

ELETTRONICA ANALOGICA

[Fotocopie di Appunti PARTE 1]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE: Massimo Macucci (<http://unimap.unipi.it/cercapersone/dettaglio.php?ri=4342>)

LINK AL CORSO ANNO 2016/2017: <http://brahms.iet.unipi.it/elan/>

FREQUENTAZIONE: Consigliata.

$$A = \frac{V_u}{V_p} \Big|_{V_i = \phi} \quad \beta = \frac{V_r}{V_u} \Big|_{V_i = \phi} \quad Z_i = \frac{V_p}{I_p} \Big|_{V_i = \phi}$$

$$\gamma = \frac{V_u}{V_i} \Big|_{V_p = \phi} \quad \alpha = \frac{V_r}{V_i} \Big|_{V_p = \phi} \quad \rho = \frac{I_p}{V_i} \Big|_{V_p = \phi}$$

V_i agisce su V_r , anche trasmette $V_u \rightarrow \alpha = \beta \delta$

V_p agisce su V_r , anche trasmette $V_u \rightarrow \beta$ p.e.t.

$$\rho = \phi \rightarrow Z_p = Z_i; \quad A\gamma = \gamma + \frac{\alpha A}{1 - \beta A}; \quad \alpha = \beta \delta \rightarrow A\gamma = \frac{\delta}{1 - \beta A}$$

$$R_{uB} = h_{ie} + R_E (h_{fe} + 1)$$

$$R_{ge} = \frac{i_c}{i_b}; \quad i_b = \frac{i_c}{h_{fe}}$$

$$R_{uE} = R_B / (h_{fe} + 1)$$

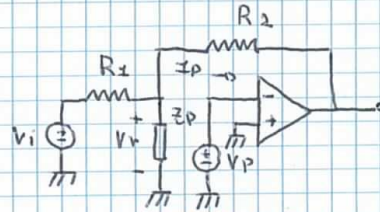
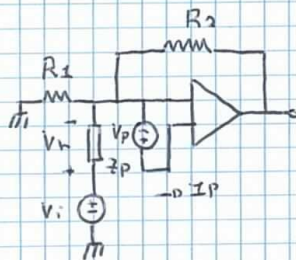
$$i_b = \frac{i_c}{h_{fe} + 1}; \quad i_c = i_e \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}$$

$$R_{vC} = \frac{1}{c.e.} \left(1 + \frac{h_{ge} \cdot R_E}{R_E + h_{ie}} \right)$$

$$R_{vS} = \frac{1}{g_m}$$

A.O. NON INVERTENTE

A.O. INVERTENTE



$$\rho = \phi; \quad Z_p = \infty$$

$$\rho = \phi; \quad Z_p = \infty$$

$$A = A_{uoc\phi}$$

$$A = -A_{uoc\phi}$$

$$\beta = -R_1 / (R_1 + R_2)$$

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$$

$$\delta = \phi$$

$$\delta = \phi$$

$$\alpha = 1$$

$$\alpha = R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$\alpha \cdot PGB = |A_{uoc\phi}| \cdot \omega_{pAO} \rightarrow A_{uoc}(s) = A_{uoc\phi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{pAO}}}$$

$$PGB = A_{uoc\phi} \cdot \gamma_p \cdot 2\pi$$

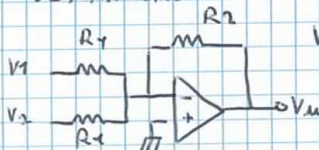
$$S_{em MOS} = \frac{2}{3} \frac{K_T}{g_m}, \quad S_{im MOS} = 2q I_G$$

$$S_{em BJT} = 4KT r_{bb'} + 2q I_B r_{bb'}^2 + \frac{2q I_c}{g_m^2}; \quad S_{im BJT} = 2q I_B$$

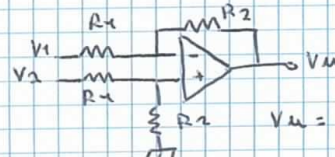
$$g_m = \frac{I_c}{V_T}; \quad r_{bb'} = h_{ie} - r_{be} = h_{ie} - \frac{h_{ge}}{g_m}$$

SOMMATTORE

SOTTRAITTORE



$$V_u = -\frac{R_2}{R_1} (V_1 + V_2)$$



$$V_u = -\frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2)$$

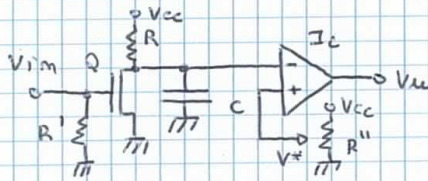
SQUADRA RC

T. CARICA: $V_C(t) = V_{FIN} + (V_{IN} - V_{FIN}) e^{-t/\tau}$
 T. SCARICA: $V_C(t) = V_{IN} e^{-t/\tau}$

m - ESIMA COMPONENTE $\square\square$

$A_m = \frac{4}{m\pi}$, $V_m = A_m \cdot V_p$

MONOSTABILE



$V_C(t) = V_{FIN} + (V_{IN} - V_{FIN}) e^{-t/\tau}$

$t = t^* \rightarrow V_C(t) = V^*$

$V_{FIN} = V_{CC}$, $V_{IN} = \phi$

$Q = \text{BSR202N}$, $I_C = \mu\text{A74J}$

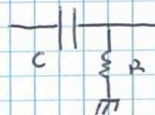
RADDR. SINGOLA SEZIONATA



$\tau = R \cdot C = 20 \cdot \frac{1}{f_{min}}$

$D = 1N4148$

SQUADRA CR



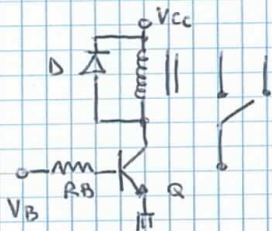
$R = 250 \text{ k}\Omega$

$HPO_{50} \approx 100 \mu\text{s}$

$\tau = 100 \mu\text{s}$

$\tau = R \cdot C$

BJT - RELÉ



$I_{RELÉ} = 40 \text{ mA}$

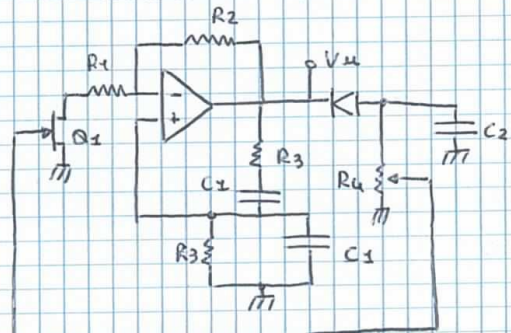
$R_B = \frac{V_B - V_T}{I_B}$

$I_B \gg \frac{I_C}{h_{FE}}$

$Q = 2N1711$

$h_{FE} = 100$

OSCILLATORE A PONTE DI WIEN

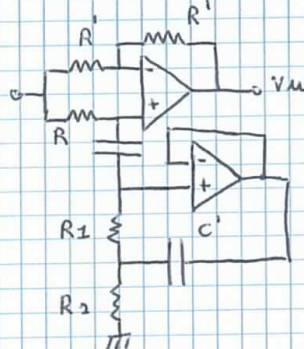


$\omega_0 = 1/C_1 R_3$, $R_2 = 2(R_4 + R_{diode})$

$Q_1: \text{F245B}$, $R_4 = 650 \Omega$, $R_2 = 2200 \Omega$

$R_4 \cdot C_2 = 20 \cdot \frac{1}{f}$

FILTRO NOTCH



$R = R_1 + R_2$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

$L = R_1 R_2 C^2$, $Q = 1/2\omega_0 RC > 30$

(R_1, R_2, R_3, C_1)

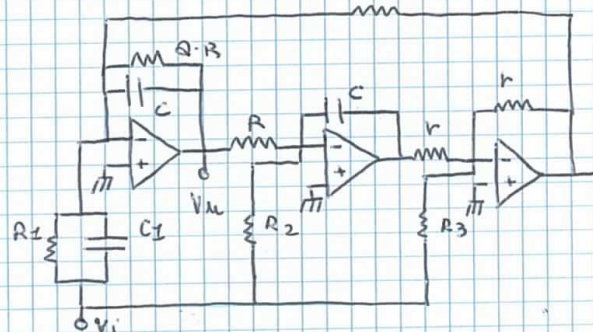
LP: ω , $R/|H(\phi)|$, ω , ϕ

HP: ω , ω , ω , $C \cdot |H(\omega)|$

BP+: ω , ω , $rQ/|H(\omega_0)|$, ϕ

BD: ω , $RQ/|H(\omega_0)|$, ω , ϕ

FILTRO TOW - THOMAS A



AP: ω , $R/|H(\phi)|$, $rQ/|H(\phi)|$, $C \cdot |H(\phi)|$

NOTCH: ω , $R/|H(\phi)|$, ω , $C \cdot |H(\phi)|$

$\omega_0 = 1/RC$, $r = 10 \text{ k}\Omega$, $Q > 200$ SELETTIVO

26/09/2016

<http://brahms.iet.unipi.it/elan>

ESAME

SCRITTO + ORALE

2 es.

Analisi circuito: (24 pt)

- p.to di lavoro;
- p.d.i.;
- rumore;

Progettazione Circuitale (6 pt.)

$\perp$ TERRA (Potenziale di Terra)

$\equiv$ MASSA, CHASSIS (Presenta una capacità maggiore verso terra)

∇ NODO COMUNE

Notazione:

I_B valore medio di i_B

i_B variazione di i_B

$$i_B = I_B + i_B$$

I_B quantità nel dominio della frequenza
(Fasore)

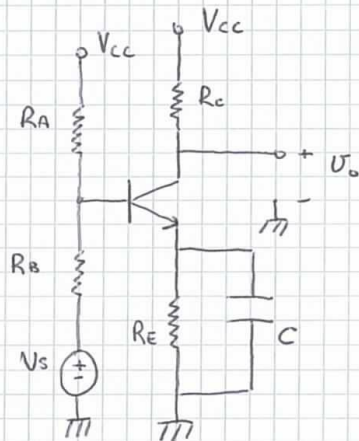
Frequenza Reale: F_{reale} , segnali sinusoidali

Frequenza Generalizzata: Sia componente

sinusoidale che esponenziale

$$e^{st} \quad \text{con } s = \sigma + j\omega$$

Freq. Gen. è un concetto più ampio di Freq. Rea.

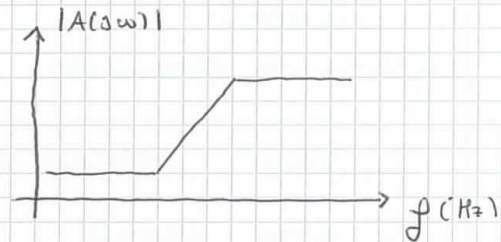


Il polo è dato dal condensatore mentre la presenza dello zero deriva dal fatto che $A(\infty) \neq 0$

Tavola sicuramente prima lo zero che il polo perché $A(\omega)$

$$A(\infty) > A(0)$$

Sarà una risposta di questo genere:



Polo:

$$\omega_p = \frac{1}{C \cdot R_{vc}}$$

Generalmente $\omega_p = \frac{1}{C \cdot R_{vc}}$ con

R_{vc} : Resistenza vista ai capi di C.

$$R_{vc} = R_E \parallel \frac{R_A \parallel R_B + R_{ie}}{\beta + 1}$$

Zero: Quando $\omega \rightarrow \infty$ $Z_C = \frac{1}{j\omega C} \rightarrow 0$ in questo caso nullo il percorso per R_E e C.

$$\frac{R_E \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{R_E + \frac{1}{C \cdot s}} = \frac{R_E}{R_E C s + 1}$$

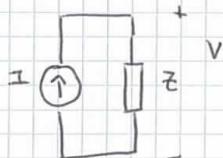
$$R_E C s + 1 = 0$$

$$s = -\frac{1}{R_E C}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_E C}$$

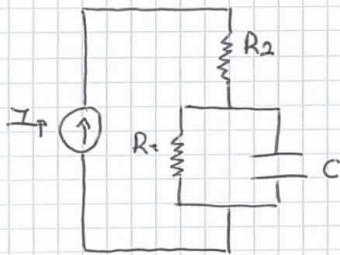
Un'impedenza $Z = \frac{V}{I}$ è una f.d.t. solo se è alimentata con gm. di I

I causa
V effetto



È lo stesso procedimento di prima e nullo direttamente il polo di $Z(\omega)$.

Quindi ~~non~~ potrai :

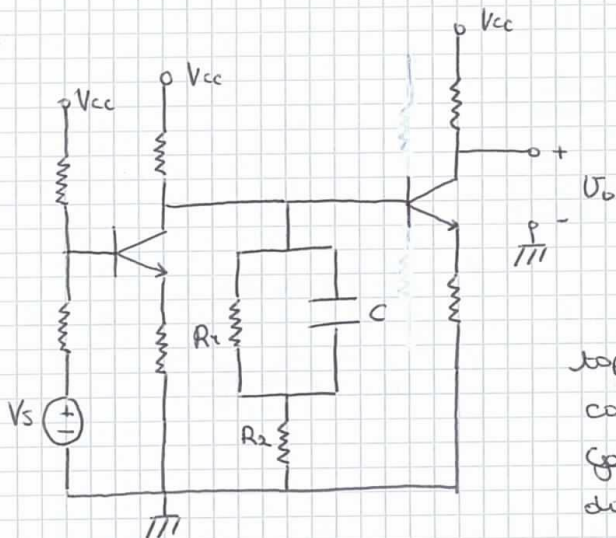


Resistenza vista da C : R_T

Questo è un altro circuito di esempio in cui noto a calcolare

$$\omega_p = \frac{1}{C \cdot R_{TC}}$$

Supponiamo di avere questo circuito



Polo non dipende da dove prendo l'uscita, la zero invece sì.

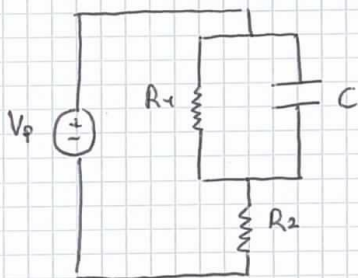
I poli sono proprietà topologiche del circuito considerato.

Gli zeri dipendono da dove noto a considerare l'uscita.

Zero Impedenza $\Leftrightarrow$ Polo Ammettenza

$$Z = \frac{V}{I}$$

$$Y = \frac{I}{V}$$



Resistenza vista da C :

$$R_1 // R_2$$

$$R_{TC} = R_1 // R_2$$

$$\omega_z = \frac{1}{C \cdot R_{TC}}$$

Scrivere la f.d.t.

$$A(s) = A_{00} \frac{(s + \omega_{t1})(s + \omega_{t2})}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})}$$

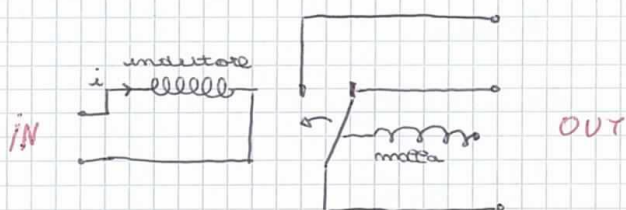
$$A(s) = A_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{t1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{t2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

Forma ibrida: $A(s) = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{t1}}\right) (s + \omega_{t2})}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$ ← è un esempio

Elettrotecnica: studio del moto dei portatori di carica nei conduttori.

Elettronica: ... nei semiconduttori, nei gas e nei vuoti.

Relè: oggetto elettromeccanico (interuttore)



Scorrendo

corrente in L , essa attira la lamella e chiude il circuito.

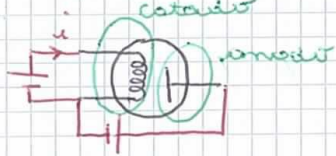
N.B. C'è un totale isolamento tra circuito di ingresso e circuito di uscita.

TRIODO: primo dispositivo a 3 terminali elettronico. Consente di amplificare un segnale.

28/09/2016

DIODO A VUOTO (1904)

Strutturata così: fatto



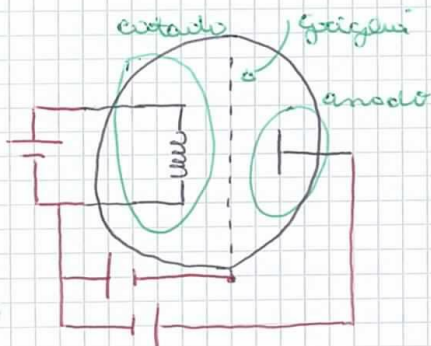
Filamento si riscalda per effetto Joule al passaggio di corrente.

Più alta è la temperatura, più alto sarà il numero di elettroni in grado di abbandonare il metallo.

Gli elettroni vengono attratti dall'anodo se alimentato così.

Quindi la corrente scorre in un verso, ma non nel verso opposto.

TRIODO (1906)



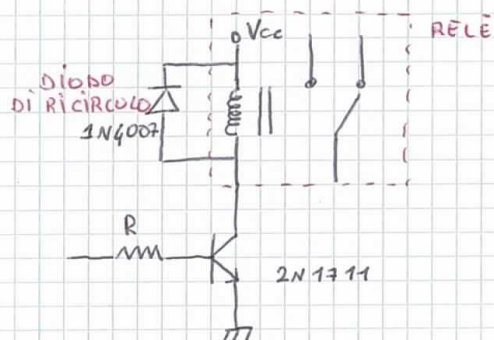
Polarizzo la griglia negativamente e quindi respinge gli elettroni dal catodo verso il catodo diminuendo il passaggio di corrente.

