

LABORATORIO DI ELETTRONICA APPLICATA

[Fotocopie di Appunti]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

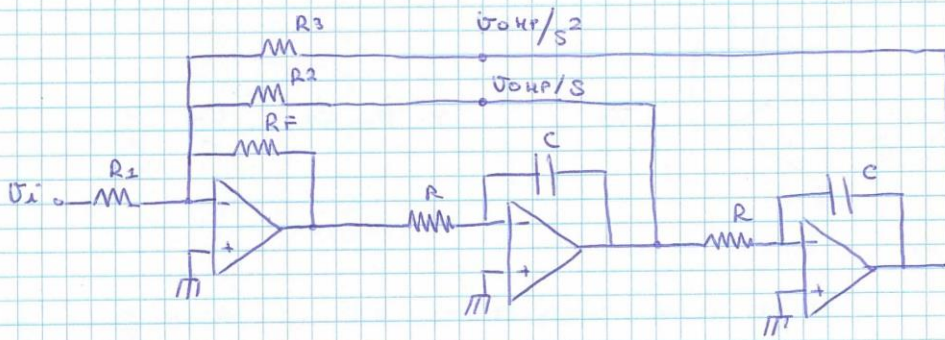
PROFESSORE: Valerio Vignoli (<http://www3.diism.unisi.it/people/person.php?id=58&aa=2015>)

LINK AL CORSO ANNO 2015/2016:

<http://www3.diism.unisi.it/FAC/index.php?bodyinc=didattica/inc.insegnamento.php&id=55145&aa=2015>

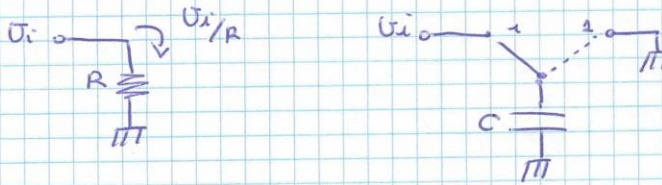
FREQUENTAZIONE: Consigliata.

Supponiamo $A_0 \ll \phi$



$$A_0 = - \frac{R_F}{R_1}$$

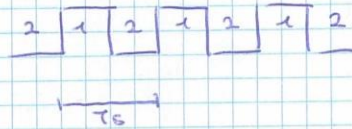
TECNOLOGIA A CONDENSATORI COMUTATI



Quanto sono in 1:

$$Q = C \cdot V_i$$

Supponiamo che lo switch sia comandato da:



$$f_s = \frac{1}{T_s}$$

$$\bar{I} = \frac{Q}{T_s} \quad : \quad \bar{I} \text{ media}$$

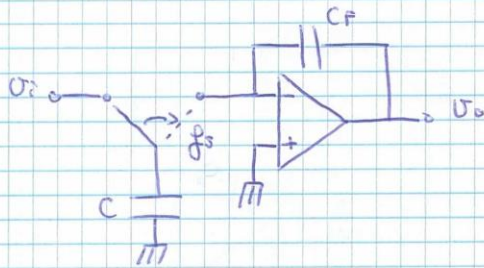
$$= C \cdot V_i \cdot f_s$$

$$R_{eq} = \frac{V_i}{\bar{I}} = \frac{1}{C \cdot f_s}$$

Rs costruito R a partire da C.

Quindi c'è un limite su f_{max} dovuto al fatto che switch è reale ed ha T_{on} e T_{off} e quindi c'è τ_{max} e τ_{min} .

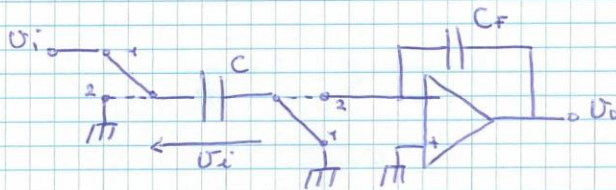
INTEGRATORE A CONDENSATORI COMUTATI (INVERSIONE)



$$\tau = \text{Req } C_F = \frac{C_F}{C} \cdot \frac{1}{f_s}$$

Spesso $\frac{C_F}{C}$ è dato dal costruttore ed in modo fisso f_s .

INTEGRATORE A CONDENSATORI COMUTATI (NON INVERSIONE)



1, 1 : Carica C

2, 2 : Porto in ingresso istantaneamente $-U_i$

Simbolo circuitale:



$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{\tau f_s}$$

Limiti all'uso di questo circuito:

- f_{max} limitato da carica e scarica di C;
- SNR del fusto che viene campionato anche il rumore;

Programma per progettare

i filtri: TEXAS INSTRUMENTS FILTER PRO.

Esercitazione Filtri Attivi

19/04/2016

AMPLIFICATORI DI POTENZA

Parametri con ingresso una sinusoidale:

$$\text{Efficienza: } \mu = \frac{\overline{P_L}}{\overline{P_{ALIM}}} = \frac{\text{Potenza media sul carico}}{\text{Potenza media erogata da alim.}}$$

$$\mu_{MAX} = 1$$

Amplificatore di potenza è un dispositivo non lineare.

Distorsione armonica totale è un altro parametro:

$$\frac{P_{armoniche}}{P_{fondamentale}}$$

Amplificatori Quasi lineari

→ massimizzare efficienza prelevando a' ingresso limitando il comportamento non lineare

$$\mu_{MAX} \approx 50\%$$

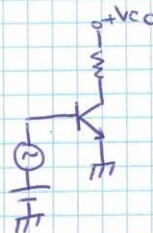
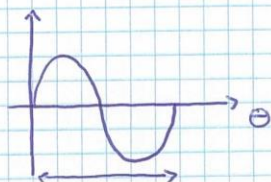
Amplificatori non lineari

→ massimizzare μ non prelevando a' ingresso.

$$\mu_{MAX} \approx 100\%$$

Angolo di conduzione di un dispositivo:

Data una sinusoidale in ingresso, si parla di angolo di conduzione e' l'angolo θ per cui l'amplificatore è in conduzione.



$\theta = 2\pi$ se BJT è sempre in conduzione.

Dispositivi Quasi lineari:

Classi:

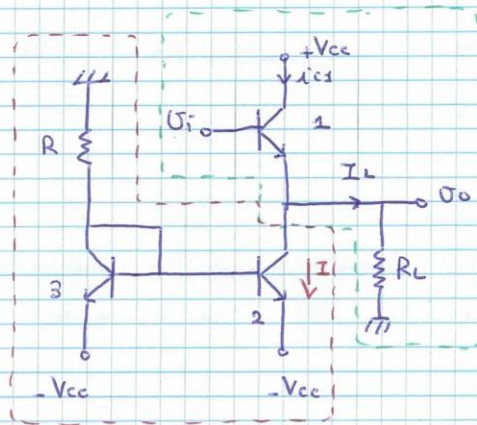
- A $\theta = 360^\circ$
- B $\theta = 180^\circ$
- AB $180^\circ < \theta < 360^\circ$

Dispositivi non lineari ($\theta < 180^\circ$)

Classi:

- C $\theta <$
- D-F $\theta_2 < \theta_1$
- S $\theta_3 < \theta_2$

AMPLIFICATORI QUASI LINEARI DI CLASSE A



Emettitore Follower

→ l'emettitore insegue la base.

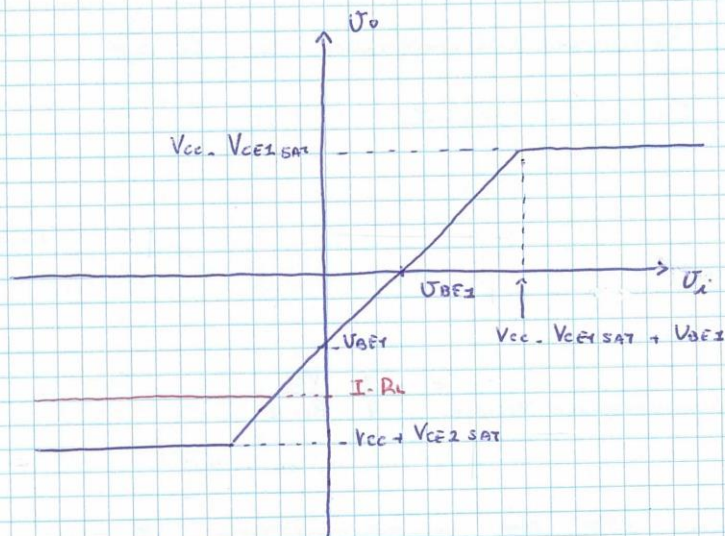
Specchio di corrente, fissa I

$$\begin{cases} U_o = U_i - U_{BE1} \\ I_{C1} \approx I_{E1} = I + I_L \end{cases}$$

$$\text{con } U_{BE} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S}$$

Si come U_{BE} varia poco in funzione di I_C , lo considero costante.

$$U_{BE1} = \text{costante}$$



Se $I < \frac{|-V_{CC} + V_{CE2SAT}|}{R_L}$ non saturano a $-V_{CC} + V_{CE2SAT}$

ma arrivano a $I \cdot R_L$.

alimenti dove saturano cioè $I \geq \frac{|-V_{CC} + V_{CE2SAT}|}{R_L}$

Efficienza:

$$\mu = \frac{\overline{P_L}}{\overline{P_{ACIN}}}$$

$$\overline{P_L} = \frac{1}{T} \int_{\phi}^T U_o(t) \cdot i_o(t) dt$$

$$= \frac{1}{T} \int_{\phi}^T (U_o \cdot \sin(\omega t)) \cdot \frac{U_o}{R_L} \sin(\omega t) dt$$

$$\text{con } U_i = U_i \cdot \sin(\omega t)$$

$$= \frac{1}{T} \frac{U_o^2}{R_L} \int_{\phi}^T \sin^2(2\omega t) dt = \frac{1}{T} \frac{U_o^2}{R_L} \cdot \frac{1}{2} \cdot T$$

$$\sin^2(2\omega t) = \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t))$$

$$= \frac{U_o^2}{2R_L}$$

$$\overline{P_{ACIN}} = |-V_{CC}| \cdot I + V_{CC} \cdot i_{ce} \quad \text{con } i_{ce} = I + I_L$$

ma I_c non ammissibilmente e $I_c = I$

$$\rightarrow \overline{P_{AC1}} = V_{CC} \cdot I + V_{CC} \cdot I = 2V_{CC} \cdot I$$

$$\mu = \frac{\frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}}{2V_{CC} \cdot I}$$

$$\mu_{max} \Big|_{V_o = V_{CC} \text{ considerando } V_{CEsat}} = \frac{1}{4} \frac{V_{CC}}{R_L \cdot I}$$

Quindi bisogna che per massimizzare μ deve essere più piccolo possibile.

$$I = \frac{|-V_{CC} + V_{CEsat}|}{R_L} \text{ e considerando } V_{CEsat} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$\mu_{max} = \frac{1}{4} = 25\%$$

Nota Bene: $A_v = 1$ perché è un emitter follower
ma $A_i > 1$ perché $i_c = \beta i_b$, quindi
il guadagno di potenza è giustificato.

N.B. $\overline{P_{AC1}}$ non è fatta considerando $A_{VT} 3$.

POTENZA DISSIPATA SUI DISPOSITIVI ATTIVI:

Potenza sul BJT 1:

$$\begin{aligned} P(Q1) \Big|_{MAX} &= V_{CC1} \cdot i_{c1} \Big|_{MAX} \\ &= V_{CC} (1 + \sin(\omega_s t)) \cdot I (1 - \sin(\omega_s t)) \\ &= \frac{V_{CC}^2}{R_L} (1 - \sin^2(\omega_s t)) \\ &= \frac{V_{CC}^2}{R_L} (\cos^2(\omega_s t)) \end{aligned}$$

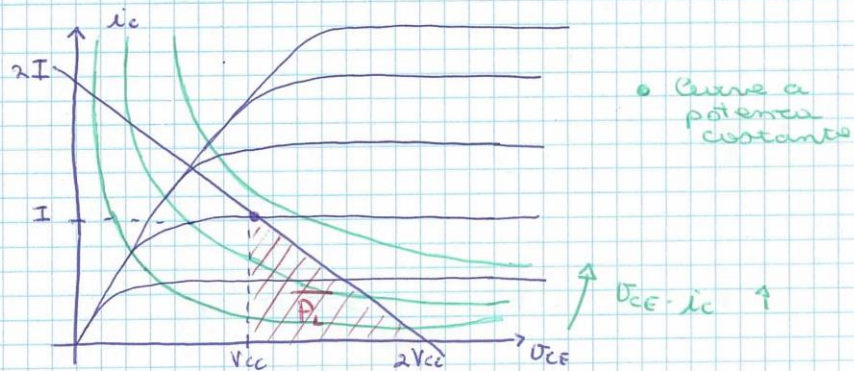
$$\rightarrow \overline{P(Q_2)} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} = \frac{1}{2} V_{cc} \cdot I$$

$$\overline{P(Q_2)} = V_{cc} \cdot I$$

$$\text{Im quanto } P(Q_2)|_{x \neq x} = V_{cc} \cdot (1 + \sin(\omega_0 t)) \cdot I$$

Quindi il BJT 1 trasferisce metà potenza al carico, mentre il transistor 2 dissipa tutta la potenza.

