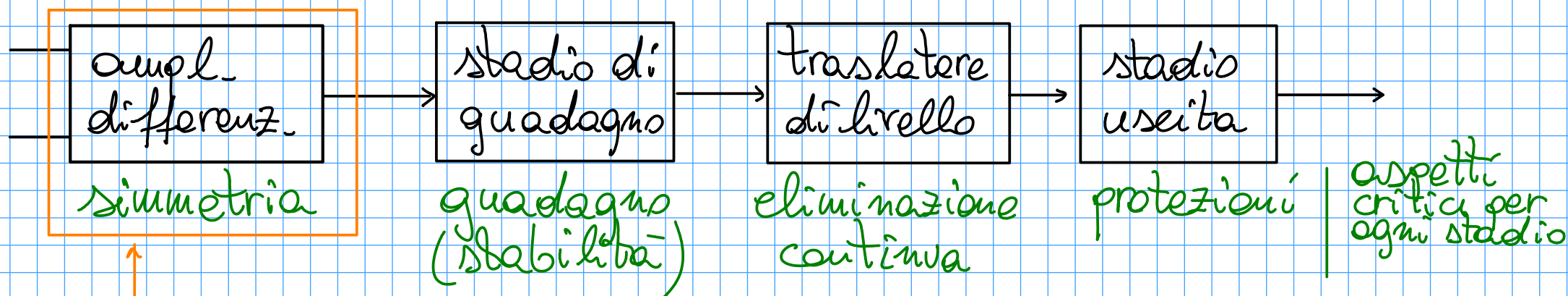


# ANALISI STATICA MA741

27 OTT

schema a stadi



primo passo: stadio di ingresso

- circuito di polarizzazione coppia differenziale
- coppia differenziale

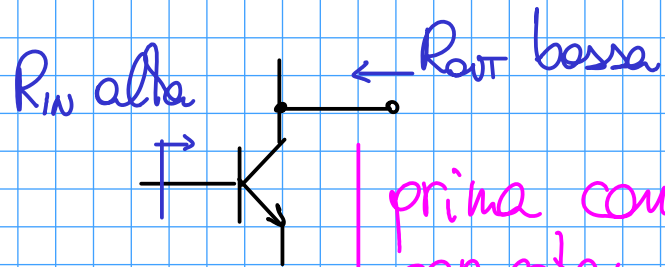
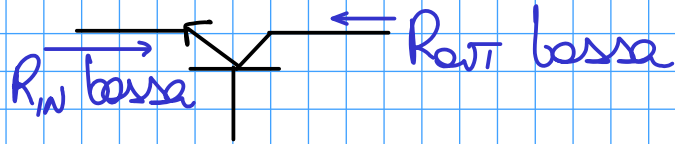
## NOTA SU SIMBOLI

- $V_A$  — ampiezza continua
- $\Sigma A$  — ampiezza totale
- $\Sigma a$  — comp. variabile nel tempo
- $V_a$  — errore associato a grandezza var. nel tempo trasportata nel dominio delle frequenze

premessa:

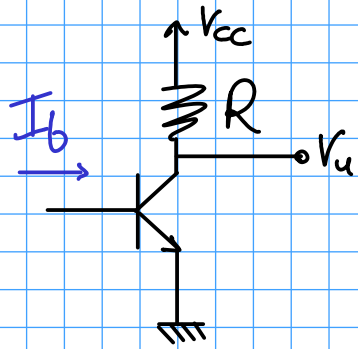
stadio a emettitore comune

base comune



prima conclusione:  
per poter utilizzare  
diversi stadi in

emettitore comune



$$I_b = \frac{V_{in}}{h_{ie}}$$

$$I_c = h_{fe} I_b$$

$$V_u = I_c R // 1/h_{oe}$$

alle variazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_u}{V_{in}} = \frac{h_{fe} R // 1/h_{oe}}{h_{ie}} \end{array} \right.$$

per massimizzare guadagno  
dovrei aumentare R rispetto  $1/h_{oe}$

ma aumentando  $1/h_{oe}$  si ottiene:

$$1/h_{oe} = \frac{V_A + V_{ceQ}}{I_c} \approx \frac{V_A}{I_c} \text{ che può essere } \sim 1 M\Omega$$

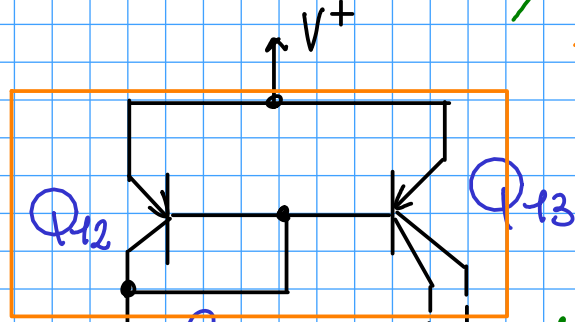
aumento R:

→ maggior spazio occupato, per mantenere  $I_c$  aumento  $V_{cc}$



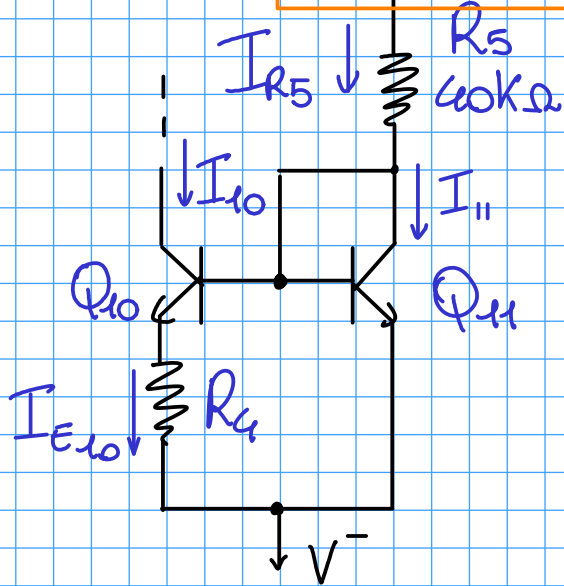
applico risultati a  $\mu A741$  si considera  $V^+ = -V^- = 15V$

$$I_{R5} = \frac{V^+ - V^- - 2V_s}{R_5} = 715 \mu A$$



primo specchio ok

secondo è un demagnificatore ( $Q_{10}, Q_{11}$ )



$$V_{BE11} = V_{BE10} + I_{E10} R_4$$

per  $Q_{10}$  ZAD,

$$I_C = I_0 \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

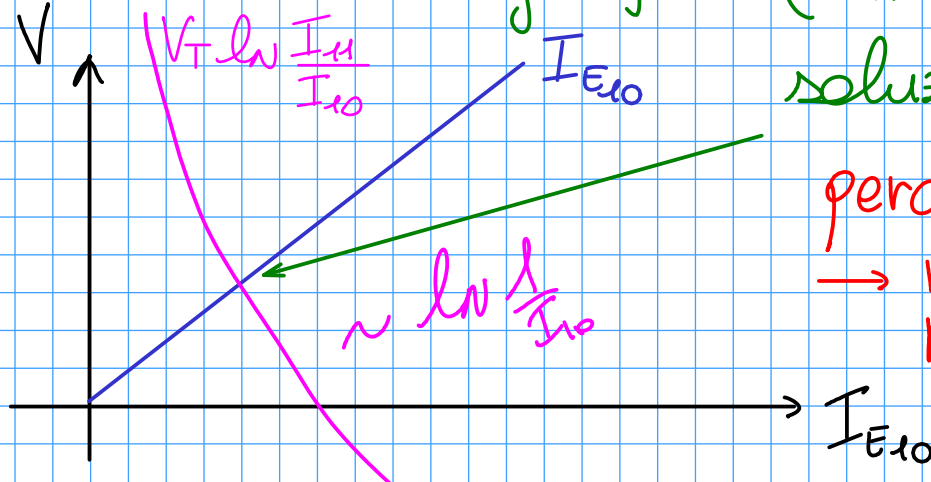
$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_0}$$

$$V_T \ln \frac{I_{11}}{I_0} - V_T \ln \frac{I_{10}}{I_0} = V_T \ln \frac{I_{11}}{I_{10}} = I_{E10} R_4 \sim I_{10} R_4$$

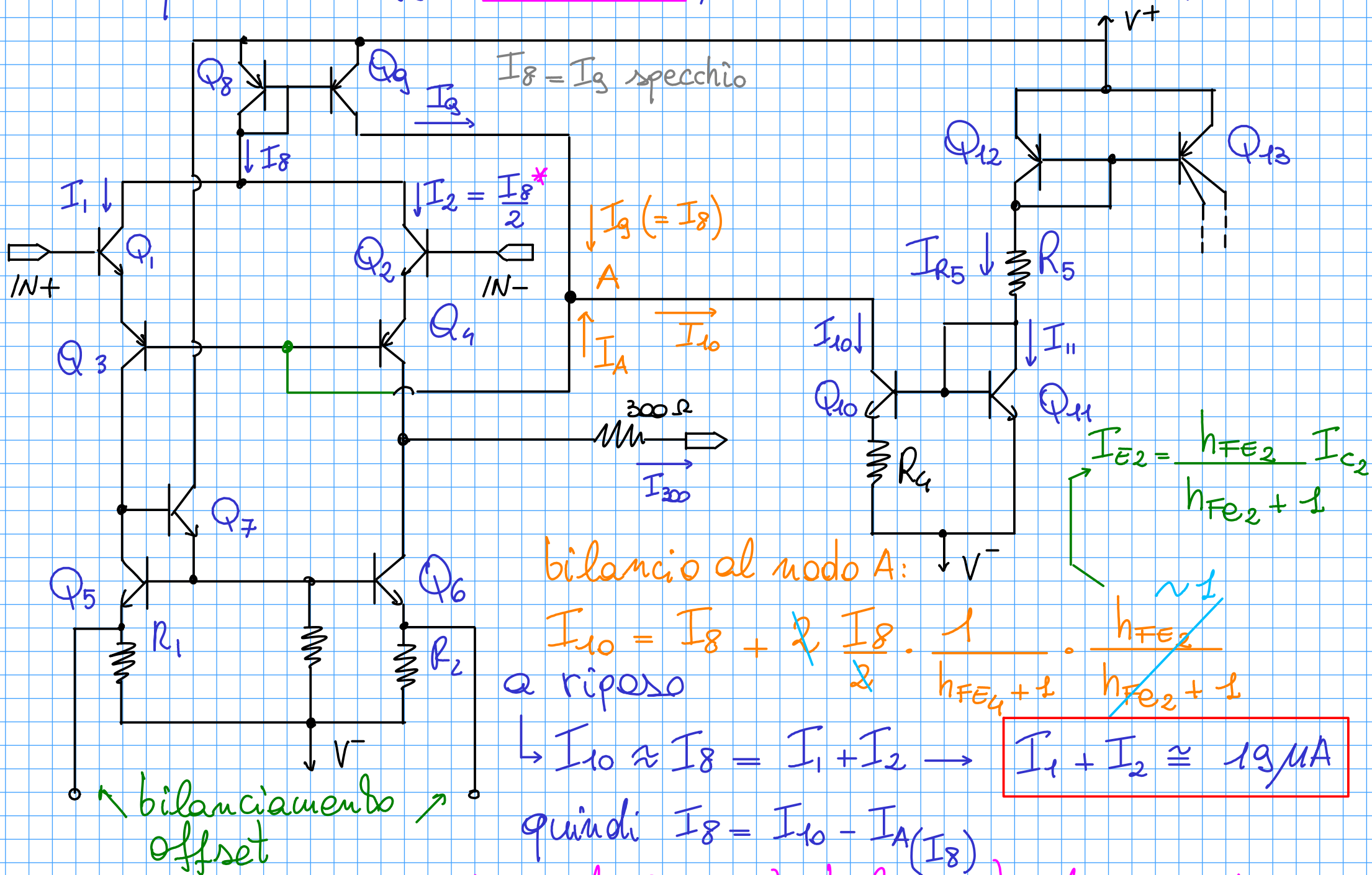
risolvo con metodo grafico ( $I_{11}$  nota, fingo di avere caratteristiche)