N.B. Sul circuito di griglia scorre poca corrente. La griglia deve essere molto vicina al catodo.

Se applico una tensione alla griglia e pongo una

R in uscita sull' anodo, tanto su R la stessa tensione ma scorre più corrente: P è aumentata.

Collegare un BJT in serie ad un RELÉ



R va scelta in modo tale che il BJT sia in saturazione.

Alcune informazioni.

La risoluzione di un sistema di eq. diff. è abbastanza difficile $\rightarrow$ Si usa la trasformata di Laplace che ci permette di passare da un sistema di eq. diff. del secondo ordine ad un sistema di eq. algebriche.

T. di Fourier ci permette di rappresentare un $f(t)$ come sovrapposizione lineare, tramite l'integrale di Fourier, di funzioni sinusoidali e cosinusoidali della frequenza.

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

T. di Laplace ci permette di rappresentare un $f(t)$ come sovrapposizione lineare di funzioni della variabile s , definita frequenza generalizzata.

La frequenza generalizzata s rappresenta una classe di eccitazioni elementari della rete più vasta di quelle ottenuta dalla pulsazione reale ω .

$$F(s) = \int_0^{+\infty} f(t) e^{-st} dt \quad \text{con } s = \sigma + j\omega$$

Eccitazioni elementari di Fourier:

$$e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j \sin(\omega t)$$

Eccitazioni elementari di Laplace:

$$e^{st} = e^{(\sigma + j\omega)t} = e^{\sigma t + j\omega t} = e^{\sigma t} e^{j\omega t} \\ = e^{\sigma t} [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)]$$

$\sigma = 0 \rightarrow$ eccitazioni di Fourier

$\sigma < 0 \rightarrow$ oscillazioni smorzate

$\sigma > 0 \rightarrow$ oscillazioni di ampiezza crescente esponenzialmente

$\omega = 0 \rightarrow$ esponenziali crescenti o decrescenti

$$\int f(t) dt \xrightarrow{s} \frac{1}{s} \cdot F(s)$$

$$\frac{d}{dt} f(t) \xrightarrow{s} s \cdot F(s)$$

Funzione di Trasferimento di una rete

$$A(s) = \frac{X_u(s)}{X_i(s)} \quad \text{dove } X_i(s) \text{ è la causa di } X_u(s).$$

$$A(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad \text{con } m \leq n$$

per motivi
fisici.

Solo per f.d.t. non per
funzioni di rete.

Il numeratore dipende dalla scelta delle grandezze di ingresso e uscita, il denominatore è caratteristico della rete.

$\rightarrow$ Il grado del polinomio al denominatore è pari al numero di elementi reattivi indipendenti che compaiono nella rete.

$$A(s) = a_m \cdot \frac{(s-s_{z1})(s-s_{z2}) \dots (s-s_{zm})}{(s-s_{p1})(s-s_{p2}) \dots (s-s_{pm})} \quad \text{con } m \leq n$$

0 poli sono caratteristici della rete!

$\text{Re}[p_0] > 0$ significa che il sistema è in grado di produrre in uscita un segnale di ampiezza non limitata a partire da un segnale di ampiezza limitata.

→ SISTEMA INSTABILE

SISTEMI STABILI:

$$\text{Re}[p_0] \leq 0$$

$$\text{Re}[z_i] \leq 0$$

→ Sostituisco quindi:

$$\begin{cases} -s_{zi} = \omega_{zi} \\ -s_{pj} = \omega_{pj} \end{cases}$$

$$A(s) = a_m \cdot \frac{(s+\omega_{z1})(s+\omega_{z2}) \dots (s+\omega_{zm})}{(s+\omega_{p1})(s+\omega_{p2}) \dots (s+\omega_{pm})}$$

Valutare s con $j\omega$ ($s=j\omega$) significa passare dalla T. di Laplace alla T. di Fourier.

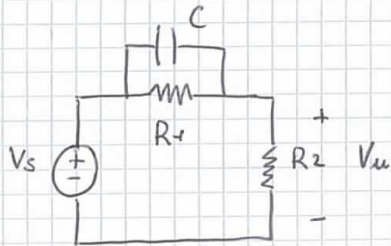
METODO DI RVC

Nel caso si abbia una rete elettrica nella quale è presente un solo elemento reattivo, il polo può essere calcolato col metodo della Resistenza Vista.

$$s_p = -\frac{1}{R_{vc} \cdot C} \quad \omega_p = \frac{1}{R_{vc} \cdot C}$$

con R_{vc} : Resistenza Vista ai capi di C .

CALCOLARE F.D.7.



Tecnica di Risoluzione standard:

$$\begin{aligned}
 A(s) = \frac{V_u}{V_s} &= \frac{R_2}{R_1 // \frac{1}{Cs} + R_2} = \frac{R_2}{\frac{R_1 \cdot \frac{1}{Cs}}{R_1 + \frac{1}{Cs}} + R_2} \\
 &= \frac{R_2}{\frac{R_1 \cdot \frac{1}{Cs} + R_2 R_1 + R_2 \cdot \frac{1}{Cs}}{R_1 + \frac{1}{Cs}}} = \frac{R_2 (R_1 + \frac{1}{Cs})}{\frac{R_1}{Cs} + R_2 R_1 + \frac{R_2}{Cs}} \\
 &= \frac{R_2 (R_1 Cs + 1)}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 Cs} = \frac{\cancel{R_1 R_2 C} (s + \frac{1}{R_1 C})}{\cancel{R_1 R_2 C} (s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C})} \\
 &= \frac{s + \frac{1}{R_1 C}}{s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C}} \quad \begin{cases} S_z = -\frac{1}{R_1 C} \\ S_p = -\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Tecnica di Risoluzione per approssimazione:

Il sistema ha un solo polo, avendo un solo elemento capacitivo

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

$$\rightarrow \omega_p = \frac{1}{R_{vc} \cdot C} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C}$$

$$\omega \rightarrow \infty \quad C = c.c. \rightarrow V_u = V_s$$

Risulta quindi $A(\infty) = 1$.

Siccome $A(\infty) \neq \emptyset$ allora risulta che il numero di zeri è uguale al numero di poli.

$$A(s) = A(\infty) \cdot \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p}$$

$$\omega \rightarrow \emptyset \rightarrow A(\emptyset) = A(\infty) \cdot \frac{\omega_z}{\omega_p}$$

$$A(\emptyset) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\omega_z = \omega_p \cdot \frac{A(\emptyset)}{A(\infty)} = \frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_1 \parallel C} \cdot \frac{\cancel{R_2}}{\cancel{R_1 + R_2}} \cdot \frac{1}{1} = \frac{1}{R_1 C}$$

Un altro metodo per trovare lo ZERO:

Osserviamo che in corrispondenza dello zero, la funzione deve annullarsi e questo può verificarsi solo se:

$$R_1 \parallel C = \infty$$

Questo non può verificarsi per nessun valore di ω , ma per un valore di s .

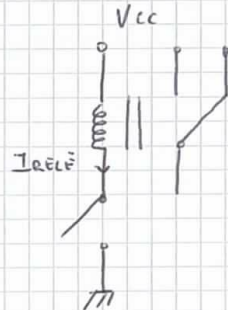
$$Z(s) = R_1 \parallel \frac{1}{Cs} = \frac{R_1}{R_1 Cs + 1}$$

$$R_1 Cs + 1 = \emptyset \rightarrow s_z = -\frac{1}{R_1 C}, \quad \omega_z = \frac{1}{R_1 C}$$

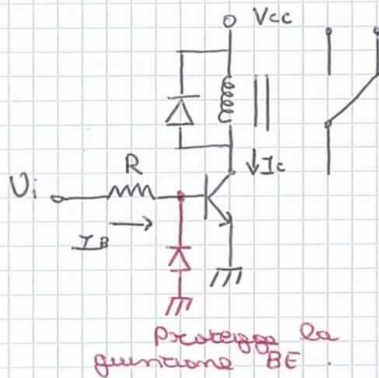
30/09/2016

Riprendiamo il pilotaggio di un
relè tramite un transistor

che deve dare un assorbimento di 40 mA.



Schema con BJT semplificato.



$$I_C = I_{REL}$$

CONDIZIONE DI SATURAZIONE:

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{I_{REL}}{h_{FE}}$$

Ma h_{FE} dipende da I_B .

$$\text{Si fa } I_B \gg \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$\text{con } h_{FE} = 100 \rightarrow I_B > 0,4 \text{ mA}$$

^{Per}
N.B. Un comparatore: Un A.O. usato come comparatore non
è necessario sia o poco dominante perché deve essere
veloce.

$$V_i = 13 \text{ V}$$

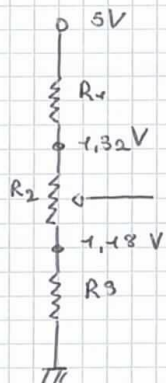
$$V_i = -13 \text{ V}$$

Supponendo $V_{BE} \approx V_f$

$$I_B \approx \frac{V_i - V_f}{R} \rightarrow R = \frac{V_i - V_f}{I_B}$$

$$\text{In particolare risulta: } R < \frac{V_i - V_f}{I_B} = 30750 \Omega$$

Riconstruire una tensione partendo da V_{ALIM}



Targetto $1,2V < V < 1,9V$

Usa un potenziometro in un partitore di resistenze.

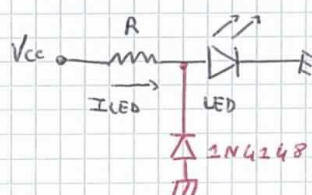
LED (LIGHT EMITTING DIODE)

Costituito da conduttori che convertono di emettere fotoni. A seconda di E_{gap} ottengo luci diverse.

DIODO LED: emette luce incoerente

DIODO LASER: emette luce coerente

Polarizzare un LED:



$I_{LED} \approx 10 \text{ mA}$

$$I_{LED} = \frac{V_{CC} - V_{LED}}{R}$$

$$R = \frac{V_{CC} - V_{LED}}{I_{LED}}$$

V_{LED} dipende dal colore del LED.

$V_{f \text{ ROSSO}} < V_{f \text{ VERDE}} < V_{f \text{ BLU}}$
 $1,7V < 2V < 2,3V$

$V_{CC} = 5V$

$V_{LED} = 2V$

$R = 300 \Omega$

$V_{CC} = 12V$

$V_{LED} = 2V$

$R = 1 \text{ k}\Omega$

De LED spesso non sopporta tensioni inverse elevate:

uso questa tecnica.

Regole sulla nomenclatura dei dispositivi:

NOMENCLATURA EUROPEA

1° LETTERA

A germanio

B silicio

2° LETTERA

C Bassa freq. Bassa Pot.

D Bassa freq. Alta Pot.

F Alta freq. Bassa Pot.

L Alta freq. Alta Pot.

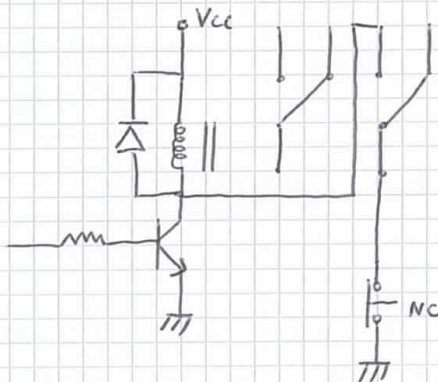
NOMENCLATURA AMERICANA

1N : DIODI (1N4148)

2N : TRANSISTOR (2N2222)

3N : TRANSISTOR PARTICOLARI

MEMORIZZARE UN'INFORMAZIONE CON UN RELE



Mantenere il relè
eccitato anche quando
è finita l'eccitazione

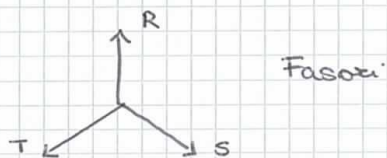
Quando scade l'INIZIALE dell'arrivamento, esso chiude
tutti e due gli agganci e adesso il relè rimane
eccitato grazie al collegamento a $\uparrow$.

Prestando il pulsante il RELÈ si resetta.

AUTO AGGANCIO

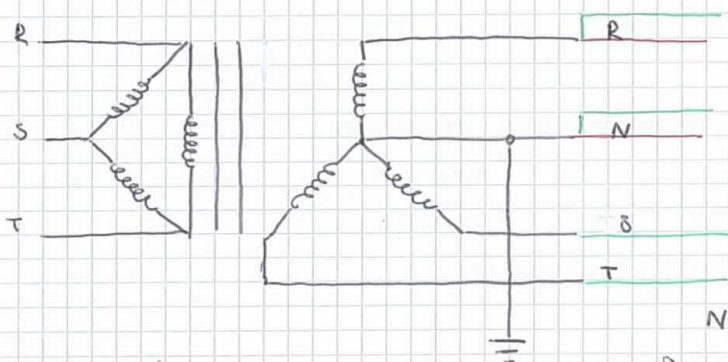
TRIFASE

3 sinusoidi di fase di 120° .



mezza bassa distribuzione, l'ampiezza è 230 V_{eff}

On calcola accade questo:



utente monofase •

utente trifase •

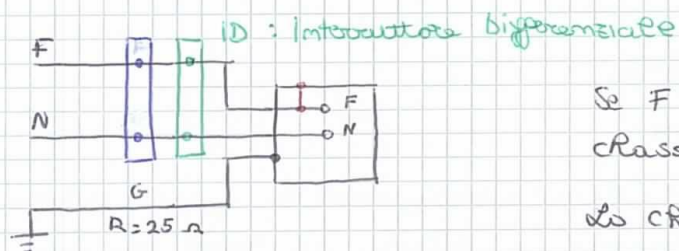
N: neutro, riferito alla terra.

N in calmo è

riferito a terra ma non è assicurato che sia a terra

quando arriva così
utente

Protezione per circuiti in Rete Elettrica



Se F tocca per caso lo
cassa cosa succede? •

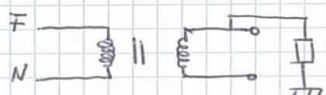
Lo cassa si porta alla tensione
di rete. Impossibile •

Assicura che non
superi una ddp
predefinita

⇒ Rileva lo sovraccarico di
tensione fra V_F e V_N .

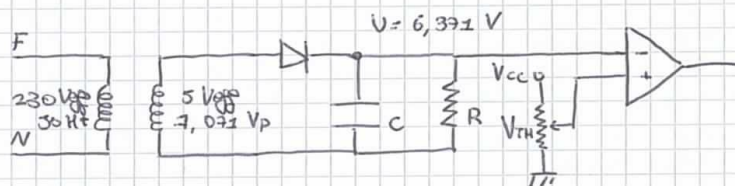
• Rileva assorbimento di corrente in caso F e N si tocchino.

Le apparecchiature è bene sempre abbiano un
trasformatore che disaccoppia → Introduce ISOLAMENTO



GALVANICO

Misurare la tensione di rete senza una
retta sonda



$$\tau = R \cdot C = 10 \cdot T$$

$$\tau = 200 \text{ ms} \rightarrow R = 1 \text{ k}\Omega, C = 200 \text{ nF}$$

Valore veduto di VRETE senza sonda sotto 200 Veff

$$230 : 200 = 5 : X$$

$$X = 4,6 \text{ V}$$

$$V_p = X \cdot \sqrt{2} = 6,48 \text{ V}$$

$$V_{TH} = 6,48 - 0,7 = 5,78 \text{ V}$$

$$R_{VISTA} = 1 \text{ k}\Omega$$

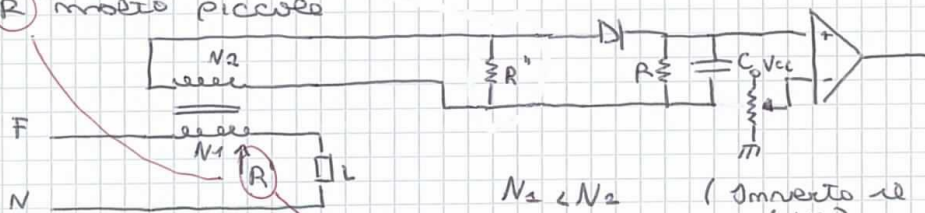
Quando uso un potenziometro:

- minimizzare potenza dissipata;
- minimizzare le ddp dovute a correnti di polarizzazione;

Notare che R_0 inserito $R = 1 \text{ k}\Omega$ per caricare poco
il secondario del generatore.