Per un BJT, in particolare BJT₁.



$$V_{cc} = V_{ce} + R_L \cdot I_c = V_{ce} + R_L (i_c \cdot I)$$

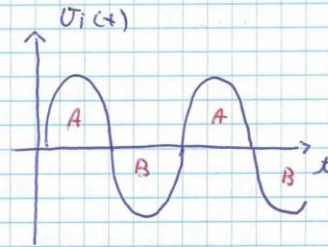
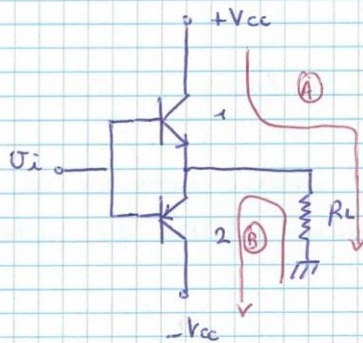
$$\text{Se } V_i = \phi \rightarrow i_c = I$$

$$\text{Se } R_L \rightarrow \infty \rightarrow \overline{P_L} = 2V_{cc} \cdot I$$

$$\text{Se } R_L \rightarrow \phi \rightarrow \overline{P_L} = \infty \text{ in teoria, ma non è così.}$$

AMPLIFICAZIONE QUASI LINEARE DI CLASSE B

Schema PUSH-PULL



nel semiperiodo A conduce 1, in quello B conduce 2.

$$f_{segnale} < f_{t+1/2}$$

$$\overline{P_L} = \frac{1}{2} \frac{U_o^2}{R_L}$$

$$\overline{P_{accin}} = ?$$

$$\overline{P_{Vcc}} = V_{cc} \cdot \overline{I_{cc}} = V_{cc} \cdot \frac{1}{T} \int_{\phi}^{\pi} i_{cc}(t) dt$$

$$i_{cc}(t) = \begin{cases} \frac{U_o}{R_L} \sin(\omega t) & \phi \leq t \leq \frac{\pi}{2} \\ \phi & \frac{\pi}{2} \leq t \leq \pi \end{cases}$$

$$= V_{cc} \cdot \frac{1}{T} \int_{\phi}^{\pi/2} \frac{U_o}{R_L} \sin(\omega t) dt = V_{cc} \cdot \frac{1}{T} \cdot \frac{U_o}{R_L} \cdot \frac{1}{\omega} \left[\cos(\omega t) \right]_{\phi}^{\pi/2}$$

$$= V_{cc} \cdot \frac{1}{T} \cdot \frac{U_o}{R_L} \cdot \frac{\pi}{2\pi} = \frac{V_{cc} \cdot U_o}{R_L \cdot \pi}$$

$$\overline{P_{accin}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc} \cdot U_o}{R_L}$$

$$\mu = \frac{\frac{1}{2} \cdot \frac{U_o^2}{R_L}}{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc} \cdot U_o}{R_L}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_o}{V_{cc}}$$

$$\mu_{max} \Big|_{U_o = V_{cc}} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

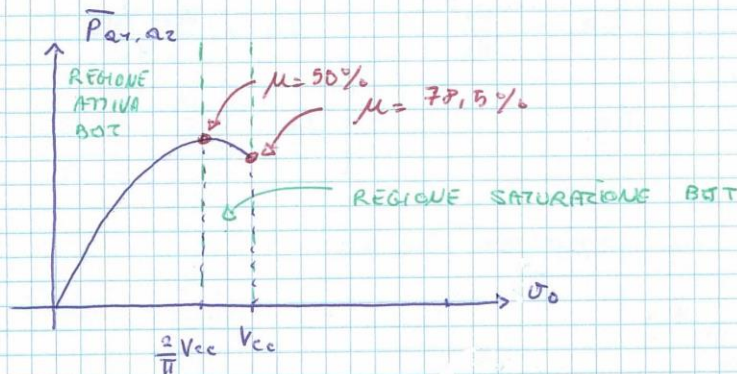
$$\overline{P_{A1, A2}} = \overline{P_{AVM}} \cdot \overline{P_L} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC} \cdot V_o}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}$$

Posso calcolarla così perché i BJT a differenza di prima lavorano in maniera asimmetrica.

$\frac{d}{dV_o} \overline{P_{A1, A2}} = \phi$ in quanto è una parabola con concavità rivolta verso il basso

$$\frac{d}{dV_o} \overline{P_{A1, A2}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}}{R_L} - \frac{V_o}{R_L} = \phi$$

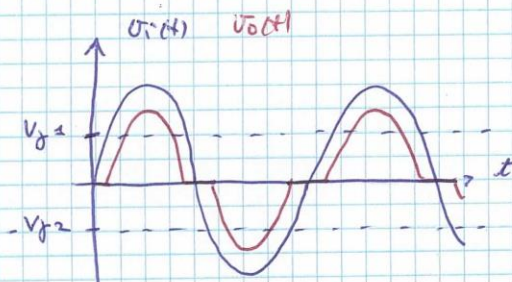
$\overline{P_{A1, A2}}$ è max quando $V_o = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC}$



$$\mu \Big|_{V_o = \frac{2}{\pi} V_{CC}} = 50\%$$

Per usarlo come un dispositivo quasi lineare bisogna che $V_o < \frac{2}{\pi} V_{CC} \rightarrow \mu < 50\%$.

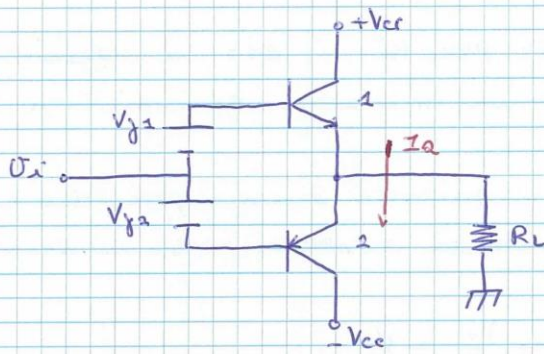
Se considero la giunzione base-emettitore come diodo



Questo è un problema per segnali con bassa ampiezza.

→ DISTORSIONE DI CROSSOVER.

AMPLIFICATORI QUASI LINEARI DI CLASSE A-B

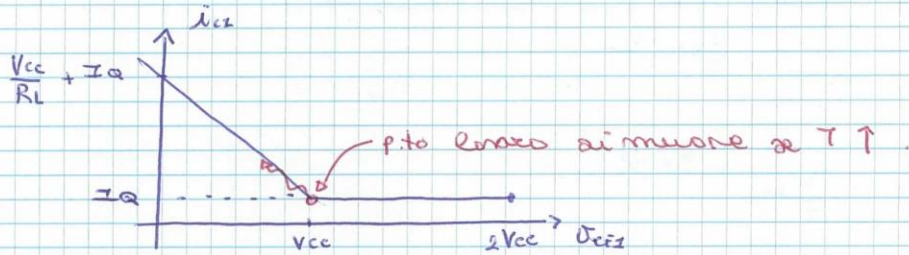


$$V_{cc} = V_{CE1} + (I_C - I_Q) R_L$$

I_Q imposta dalla polarizzazione

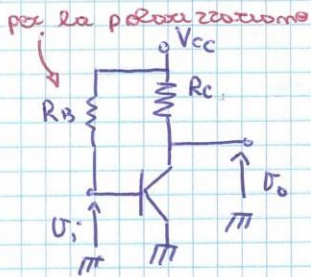
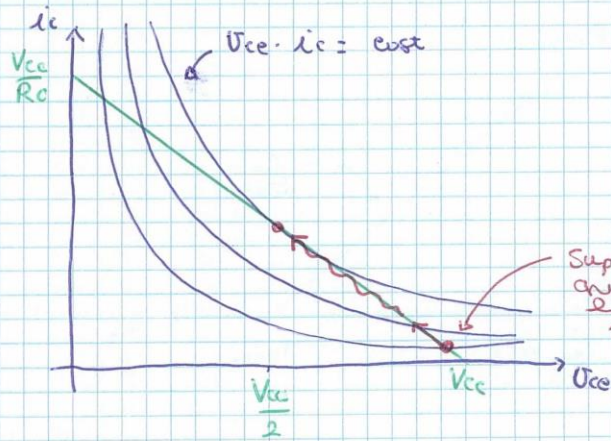
$$i_{ce} = \begin{cases} I_Q + \frac{V_o}{R_L} \\ I_Q \end{cases} = \begin{cases} I_Q + \frac{V_{cc} - V_{CE1}}{R_L} & \text{se } V_{CE1} < V_{cc} \\ I_Q & \text{se } V_{CE1} > V_{cc} \end{cases}$$

Supponendo un ingresso in d.c.



Per lo spezzamento dei punti angolosi vedere pag. successiva

03/05/2016



$$V_{cc} = V_{ce} + R_c I_c$$

Se $T_{BJT} \uparrow$ allora $\beta \uparrow$ quindi $P_{BJT} \uparrow$ e $T_{BJT} \uparrow$.

$$P_D = V_{ce} \cdot I_c = V_{ce} \left(\frac{V_{cc} - V_{ce}}{R_c} \right) = \frac{V_{ce} V_{cc}}{R_c} - \frac{V_{ce}^2}{R_c}$$

$$\frac{dP_D}{dV_{ce}} = \frac{1}{R_c} (V_{cc} - 2V_{ce}) = 0 \rightarrow \frac{V_{cc}}{2} = V_{ce}$$

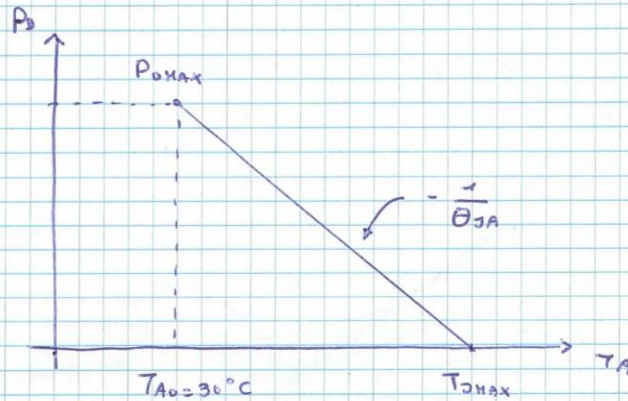
App' equazione Termica di un dispositivo

$$\Theta_{JA} \cdot P_D = T_J - T_A$$

\swarrow Resistenza termica $[\text{C/W}]$ \downarrow Potenza dissipata dal dispositivo \searrow T_A ambiente
 \downarrow T_J dispositivo

$$T_{Amax} = 150^\circ \Rightarrow P_{Dmax}$$

$\rightarrow \Theta_{JA}$ deve essere più piccola possibile!



Solitariamente $\Theta_{JA} = \Theta_{JC} + \Theta_{CA}$

↑
giunzione - case

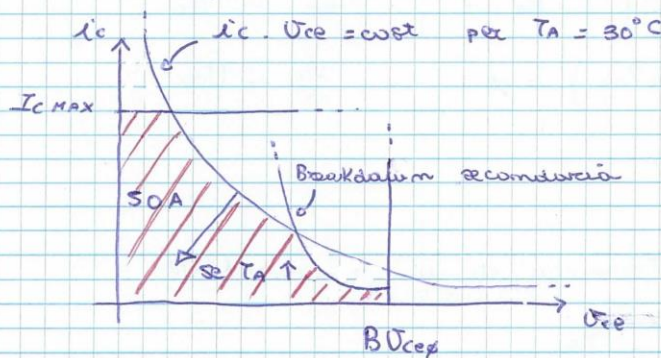
↑
case - ambiente

$\Theta_{CA} = \Theta_{CS} + \Theta_{SA}$

↑
case - dissipatore

↑
dissipatore - ambiente

Per ogni dispositivo c'è quindi una P_{0max} per ogni T_A che posso dissipare senza che il dispositivo si danneggi.