soluzione:  $I_{E10} = 19 \mu A$  (riduco  $\sim 37$  volte)

perché genero  $715 \mu A$  per poi ridurla a  $19 \mu A$ ?  
 → riduzione comporterebbe aumento di  $R_5 \rightsquigarrow$  aumentando spazio su silicio + €



con  $I_p$  stadio diff. simmetrico\*, ora realizziamo stadio differenziale



→ posso calcolare  $h_{FE}$  stadio di ingresso

$$h_{FE} = \frac{I_1}{I_W} = \frac{9,5 \mu A}{80 nA} \approx 118$$

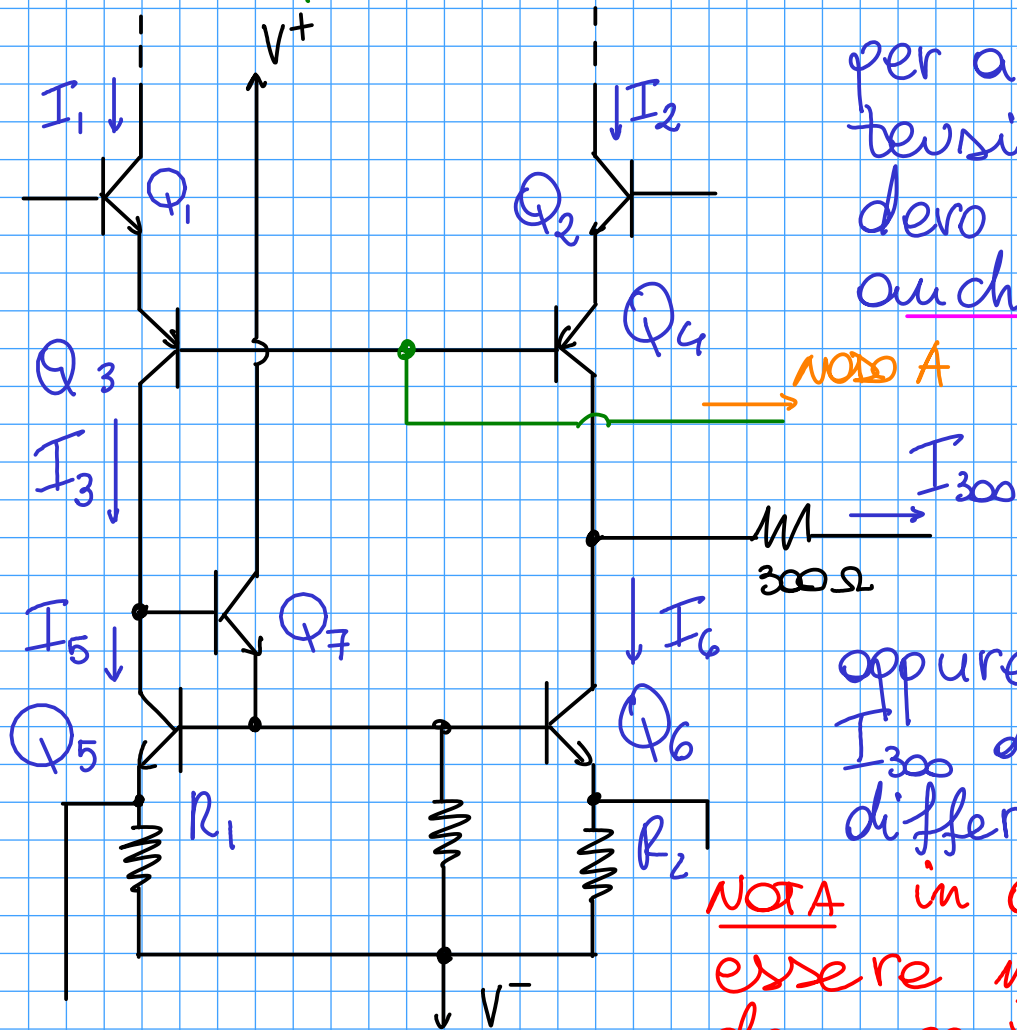
con  $H_p$   $Q_3, Q_4$  simmetrica  $\rightarrow I_5 = I_6$

per avere funzionamento lineare (con tensioni positive e negative in ingresso)  
devo avere corrente  $I_{300}$  non nulla  
anche con ingressi cortocircuitati

a riposo  $I_A = I_{10} - I_g \cong \underline{157 \text{ mA}}$

oppure in caso di sbilanciamento ingressi,  
 $I_{300}$  deve essere proporzionale alla  
 differenza

NOTA in qualunque caso  $I_{300}$  non può essere negativa (staticamente), perché deve controllare in base un bipolare non



Quanto vale a riposo la  $I_{out}$  ?