Se voglio misurare val. di corrente devo vedere

R molto piccolo



$$N_1 < N_2$$

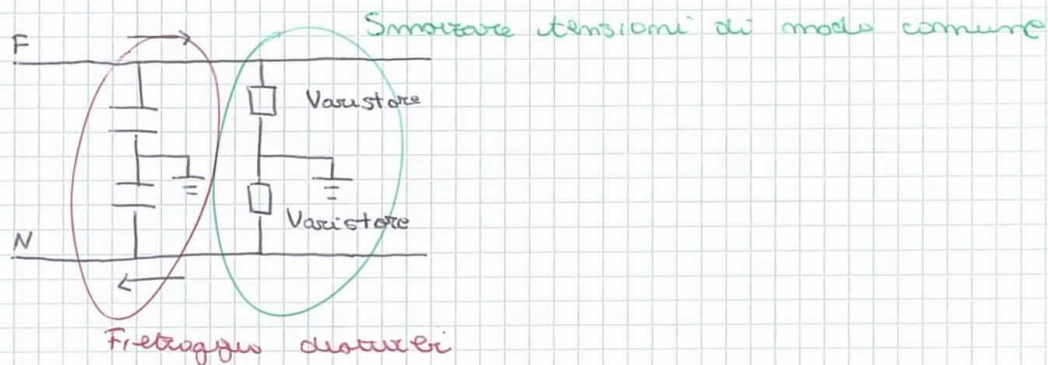
(invertito il trasformatore)

$$N_2 = 25 \cdot N_1$$

$$R' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R'' , R'' = 10 \Omega \rightarrow R' = 16 \text{ m}\Omega$$

$$R_{VISTA} = 16 \text{ m}\Omega$$

Per una mongre uso questi accorgimenti :



Amplificatore di Tensione

Dispositivo che fornisce in uscita una V_u proporzionale a V_i di un fattore A indipendente dal carico e dal valore di R in serie al gener. di V .

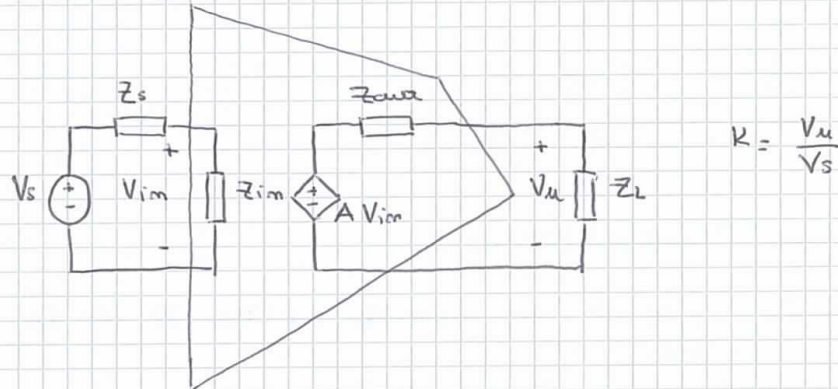
Amplificatore di Corrente

Dispositivo che fornisce in uscita una I_u proporzionale a I_i di un fattore A indipendente dal carico e dal valore di R in parallelo al gener. di I .

03/10/2016

Amplificatore di tensione

Amplificatore che genera in uscita una tensione proporzionale alla tensione in ingresso tramite un coefficiente di proporzionalità che non dipende dal carico in uscita né dall'impedenza in serie al generatore in ingresso.



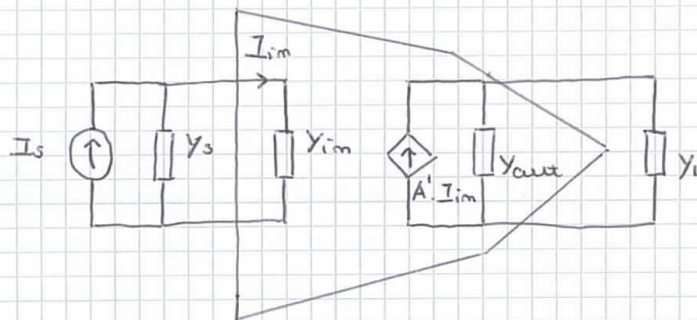
$$V_{im} = V_s \cdot \frac{Z_{im}}{Z_{im} + Z_s}$$

$$V_u = A V_{im} \cdot \frac{Z_L}{Z_{out} + Z_L}$$

$$\frac{V_u}{V_s} = \frac{A \cdot Z_L}{Z_L + Z_{out}} \cdot \frac{Z_{im}}{Z_{im} + Z_s} \quad \left\{ \begin{array}{l} Z_{im} \rightarrow \infty \\ Z_{out} \rightarrow \emptyset \end{array} \right. \Rightarrow K = A$$

Amplificatore di corrente

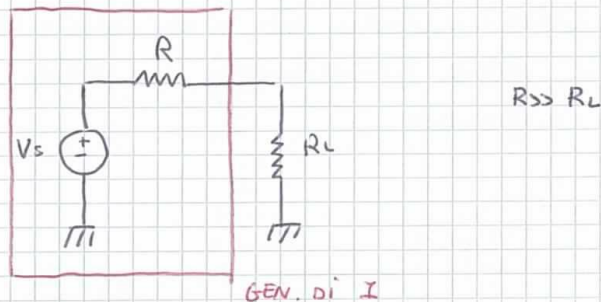
$$I_u = K' \cdot I_s$$



$$I_u = K' I_s \quad \text{se } K' \text{ non dipende da } Y_s \text{ e } Y_L$$

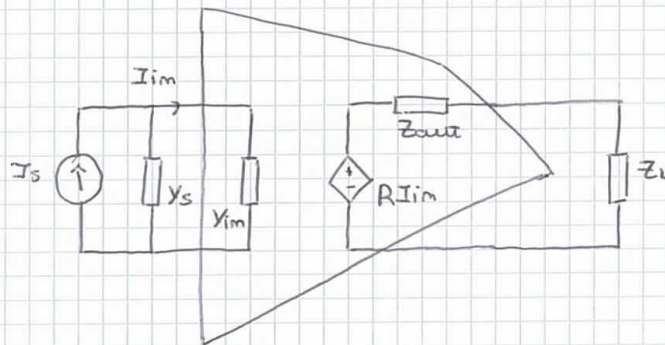
$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{out} \rightarrow \emptyset \Rightarrow Z_{out} \rightarrow \infty \\ Y_{im} \rightarrow \infty \Rightarrow Z_{im} \rightarrow \emptyset \end{array} \right. \Rightarrow K' = A'$$

Realizzare un gen. di I che fornisca una corrente indipendente dal carico



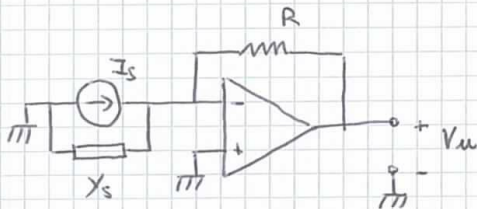
Amplificatore Transresistivo

$$V_u = R \cdot I_s \quad \text{e } R \text{ non dipende né da } Y_s \text{ né da } Z_L$$



$$\begin{cases} Z_{out} = \frac{1}{Y_{out}} \rightarrow \phi \\ Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} \rightarrow \phi \end{cases}$$

Esempio:

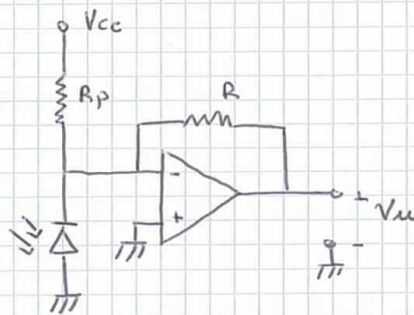


c.c.v.: Applicabile solo se A.O. lavorata in zona lineare e $\beta \cdot A \gg 1$.

$$V_u = -R \cdot I_s$$

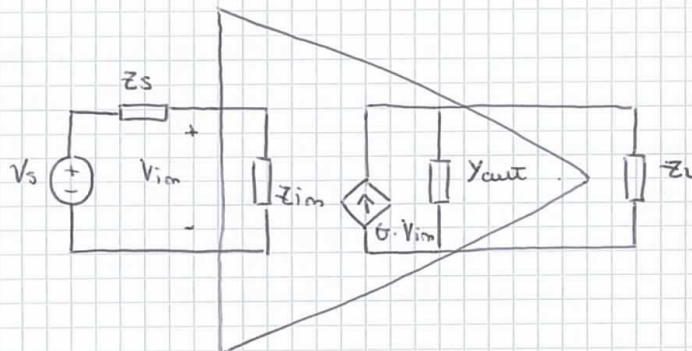
$(-R)$ è la transresistenza.

Applicazione: DIODO FOTORELEVATORE



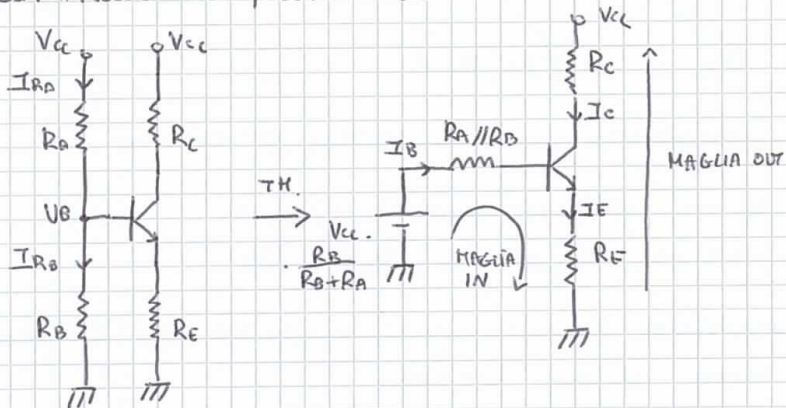
Amplificatore Transconduttivo

$$I_u = G \cdot V_s \quad \text{e } G \text{ non dipende ne da } Z_s \text{ ne da } Z_L$$



$$\begin{cases} Z_{im} \rightarrow \infty \\ Z_{out} \rightarrow \infty \end{cases}$$

Determinare il punto di lavoro di un BJT



$$\begin{cases} V_{CC} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} = R_A // R_B \cdot I_B + \underbrace{f(I_B, V_{CE})}_{V_{BE}} + R_E \cdot I_E & (\text{MAGLIA IN}) \\ V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E & \text{con } I_E = I_C + I_B \quad (\text{MAGLIA OUT}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{CC} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_A} = R_A // R_B \cdot I_B + f(I_B, V_{CE}) + R_E [g(I_B, V_{CE}) + I_B] \\ V_{CC} = R_C \cdot g(I_B, V_{CE}) + V_{CE} + R_E [g(I_B, V_{CE}) + I_B] \end{cases}$$

$$\text{con } I_C = g(I_B, V_{CE})$$

Ho un sistema in 2 equaz. e 2 incognite (I_B, V_{CE})
ma ci sono equazioni non lineari (f, g) ed inoltre le
due equazioni sono accoppiate.

Soltamente cosa facciamo per risolvere?

1. $f(I_B, V_{CE}) = V_{BE} = \text{cost} = V_f \approx 0,7 \text{ V}$.
2. $I_B \ll I_C$ (Nero in zona attiva diretta)
e quindi $I_E \approx I_C$

Quindi:

$$\begin{cases} V_{CC} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_A} = R_A // R_B \cdot I_B + V_f + R_E \cdot I_C \\ V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_C \end{cases}$$

$$\text{con } I_C = I_C(I_B, V_{CE})$$

Da qui potrei risolvere con la rete di carico.

3. Approssimazione del partitore pesante
La posso applicare quando $I_{R_B} \gg I_B$

Ormai il partitore è talmente pesante che l'inserimento
della base non causa effetti.

$$\rightarrow V_B \approx V_{CC} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

Risulta quindi : $V_E = V_B - V_f$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = I_C$$

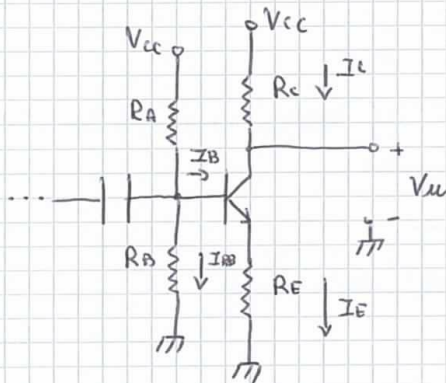
Volendo però è necessario fare due verifiche :

1. $I_B \ll I_C$;
2. $I_B \ll I_{RB}$;

R_A ed R_B dovranno essere molto basse !

Il punto di riposo è indipendente dai parametri del BJT

Esercizio :



Supponiamo di conoscere V_U .

→ Posso calcolare subito I_C

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_U}{R_C}$$

$$I_E \approx I_C$$

$$V_E = R_E \cdot I_E$$

$$V_B = V_E + V_f \quad (\text{mpm})$$

$$V_B = V_E - V_f \quad (\text{pmp})$$

$$I_{RB} = \frac{V_B}{R_B}$$

$$I_{AA} = I_{RB} + I_B$$

Con I_B determinata dalle caratteristiche del BJT.

NON È SERVITO USARE IL PARTITORE PESANTE !

NON È NECESSARIO USARLA !

Quando uso il Partitore Pesante la I_B che tengo è sicuramente maggiorata rispetto alla vera I_B .

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI (A.O.)

$$A_{vd} = A_{vd \text{ open loop}}$$

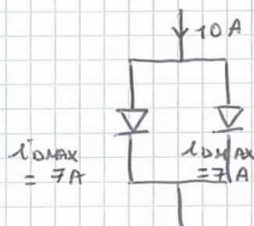
I_B = corrente polarizzazione dell'ingresso

	IDEALE	REALE
A_{vd}	∞	$> 10^5$
f_H	∞	$\approx 5 \text{ Hz}$ (A.O. COMPENSATI)
CMRR	∞	$> 80 \text{ dB}$ (10^3)
R_{in}	∞	$> 2 \text{ M}\Omega$
R_{out}	ϕ	$< 100 \Omega$
I_B	ϕ	$< 500 \text{ nA}$
$V_{i\phi}$	ϕ	$< 5 \text{ mV}$
$I_{i\phi}$	ϕ	$< 200 \text{ nA}$

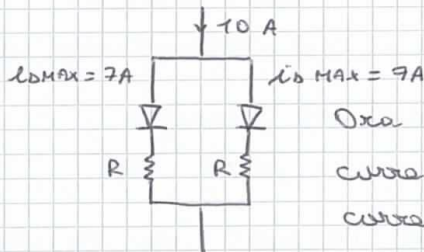
$$V_{i\phi} = V_{i \text{ offset}}$$

$I_{i\phi} = I_{i \text{ bilanciamento}}$ = Corrente di bilanciamento tra i due ingressi.

Dato $I_{B \text{ max}}$ scorrere una corrente di 10 A

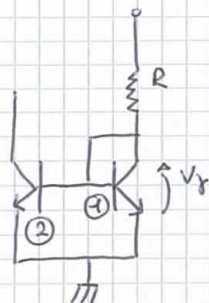


non funziona: se diodo che si riscalda per primo accende tutta la corrente e si brucia
 $\rightarrow$ FUGA TERMICA



Ora funziona, R regola la corrente e dimensionata correttamente.

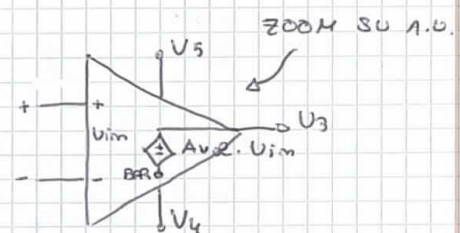
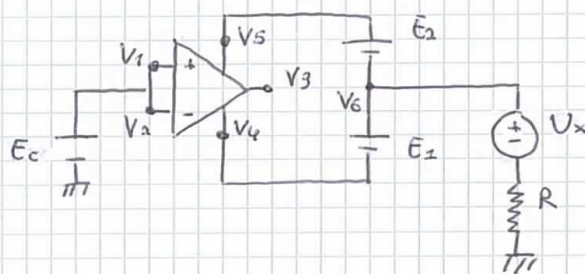
Problema dello specchio di corrente



accade che $V_{CE2} > V_{CE1} = V_T$
 nel caso (2) scatta più corrente
 e quindi BJT 2 si disaccosta
 al modo a scatto ancora
 più corrente.

→ DISCRETO NON PUÒ FUNZIONARE, VA REALIZZATO INTEGRATO!

Tornando ad A.O.



BAR: BARI-CENTRO
 $BAR = V_u$ se $V_{im} = \emptyset$.

$$V_3 = V_4 + V_{34}$$

$$\text{Se } V_{im} = \emptyset \rightarrow V_3 = \frac{V_5 + V_4}{2}$$

$$\text{Quindi } V_3 = \frac{E_1 + E_2}{2} + V_4$$

$$V_u = R(I_{B1} + I_{B2}) + V_x - E_1 + \frac{E_1 + E_2}{2}$$

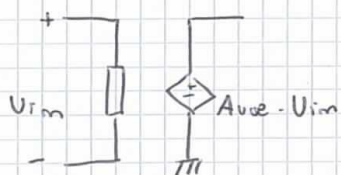
con $V_u = V_3$

$$\left(\begin{aligned} &= R(I_{B1} + I_{B2}) + V_x + \frac{E_2 - E_1}{2} \end{aligned} \right.$$

calcolata per $V_{im} = \emptyset$.

I_{B1}, I_{B2} : correnti di polarizzazione dell'ingresso.