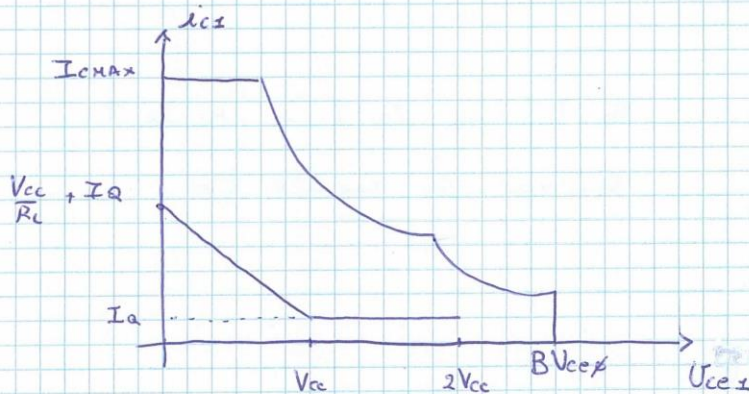


SOA : Safe Operation Area

B_{Vce} : Tensione di rottura della giunzione B-C con B flottante.

Breakdown a conduttore : dovuto ad indennamenti di corrente in alcune aree del circuito.

Bisogna che la mia retta di carico sia dentro la SOA.



N.B. R_l non deve essere troppo piccolo altrimenti fuoriesco dalla SOA.

STABILIZZARE IL P.T.O DI LAVORO CON UN CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE per eliminare la dipendenza da T .

Per un BJT: $V_{BE} \approx V_T \ln \frac{I_c}{I_s}$ è dipendente da T .

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad , \quad I_s \propto n_i^2 \propto T^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

$$I_s \propto \frac{kT}{q}$$

$$I_s \propto \mu \propto T^m \quad m \in (1,5 \div 3)$$

$$\rightarrow I_s = A_s \cdot q \cdot n_i^2 \left(\frac{D_n}{N_A L_n} + \frac{D_p}{N_D L_p} \right) \quad D: \text{coefficiente di diffusione} \quad D = \mu V_T$$

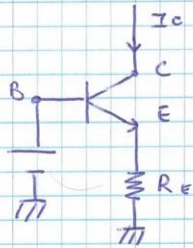
$$\text{Tipicamente } \frac{dV_{BE}}{dT} \Big|_{I_c = \text{cost}} \approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad L: \text{lunghezza di diffusione}$$

Quindi la causa di questo fatto V_{BE} dipende da T .

Se aumenta T per mantenere I_c costante devo ridurre V_{BE} .

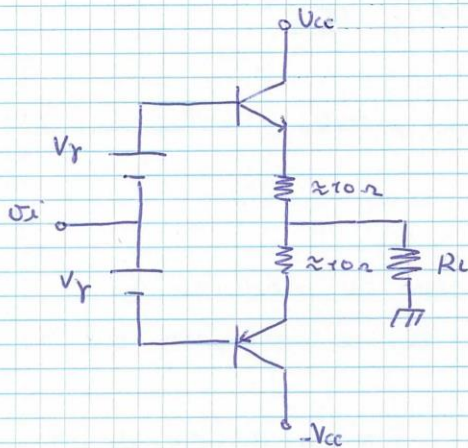
Se T aumenta di 1°C devo ridurre di 2 mV V_{BE} .

Quindi come modifica il circuito di polarizzazione del classe A-B?

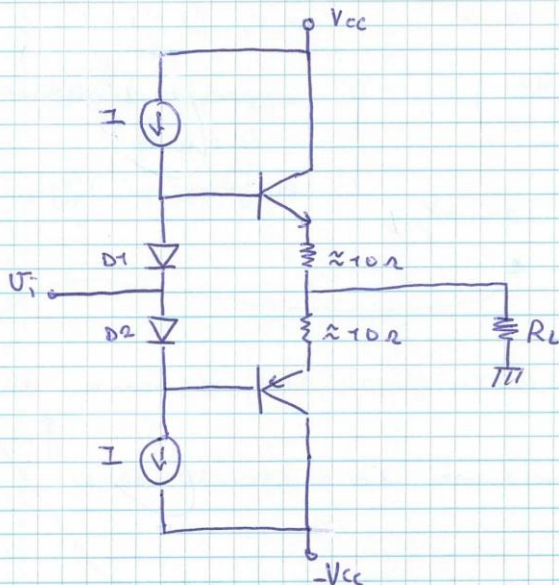


Se $T \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow R_E I_C \uparrow$

Quindi si riduce U_{BE} .



Ma non ho ancora trovato, sostituisco i gen. V_D con due diodi con V_D .



Per il diodo:

$$V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_S}$$

Se $I_D = \text{cost}$:

Quando $T \uparrow$, $V_D \downarrow$

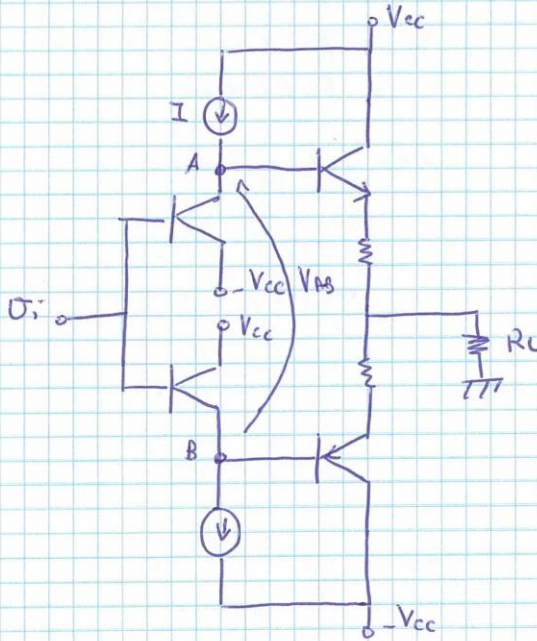
Bisogna che:

$$T_{D1000} = T_{BJT}$$

Ma non è facile da realizzare.

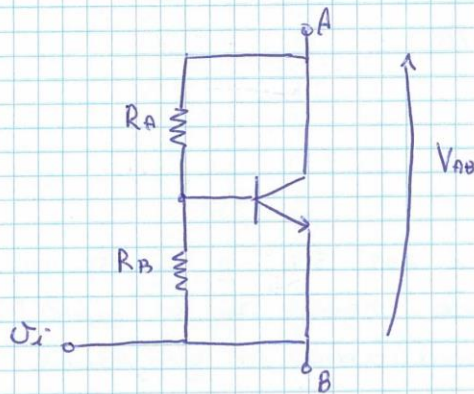
Ma questo circuito ha R_{in} bassa.

Per avere R_{in} grande uso questo circuito:



Nota comunque che funziona PN ma R_{in} è grande.

Posso anche usare fra i nodi AB questa soluzione: Moltiplicatore di V_{BE} .



$$V_{BE} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot V_{AB}$$

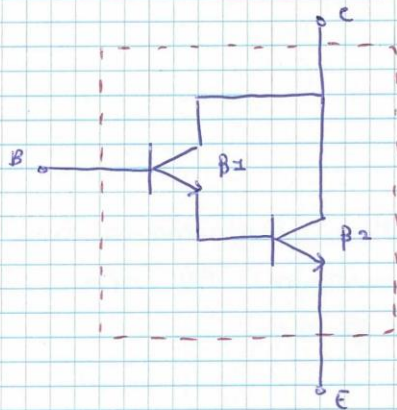
se trascuro i_B .

$$\rightarrow V_{AB} = V_{BE} \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right)$$

R_A non è una semplice Resistenza ma un NTC (Resistenza Variabile in T)

Se $T \uparrow$ quindi $R_A \downarrow$.

Per $i_i > 100 \text{ mA}$ uso il TRANSISTOR DARLINGTON :



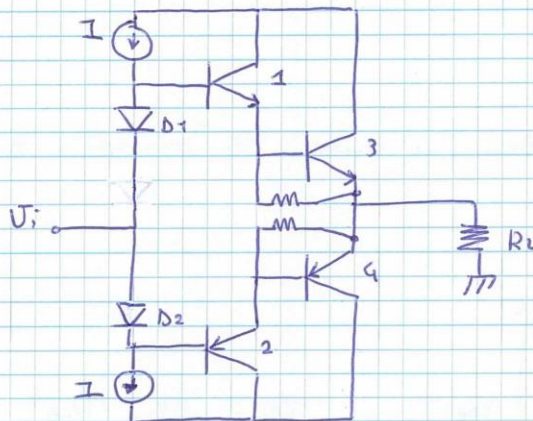
$$i_{c1} = \beta_1 i_{B1}$$

$$i_{c2} = \beta_2 i_{B2}$$

$$= \beta_2 \beta_1 i_{B1}$$

$$i_{B2} = i_{E1} \approx i_{c1}$$

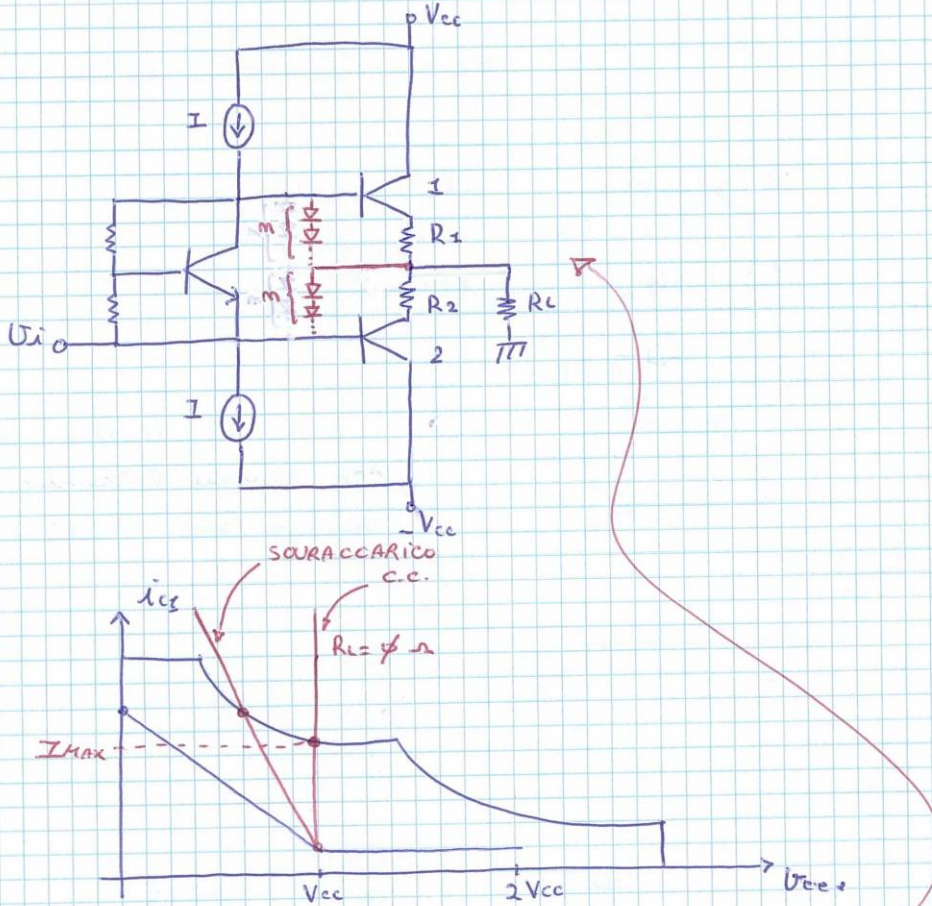
Ed ecco la configurazione :



Le due resistenze bypassano i BJT 3-4 e li attivano solo quando la corrente che scorre su di loro (su R) è sufficiente da parte in condizione la funzione BE.

Il p.to di lavoro rimane così stabile a riposo.

PROTEZIONE DA C.C. E SOVRACCARICHI

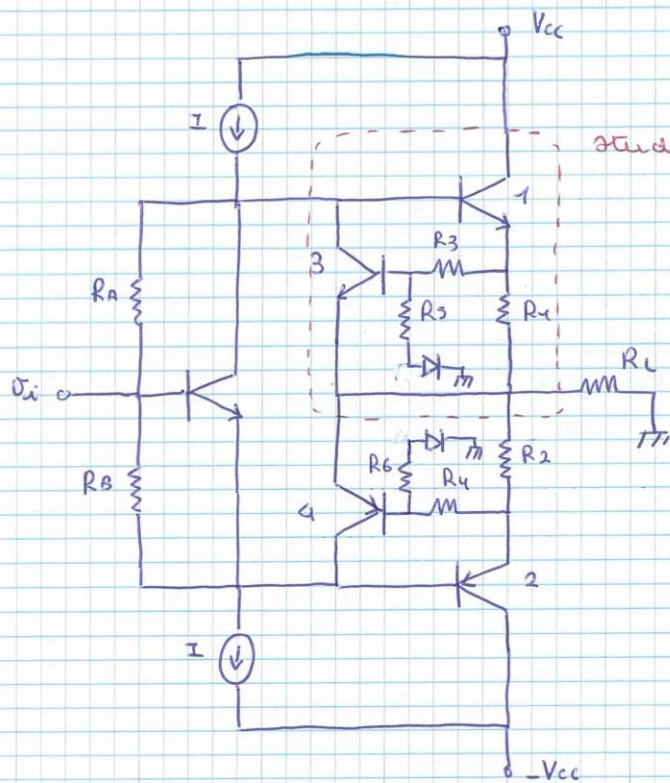


Protezione da e.e.