Hp  $I_5 = I_6, I_3 = I_4$  per simmetria

$$I_3 = I_5 + I_{B7} = I_5 + \frac{1}{h_{FE7} + 1} \left( \frac{I_5 + I_6}{h_{FE}} + \frac{V_{BH}}{R_3} \right)$$

trascurabile

se  $R_3 \rightarrow \infty \Rightarrow I_3 = I_5 = I_4 = I_6 \rightarrow I_{out} = 0$   
funzionamento non lineare!

stimiamo  $V_{BH} = V_8 + R_2 I_6$  con  $I_6 = I_5$

$$I_3 = I_6 + \frac{1}{R_3} \frac{V_8 + R_2 I_6}{h_{FE7} + 1} \quad \text{quindi } I_3 - I_6 = \#$$

ma anche  $I_4 - I_6 = \#$

per simmetria

prima di tutto si deve stimare  $I_3$

$$I_3 = I_1 + \frac{I_{N+}}{2} - \frac{I_A}{2} = 9,5 \mu A - \frac{157 \mu A}{2} = 9,42 \mu A$$

a riposo

risolvo eq  $I_3 = I_6 + \frac{1}{R_3} \frac{V_8 + R_2 I_6}{h_{FE7} + 1}$  in  $I_6$  con  $h_{FE7} \cong 120$  una volta

$I_6$  posso calcolare differenze  $I_4 - I_6 = I_3 - I_5$  che corrisponde alla quota di corrente nella base di  $Q_7$  e in uscita

a riposo  $\rightarrow$

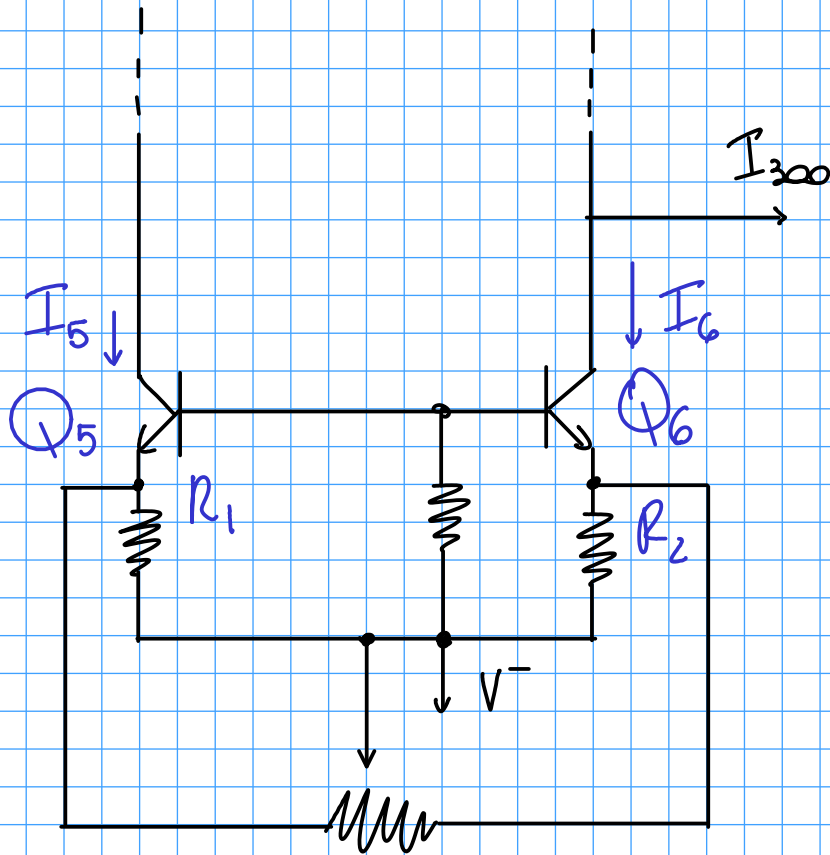
$$I_{300} = 117 \mu A$$



presenza  $R_1$  e  $R_2$   $\longrightarrow$  correzione offset

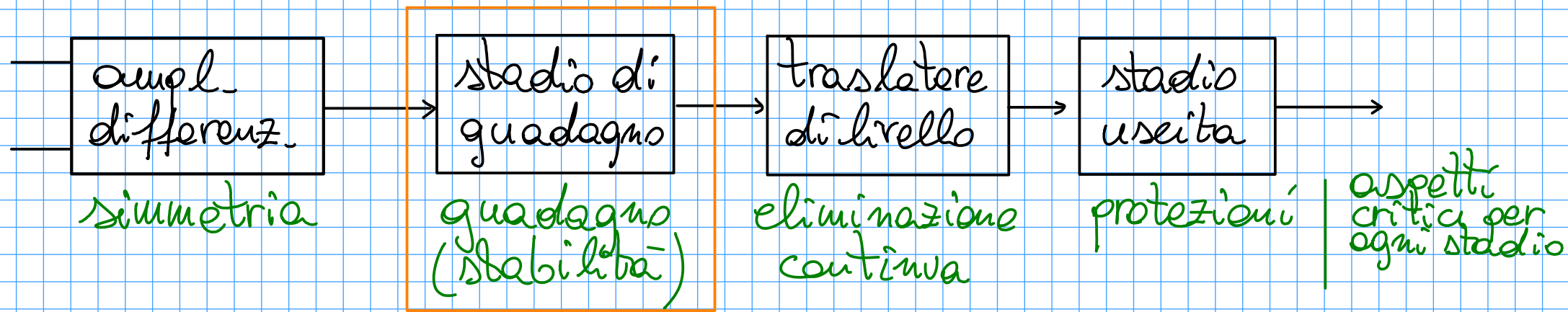
vario peso  $R_1$  e  $R_2$  con potenziometro  
per annullare offset