Quando posso usare questo schema?



$$\left\{ \begin{aligned} &\text{Se } R = \emptyset \\ &\text{Se } V_x = \emptyset \\ &\text{Se } |E_2| = |E_1| \end{aligned} \right.$$

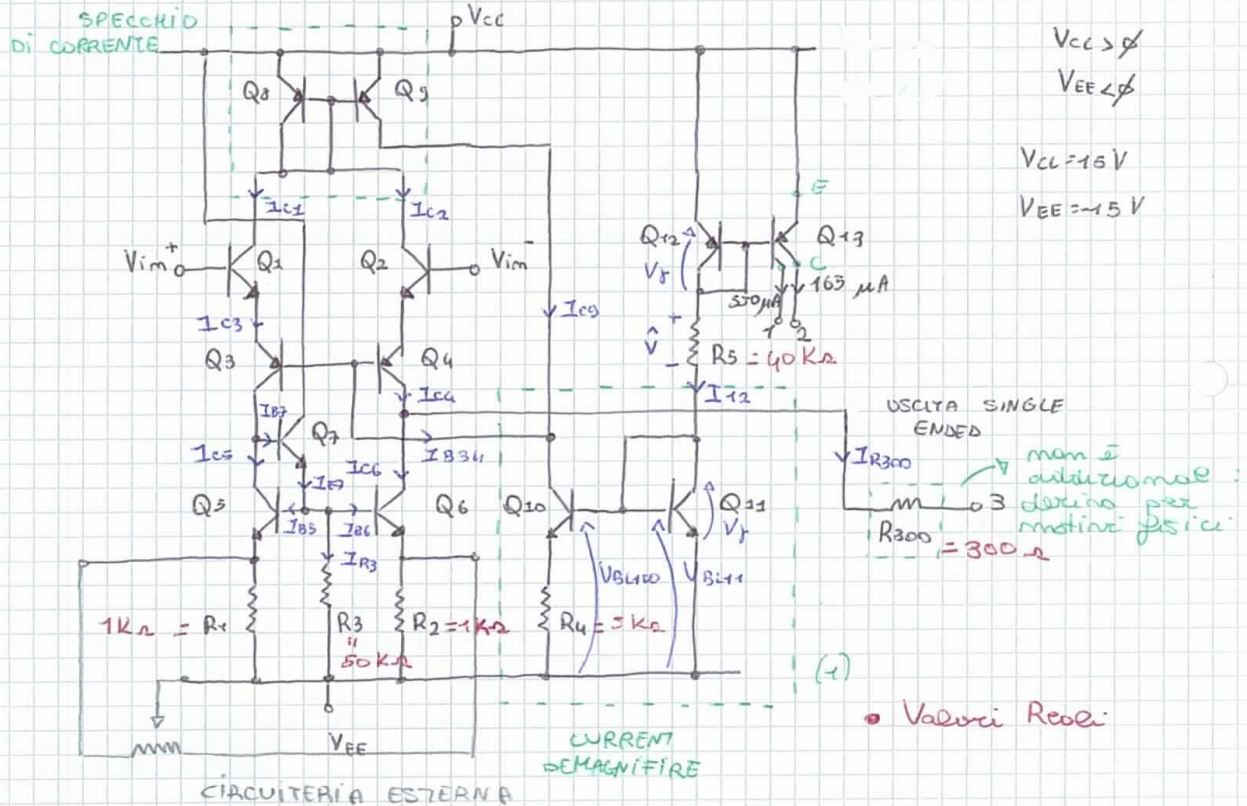
IN QUESTO CASO IL GEN. INTERNO È RIFERITO A MASSA.

Ora andiamo a studiare il punto di lavoro del $\mu A741$.

05/10/2016

$\mu A741$

Studio di Impiegato



Q_1, Q_2 amplificano

Q_5, Q_6, Q_7 formano un quiescente di ampiezza di uno specchio

Q_8, Q_9 " " " " " " " "

Q_{10}, Q_{11} resistore di corrente

Calcolare la corrente di polarizzazione dello studio in ingresso

$I \approx 10 \mu A$ sono le resistenze

$$\hat{V} = V_{CC} - V_{EE} - 2V_f$$

$$I_{12} = \frac{\hat{V}}{R_5} = I_{R5} = 715 \mu A$$

Studio di questa struttura (1)

$$\begin{cases} V_{BL10} = V_{BE10} + R_4 \cdot I_{E10} \approx V_{BE10} + R_4 I_{C10} \\ V_{BL11} = V_{BE11} \end{cases}$$

Con $V_{BL10} = V_{BL11}$
in quanto le basi sono comuni

$$\begin{cases} I_{C10} \approx I_0 e^{\frac{V_{BE10}}{V_T}} \\ I_{C11} \approx I_0 e^{\frac{V_{BE11}}{V_T}} \end{cases} \quad \text{se i transistori sono identici}$$

$$\begin{cases} \frac{I_{C10}}{I_0} = e^{\frac{V_{BE10}}{V_T}} \\ \frac{I_{C11}}{I_0} = e^{\frac{V_{BE11}}{V_T}} \end{cases} \quad \begin{cases} \frac{V_{BE10}}{V_T} = \ln \frac{I_{C10}}{I_0} \\ \frac{V_{BE11}}{V_T} = \ln \frac{I_{C11}}{I_0} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{BE10} = V_T \ln \frac{I_{C10}}{I_0} \\ V_{BE11} = V_T \ln \frac{I_{C11}}{I_0} \end{cases}$$

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} = 25,852 \text{ mV} \quad \text{con } T = 300 \text{ K}$$

$$I_{C10} \cdot R_4 + V_{BE10} = V_{BE11}$$

$$I_{C10} \cdot R_4 = V_T \ln \frac{I_{C11}}{I_0} - V_T \ln \frac{I_{C10}}{I_0}$$

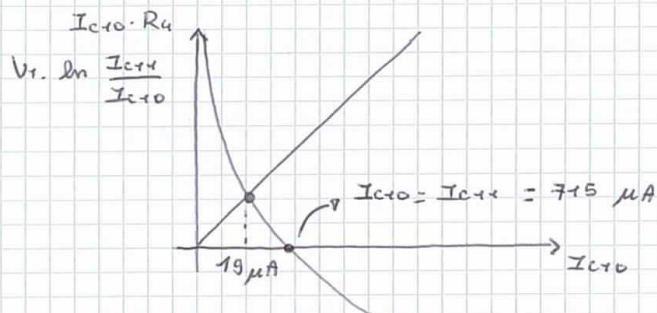
$$I_{C10} \cdot R_4 = V_T \left(\ln \frac{I_{C11}}{I_0} - \ln \frac{I_{C10}}{I_0} \right)$$

$$I_{C10} \cdot R_4 = V_T \ln \frac{I_{C11}}{I_{C10}}$$

con I_{C11} nota

$$I_{C11} \approx I_{12}$$

Per la soluzione si usa un metodo iterato oppure un metodo grafico.



l'intersezione delle due curve è la soluzione

$$I_{C10} = 19 \mu A$$

Algebricamente $I_{C10} = \frac{V_T}{R_4} \ln \frac{I_{C11}}{I_{C10}}$

Ricono

Sostituisco

Ipotesi: $I_{C10} = 100 \mu A$

$$I_{C1} + I_{C2} = 10 \mu A \quad \text{È VERO?}$$

N.B. Q_3 è il MASTER solo specchio e quindi non serve impostare la corrente, ma anche Q_{10} , Q_{11} impostano la corrente.

Risolve con una retroazione: Collegamento Base Q_4 con collettore Q_{10} .

$$I_{C0} + I_{B34} = 10 \mu A = I_{C10}$$

I_{C0} leggermente più piccola di $10 \mu A$.

Se $I_{C0} \uparrow$ $I_{B34} \downarrow$ $I_{C1}, I_{C2} \downarrow$ e $I_{Q3} \downarrow$

Se $I_{C0} \downarrow$ $I_{B34} \uparrow$ $I_{C1}, I_{C2} \uparrow$ e $I_{Q3} \uparrow$

Questa è la retroazione negativa!

$$\text{Quindi } I_{C1} + I_{C2} = I_{C10}$$

Quanto notevole I_{R300} e Q_5, Q_6, Q_7 fosse uno specchio perfetto?

$$I_{C4} = I_{R300} + I_{C6}$$

$$I_{R300} = I_{C4} - I_{C6}$$

$$\text{Supponiamo } I_{C4} \approx I_{C2}$$

$$I_{R300} \approx I_{C2} - I_{C6}$$

Se fosse uno specchio perfetto (senza Q_7):

$$I_{C6} = I_{C5} \approx I_{C3} \approx I_{C1}$$

$$\rightarrow I_{R300} \approx I_{C2} - I_{C1}$$

Ma se il segnale in ingresso è nullo, ovvero corrente $I_{R300} = 0 A$ e lo stadio successivo non è polarizzato.

Quindi se l'ingresso è zero devo polarizzare lo stadio successivo con la corrente di riposo dello stadio di ingresso.

Squilibrio quindi esageramente lo specchio con Q7.

Analizziamo quindi la reale circuitaria

$$I_{C3} = I_{C5} + I_{B7} = I_{C6} + I_{B7} = I_{C6} + \frac{I_{E7}}{h_{FE7} + 1}$$

$$\text{con } I_{C5} = I_{C6}$$

$$I_{E7} = I_{B5} + I_{B6} + I_{R3} = \frac{I_{C5}}{h_{FE5}} + \frac{I_{C6}}{h_{FE6}} + I_{R3}$$

$$\text{con } h_{FE5} = h_{FE6} = h_{FE}$$

$$\text{e } I_{R3} = \frac{V_{BE5}}{R_3} = \frac{V_D + I_{E5} \cdot R_1}{R_3} \approx \frac{V_D + R_1 \cdot I_{C5}}{R_3}$$

$$I_{E5} \approx \frac{10 \mu A}{2} = 5,5 \mu A$$

$$I_{R3} \approx \frac{V_D}{R_3} \quad \text{perché } R_1 \cdot I_{C5} \ll V_D$$

$$\rightarrow I_{R3} = 14 \mu A$$

Ne ricavato h_{FE} :

$$h_{FE1} \approx \frac{0,5 \mu A}{80 \text{ nA}} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} = 118,75 \approx 120$$

$$h_{FE1} \approx h_{FE2} \approx h_{FE3} \approx h_{FE4} \approx h_{FE5} \approx h_{FE6} \quad (\text{ipotesi grossolana})$$

$$\rightarrow I_{E7} \approx \frac{V_D}{R_3} = 14 \mu A \quad \text{dato da } \left(\frac{I_{C5}}{h_{FE5}} + \frac{I_{C6}}{h_{FE6}} \right) \ll I_{R3}$$

$$\text{Suppongo } h_{FE1} \approx h_{FE7} \quad (\text{ipotesi grossolana})$$

$$\rightarrow I_{C3} = I_{C6} + \frac{I_{E7}}{h_{FE7} + 1} = I_{C6} + 117 \text{ nA}$$

$$I_{C4} = I_{C6} + 117 \text{ nA}$$

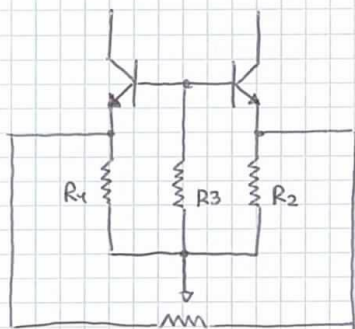
$I_{C3} \approx I_{C4}$
se l'ingresso è nullo

$$\rightarrow I_{R300} = I_{C4} - I_{C6} = 117 \text{ nA} \quad (\text{Corrente di bilanciamento})$$

R_1 e R_2 a cosa servono?

Posso collegare un potenziometro per la regolazione dello offset.

ZOOM :



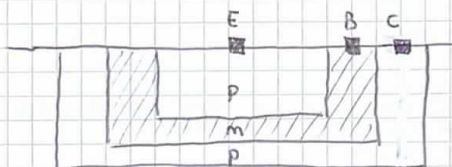
Idealmente io suppongo i
rami identici, ma nel circuito
sono presenti degli squilibri
intrinseci.

→ Questo crea problema di
offset, lo correggo con
l'inserimento di un potenziometro
per lo bilanciamento del
circuito.

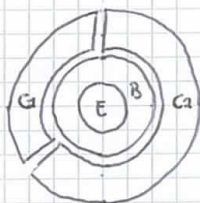
Il prossimo stadio è lo stadio di guadagno

NOTA BENE

TRANSISTOR A DOPIO COLLETTORE



Transistor BJT
Singolo C:
vista laterale



Transistor BJT
Doppio C:
vista dall'alto

nel nostro caso risulta

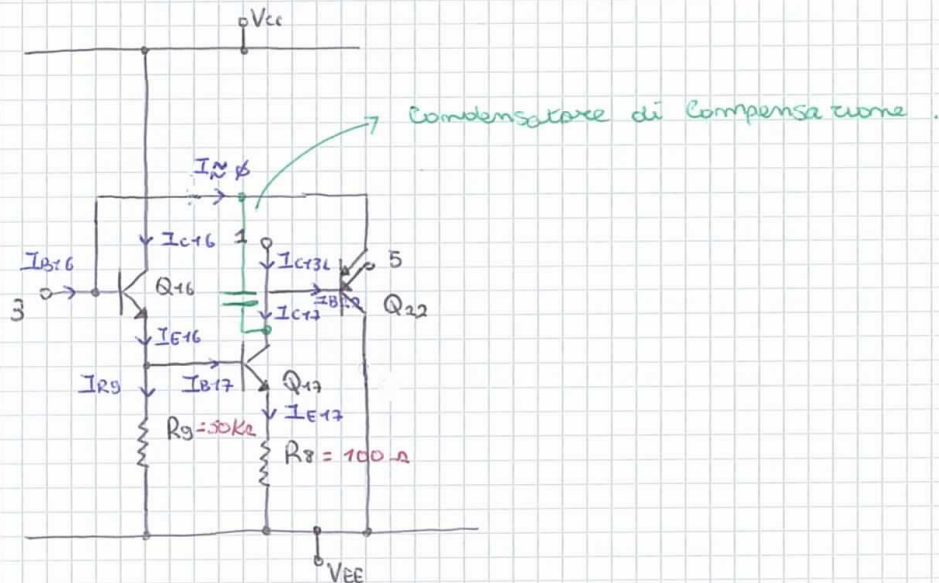
$$I_{C13U} = 165 \mu A$$

$$I_{C13L} = 550 \mu A$$

07/10/2016

Nello stadio di ingresso ed interconnettore viene prodotto da $Q7$ e da $R3$.

Studio dello stadio di amplificazione del $\mu A741$.



$h_{FE} = h_{FE16} = h_{FE17} = ?$ (Ipotesi di partenza)

Analisi del punto di lavoro di $Q16$, $Q17$.

$$I_{B16} = I_{R300} = 1.8 \text{ mA}$$

$$I_{C13L} = 550 \mu A$$

$$I_{E16} = (h_{FE} + 1) I_{B16} = (h_{FE} + 1) I_{R300}$$

$$V_{B17} = V_f + I_{E17} \cdot R_8 = V_f + \frac{I_{C17} (h_{FE} + 1)}{h_{FE}} \cdot R_8$$

$$I_{C17} = h_{FE} \cdot I_{B17}$$

$$I_{B17} = I_{E16} - I_{R9} = (h_{FE} + 1) I_{R300} - \frac{V_f}{R_9} - \frac{I_{C17} (h_{FE} + 1)}{h_{FE}} \cdot \frac{R_8}{R_9}$$

$$I_{C17} = I_{B17} \cdot h_{FE}$$

$$\text{Supponiamo } I_{B22} \ll I_{C17} \rightarrow I_{C17} = I_{C13L}$$

Risolvendo:

$$h_{FE}^2 \cdot I_{R300} + h_{FE} \cdot I_{R300} - \frac{V_f}{R_9} \cdot h_{FE} - \frac{R_8}{R_9} I_{C17} \cdot h_{FE} - \frac{R_8}{R_9} I_{C17} = I_{C17}$$

$$h_{FE}^2 I_{R300} + h_{FE} \left(I_{R300} \cdot \frac{V_D}{R_9} - \frac{R_8}{R_9} I_{C17} \right) - \left(1 + \frac{R_7}{R_9} \right) I_{C17} = 0$$

$$h_{FE}^2 \cdot 117 \cdot 10^{-3} + h_{FE} \cdot (-14,893 \cdot 10^{-6}) - 551,1 \cdot 10^{-6} = 0$$

$$h_{FE} = \begin{cases} -29,83 \\ 159,89 \end{cases} \rightarrow h_{FE} = 158$$

Si sanno le resistenze e corrente:

$$I_{C16} = I_{R300} \cdot h_{FE} = 18,49 \mu A$$

$$I_{B17} = \frac{I_{C17}}{h_{FE}} = 3,481 \mu A$$

$$V_{B17} = V_D + R_8 \cdot I_{C17} = 755,34 \text{ mV}$$

$$V_{CE16} = V_{CC} - (V_{B17} + V_{EE}) = 29,245 \text{ V}$$

Calcolare V_{CE17} :

troviamo le caratteristiche di R_8 .

V_{C17} è riferita a V_{EE} .