Il diodo in conduzione solo se $mV_{\beta} = V_{BE1} + I_{MAX} \cdot R_1$

$$\rightarrow I_{MAX} = \frac{mV_{\beta} - V_{BE1}}{R_1} \approx \frac{(m-1)V_{\beta}}{R_1}$$

Posso anche usare questa soluzione per rendere la protezione dipendente da U_0 :

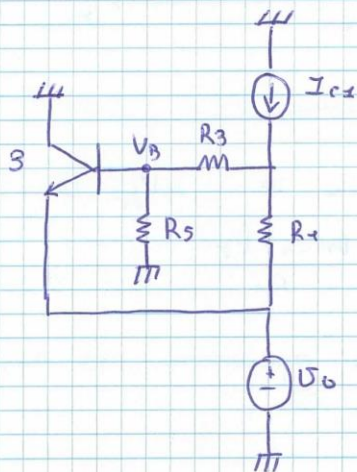


studio questo nel dettaglio

N.B.: il diodo evita che scorra corrente da massa sul circuito

Ecco lo studio:

$$R_5 \gg R_3 \gg R_1$$



$$V_{BE3} = V_B - V_0$$

$$V_B(I_{cx}) = I_{cx} \cdot R_1 \parallel (R_3 + R_5) \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_5}$$

$$\approx I_{cx} \cdot R_1$$

$$V_B(V_0) = V_0 \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_5 + R_1}$$

$$V_{BE3} = I_{cx} R_1 + V_0 \cdot \frac{R_5}{R_1 + R_5 + R_5} - V_0 = I_{cx} R_1 - V_0 \cdot \frac{R_3 + R_1}{R_1 + R_3 + R_5}$$

$$\approx I_{cx} R_1 - V_0 \frac{R_3}{R_5}$$

Quomodo V_{BE3} raffigura la tensione di soglia

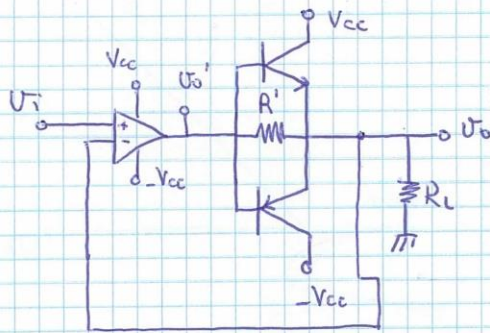
$$V_{BE3} \approx I_{C\text{MAX}} \cdot R_1 - U_0 \cdot \frac{R_3}{R_5}$$

$$I_{C\text{MAX}} \approx \frac{V_{BE30}}{R_1} + U_0 \cdot \frac{R_3}{R_1 R_5}$$

La limitazione è quindi dipendente da U_0 ,
adesso il limite superiore è più raffinato.

10/05/2016

Se A.O. ha una $i_{O\text{MAX}}$, come lo aumento?

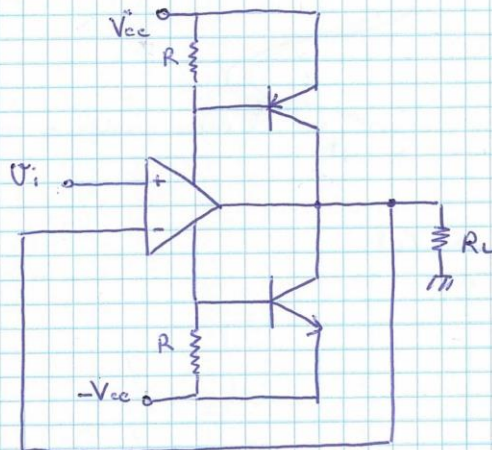


$$U_0 = U_0' \cdot \frac{R_L}{R_1 + R_L}$$

i BJT entrano in
condizione solo se
 $U_0' - U_0 = V_f$

$$V_{R1} = V_f$$

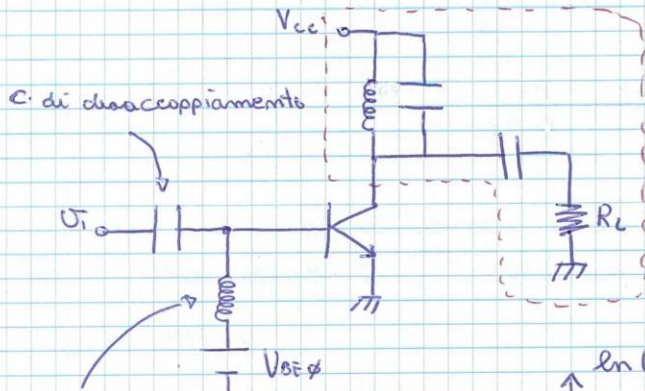
Altra soluzione



Se la corrente in cui aumenta, V_{cc} fornisce più
corrente e la caduta su R aumenta portandolo
in conduzione il BJT.

AMPLIFICATORI DI POTENZA NON LINEARI

Linea di Primario:

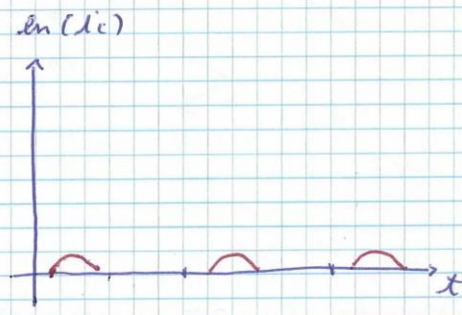
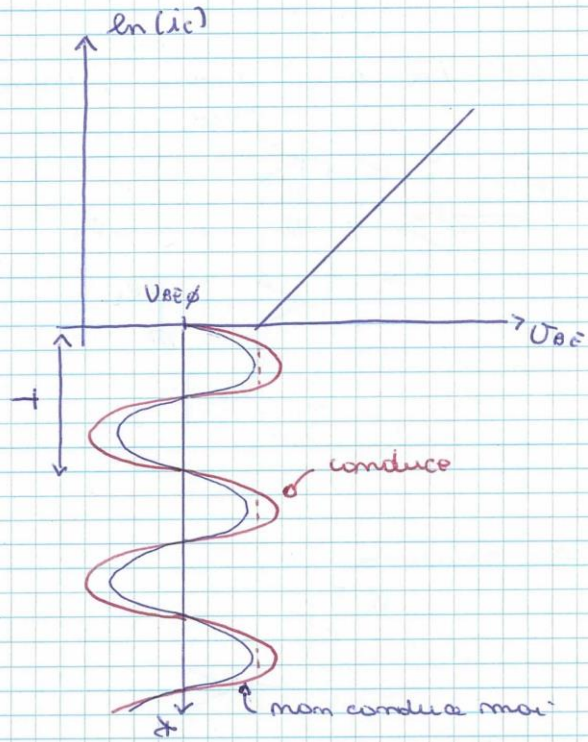


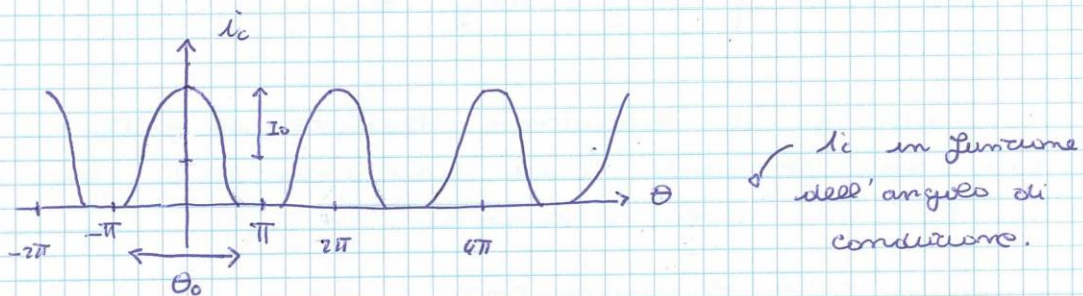
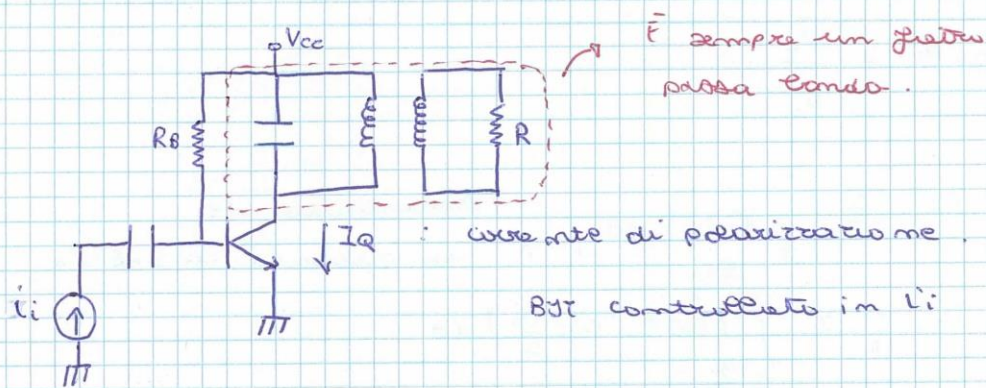
filtro BP
 Selve per recuperare una
 alta frequenza.

Induttanza di eccesso
 Evita che Vi si
 richiuda sul gen.
 di tensione.

→ Blocca a certe
 frequenze.

BJT controllato in V_i





$$i_c = \begin{cases} I_Q + I_0 \cos \theta & |\theta| \leq \frac{\theta_0}{2} \\ \phi & \frac{\theta_0}{2} < |\theta| < \pi \end{cases}$$

$$\rightarrow \phi = I_Q + I_0 \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)$$

$$\rightarrow I_Q = -I_0 \cos\frac{\theta_0}{2}$$

L'uscita è periodica ma non sinusoidale:

$$f(x+2\pi) = f(x)$$

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(nx) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(nx)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx$$

Efficienza in funzione dell'angolo di conduzione:

$$\mu(\theta_0) = \frac{\bar{P}_L}{\bar{P}_A}$$

$$\bar{P}_A = V_{CC} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c(\theta) d\theta \quad (\text{tracciando } i_c \text{ in quanto } i_c = \beta \cdot i_b)$$

$$= V_{CC} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot I_0 \int_{-\frac{\theta_0}{2}}^{+\frac{\theta_0}{2}} (\cos \theta - \cos \frac{\theta_0}{2}) d\theta$$

$$= V_{CC} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot I_0 \cdot \left(2 \sin \frac{\theta_0}{2} - \cos \frac{\theta_0}{2} \cdot \theta_0 \right)$$

Per \bar{P}_L supporto di selezionare tramite il filtro BP una sola frequenza (la fondamentale), quindi in uscita ho una onda sinusoidale.