$\downarrow$   
introduco dissimmetria





proseguiamo studio  $\mu A741$



collegato a primo blocco attraverso la  $I_{390}$ , corrente di controllo proporzionale a sbilanciamento

### note tecnologiche

si introducono bipolari multi-e, multi-c con una variante del processo produttivo

$Q_{22}$  multi-e  $\rightarrow$  emettitore superiore non funziona normalmente ma solo dinamicamente

$Q_{43}$  multi-c  $\rightarrow$  corrente in uscita  $\bar{e}$  proporzionali all'area del singolo collettore

Stadio di guadagno  $Q_{16}, Q_{17}$  simil darlington

$Q_{16}, Q_{17}$  simil darlington

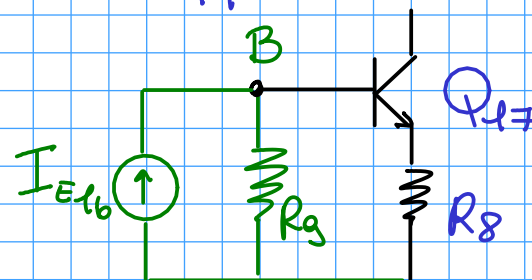
collettori  $Q_{13}$  con aree diverse  $\rightarrow$  diverse correnti ( $\sim 1$  a  $5$ )

$$H_p \quad h_{FE} \triangleq 120$$

Q<sub>13</sub>  $I_{E16} = h_{FE16} I_{B16} = 120 \cdot 117 \mu A = 14 \mu A$

Sviluppo  $G_{16}$  e  $R_3$  con NORTON

Q16 come generatore di corrente



se si ipotizza  $Q_{17}$  vero ( $I_{B17} = \phi$ )

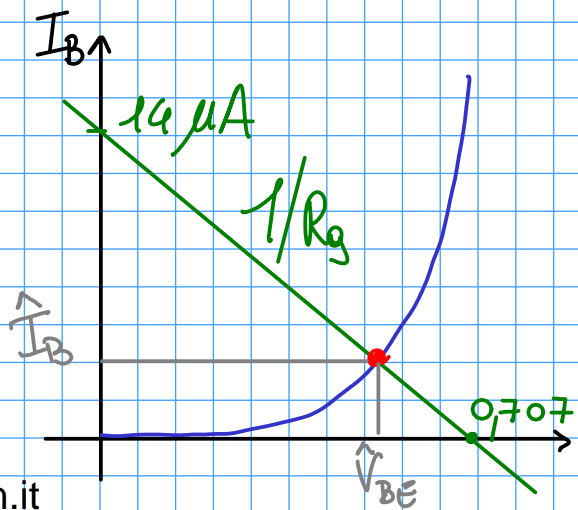
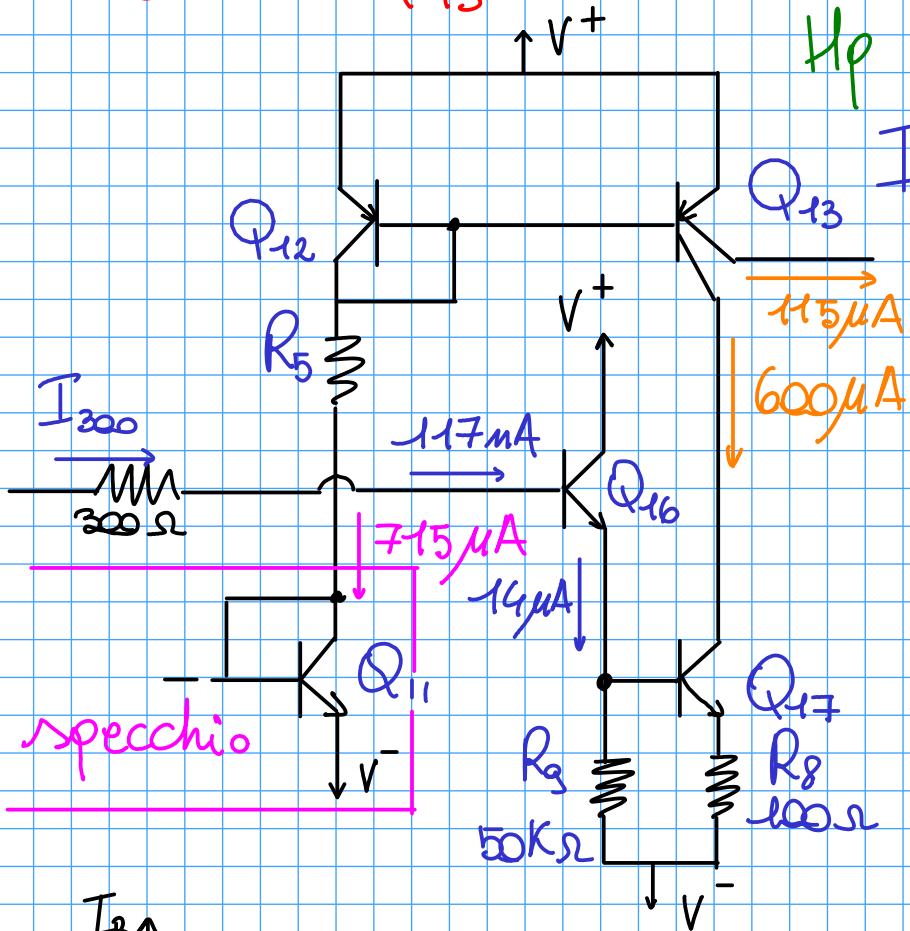
si ha  $V_B = I_{C10} R_9 \approx \underline{0,707V}$