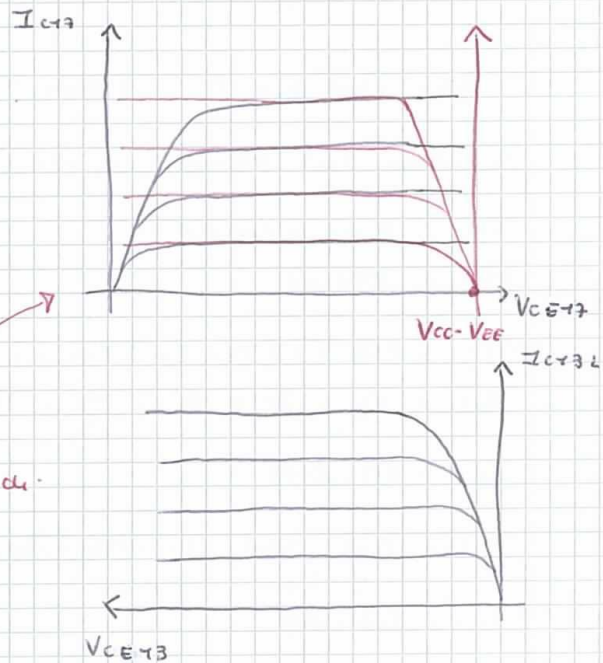
$$V_{CE13L} + V_{CE17} = V_{CC} - V_{EE}$$

$$V_{CE13L} = V_{CE17} - (V_{CC} - V_{EE})$$

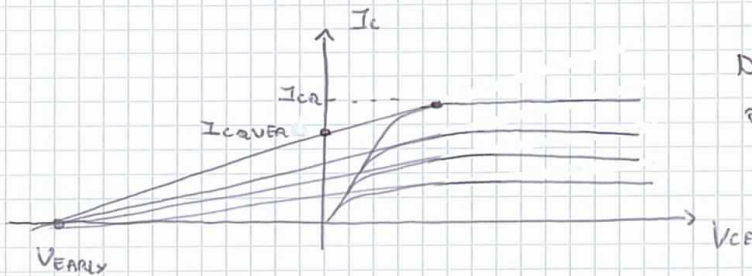
Ho riportato V_{CE13L} nel grafico di V_{CE17} .

Per caso ideale $h_{OE} = \infty$, il risultato è indeterminato perché le curve si sovrappongono.

In realtà $h_{OE} \neq \infty$ e le curve si intersecano in un solo punto.



Come si ricava h_{OE} ? h_{OE} deriva dallo "effetto EARLY"



Disegno non in scala.

$$\left| \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right| = \frac{I_{CQ}}{|V_{E1}|} = h_{OE}$$

$I_{CQ} \approx I_{CQVEA}$
(approssimazione buona)

$$\frac{1}{h_{OE}} = \frac{|V_{E1}|}{I_{CQ}}$$

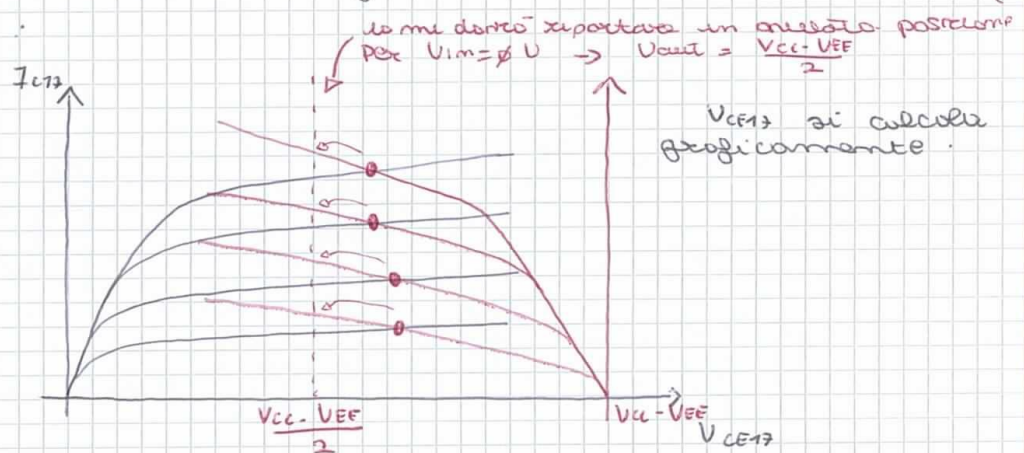
$$V_{E \text{ pmp}} = 50 \text{ V}$$

$$V_{E \text{ mpm}} = 100 \text{ V}$$

$$\left(\frac{1}{h_{OE}} \right)_{\text{mpm}} = 2 \left(\frac{1}{h_{OE}} \right)_{\text{pmp}}$$

A questo punto disegniamo le caratteristiche

vedi:



N.B.: le due caratteristiche hanno pendenze diverse

Schema a blocchi:

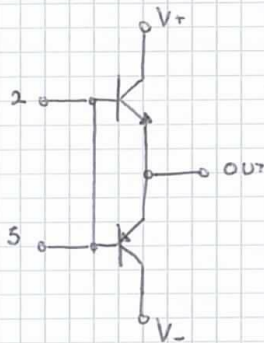


Se trasformatore serve perché se $V_{in} = \phi$ d'uscita deve essere ϕ . Senno non lo serve!

Stadio di uscita

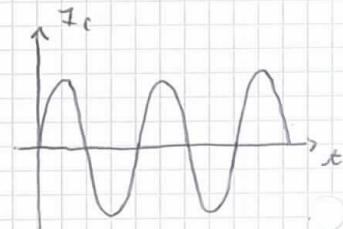
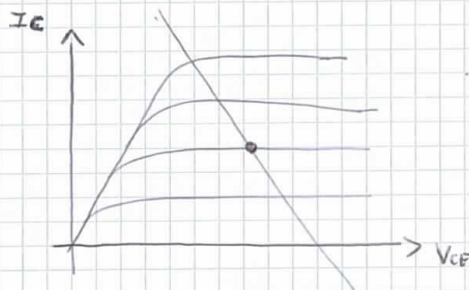
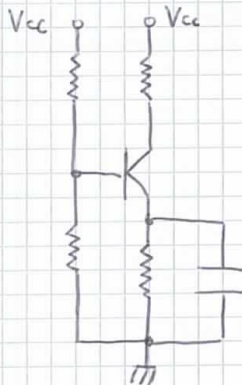
Deve essere simmetrico per segnali positivi e negativi.

Tecnica dello stadio di uscita:



Amplificatori di potenza

CLASSE A : $\theta = 360^\circ$.

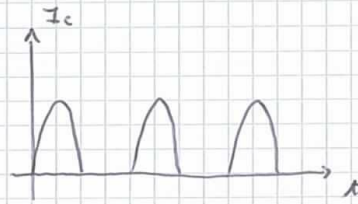
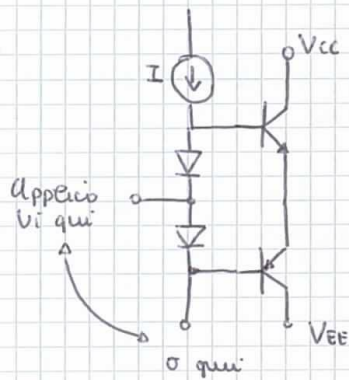


E' polarizzato per essere sempre in conduzione!

CLASSE B : $\theta = 180^\circ$.

Amplificatori in classe B polarizzati ottenendo

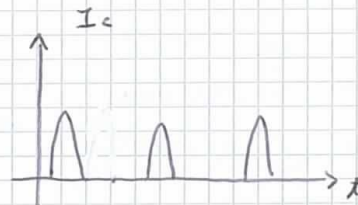
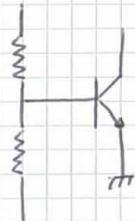
$$V_{crossover} = \phi \text{ V.}$$



CLASSE C

Polarizzato in maniera tale che $V_i = 0 \rightarrow$ Transistore interdetto.
 A riposo il transistor è interdetto.

$$\theta < 180^\circ$$



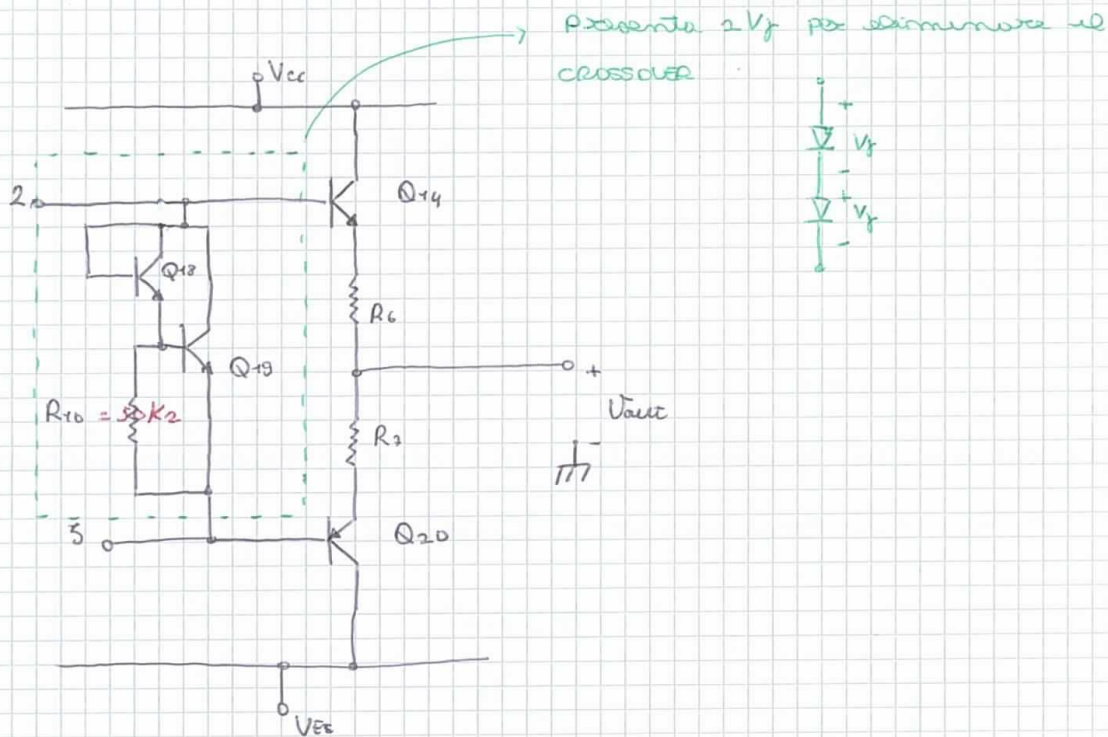
CLASSE B - PWM

Si ha una portante e una modulante.

Si modula la portante sinusoidale ω e si ottiene un segnale a impulsi variabile (duty variabile).

Il $\mu A741$ funziona in classe B (ed essere precisi: θ è leggermente $> 180^\circ$)

Circuito dello stadio di uscita:



Questa struttura presenta una R_{diff} minore di questa struttura

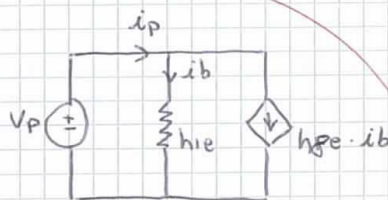
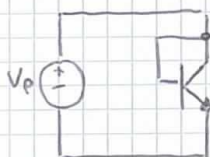


R_{diff} minore: applico una tensione sinusoidale

$$\frac{V_{sin}}{I_{sin}} = R_{diff}$$

$$R_{diff} = 2 \cdot \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

Calcolo di R_{diff} .



$$i_b = \frac{V_p}{h_{ie}}$$

$$r_{diff} = \frac{V_p}{i_p} = \frac{V_p}{\frac{V_p}{h_{ie}} (h_{fe} + 1)} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

Formule di base:

$$R_{VIA\ EMETTITORE} = \frac{R_{CIB.C. BASE}}{h_{fe} + 1}$$

$$R_{VIA\ BASE} = h_{ie} + R_{CIB.C. EMETTITORE} (h_{fe} + 1)$$

$$V_{gs} = \frac{V_g}{1 + g_m R_s} ; \quad R_{VIA\ SOURCE} = \frac{1}{g_m}$$

BJT

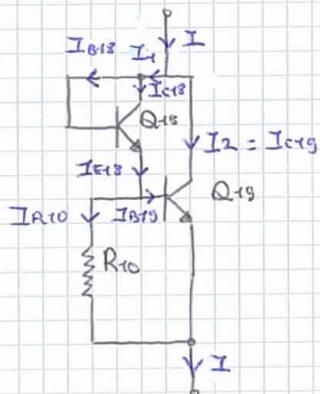
FET

$$h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e} ; \quad r_{b'e} = \frac{V_T}{I_C} \cdot h_{fe}$$

Mai consideriamo $h_{ie} \approx r_{b'e}$

$$\rightarrow R_{olimp} = 1 \cdot \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{2V_T}{I_C} \quad \text{per il circuito precedentemente considerato.}$$

Passiamo alla realizzazione dello stadio di uscita.



Questo è un circuito per grandi segnali!

$I = 100 \mu A$ in quanto una certa corrente in nella base di Q_{14} .

$$I_{B14} = 65 \mu A$$

$$\text{Spostizzo } h_{FE18} = h_{FE19} = 120$$

10/10/2016

$$I_1 = I_{E18}$$

$$(I_1 - I_{R10}) \cdot h_{FE} = I_2$$

$$I_1 h_{FE} - I_{R10} \cdot h_{FE} = I_2$$

$$I = I_1 + I_2 \rightarrow I_2 = I - I_1$$

$$I_1 h_{FE} - I_{R10} \cdot h_{FE} = I - I_1$$

$$I_{R10} = \frac{V_B}{R_{10}} \quad V_B = V_{BE19}$$

$$I_1 (h_{FE} + 1) = I + I_{R10} \cdot h_{FE}$$

$$I_{C18} = \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} \cdot I_1 = 14,589 \mu A$$

$$I_1 = \frac{I}{h_{FE} + 1} + \frac{V_B}{R_{10}} \cdot \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} = 14,741 \mu A$$

$$I_2 = 85,289 \mu A$$

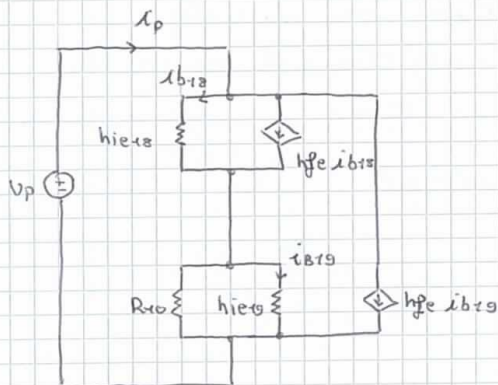
R_{10} rappresenta I in maniera che la parte preesistente sia I_2 .

$R_{10} \rightarrow \infty \Rightarrow I_2$ è assolutamente preesistente

Con questo si concorre $R_{diff}(I_2 > I_1) = \frac{1}{2} R_{diff}(I_1 = I_2)$.

Supponiamo $h_{fe} = h_{FE}$

Poniamoci nel circuito per piccoli segnali per calcolare R_{diff} .



$$h_{fe} = 120$$

$$h_{ie19} = \frac{V_T}{I_{C19}} h_{fe} = 36393 \Omega$$

$$h_{ie18} = \frac{V_T}{I_{C18}} h_{fe} = 212,64 K\Omega$$

$$i_p = (h_{fe} + 1) \cdot i_{b18} + i_{b19} - h_{fe}$$

$$i_{b19} = (h_{fe} + 1) \cdot i_{b18} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}}$$

$$i_p = (h_{fe} + 1) \cdot i_{b18} + h_{fe} (h_{fe} + 1) \cdot i_{b18} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}}$$

$$i_p = (h_{fe} + 1) i_{b18} \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}} \right)$$

$$V_p = R_{10} // h_{ie19} (h_{fe} + 1) \cdot i_{b18} + h_{ie18} \cdot i_{b18}$$

$$\rightarrow i_{b18} = \frac{V_p}{h_{ie18} + R_{10} // h_{ie19} (h_{fe} + 1)}$$

$$i_p = (h_{fe} + 1) \cdot \frac{V_p}{h_{ie18} + (h_{fe} + 1) R_{10} // h_{ie19}} \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}} \right)$$

$$\frac{i_p}{V_p} = \frac{(h_{fe} + 1)}{h_{ie18} + (h_{fe} + 1) R_{10} // h_{ie19}} \cdot \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}} \right)$$

$$R_{out} = \frac{212 K\Omega \quad 254 K\Omega}{h_{ie18} + (h_{fe} + 1) R_{10} // h_{ie19}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{h_{fe} \cdot R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}}}$$

$$R_{out} \approx \frac{(h_{fe} + 1) R_{10} // h_{ie19}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{h_{fe} \cdot R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}}} > 60$$

$$\approx \frac{R_{10} // h_{ie19}}{1} \cdot \frac{1}{\frac{h_{fe} \cdot R_{10}}{R_{10} + h_{ie19}}}$$

$$= \frac{R_{10} \cdot h_{ie19}}{R_{10} + h_{ie19}} \cdot \frac{R_{10} + h_{ie19}}{h_{fe} \cdot R_{10}} = \frac{h_{ie19}}{h_{fe}}$$

Il valore è circa la metà della struttura coi 2 BJT montati a diodo in serie.