L'ampiezza della fondamentale è a_x

$$a_x = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\theta_0}{2}}^{\frac{\theta_0}{2}} I_0 (\cos \theta - \cos \frac{\theta_0}{2}) \cdot \cos \theta d\theta$$

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))$$

$$= \frac{I_0}{\pi} \int_{-\frac{\theta_0}{2}}^{\frac{\theta_0}{2}} \cos^2 \theta - \cos \frac{\theta_0}{2} \cdot \cos \theta d\theta$$

$$= \frac{I_0}{\pi} \int_{-\frac{\theta_0}{2}}^{\frac{\theta_0}{2}} \frac{1}{2} (1 + \cos 2\theta) d\theta + \frac{I_0}{\pi} \int_{-\frac{\theta_0}{2}}^{\frac{\theta_0}{2}} -\cos \frac{\theta_0}{2} \cos \theta d\theta$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0}{\pi} \left[\theta_0 + \sin \theta_0 \right] - \cos \frac{\theta_0}{2} \cdot 2 \sin \frac{\theta_0}{2} \cdot \frac{I_0}{\pi}$$

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta))$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0}{\pi} \left[\theta_0 + \sin \theta_0 \right] - \frac{I_0}{\pi} \sin \theta_0 = \frac{I_0}{2\pi} \left[\theta_0 - \sin \theta_0 \right]$$

$$\bar{P}_L = \frac{1}{2} V \cdot I = \frac{1}{2} R_L \cdot a_1^2$$

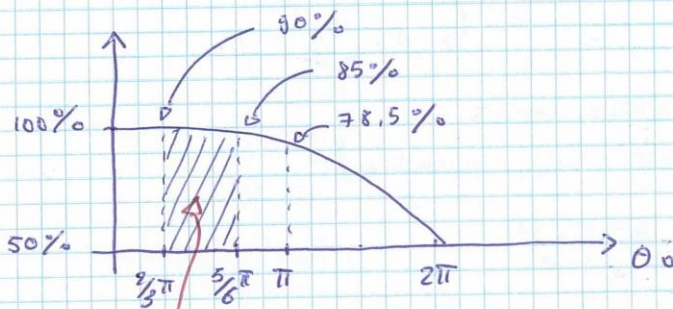
$$\bar{P}_L \Big|_{\text{MAX}} = \frac{a_1^2 R_L}{2} \Big|_{a_1 \cdot R_L = V_{CC}} =$$

→ N.B.: Riesco ad ottenere in uscita duale (sinusoidale) con alimentazione singola (V_{CC} , R_L).

$$= \frac{V_{CC}}{2} \cdot a_1 = \frac{V_{CC} I_0}{4\pi} [\theta_0 - \text{sen } \theta_0]$$

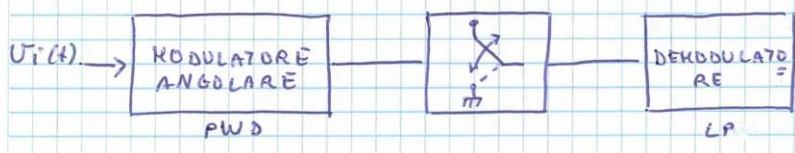
$$\mu_0(\theta_0) \Big|_{\text{MAX}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\theta_0 - \text{sen } \theta_0}{2 \text{sen } \frac{\theta_0}{2} - \theta_0 \cos \frac{\theta_0}{2}} = \frac{\bar{P}_L}{\bar{P}_A}$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{2} \quad (50\%) & \theta_0 = 2\pi & \text{CLASSE A} \\ \frac{\pi}{4} \quad (78,5\%) & \theta_0 = \pi & \text{CLASSE B} \\ 1 \quad (100\%) & \theta_0 \rightarrow \emptyset & \end{cases}$$



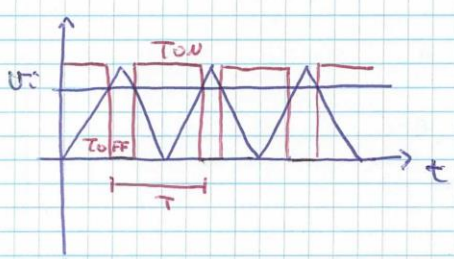
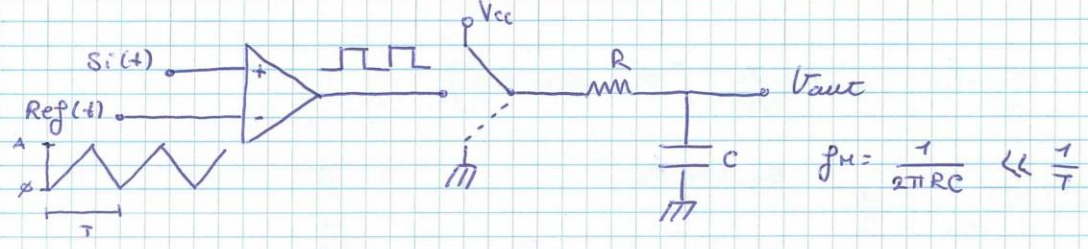
Regione di utilizzo.

CLASSE S
Linea di Principio



$S_i(t) \in (\phi, A)$
Banda B

$\pi_{ref}(t) \in (\phi, A)$
 $\frac{1}{T} \gg B$



$$\frac{U_i}{A} = \frac{T_{on}}{T}$$

$$Ref(t) = \frac{U_i}{\frac{T_{on}}{2}} \cdot t$$

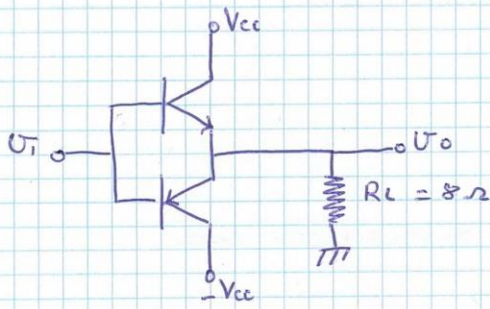
$$\left(A = \frac{V_i}{\frac{T_{on}}{2}} \cdot \frac{T}{2} \right)$$

$$V_{out} = \frac{V_{cc} \cdot T_{on}}{T} \quad (\text{Valore medio dell'onda quadrata})$$

$$= V_{cc} \cdot \frac{U_i}{A} = k \cdot U_i(t)$$

Se BJT usato come interruttore lavora in INTERDIZIONE o saturazione.
La regione attiva la usa solo per switchare fra le due regioni.

Esercizio:



$$P_{out} = 20 \text{ Watt} \\ = \overline{P_{LMAX}}$$

Supponendo tensione sul carico sinusoidale:

$$V_{cc} - V_{LMAX} \cong 5 \text{ V}$$

- ? V_{cc}
- ? $\overline{P_{A MAX}}$
- ? i_{LMAX}
- ? P_{B772}
- ? P_{B772}

$$\overline{P_L} = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \rightarrow 20 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{8} \rightarrow V_o = 17,88 \text{ V} = V_{LMAX}$$

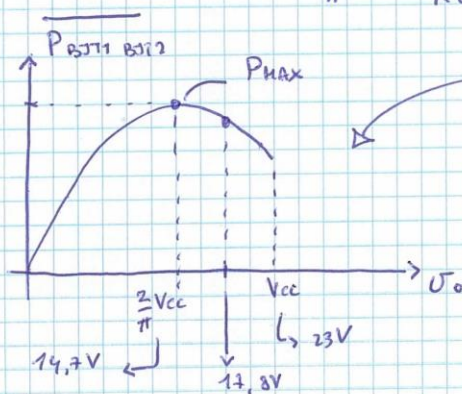
$$\rightarrow V_{cc} = 23 \text{ V}$$

$$i_{LMAX} = \frac{V_{LMAX}}{R_L} = 2,24 \text{ A}$$

$$\rightarrow \overline{P_A} = \frac{V_{cc} \cdot V_L}{R_L} \cdot \frac{2}{\pi}$$

$$\overline{P_{A MAX}} = \frac{V_{cc} \cdot V_{LMAX}}{R_L} \cdot \frac{2}{\pi} = 32,8 \text{ W}$$

$$\overline{P_{B772, B772}} = \overline{P_A} - \overline{P_L} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc} \cdot V_L}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_L^2}{R_L} \quad \text{con } V_L = \frac{2}{\pi} \cdot V_{cc}$$



$$\overline{P_{B771}} = 6,9 \text{ W} = \overline{P_{B772}}$$

$$\mu = \frac{\overline{P_L}}{\overline{P_A}} = 0,6$$

Esercizio:

per dispositivo R_a :

$$\theta_{jc} = 1,75^\circ \text{C/W}$$

$$\theta_{ca} = 50^\circ \text{C/W}$$

in alternativa inserendo un dissipatore con:

$$\theta_{ca} = \theta_{cs} + \theta_{sa}$$

$$\swarrow$$
$$1^\circ \text{C/W}$$

$$\downarrow$$
$$5^\circ \text{C/W}$$

$$T_j - T_a = P_D \cdot \theta_{ja}$$

$$T_j < 150^\circ \text{C}$$

$$T_a = 30^\circ \text{C}$$

$$\rightarrow 120^\circ \text{C} = P_D \cdot \theta_{ja}$$

$$P_{D1} = \frac{120}{57,75} \text{ W} = 2,07 \text{ W}$$

$$P_{D2} = \frac{120}{7,75} \text{ W} = 15,5 \text{ W}$$

DISTORSIONE IN DISPOSITIVI NON LINEARI

17/05/2016

→ DISTORSIONE ARMONICA

$x_i(t)$ ingresso

$x_o(t)$ uscita

$$x_o(t) = a_1 \underbrace{x_i(t)}_{x_{o1}(t)} + a_2 \underbrace{x_i^2(t)}_{x_{o2}(t)} + \dots + a_m \underbrace{x_i^m(t)}_{x_{om}(t)}$$

$a_i \in \mathbb{R} \quad \forall i$

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

$$x_i(t) = A \cos(\omega_0 t)$$

$$x_i^2(t) = A^2 \cos^2(\omega_0 t) = \frac{A^2}{2} (\cos(2\omega_0 t) + 1)$$

Con le potenze pari nasce un contributo multiplo della fondamentale e una componente in continua

$$\begin{aligned} x_i^3(t) &= A^3 \cos^3(\omega_0 t) = \frac{A^3}{2} \cos(\omega_0 t) [\cos(2\omega_0 t) + 1] \\ &= \frac{A^3}{2} \left[\frac{1}{2} (\cos(3\omega_0 t) + \cos(\omega_0 t)) + \cos(\omega_0 t) \right] \\ &= \frac{A^3}{4} [\cos(3\omega_0 t) + 3\cos(\omega_0 t)] \end{aligned}$$

Con le potenze ^{dis} pari nasce un contributo multiplo della fondamentale e una componente sulla fondamentale

con $n=3$ risulta:

$$\begin{aligned} x_o(t) &= a_1 A \cos(\omega_0 t) + a_2 \frac{A^2}{2} (\cos(2\omega_0 t) + 1) + \\ &+ a_3 \frac{A^3}{4} (\cos(3\omega_0 t) + 3\cos(\omega_0 t)). \end{aligned}$$

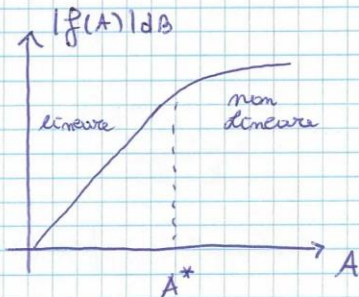
Considerazioni sulla fondamentale:

$$a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3$$

È un comportamento non lineare.

Tipicamente $a_3 < 0$.

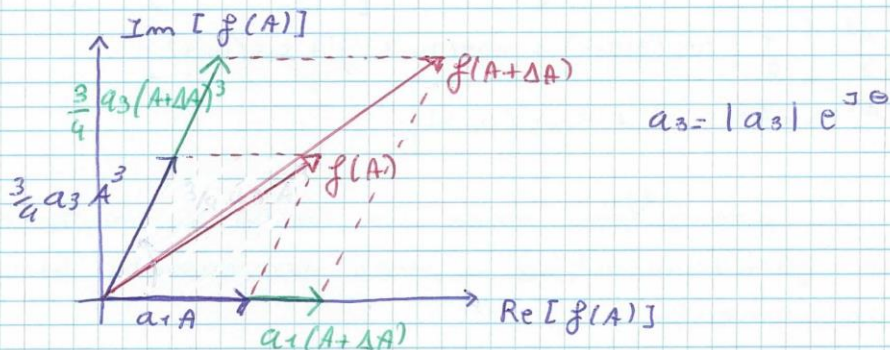
Soltamente per certi valori di A si può considerare
lineare $|f(A)|$ ma non oltre tali valori



$$f(A) = a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3$$

$$10 \log \frac{[f(A^*)]^2}{a_1^2 \cdot A^{*2}} = -1 \rightarrow A^* : A \text{ per cui c'è la} \\ \text{distorsione lineare e non} \\ \text{lineare.}$$

Supponiamo che $a_1 \in \mathbb{R}$ e $a_3 \in \mathbb{C}$, e fissiamo A .



Modulo d'ampiezza del segnale in ingresso varia
anche la fase del segnale di uscita.

FENOMENI DI INTERMODULAZIONE

$$X_i(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$$

$$\rightarrow X_o(t) = a_0 + \sum_{p,q} V_{p,q} \cos(p\omega_1 t + q\omega_2 t + \phi_{p,q})$$

dove $p, q \in \mathbb{Z}$

Se $X_o(t)$ è di grado $n \rightarrow n \geq |p| + |q|$

Oppure, oltre alla distorsione armonica si inseriscono
altri effetti di intermodulazione.