è possibile quindi che  $\mathbb{Q}_{17}$  possi  
in conduzione! vediamo se è vero:

metodo della retta di carico

supponiamo di avere a disposizione caratteristiche  
corrente da  $Q_{16}$ , a riposo, assorbita in gran  
parte da  $Q_{17}$

$$V_{CE_{17}} = V^+ - 2V_\gamma - V^- = 28,6 \text{ V}, \quad V_{CE_{16}} = 29,3 \text{ V}$$



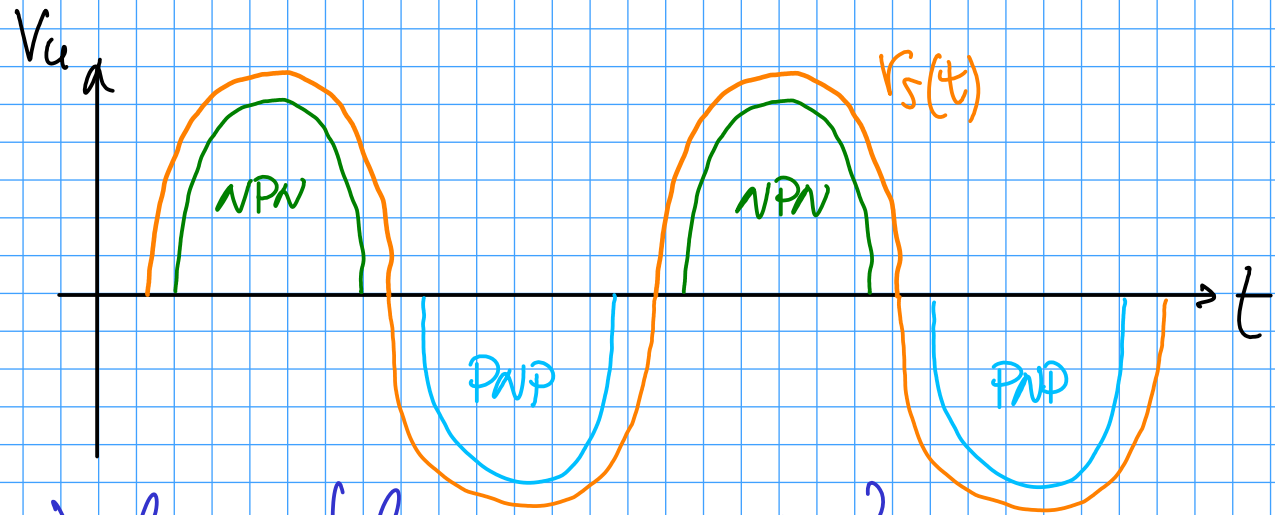
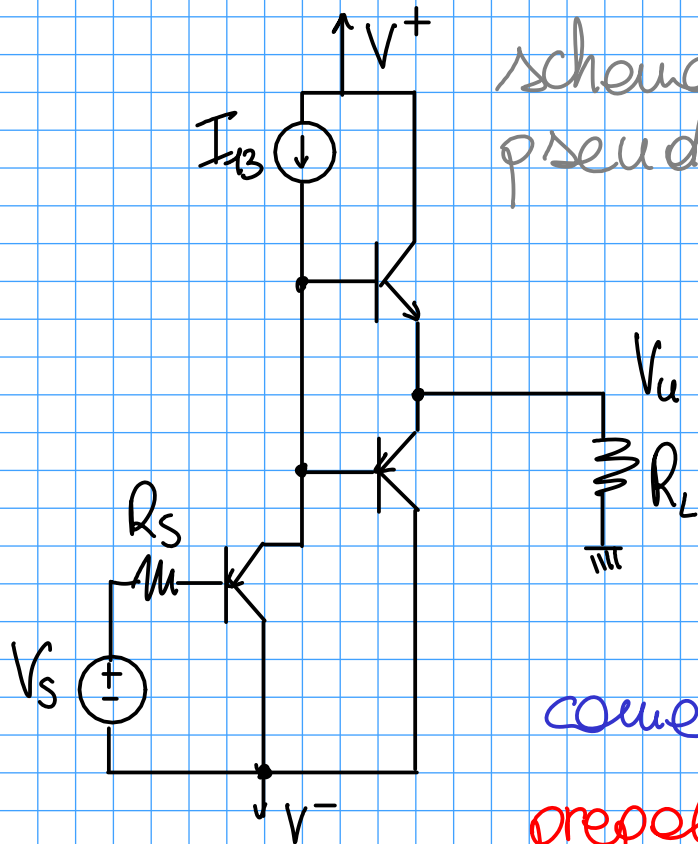
# traslatore di livello & stadio di uscita

$Q_{20} \rightarrow$  semionda negativa | sembrerebbe classe B

$Q_{14} \rightarrow$  semionda positiva

BJT "non entrano" in conduzione prima di  $V_x$ , esiste un momento in cui sono entrambe interdetti  $\rightarrow$  **distorsione crossover**