Se $R_{10} \rightarrow \infty$

$$R_{out} \rightarrow \frac{h_{ie18} + (h_{fe} + 1) \cdot h_{ie19}}{(h_{fe} + 1)} \cdot \frac{1}{1 + h_{fe}}$$

Siccome $R_{10} \rightarrow \infty \rightarrow I_{E18} = I_{B10} \rightarrow h_{ie18} \approx h_{fe} \cdot h_{ie19}$

$$R_{diff} \approx \frac{h_{fe} h_{ie19} + (h_{fe} + 1) h_{ie19}}{(1 + h_{fe})^2}$$

$$R_{diff} \rightarrow 2 \frac{h_{ie19}}{h_{fe}}$$

Se $R_{10} \rightarrow \infty$ a

$$V_p = h_{ie19} (h_{fe} + 1) i_{b18} + h_{ie18} i_{b19}$$

$$V_p = h_{ie19} (h_{fe} + 1) i_{b18} + i_{b18} h_{fe} h_{ie19}$$

$$\approx h_{ie19} h_{fe} i_{b18} + i_{b18} h_{fe} h_{ie19} = 2 h_{ie19} h_{fe} i_{b18}$$

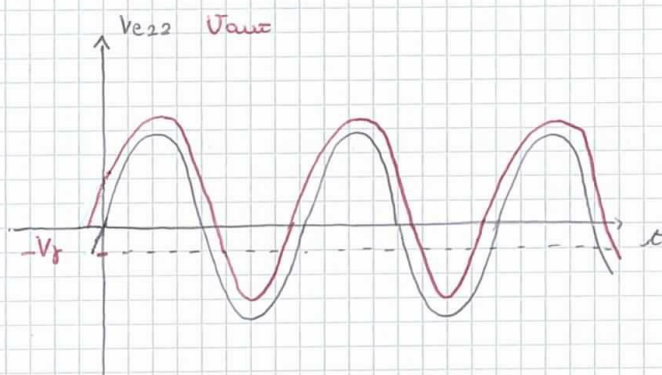
$$i_p \approx h_{fe}^2 i_{b18}$$

$$\frac{V_p}{i_p} = \frac{2 h_{ie19} h_{fe} i_{b18}}{h_{fe}^2 i_{b18}} = \frac{2 h_{ie19}}{h_{fe}}$$

Analisi dello stadio di uscita:

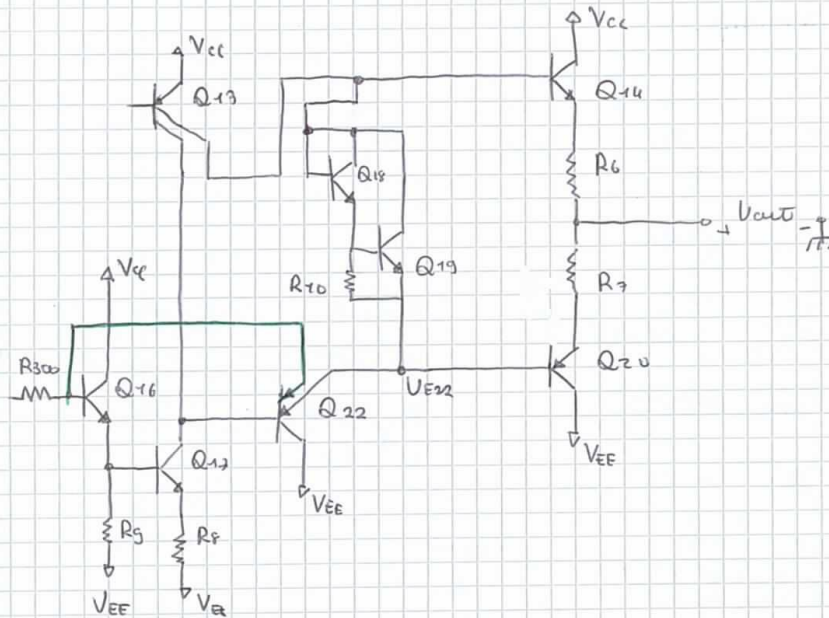
Q20 conduce quando $V_{in} < -V_f$

Q14 conduce quando $V_{in} > -V_f$



Quando $V_{e22} = -V_f \rightarrow V_{out} = \emptyset$

Visione completa:



Se osserviamo nostro $V_{in} = 0 \rightarrow V_{out} = 0$ vuole a regolare il traslatore di segnale.

• a cosa serve?

$$\begin{aligned} V_{CE17} &= V_{BE17} + V_{BE16} - V_{BE22} \\ &= V_f + V_f + V_{BE22} \\ &= 2V_f - V_{BE22} \end{aligned}$$

Se $EB22$ è in conduzione: $V_{BE22} > 0$

Se $EB22$ non è in conduzione: $V_{BE22} < 0$

$$V_{BE22} = V_f$$

Se $Q17$ non è in sat. $\rightarrow V_{B22} \downarrow$ e $EB22$ può andare in conduz.

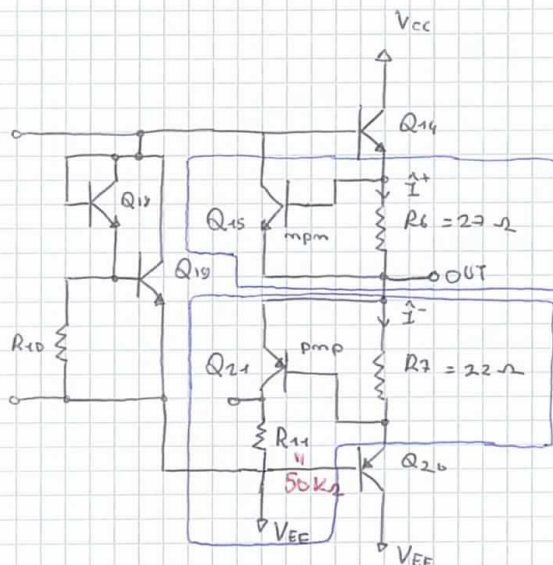
Se V non è in cond. $\rightarrow V_{CE17} \min = V_f \rightarrow Q17$ non può andare in saturazione!

Non voglio che $Q17$ vada in saturazione perché ciò ridurrebbe la velocità di reazione del circuito.

• impedire a $Q17$ di saturare.

Protezioni per lo stadio di uscita

Circuito di protezione



Q_{15}, Q_{19} interdetti
finché le cadute su
 R_6 e R_7 sono minori
di V_T .

perché conducono!

$$\hat{I}^+ = \frac{V_T}{R_6}$$

$$\hat{I}^- = \frac{V_T}{R_7}$$

$$\hat{I}^+ = 25,93 \text{ mA}$$

$$\hat{I}^- = 31,82 \text{ mA}$$

Q_{15} limita la corrente che scorre su Q_{14}

l'aut rione quindi limitato con un retroazione di corrente

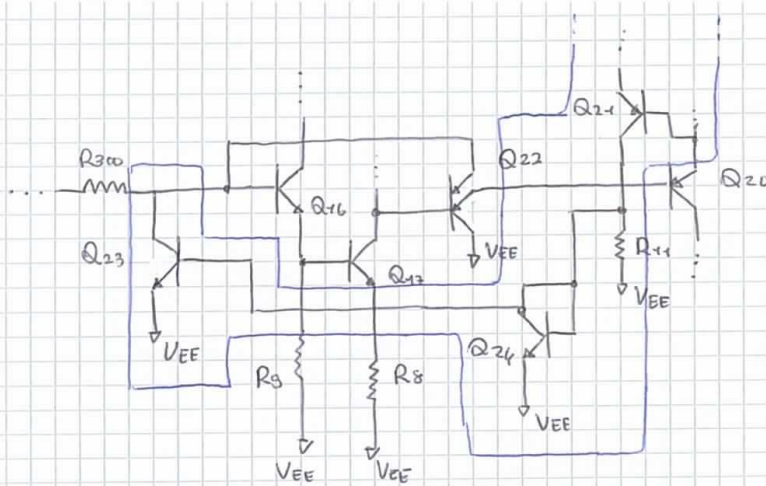
Q_{15} conduce per limitare la corrente su Q_{14} .

Stessa cosa per Q_{19}, Q_{20} .

N.B. Q_{14} è connesso a R_{11} e non allo spez di Q_{20} perché

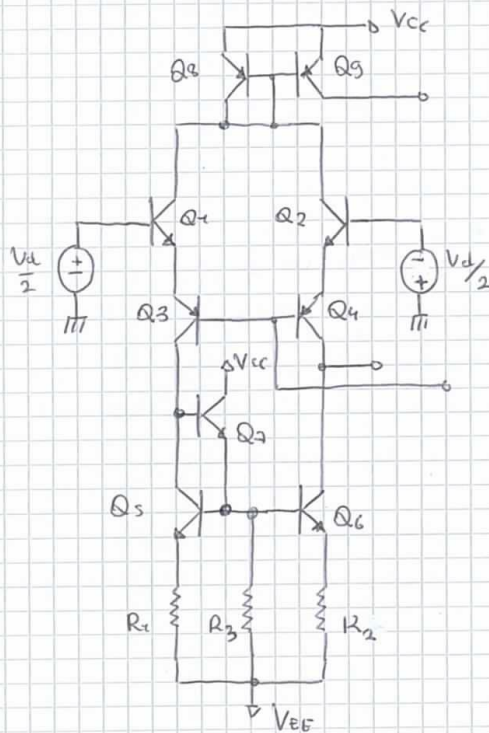
Q_{22} sull' emettitore potrebbe assorbire molta corrente, quando Q_{21} conduce.

La parte V_{ce} non limita V_{ce} su R_{11} né su Q_{24} che viene specchiata su Q_{23} e quindi sottratta corrente su Q_{16} .



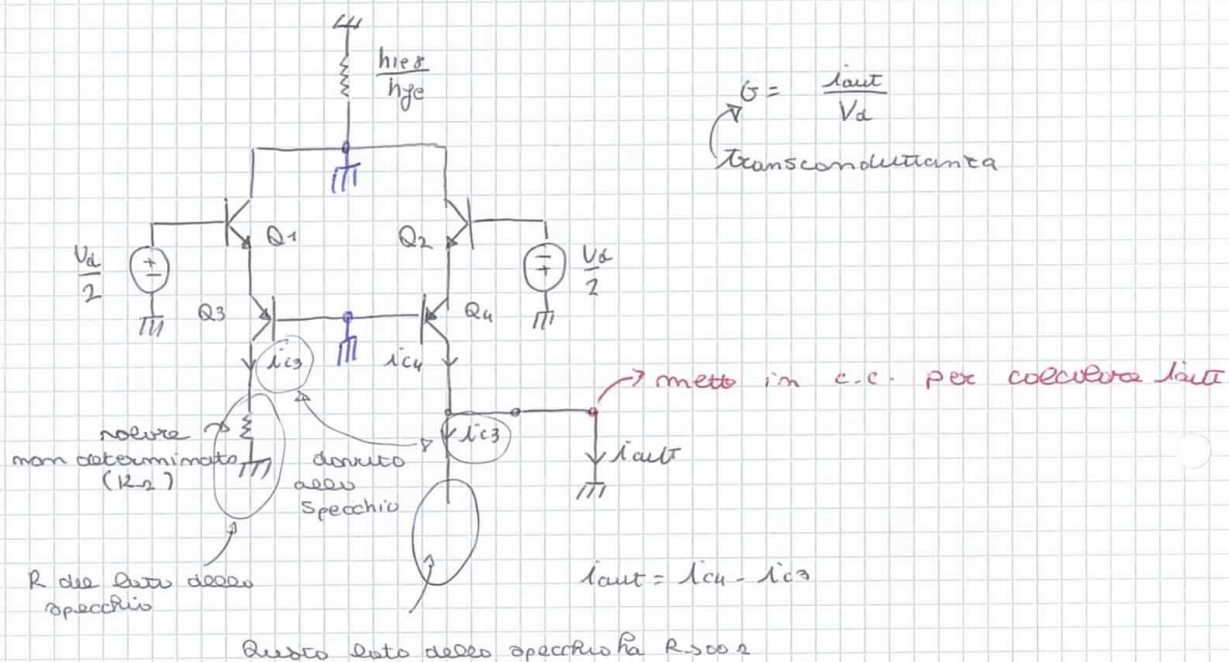
Ripreso dal
circuito precedente.

Analisi dello stadio in ingresso con un' eccitazione
con modo comune nullo, solo modo differenziale



Studio del circuito delle nanostrutture:

Ma un circuito misto per semplificare!

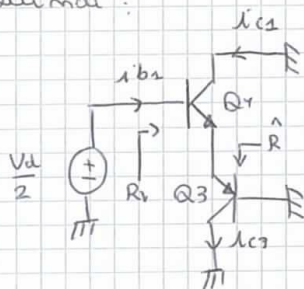


Mi voglio ricondurre ad un circuito simmetrico!

Se a un circuito simmetrico viene applicata un segnale antisimmetrico in punti nel mezzo non hanno var. di tensione (si può scegliere tali punti a massa).

Se a un circuito simmetrico viene applicata un segnale simmetrico, i punti nel mezzo non sono attraversati da corrente ($i = 0 \rightarrow c.a.$)

Quindi:



$$R_v = h_{ie3} + (h_{fe3} + 1) \cdot \hat{R}$$

$$\hat{R} = \frac{h_{ie3}}{h_{fe3} + 1}$$

$$R_v = h_{ie3} + (h_{fe3} + 1) \cdot \frac{h_{ie3}}{h_{fe3} + 1}$$

Ipotesi : $h_{fe1} = h_{fe3} = h_{fe} \rightarrow h_{re1} = h_{re3} = h_{re}$

$$R_v = h_{re1} + h_{re3} = 2h_{re1} = 2h_{re}$$

$$i_{c1} = h_{fe1} \cdot i_{b1}$$

$$i_{out} = i_{c4} - i_{c3}$$

$$i_{c3} = i_{c1}$$

Siccome il ramo dx è eccitato con $-\frac{V_d}{2}$:

$$i_{c4} = -i_{c1}$$

$$i_{out} = -2i_{c1} = -2h_{fe} \cdot i_{b1}$$

$$i_{b1} = \frac{\frac{V_d}{2}}{R_v} = \frac{\frac{V_d}{2}}{2h_{re}} = \frac{V_d}{4h_{re}}$$

$$\rightarrow i_{out} = -2h_{fe} \cdot \frac{V_d}{4h_{re}} = -\frac{V_d \cdot h_{fe}}{2h_{re}}$$

$$G = \frac{i_{out}}{V_d} = -\frac{h_{fe}}{2h_{re}}$$

$$\text{con } h_{re} = r_{b'e}$$

$$= -\frac{h_{fe}}{2r_{b'e}} = -\frac{h_{fe}}{2 \frac{V_T}{I_{c1}} h_{fe}} = -\frac{I_{c1}}{2V_T} = -\frac{g_{m1}}{2}$$

$$g_{m1} = \frac{I_{c1}}{V_T}$$

$$G = -\frac{g_{m1}}{2} = -183,74 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$$

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

$$R_{indiff} = \frac{V_d}{i_{b1}} = \frac{V_d}{\frac{V_d}{4h_{re}}} = 4h_{re}$$

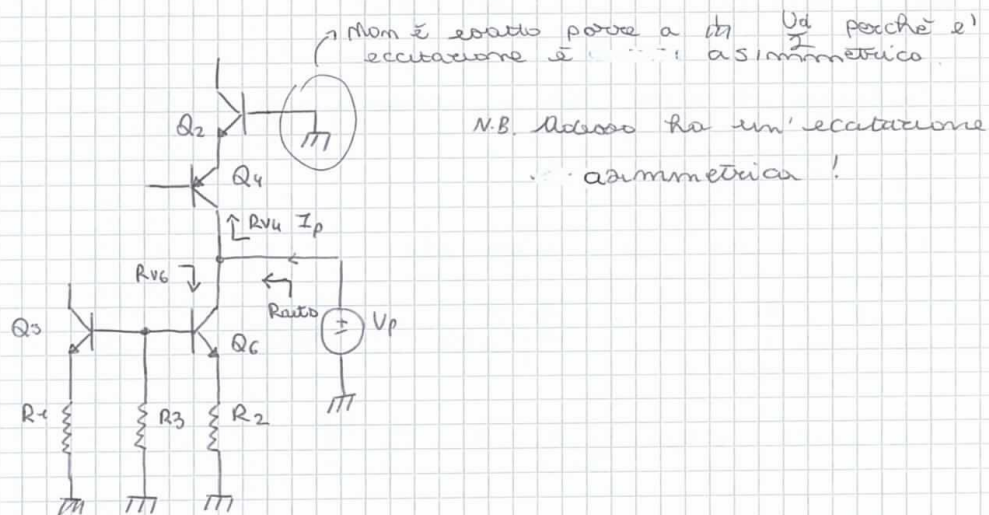
$$= 4r_{b'e} = 1,3062 \text{ K}\Omega$$

Se $I_{c1} \uparrow \Rightarrow G \uparrow$ $R_{indiff} \downarrow$
 Bene male

Andiamo a valutare R_{out}

Valuto R_{out} ^{min} considerando l'oggetto carico degli studi a valle.

Pongo un generatore di tensione in cut.