Coefficiente di distorsione armonica

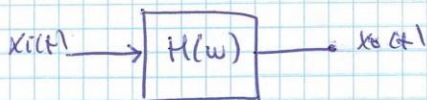
$$HD_i = \frac{\text{ampiezza componente } i\omega_0}{\text{ampiezza componente } \omega_0}$$

Coefficiente di distorsione totale

$$THD = \left(\sum_{i=2}^{\infty} HD_i^2 \right)^{1/2} = \left(\sum_{i=1}^{\infty} HD_i^2 - 1 \right)^{1/2} = *$$

in condizioni lineari

Parentesi : distorsione lineare



$$x_i(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta)$$

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{-j\varphi}$$

$$x_o(t) = A |H(\omega)| \cos(\omega_0 t + \theta - \varphi)$$

Se $|H(\omega)| = 1$ e φ varia linearmente con ω allora non viene introdotta distorsione:

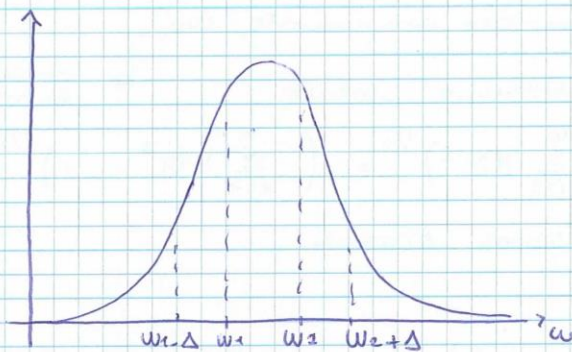
$$x_o(t) = A \cos\left(\omega_0 \left(t - \frac{\varphi}{\omega}\right) + \theta\right)$$

$$* = \left(\frac{V_{RMS\ TOT}^2}{V_{RMS(\omega_0)}^2} - 1 \right)^{1/2}$$

Deriva da:

$$\sum_{i=2}^{\infty} HD_i^2 = \frac{\sum_{i=2}^{\infty} A_i^2 / 2}{A_1^2 / 2} = \frac{V_{RMS\ TOT}^2}{V_{RMS(\omega_0)}^2}$$

Supponiamo un sistema a banda stretta con ingresso due coseni.



$$\omega_2 - \omega_1 = \Delta$$

$$\Delta \ll \omega_1, \omega_2$$

$\omega_1 - \Delta$ e $\omega_2 + \Delta$ ancora in banda.

$$x_i(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t)$$

$$\rightarrow x_o(t) = a_0 + \sum_{p,q} V_{p,q} \cos[(p\omega_1 + q\omega_2)t]$$

Coefficiente di distorsione di intermodulazione:

$$IHD_{p,q} = \frac{V_{p,q}}{V_{1,0}}$$

Prodotti di intermodulazione di grado k : tutte le combinazioni:

$$p\omega_1 + q\omega_2$$

con:

$$|p| + |q| = k \quad \text{e} \quad p, q \neq 0$$

Supponiamo $k=2$.

$$\left. \begin{array}{l} \rightarrow \omega_1 + \omega_2 \\ -\omega_1 - \omega_2 \\ \omega_1 - \omega_2 \\ -\omega_1 + \omega_2 \end{array} \right\} \text{Combinazioni per } k=2$$

Accade che tali contributi in un sistema a banda stretta finiscono fuori banda.

Supponiamo $k=3$.

$$2\omega_1 + \omega_2$$

$$2\omega_2 + \omega_1$$

$$2\omega_1 - \omega_2$$

$$2\omega_2 - \omega_1$$

+ le altre coppie combinate di segno

$2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$ finiscono fuori banda?

$$2\omega_1 - \omega_2 = \omega_1 - (\omega_2 - \omega_1) = \omega_1 - \Delta$$

$$2\omega_2 - \omega_1 = \omega_2 + \Delta$$

Sono in banda!

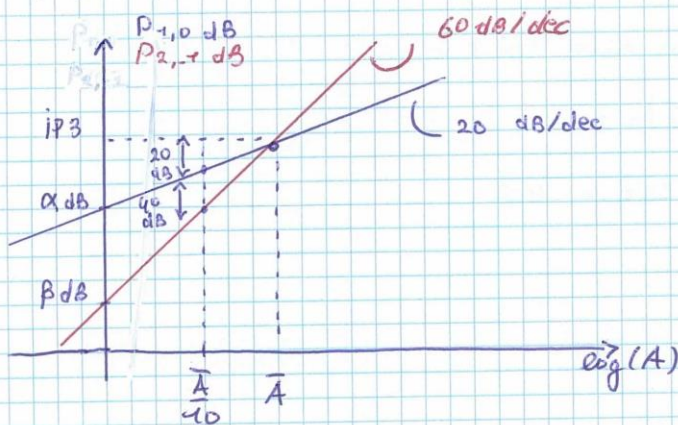
Andiamo su $2\omega_1 - \omega_2$, $p=2$ e $q=-1$

$$IHD_{2,-1} = \frac{V_{2,-1}}{V_{1,0}} = \frac{\frac{3}{4} a_3 A^3}{a_1 A}$$

$$P_{1,0} = \alpha A^2$$

$$P_{2,-1} = \beta A^6$$

} Potenze



IP3 : P.to di
intercetto dec
III° ordine.

Quindi a partire da $\frac{A}{10}$ posso considerare un comportamento lineare.

$$P_{im} = A^2/2$$

$$P_{1,0} = \alpha' P_{im} \rightarrow P_{1,0dB} = \alpha'_{dB} + P_{imdB} \quad (1)$$

$$P_{2,-1} = \beta' 3P_{im} \rightarrow P_{2,-1dB} = \beta'_{dB} + 3P_{imdB} \quad (2)$$

$$(1) - \frac{1}{3}(2) = P_{1,0dB} - \frac{1}{3}P_{2,-1dB} = \alpha'_{dB} - \frac{\beta'_{dB}}{3}$$

mecc. p.to di intersezione risultata:

$$P_{1,0dB} - \frac{1}{3}P_{2,-1dB} = 1P_{3dB} - \frac{1}{3}1P_{3dB} = \frac{2}{3}1P_{3dB}$$

$$\rightarrow 1P_{3dB} = \frac{3}{2} \left[\alpha'_{dB} - \frac{\beta'_{dB}}{3} \right]$$

AMPLIFICATORI A LARGA BANDA

Da cosa dipende la banda?

- LIMITI FISICI DEI DISPOSITIVI (1)
- TOPOLOGIA CIRCUITO (2)
- CAPACITA' PARASSITE (3)

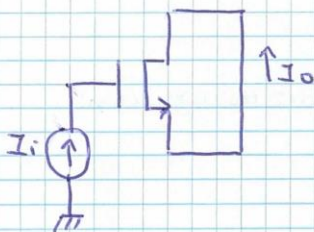
(1) f_T dei dispositivi

Guadagno di I con aut in c.c.

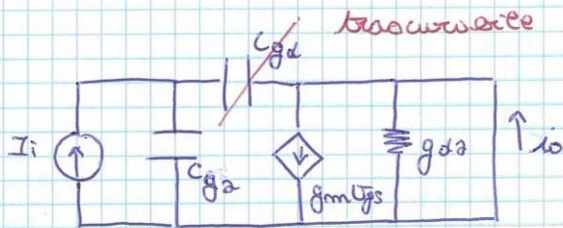
$$|A_{I.c.c.}(f_T)| = 1$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{in}} \quad \text{per BJT e MOS}$$

Per un MOS:



Modello per piccoli segnali:

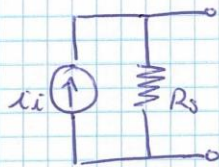


$$i_o = g_m \bar{v}_{gs} = g_m \cdot \frac{i_i}{j\omega C_{gs}}$$

$$\left| \left(\frac{i_o}{i_i} \right)_{cc} \right| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}}$$

Se $\downarrow = 1$ allora $\rightarrow \omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}}$.

Se il generatore \bar{i} reale



$$i_o = g_m \cdot i_i \cdot \frac{R_s}{1 + j\omega C_{gs} R_s}$$

$$\left| \left(\frac{i_o}{i_i} \right)_{cc} \right| = \frac{g_m R_s}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_s^2}} \quad g_m R_s \gg 1$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_s C_{gs}}$$

$$f_T = g_m R_s \cdot \frac{1}{2\pi R_s C_{gs}} = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}{2\pi \alpha C_{ox} W \cdot L}$$

con $\alpha < 1$.

$$f_T \propto \frac{\sqrt{I_d} \mu \alpha^{1/2}}{W^{1/2} L^{3/2}}$$

24/05/2016

Se considero anche C_{gd} :

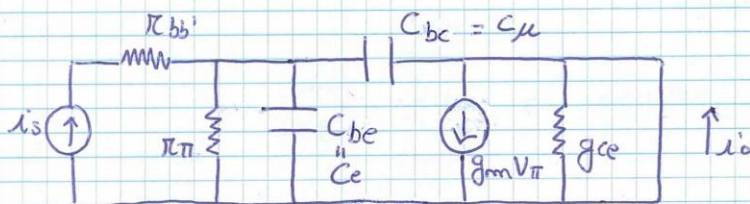
$$i_o = -V_{gs} \omega C_{gd} + g_m V_{gs}$$

$$= V_{gs} (g_m - \omega C_{gd})$$

C_{gd} dominante se: $\omega C_{gd} \geq g_m \rightarrow \omega > \frac{g_m}{C_{gd}}$

$\rightarrow f > \frac{g_m}{2\pi C_{gd}}$

Per un BJT:



$$i_o = g_m V_{\pi} - V_{\pi} \omega C_{bc}$$

$$= V_{\pi} (g_m - \omega C_{bc})$$

$$V_{\pi} = i_s \frac{r_{\pi}}{1 + \omega (C_e + C_{\mu}) r_{\pi}}$$

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{g_m r_{\pi} \beta}{1 + \omega (C_e + C_{\mu}) r_{\pi}} \quad \text{considerando } i_o = V_{\pi} g_m$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi (C_e + C_{\mu}) r_{\pi}}$$

$$f_T = g_m \beta \frac{1}{2\pi (C_e + C_{\mu}) \beta}$$

$g_m = \frac{I_c}{V_T}$ *carica spaziata (regione)*

$C_e = C_{e\phi} + g_m r_T$

$C_{\mu} = C_{\mu\phi}$

accumulatori di portatori di carica in base.

Se I_c è piccola:

$$I_c \downarrow \quad f_T \downarrow \quad f_T \propto I_c \quad (C_e = C_{e\beta})$$

Se I_c cresce:

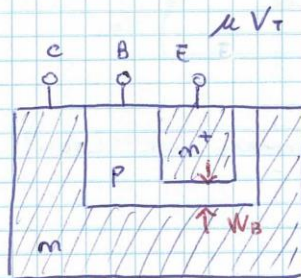
$$f_T \propto \frac{1}{\tau_F} \quad (C_e = g_m \tau_F)$$

Se I_c cresce moltissimo:

$$I_c \uparrow \quad f_T \downarrow \quad (\text{ALTI LIVELLI DI INIEZIONE})$$

In generale $\tau_F = \frac{W_B^2}{\mu V_T}$

W_B : spessore della base.



Se pilotato in BJT un tensione accade che:

$$V_{\pi} = V_s \cdot \frac{\frac{\chi_{\pi}}{1 + j\omega C_{tot} \chi_{\pi}}}{r_{bb'} + \frac{\chi_{\pi}}{1 + j\omega C_{tot} \chi_{\pi}}}$$

$$C_{tot} = C_e + C_{\mu}$$

$$= V_s \cdot \frac{\chi_{\pi}}{r_{bb'} + \chi_{\pi} + j\omega C_{tot} \chi_{\pi} r_{bb'}}$$

$i_o = g_m V_{\pi}$ trascurando C_{μ} .

$$\rightarrow \frac{i_o}{V_s} = \frac{g_m \chi_{\pi}}{r_{bb'} + \chi_{\pi}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{tot} (\chi_{\pi} // r_{bb'})}$$

$$f_T = \frac{g_m \chi_{\pi}}{r_{bb'} + \chi_{\pi}} \cdot \frac{1}{2\pi C_{tot} \cdot \frac{\chi_{\pi} r_{bb'}}{\chi_{\pi} + r_{bb'}}} = \frac{g_m}{2\pi C_{tot} r_{bb'}}$$

Si come $I_{\pi} \gg I_{bb'}$

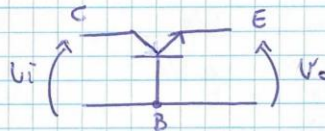
risultata c_{re} $f_{kv} > f_{ki}$
 ↑ ↑
 Prestato in tensione Prestato in corrente

Rimozione c_{ce} in uscita.