schema semplificato  
pseudo classe B simile a stadio uscita

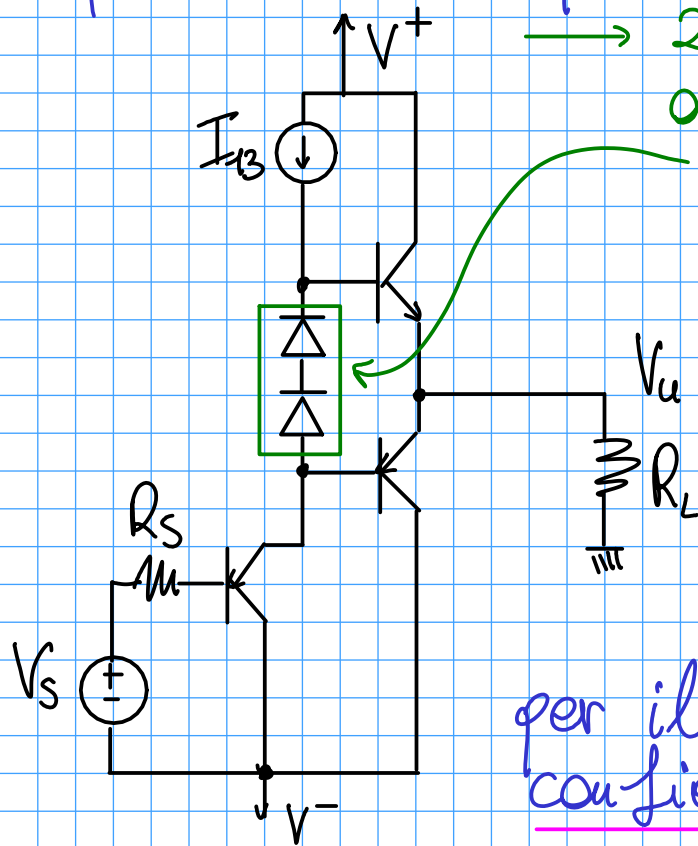


come risolvere problema crossover?

prepolarizzazione stadio, aumentando angolo di funzionamento sopra  $180^\circ$  in modo da eliminare interdizione contemporanea

$\rightarrow$  **classe AB** !

prendiamo in prestito la classe AB utilizzabile in campo audio  
 → 2 diodi in serie polarizzano BJT sulla soglia della conduzione

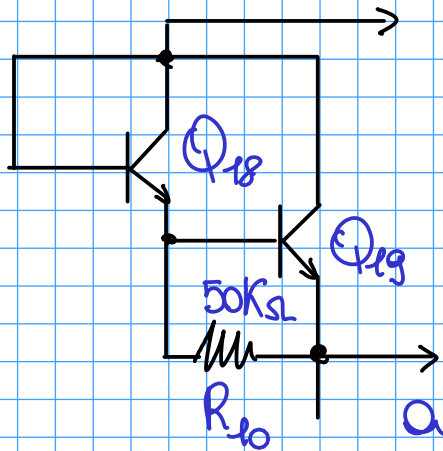


nel caso di amplificatori di potenza nascerebbe nuovo problema: surriscaldamento finali  
 abbassa  $V_{BE}$  mentre diodi impongono  $0,7V$  →  
 aumenta corrente

soluzione: diodi accoppiati termicamente ai finali (se  $T \rightarrow$  cala  $V_s \rightarrow$  limite  $V_{BE} \rightarrow$  limite  $I$ )

per il  $\mu A 741$  i costruttori hanno utilizzato  $Q_{18}, Q_{19}$  configurati come diodi

a base  $Q_{14}$



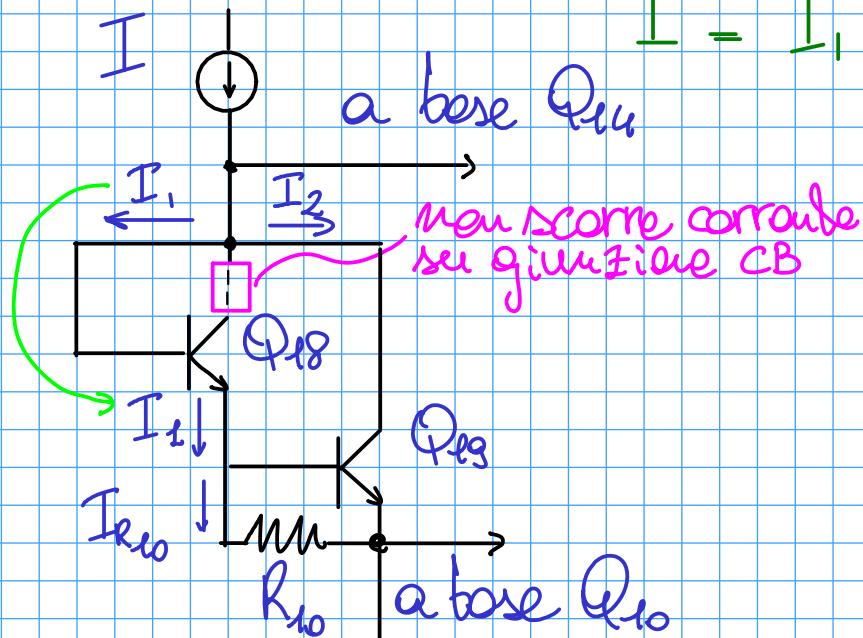
→ utilizzo BJT per ragioni di processo produttivo

→ configurazione alterata dalla presenza di  $R_{10}$ , motivazioni sconosciute

idea!  $R_{10}$  inserita per ripartire corrente sui due BJT? NO!

infatti ...