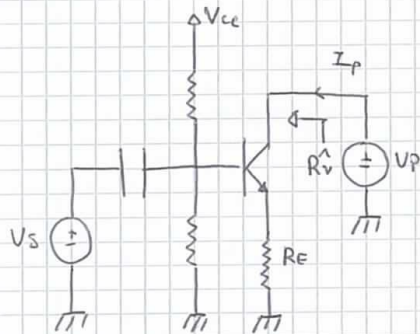


Resistor sul collettore di un BJT onnipolare è montato a emettitore comune con R di emettitore:

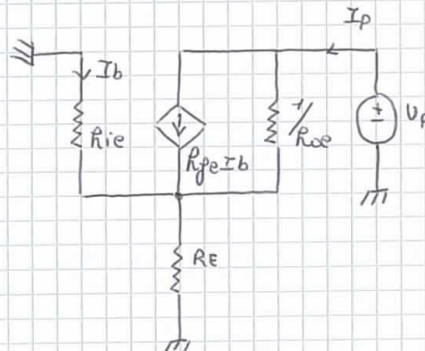
$$R_{vc} \approx \frac{1}{h_{oe}} \left(1 + \frac{h_{fe} \cdot R_E}{R_E + h_{ie}} \right)$$

12/10/2016

Dimostrazione R_{vc} quando il BJT è montato a emettitore comune con R_E .

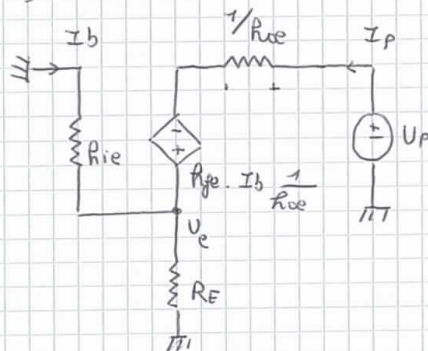


Alle variazioni:



Aa : Fasore!

Norton → Thevenin



$$V_e \cdot R_{fe} \cdot I_b \cdot \frac{1}{R_{oe}} + \frac{I_p}{R_{oe}} = U_p$$

$$V_e = -I_b \cdot R_{ie}$$

$$\rightarrow -I_b \cdot R_{ie} \cdot R_{fe} \cdot I_b \cdot \frac{1}{R_{oe}} + \frac{I_p}{R_{oe}} = U_p$$

$$V_e = (I_b + I_p) R_E$$

$$\rightarrow -I_b \cdot R_{ie} = (I_b + I_p) R_E$$

$$-I_b (R_{ie} + R_E) = I_p \cdot R_E$$

$$I_b = -I_p \cdot \frac{R_E}{R_{ie} + R_E}$$

$$+I_p \cdot \frac{R_E}{R_{ie} + R_E} \cdot R_{ie} + I_p \cdot \frac{R_E}{R_{ie} + R_E} \cdot \frac{R_{fe}}{R_{oe}} + I_p \cdot \frac{1}{R_{oe}} = U_p$$

$$I_p \left(\frac{R_E R_{ie}}{R_{ie} + R_E} + \frac{1}{R_{oe}} \left(\frac{R_{fe} R_E}{R_{ie} + R_E} + 1 \right) \right) = U_p$$

$$\hat{R}_v = \frac{V_p}{I_p} = \frac{1}{R_{oe}} \left(1 + \frac{R_{fe} R_E}{R_{ie} + R_E} \right) + \frac{R_E R_{ie}}{R_{ie} + R_E}$$

$$\hat{R}_v \approx \frac{1}{R_{oe}} \left(1 + \frac{R_{fe} R_E}{R_{ie} + R_E} \right)$$

Determiniamo ora R_{out} dello stadio differenziale

V_p reale in parallelo fra R_{v6} e R_{v4}

$$R_{outD} = R_{v6} // R_{v4}$$

$$R_{v6} = R_{v6} = \frac{1}{R_{oe6}} \left(1 + \frac{R_{fe6} R_2}{R_2 + R_{ie6}} \right) = 14,36 \text{ k}\Omega$$

(in parallelo è $R_{ie6} + R_3 // R_{ie5}$)

$$R_{fe6} = R_{fe} = 120$$

$$R_{oe6} = \frac{1}{I_{C6}} = 10,526 \text{ k}\Omega$$

$$R_{v4} = \frac{1}{R_{oe4}} \left(1 + \frac{R_{fe4} \cdot R_{ie2} \cdot \frac{1}{R_{fe2} + 1}}{\frac{R_{ie2}}{R_{fe2} + 1} + R_{ie4}} \right) = 10,4397 \text{ k}\Omega$$

per un pmp : $|V_{Ep}| = 50 \text{ V}$

$$\frac{1}{R_{oe4}} = \frac{|V_{Ep}|}{I_{C4}} = 5,265 \text{ k}\Omega$$

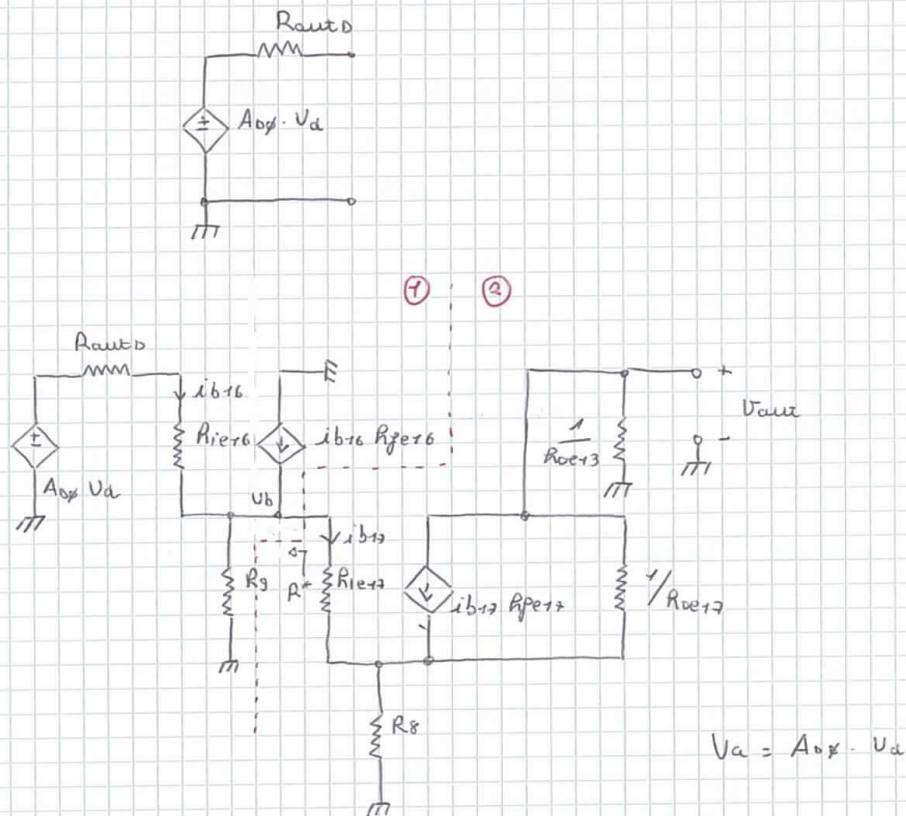
$$R_{outD} = 6,046 \text{ k}\Omega$$

$G_D = -182,69 \text{ mA/V}$ (dal calcolo precedente risulta $-183,74 \text{ mA/V}$)
 attenuata con $V_T = 26 \text{ mV}$ a $T = 300 \text{ K}$ PROSEGUIAMO I CALCOLI COL VALORE INDICATO.

$$A_{Df} = G_D \cdot R_{outD} = -1105$$

(questo è lo stadio differenziale quando è accettato dal resto del circuito)

Studio del guadagno dello stadio di guadagno
intrinseco di TA dello stadio diff.:



$\frac{1}{R_{013}} \parallel R_3 = R_3$ per questo non lo inserisco

Calcolo il guadagno in due step.

$$I_{C16} = 18,486 \mu A$$

$$I_{C17} = I_{C13L} = 550 \mu A$$

$$h_{fe} \approx h_{FE} = 158$$

$$r_{ie16} \approx r_{b'e16} = \frac{V_T}{I_{C16}} \cdot h_{fe16} = 222,22 \text{ K}\Omega$$

$$r_{ie17} \approx r_{b'e17} = \frac{V_T}{I_{C17}} \cdot h_{fe17} = 7469 \Omega$$

$$A_{v1} = \frac{\hat{V}_{b1}}{V_d} \quad \hat{V}_{b1} \text{ è } V_b \text{ senza } Q_{17} \text{ (step 1)}$$

Calcolo i_{b16} meee' ipotesi in cui Q_{17} non ci sia.

$$i_{b16} = \frac{G_D R_{out0} V_d}{R_{out0} + R_{ie16} + R_S (h_{fe} + 1)}$$

$$h_{fe} = h_{fe16} = h_{fe13} = 758$$

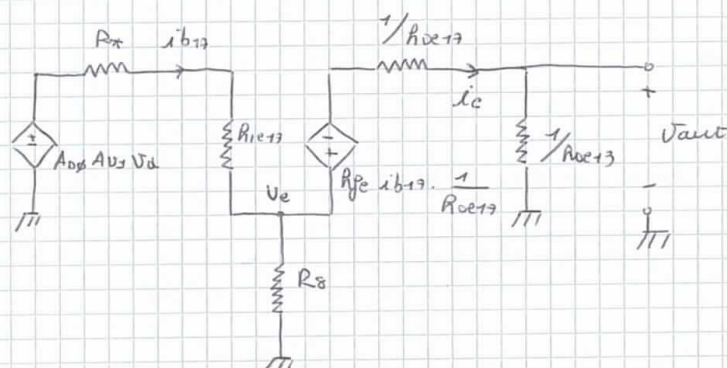
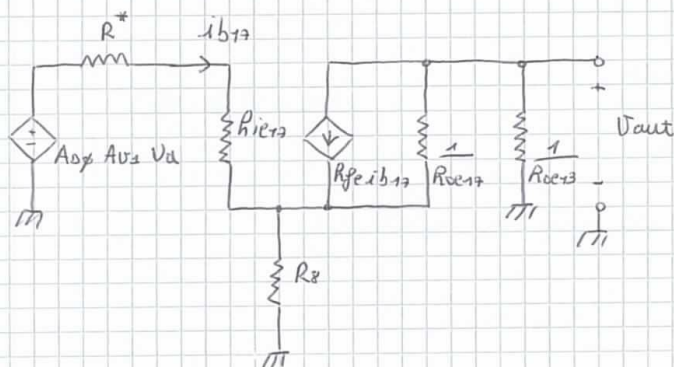
$$\hat{V}_b = i_{b16} (R_{fe} + 1) R_S$$

$$A_{v1} = \frac{i_{b16} (R_{fe} + 1) R_S}{V_d G_D R_{out0}} = \frac{\frac{G_D R_{out0} V_d}{R_{out0} + R_{ie16} + R_S (R_{fe} + 1)} (R_{fe} + 1) R_S}{V_d G_D R_{out0}}$$

$$= \frac{R_S (R_{fe} + 1)}{R_{ie16} + (R_{fe} + 1) R_S + R_{out0}} = 0,5592$$

$$R^* = R_S \parallel \frac{R_{ie16} + R_{out0}}{R_{fe} + 1} = 22041 \Omega$$

Studio del secondo step:



$$\begin{cases} i_c = \frac{-R_{fe17} i_{b17} \cdot \frac{1}{R_{oe17}} + V_e}{\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}}} & V_e ? \\ i_{b17} = \frac{A_{08} A_{v1} V_d - V_e}{R_{ie17} + R^*} & i_{b17} ? \\ (i_{b17} - i_c) \cdot R_8 = V_e & i_c ? \end{cases}$$

$$i_c = \frac{-R_{fe17} i_{b17} \cdot \frac{1}{R_{oe17}} + i_{b17} R_8 - i_c R_8}{\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}}}$$

$$\left(\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} \right) i_c = -R_{fe17} i_{b17} \cdot \frac{1}{R_{oe17}} + i_{b17} R_8 - i_c R_8$$

$$i_c \left(\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} + R_8 \right) = i_{b17} \left(-\frac{R_{fe}}{R_{oe17}} + R_8 \right)$$

$$i_c = i_{b17} \cdot \frac{-\frac{R_{fe}}{R_{oe17}} + R_8}{\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} + R_8}$$

$$V_e = R_8 \left(i_{b17} + \frac{\frac{R_{fe}}{R_{oe17}} - R_8}{\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} + R_8} i_{b17} \right)$$

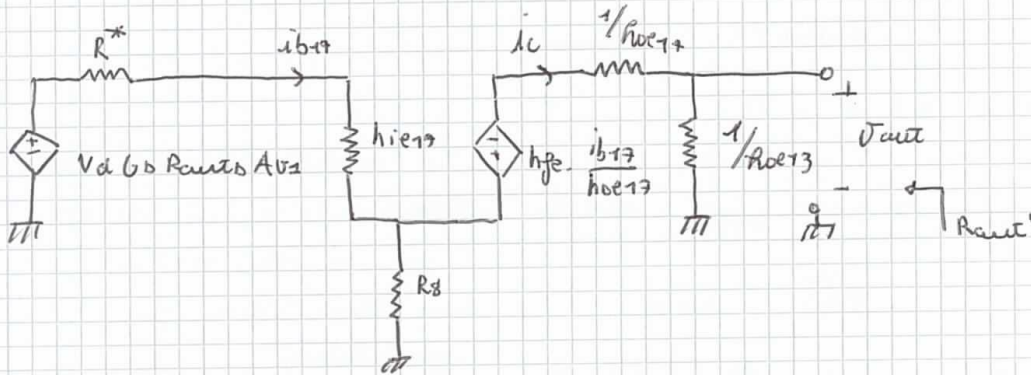
$$i_{b17} (R_{ie17} + R^*) = A_{08} A_{v1} V_d - V_e$$

$$i_{b17} (R^* + R_{ie17}) = A_{08} A_{v1} V_d - R_8 i_{b17} \left(1 + \frac{\frac{R_{fe}}{R_{oe17}} - R_8}{\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} + R_8} \right)$$

$$i_{b17} = \frac{A_{08} A_{v1} V_d}{R^* + R_{ie17} + R_8 \left(\frac{\frac{R_{fe}}{R_{oe17}} - R_8}{\frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} + R_8} + 1 \right)}$$

14/10/2016

$$A_c = \frac{V_d G_0 R_{outD} A_{v2}}{R^* + R_{ic17} + R_8 + R_8} \cdot \frac{\frac{R_{f2}/R_{out17}}{R_{out17}} - R_8}{\frac{1}{R_{out17}} + \frac{1}{R_{out13}} + R_8} - \frac{\frac{A_{f2}}{R_{out17}} + R_8}{\frac{1}{R_{out17}} + \frac{1}{R_{out13}} + R_8}$$



$$V_{ant} = i.c. \frac{1}{R_{p13}}$$

$$\frac{1}{P_{0219}} = 181818 \text{ s}$$

$$\frac{1}{\text{Pr}13} = 90909 \text{ e}$$

$$A_d = \frac{V_{out}}{V_d} = \frac{\frac{1}{R_{out}} - 10}{1}$$

$$= \frac{60 \text{ Punkte AV}_1 \cdot \frac{1}{\text{AV}_{13}}}{R^* + R_{ie17} + R_s + R_s \cdot \frac{R_{ie}}{R_{oe17}} - R_s \cdot \frac{1}{R_{oe17}} + \frac{1}{R_{oe13}} + R_s} = 143273$$

STADIO DIFF. È INVERTENTE
STADIO DI GUADAGNO È INVERTENTE $\rightarrow A_d > \phi$

$$R_{\text{asset}}' = \frac{1}{R_{\text{fret}13}} \parallel \frac{1}{R_{\text{fret}17}} \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{fret}} R_8}{R_{\text{fret}17} + R^* + R_8} \right) = 68559 \text{ n}$$

Trascuro nel guadagno le contribuzioni di Q_{22} e Q_{23} perché sono montati a inseguimento di emettitore ($A \approx 1$)

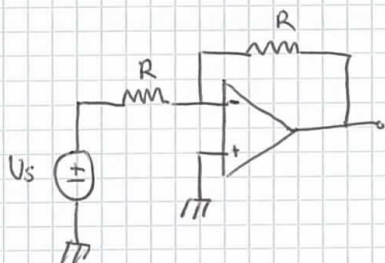
$$R_{out_TOTAL} \approx \frac{R_{out'}}{R_{ge} - R_{ge}} \approx 50 \Omega$$

Donati ai due stadi a inseguitore ed emettitore

Problema della Compensazione

Assume che si fa in un AMPLIFICATORE per rendere stabile il circuito una rete inserita una retroazione.

Come si fa a capire se un circuito si può instaurare un'instabilità?



In questo circuito con R ideali e A.O. ideale non si può entrare in un condizione di instabilità.