In configurazione CB (Common Base)

- $A_v \approx 1$;
- R_{in} bassa; → BUFFER DI CORRENTE
- R_{out} alta;

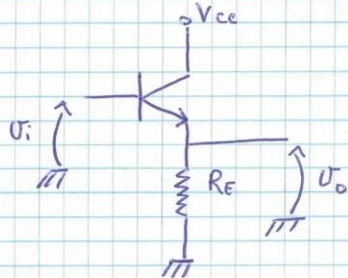
$f_k \approx f_r$



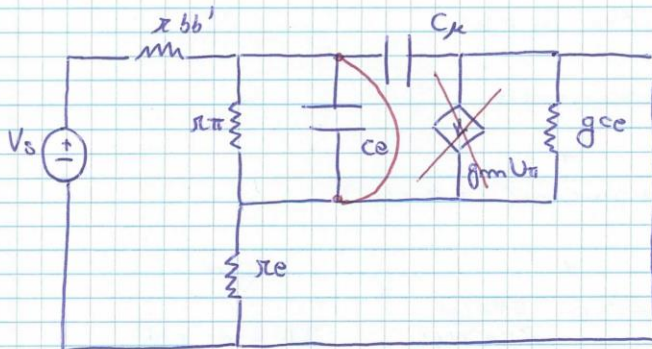
In configurazione CC (Common Collector)

→ BUFFER DI TENSIONE

- $A_v \approx 1$;
- R_{in} alta;
- R_{out} bassa;



Alle variazioni:



Salendo in frequenza, C_μ diventa un c.c.
 $\Rightarrow g_m V_{\pi} = \phi$ in quanto $V_{\pi} = \phi$.

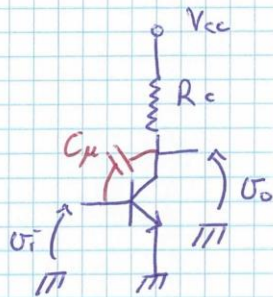
in quanto $U_o = U_s \cdot \frac{\frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_\mu}}{r_{bb'} + \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_\mu}}$

$$= U_s \cdot \frac{R_e}{r_{bb'} + R_e + j\omega R_e r_{bb'} C_\mu}$$

$$\Rightarrow \frac{U_o}{U_s} = \frac{R_e}{r_{bb'} + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega (R_e \parallel r_{bb'}) C_\mu}$$

$$R_e > r_{bb'} \rightarrow f_H \approx \frac{1}{2\pi r_{bb'} C_\mu}$$

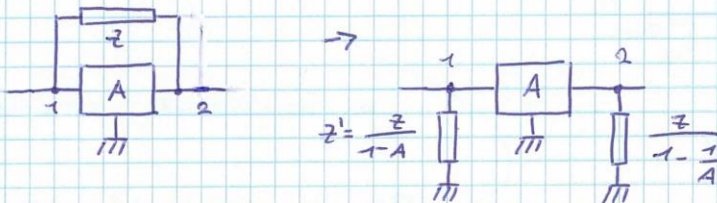
Un configurazione CE (Common Emitter)



$$A_v \approx -g_m R_e$$

Se $U_i \downarrow$, $U_o \uparrow$

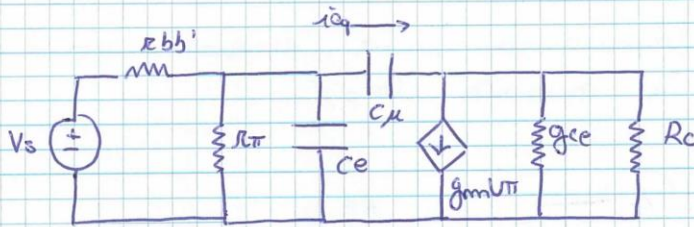
Teorema di Miller :



nel caso di CE :

$$Z' = \frac{Z}{1 - A} = \frac{1}{j\omega C_\mu} \cdot \frac{1}{(1 - A)} = \frac{1}{j\omega C_\mu (1 + g_m R_e)}$$

$C_{im} = C_\mu (1 + g_m R_e)$ è aumentata.



$$\frac{V_o}{V_\pi} = -g_m R_c \quad \text{trascurando } r_{bb'}$$

$$i_{eq} = (V_\pi - V_o) s C_\mu = V_\pi (1 + g_m R_c) s C_\mu$$

$$Z_{eq} = \frac{V_\pi}{i_{eq}} = \frac{1}{(1 + g_m R_c) s C_\mu}$$

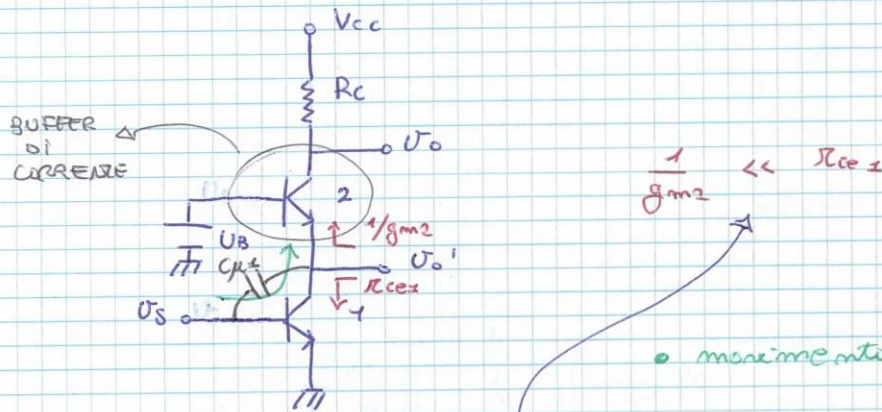
Quindi grande \$A_v\$ ma zolla \$f_H\$.

Configurazione CASCODE

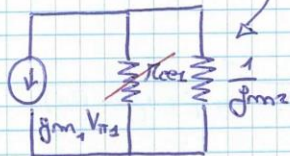
BJT : CE + CB

MOS : CS + CG

Quindi dal CE si passa a:



Quindi



Tutta la corrente prodotta da \$I_1\$ va bene in ingresso a 2 ma 2 guadagna 1 in 1 e quindi la corrente che scende su \$R_c\$ è la stessa del CE.

Quindi A_{v1} , A_{v2} non sono commutati in
maniera simultanea.

Per quanto riguarda C_{u1} :

$$\frac{U_{o1}}{U_s} \approx -g_{m1} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -1$$

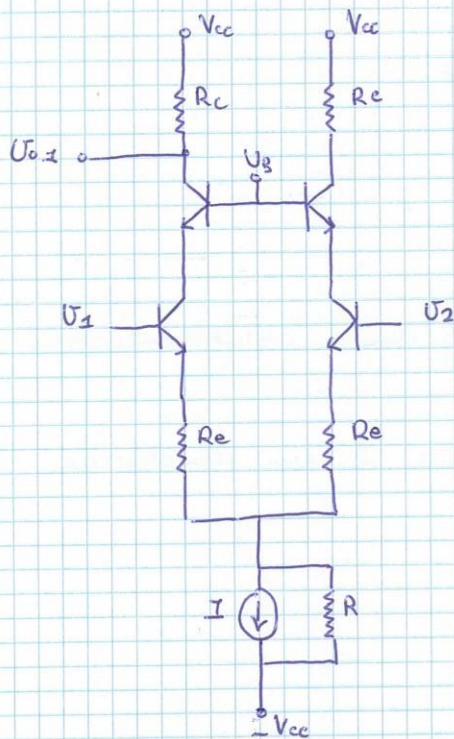
Risultato $C_{im} = 2 C_{u1}$.

→ Praticamente è unasciuta

Non ho ricevuto $\frac{U_o}{U_s}$ ma ho constatato l'effetto
Miller!

31/05/2016

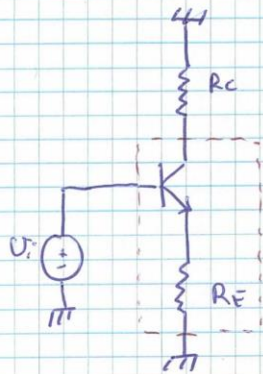
CONFIGURAZIONE DIFFERENZIALE A LARGA BANNA



$$U_{cm} = \frac{U_1 + U_2}{2}$$

$$U_o = U_1 - U_2$$

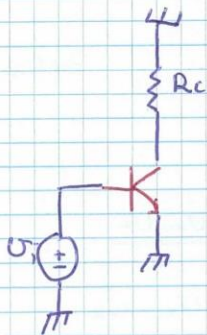
$$\frac{U_{o1}}{U_o} = -\frac{1}{2} g_m R_C$$



Sostituendo il modello del BJT
risultata:

$$\begin{aligned}
 U_i &\approx i_c \frac{r_{\pi}}{\beta} + \left(i_c + \frac{i_c}{\beta} \right) R_E \\
 &= i_c \left[\frac{r_{\pi}}{\beta} + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right] \\
 &= i_c \left(\frac{1}{g_m} + R_E \right)
 \end{aligned}$$

Quindi:



$$g_{m,eq} = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$

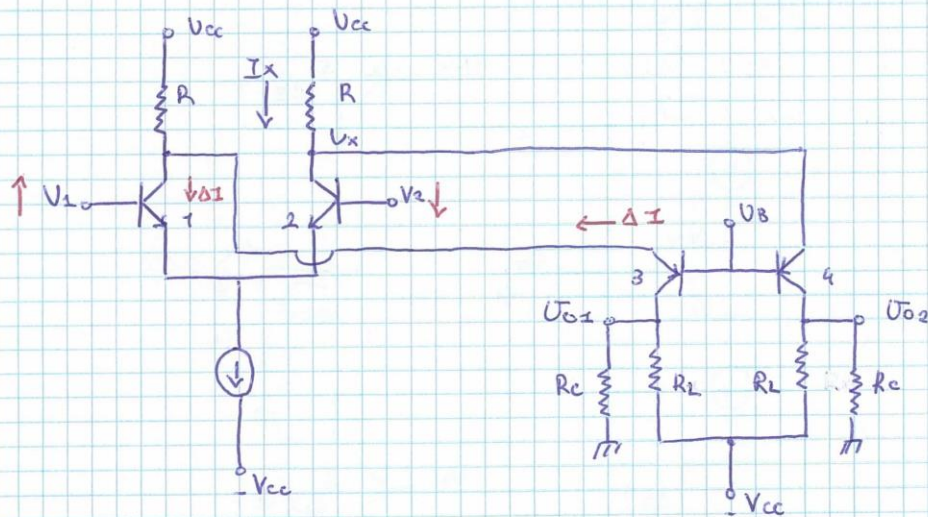
Smontaggi del Ampe. Diffe.

Se $U_i = \phi \rightarrow U_{os} > \phi$ per via della polarizzazione
del BJT.

\rightarrow Se ne ha molto in cascata è un problema

Come risolvere?

AMPLIFICAZIONE DIFFERENZIALE FOLDED CASCADE



Se $V_B = \text{cost}$, anche $V_x = \text{cost}$, anche $I_x = \text{cost}$, quindi se V_1 e $V_2 \neq \phi$ allora due BJT 3 e 4 scarse una corrente costante e resistenze R_L posso posizionare il pto di lavoro.

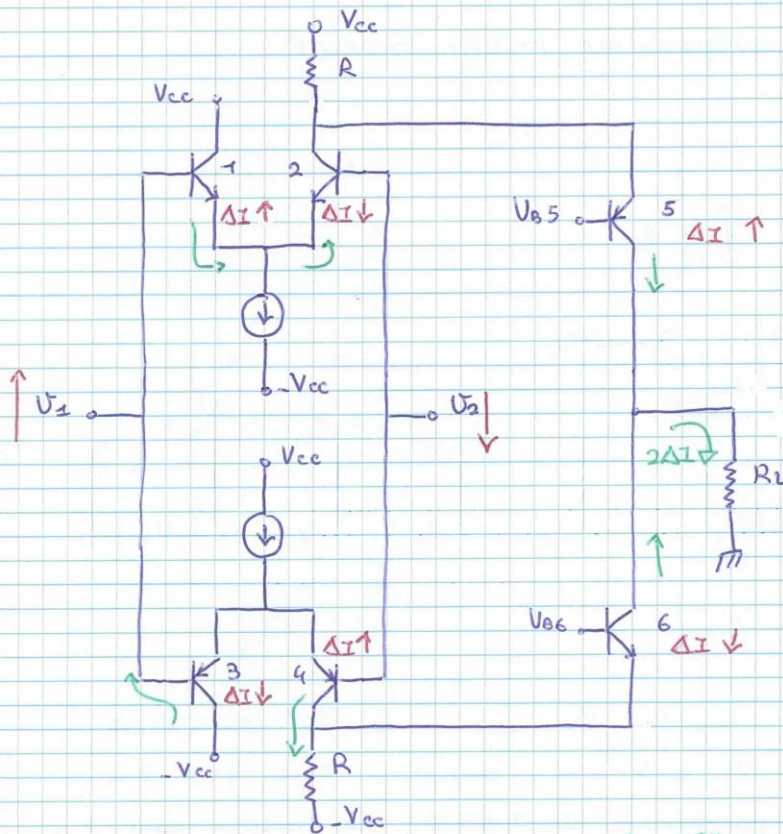
Se $V_1 \uparrow$ e $V_2 \downarrow$ allora c'è un incremento di ΔI su 1 e un decremento di ΔI su 3.

$$\frac{V_{01}}{V_0} = -\frac{1}{2} g_{m3} \cdot (R_L // R_C)$$

R_C serve per controllare il guadagno.

Problema: Se prendo il modo single ended e non $V_{01} - V_{02}$ accade che il BJT ci mette poco tempo ad aumentare ΔI ma più tempo a diminuire $\Delta I \rightarrow$ c'è uno sbilanciamento nei tempi!

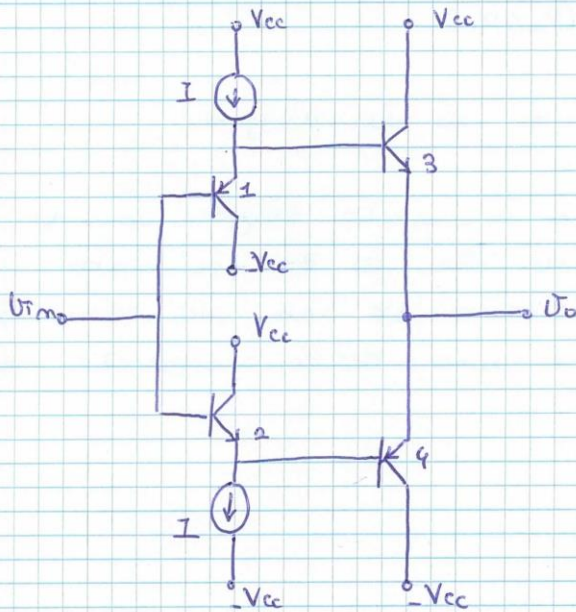
Come risolvere?



$V_1 \uparrow$, $I_2 \downarrow$, $I_5 \uparrow$
 $I_4 \uparrow$, $I_6 \uparrow$

- verso corrente
- aumenti e decrementi

Un uscita da posto un maggior di tensione:

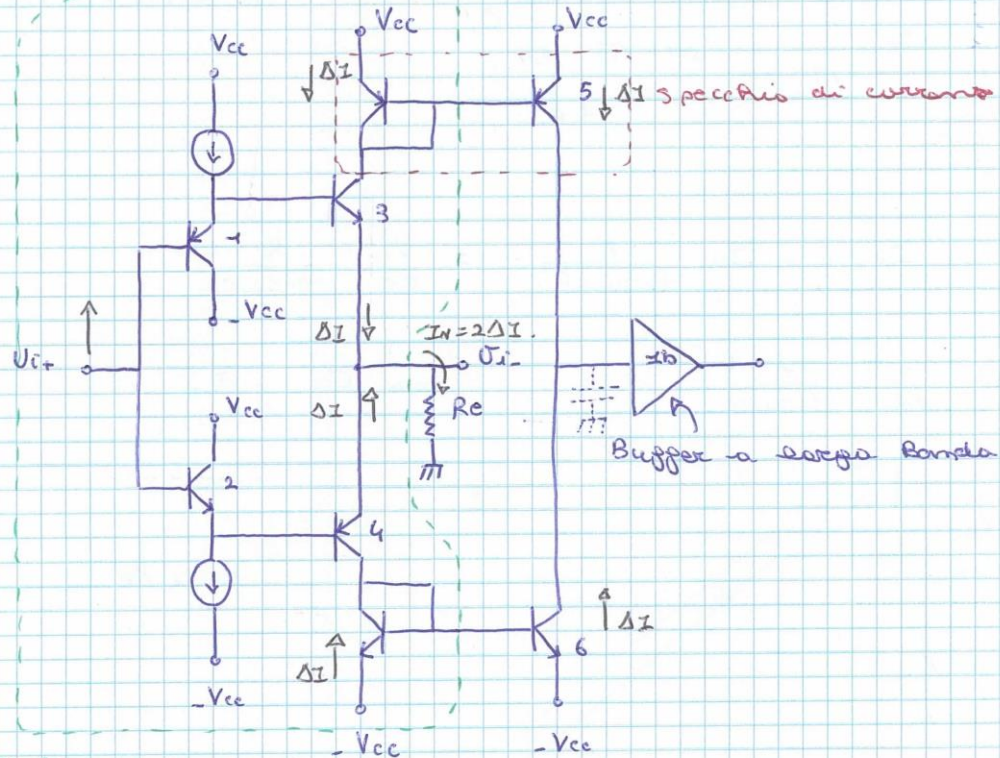


$U_0 = U_{im}$ in quanto
 $V_1 \neq$ aggiunge V_f
 ma 3 sottrae V_f .

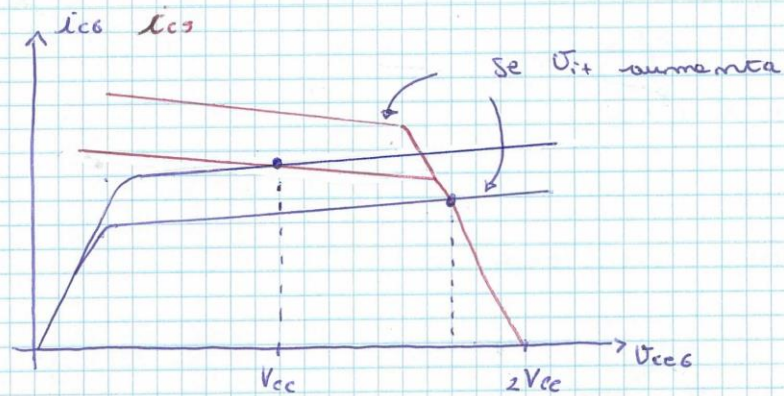
Ma inoltre un eccesso R_{av} .

A.O. A RETROAZIONE DI CORRENTE

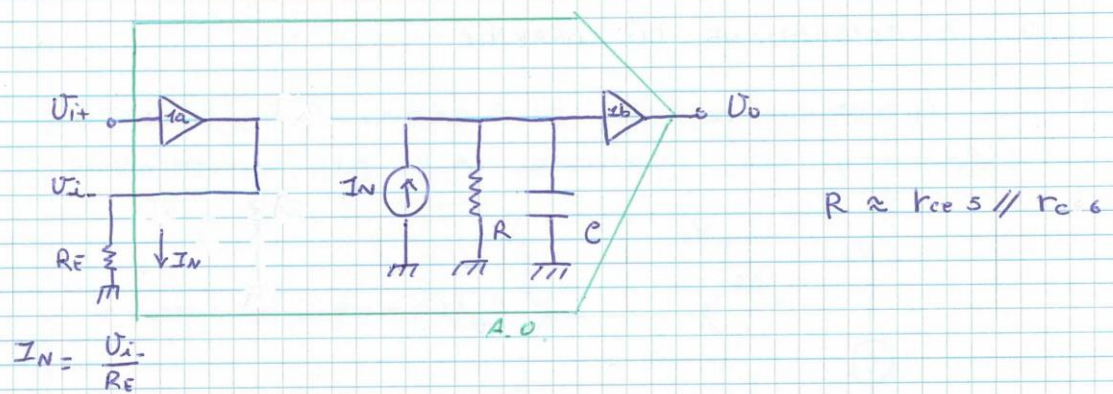
È un operazionale che può essere compensato a differenza dei normali A.O. già compensati.



Buffer a larga
Banda 1a



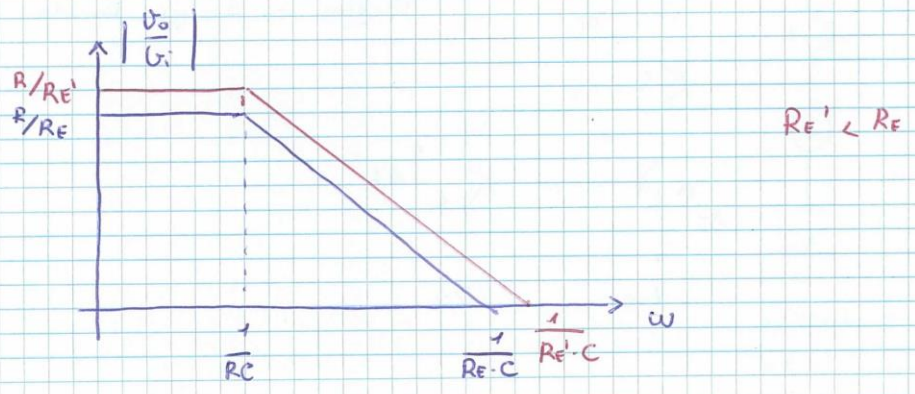
Se U_{it} aumenta allora mi sposto



$$I_N = \frac{U_{i-}}{R_F}$$

$$U_o = I_N \cdot Z = I_N \cdot \frac{R}{1 + j\omega CR} = \frac{U_{i-}}{R_F} \cdot \frac{R}{1 + j\omega CR}$$

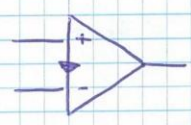
$$\rightarrow \frac{U_o}{U_{i-}} = \frac{R}{R_F} \cdot \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad \text{con } U_{i-} = U_{i+}$$



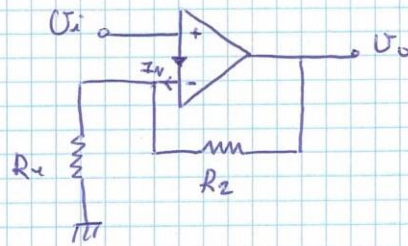
$$R \in (10^5 \div 10^6) \Omega$$

$$R_F \in (10^2 \div 10^3) \Omega$$

De zimeleu circuitae e:



Retrasazione in fase negativa:



$$\frac{U_o - U_i}{R_2} + I_N = \frac{U_i}{R_1}$$

$$I_N = \frac{V_o}{Z}, \quad U_{i-} = U_{i+} = U_i$$

$$\frac{U_o - U_i}{R_2} + \frac{V_o}{Z} = \frac{U_i}{R_1}$$

$$U_o \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{Z} \right) = U_i \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

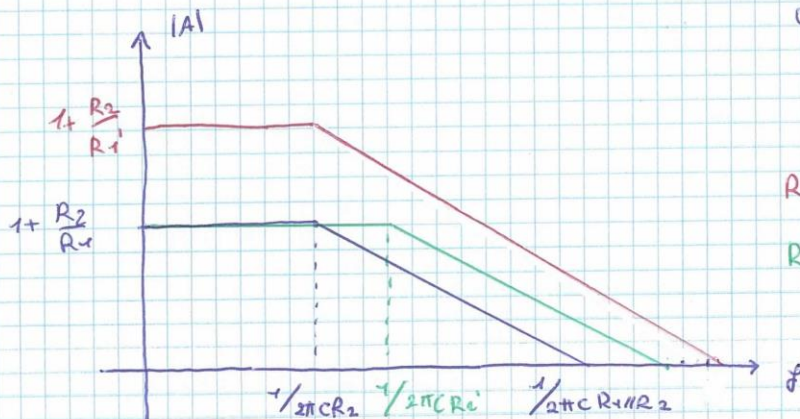
$$U_o \left(\frac{Z + R_2}{Z \cdot R_2} \right) = U_i \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \right)$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \cdot \frac{R_2 \cdot Z}{Z + R_2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{Z}}$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R} (1 + j\omega RC)}$$

$$= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R} + j\omega CR_2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega CR_2}$$

10^{-3} , lo trascuri



$$GBW = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$= \frac{1}{2\pi C R_1 \parallel R_2}$$

$$R_1' < R_1$$

$$R_2' < R_2$$

Per un non invertente trasmeta :

$$\frac{U_o}{U_i} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \omega C R_2}$$