Quale  $R_{10}$  servirebbe a ripartire ugualmente la corrente nei due BJT?  $I$  di polarizzazione uscita, dal primo E di  $Q_{13} \sim 115 \mu A$



$$I = I_1 + I_2 = I_1 + \beta(I_1 - I_{R_{10}}) = (\beta + 1)I_1 - \beta I_{R_{10}}$$

sostituisco  $I_2$

$$I_1 = \frac{I}{\beta + 1} + \frac{\beta}{\beta + 1} I_{R_{10}}$$

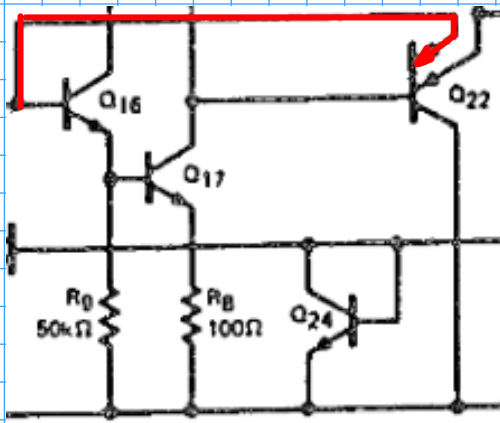
$$I_2 = \beta(I_1 - I_{R_{10}})$$

impongo uguaglianza  $I_1 = I_2$ , si ottiene:

$$R_{10} = \frac{2\beta}{\beta - 1} \frac{V_{BE19}}{I} \approx 12,3 \text{ K}\Omega \text{ (con } \beta \approx 120)$$

$\rightarrow$   $R_{10}$  presente in  $\mu A741$  vale  $50 \text{ K}\Omega$ , corrente risulta sbilanciata

## funzione dell'emettitore superiore di $Q_{22}$



effetto dinamico: evita saturazione di  $Q_{17}$ , migliorando velocità di commutazione

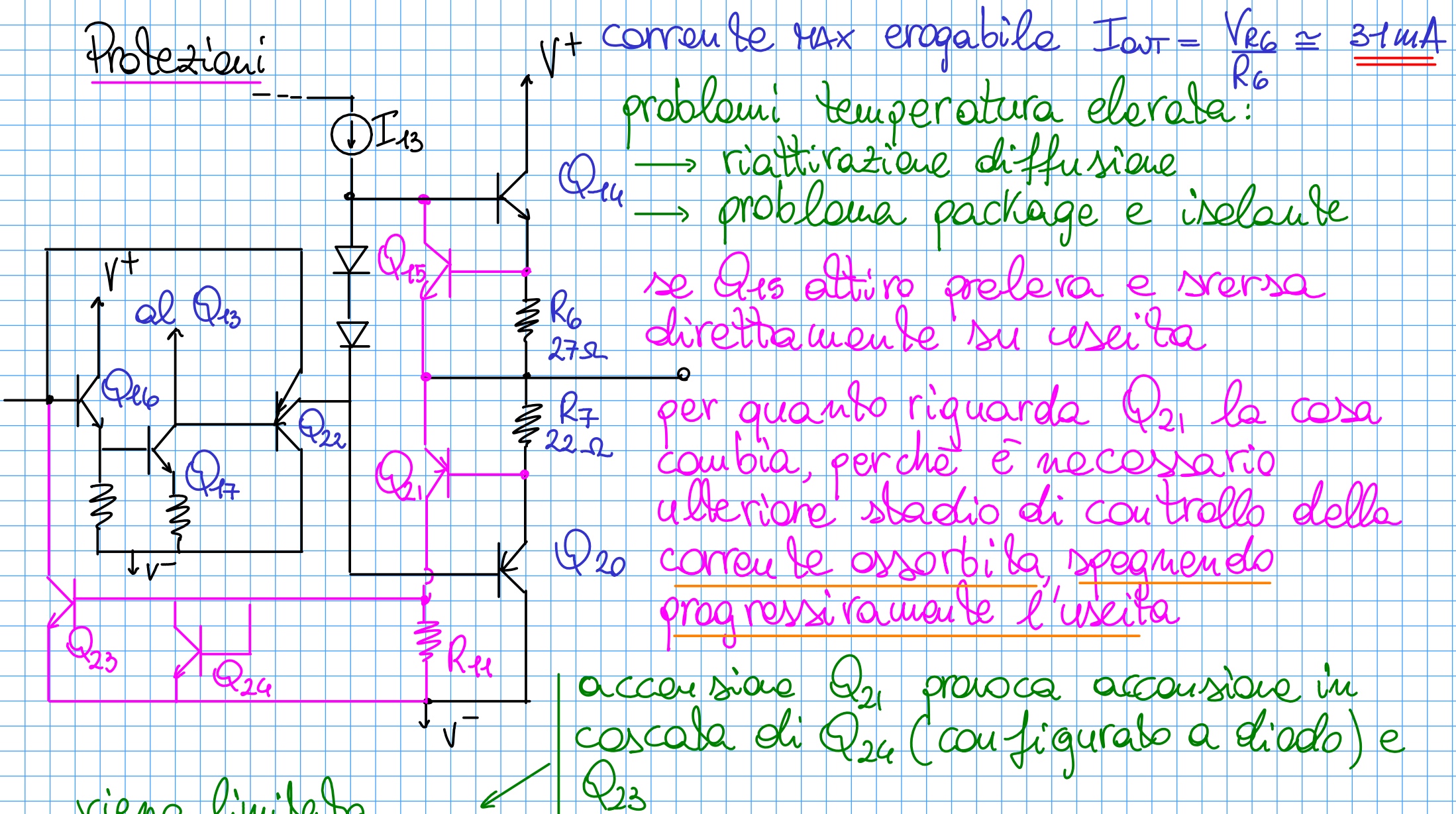
a riposo  $V_{ce_{17}} = 13,8 V$ , secondo emettitore di  $Q_{22}$  interdetto

→ con aumento corrente  $V_{ce_{17}}$  si riduce fino a portare in conduzione 2° emett. di  $Q_{22}$ , che preleva corrente a  $Q_{16}$

in pratica quindi 2° emett.  $Q_{22}$  ferma saturazione  $Q_{17}$  scaricando parte della corrente di  $Q_{16}$



# Protezioni



viene limitata corrente di base di Q16 in modo da proteggere Q20 da eccessivo assorbimento

→ in pratica viene fissata la  $I_{OL}$