CONDIZIONE DI INSTABILITÀ:

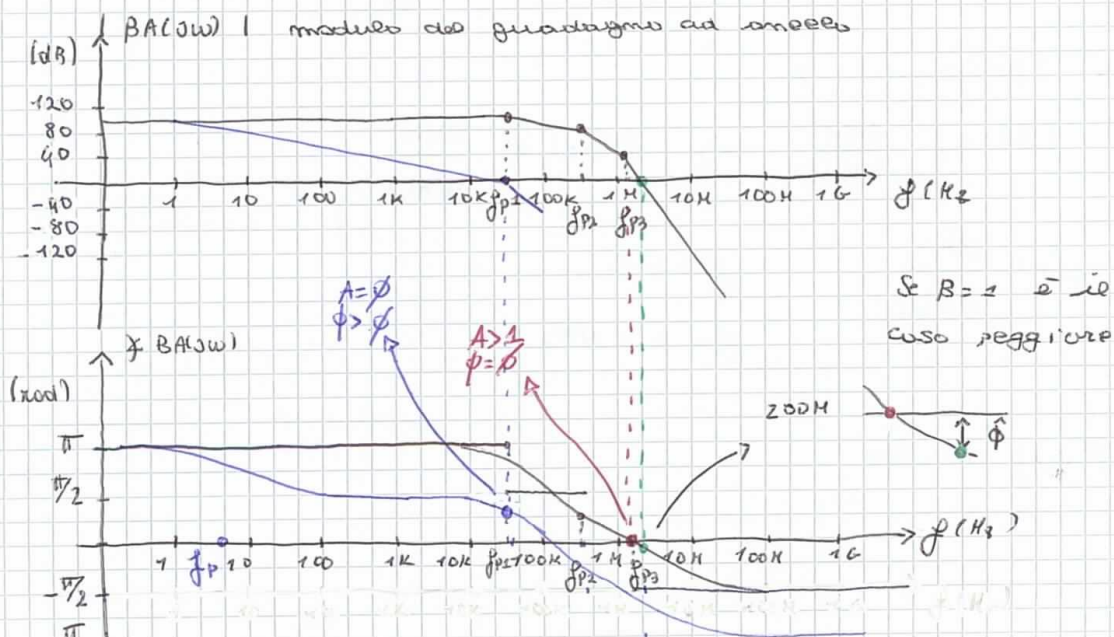
- $A > 1$
- $\phi = 0^\circ$

Nella realtà ci sono capacità parassite all'interno di A.O. si può verificare instabilità.

A.O. Risposta in frequenza in gran numero di poli.

→ Inserisco un C di compensazione.

FORMA DI COMPENSAZIONE A POLO DOMINANTE



C'è un problema di instabilità!

INTEGRO UN POLO DOMINANTE $\rightarrow$ Polo posto a f basse
Le moduli di $BA(\omega)$ decade molto rapidamente

Margine di fase: fase per cui $|BA(\omega)| = \phi$ dB
($\hat{\phi}$)

Ipotesi: trascurare l'effetto che i poli successivi al primo
introducono in fase

$$\hat{\phi} = \frac{\pi}{4} = 45^\circ.$$

$$\begin{aligned} BA &= (BA)_\phi \cdot \frac{1}{1 - \frac{s}{s_p}} \\ BA &= (BA)_\phi \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad \begin{array}{l} \text{combinamento solo} \\ \text{formale.} \end{array} \\ BA &= (BA)_\phi \cdot \frac{1}{1 + \frac{s\omega}{\omega_p}} \quad \begin{array}{l} \text{combinamento} \\ \text{sostanziale} \end{array} \end{aligned}$$

COND1: $\omega_p = -s_p$
COND2: $\omega_p = |s_p|$

$$\begin{aligned} \text{Se } \omega \gg \omega_p \rightarrow BA(\omega) &\approx (BA)_\phi \cdot \frac{1}{\frac{s\omega}{\omega_p}} \\ |BA(\omega)| &\approx |(BA)_\phi| \cdot \frac{|\omega_p|}{\omega} \end{aligned}$$

$$\rightarrow |BA(\omega_{p1})| = 1$$

$$|(BA)_\phi| \cdot \frac{|\omega_p|}{|\omega_{p1}|} \rightarrow |\omega_p| = \frac{|\omega_{p1}|}{|(BA)_\phi|}$$

$$f_p = \frac{f_{p1}}{|(BA)_\phi|}$$

$$f_p = 4 \text{ KHz}$$

$$f_{pz} \approx 1 \text{ KHz}$$

$$|(BA)_\phi| = 250.000$$

il polo dominante ponga $|B A(j\omega_{p1})| = \phi$
 con $\angle B A(j\omega_{p1}) > \phi$

→ A.D. è adesso stabile!

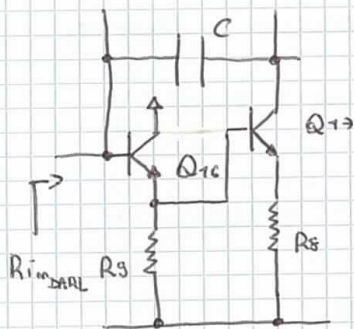
N.B. C occupa spazio: bene scegliere piccolo.
 Na inserito in un punto dove è presente
 effetto Miller e quindi c'è una R molto
 grande

$$\omega_p = \frac{1}{2\pi RC}$$

Na cercato un punto in cui c'è un guadagno
 negativo elevato.

nel $\mu A741$ lo ponga fra la base del Q_{16} e il
 collettore del Q_{17} (stadio di guadagno)

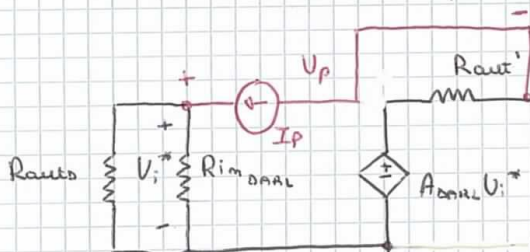
Si usa il metodo di RUISEN



$$C \approx 30 \text{ pF}$$

$$R_{inDAL} = h_{ie16} + (h_{fe} + 1) \left\{ R_9 \parallel (h_{ie17} + R_8 (h_{fe} + 1)) \right\} = 2,754 \text{ M}\Omega$$

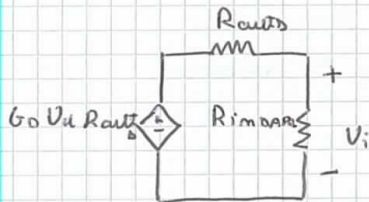
alle variazioni: (equivalente dello stadio Darlington)



$$R_{out0} \parallel R_{inDAL} = 1,8922 \text{ M}\Omega$$

$$A_{DARL} = \frac{V_{out}}{V_i}$$

Come trovare V_i ?



$$V_i = G_D V_d R_{out0} \cdot \frac{R_{inDARL}}{R_{inDARL} + R_{out0}}$$

$$A_{DARL} = \frac{V_{out}}{V_i} = \frac{\cancel{V_d} \cdot A_D}{G_D \cancel{V_d} R_{out0} \cdot \frac{R_{inDARL}}{R_{inDARL} + R_{out0}}} = -426,02$$

Andiamo ora a studiare il circuito di prova

$$V_p = I_p \cdot R_{out0} // R_{inDARL} - [A_{DARL} \cdot I_p R_{out0} // R_{inDARL} - R_{out'} \cdot I_p]$$

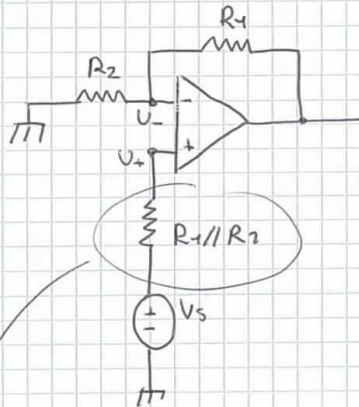
$$V_p = I_p \cdot [R_{out0} // R_{inDARL} - A_{DARL} R_{out0} // R_{inDARL} + R_{out'}]$$

$$R_{vcl} = \frac{V_p}{I_p} = R_{out0} // R_{inDARL} (1 - A_{DARL}) + R_{out'} = 505,08 \text{ M}\Omega$$

E da qui si riconosce l'effetto Miller

$$\omega_p = \frac{1}{R_{vcl} C} = 41,25 \text{ rad/sec} \rightarrow f_p = 6,565 \text{ Hz}$$

17/10/2016



È importante inserire
CONTROLLO OFFSET

$$I_{OFF-} = I_{OFF+} = 80 \mu A$$

$$R_1 = 1 k\Omega$$

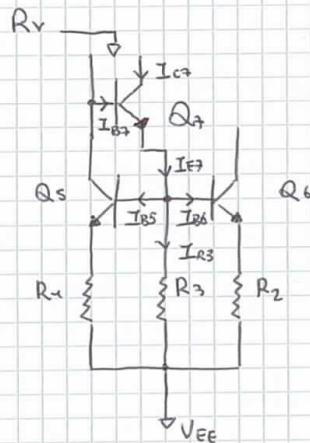
$$R_2 = 10 k\Omega$$

$$R_1 // R_2 = 990 \Omega$$

$$\rightarrow V_- = V_+ = 792 \mu V$$

$$V_- = V_+ \text{ anche se varia } T.$$

Calcolo dell'impedenza vista dal collettore di Q_3 .



R_V ?

$$I_{E3} = I_{B6} + I_{B5} + I_{R3} = 2I_{B6} + \frac{V_{BE}}{R_3}$$

$$\approx 2I_{B6} + \frac{V_{BE}}{R_3} = 2 \frac{I_{C6}}{\beta_{FE6}} + \frac{V_{BE}}{R_3}$$

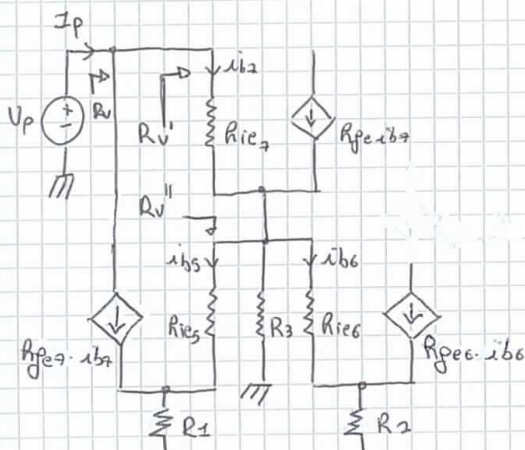
$$= 14,158 \mu A$$

$$V_{BE} \ll V_{BE} \rightarrow V_{BE} \approx V_{BE}$$

$$I_{C3} = \frac{I_{E3} \beta_{FE3}}{\beta_{FE3} + 1} \approx 14,04 \mu A$$

$$h_{ie3} \approx r_{b'e3} = \frac{V_T}{I_{C3}} \quad h_{FE3} = 222,2 k\Omega$$

Alle variazioni:



$$R_V'' = [R_{ie5} + R_1 (\beta_{FE5} + 1)] //$$

$$[R_{ie6} + R_2 (\beta_{FE6} + 1)] // R_3$$

$$= 40890 \Omega$$

$$R_V' = R_{ie3} + R_V'' (\beta_{FE3} + 1) = 5,1698 M\Omega$$

$$i_{b5} = i_{E7} \cdot \frac{R_3}{R_3 + \frac{h_{ies} + (h_{fes} + 1)R_1}{2}}$$

$\frac{1}{2}$

senza ottenere $i_{b5} + i_{b6}$
in quanto $i_{b5} = i_{b6}$.

Positiva di corrente $R_3 // R_{ES}$ dalle BASI-6

$$i_p = i_{b7} + h_{fes} i_{b5} = i_{b7} + h_{fes} (1 + h_{fet}) i_{b7} \cdot \frac{\frac{R_3}{2}}{R_3 + \frac{h_{ies} + (h_{fes} + 1)R_1}{2}}$$

$$= i_{b7} \left[1 + h_{fes} (h_{fet} + 1) \cdot \frac{R_3/2}{R_3 + \frac{h_{ies} + (h_{fes} + 1)R_1}{2}} \right]$$

$$R_v = \frac{V_p}{i_p} = \frac{V_p}{i_{b7} \left[1 + h_{fes} (h_{fet} + 1) \cdot \frac{R_3/2}{R_3 + \frac{h_{ies} + (h_{fes} + 1)R_1}{2}} \right]}$$

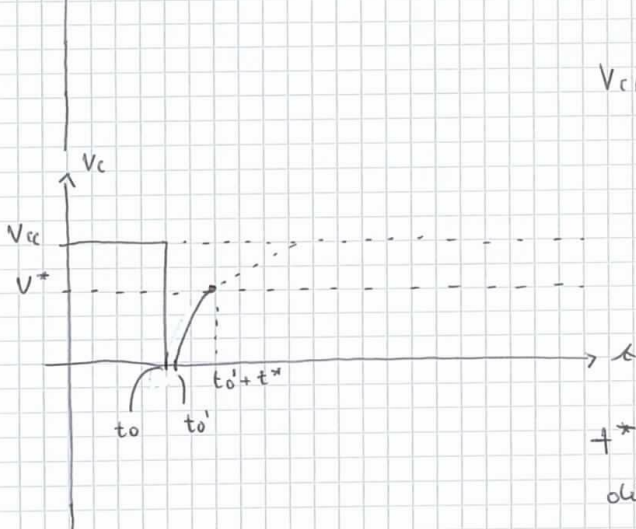
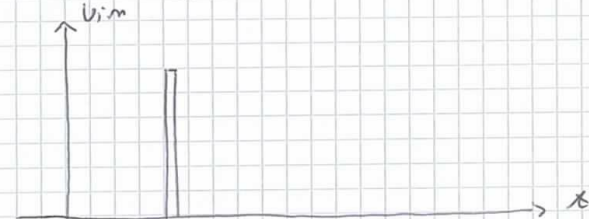
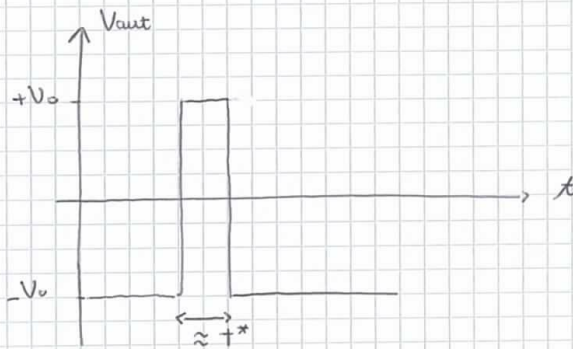
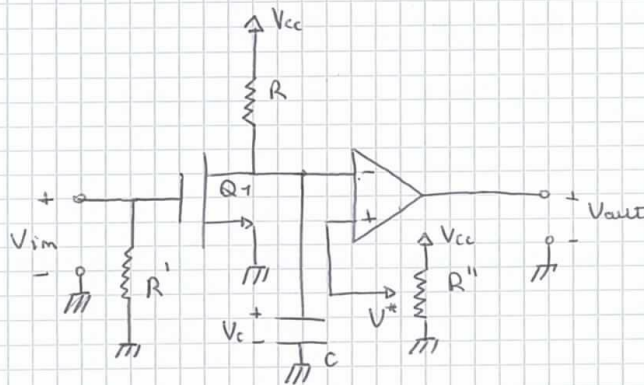
$$\frac{V_p}{i_{b7}} = R_v'$$

$$R_v = \frac{h_{ies} + (h_{fes} + 1) \left[\frac{h_{ies} + R_1 (h_{fes} + 1)}{2} // R_3 \right]}{1 + h_{fes} (h_{fet} + 1) \cdot \frac{R_3/2}{R_3 + \frac{h_{ies} + (h_{fes} + 1)R_1}{2}}} = 3909 \Omega$$

Siccome R_v è piccola questo può giustificare considerare lo specchio simmetrico nei calcoli fatti nelle lezioni precedenti.

Circuiti utili per ESERCIZI A

CIRCUITO MONOSTABILE



$$\begin{aligned}
 V_c(t) &= V_{p.m.} + (V_{i.m.} - V_{p.m.}) e^{-\frac{(t-t_0)}{RC}} \\
 &= V_{cc} + (0 - V_{cc}) e^{-\frac{t-t_0'}{RC}} \\
 &= V_{cc} (1 - e^{-\frac{t-t_0'}{RC}}) \\
 \rightarrow V^* &= V_{cc} (1 - e^{-\frac{t^*}{RC}})
 \end{aligned}$$

t^* deve essere dell'ordine di τ .

t^* è circa la durata dell'impulso!

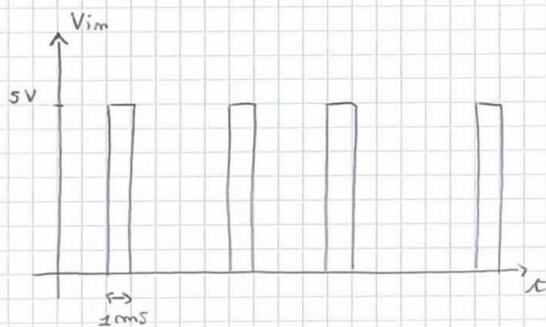
noigio $t^* = 20 \text{ ms}$

$\rightarrow \tau = 22 \text{ ms}$ deriva da $C = 22 \mu\text{F}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$

$$V^* = 12 \cdot \left(1 - e^{-\frac{20}{22}}\right) = 7,165 \text{ V} \quad \text{con } V_{CC} = 12 \text{ V.}$$

ES. 8

Formare un segnale alto se fra due impulsi c'è un tempo minore di un certa soglia.



Posso usare il monostabile:

