ELETTRONICA

[Fotocopie di Appunti]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE: Santina Rocchi (http://www3.diism.unisi.it/people/person.php?id=19&aa=2015)

LINK AL CORSO ANNO 2015/2016:
http://www3.diism.unisi.it/FAC/index.php?bodyinc=didattica/inc.insegnamento.php&id=55110&aa=2015

FREQUENTAZIONE: Consigliata.

$v_{id} - 2v_{icm} = -v_{i2} - v_{i2}$

$$\begin{cases} v_{i2} = v_{icm} - \dfrac{v_{id}}{2} \\ v_{i1} = v_{icm} + \dfrac{v_{id}}{2} \end{cases}$$

Uso questa configurazione per non amplificare i segnali di modo comune v_{icm}.

Modo comune → Rumore

Per poter associare un comportamento lineare, $v_{id} < ?$ → Lunedì

Studio in polarizzazione ∅ (ingresso cortocircuitato) se i MOSFET sono uguali (identici):

$I_{D1} = I_{D2} = I_{SS}/2$

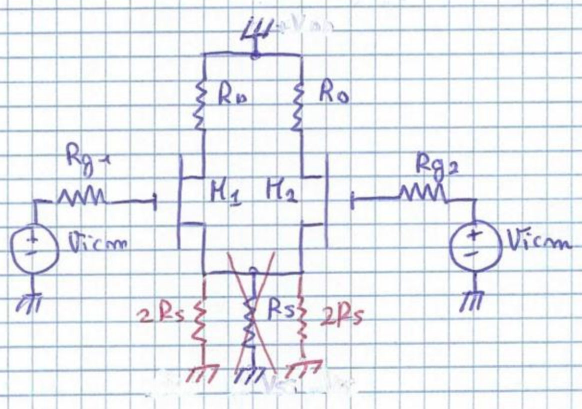
$R_{D1} = R_{D2}$

$$\begin{cases} V_{GS1} + I_{D1} \cdot 2R_S - V_{SS} = \emptyset & \text{(maglia IN 1)} \\ V_{DD} + V_{SS} = R_{D1} I_{D1} + V_{DS1} + 2R_{S1} I_{D1} & \text{(maglia OUT 1)} \\ I_{D1} = \dfrac{K_{n1}}{2}\left(V_{GS1} - V_{Tn}\right)^2 \cancel{\left(1 + \lambda V_{DS}\right)} \end{cases}$$

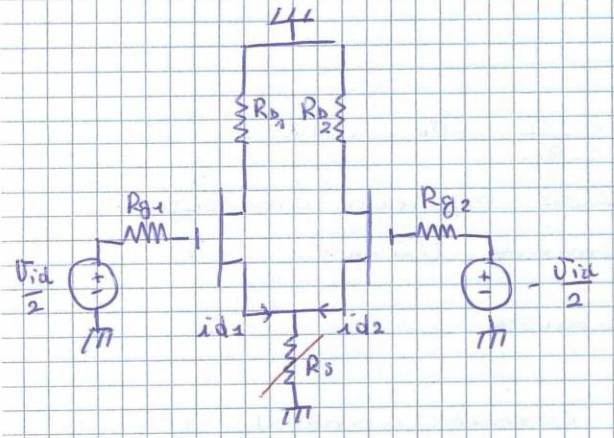
Alle variazioni

$v_{icm} \neq \emptyset$

$$\left.\frac{v_{o1}}{v_{icm}}\right|_{\substack{CS \\ \text{con } 2R_S}} \cong -\frac{g_m R_D}{1 + g_m 2R_S}$$



$V_{id} \neq 0$



$V_{id} > 0$

$i_{d1} > 0$

$i_{d2} < 0$

$i_{d1} = -\,i_{d2}$

$$\left.\frac{V_{o1}}{V_{id}/2}\right|_{\substack{CS \\ \text{con } R_S = 0}} \cong -\,g_m R_D \qquad \text{(uscita invertente)}$$

$$\frac{V_{o1}}{V_{id}} \simeq -\frac{g_m R_D}{2} \quad ; \quad \left.\frac{V_{o2}}{V_{id}}\right|_{\substack{CS \\ \text{con } R_S = 0}} \simeq \frac{g_m R_D}{2}$$

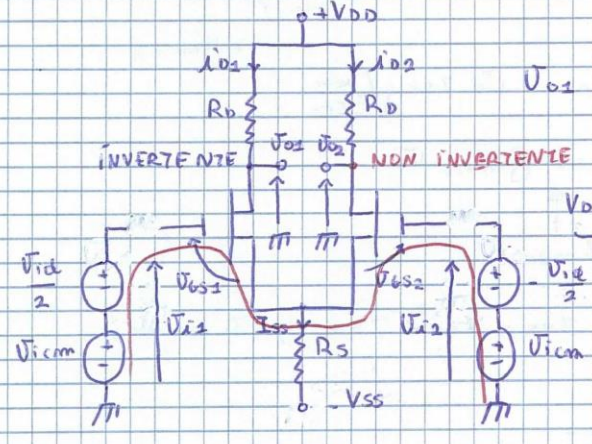
(uscita non invertente)

$$\left|\frac{A_D}{A_{cm}}\right| = \left|\frac{-\frac{g_m R_D}{2}}{-\frac{g_m R_D}{1 + g_m 2 R_S}}\right| = CMRR = \frac{1 + 2 g_m R_S}{2}.$$

CMRR deve essere il più grande possibile

23/11/2015

Amplificatore Differenziale



$$v_{O1} = V_{D1} + A_D v_{id} + A_{cm} v_{icm}$$

$$\underbrace{V_{DD}, V_{SS} \neq \emptyset}_{\text{P.L.}} \qquad \underbrace{v_{id} \neq \emptyset \qquad v_{icm} \neq \emptyset}_{\text{Piccoli Segnali}}$$

$$CMRR = \left|\frac{A_D}{A_{cm}}\right| \simeq \frac{1 + g_m 2 R_S}{2}$$

$$i_{D1} = f(v_{id})$$

$$i_{D1} = \frac{k_n}{2}(v_{GS1} - V_{Tn})^2 ; \quad v_{GS1} = \sqrt{\frac{2 i_{D1}}{k_n}} + V_{Tn} ; \quad I_{SS} = i_{D1} + i_{D2}$$

$v_{id} = v_d$ (per semplificare la scrittura)

$$v_d = v_{i1} - v_{i2} = v_{GS1} - v_{GS2}.$$

Dalla maglia: $v_{i1} - v_{GS1} + v_{GS2} - v_{i2} = \emptyset$

$$v_{i1} - v_{i2} = v_{GS1} - v_{GS2}$$

$$v_d = \sqrt{\frac{2 i_{D1}}{k_n}} + \cancel{V_{Tn}} - \sqrt{\frac{2 i_{D2}}{k_n}} - \cancel{V_{Tn}}$$

$$v_d^2 = \frac{2}{k_n}(i_{D1} + i_{D2}) - \frac{4}{k_n}\sqrt{i_{D1} \cdot i_{D2}}$$

$$\rightarrow \frac{k_n v_d^2}{2} = I_{SS} - 2\sqrt{i_{D1} i_{D2}}$$

$$\rightarrow 2\sqrt{i_{D1} i_{D2}} = I_{SS} - \frac{k_n v_d^2}{2}$$

$$4 i_{D1} i_{D2} = \left(I_{SS} - \frac{k_n v_d^2}{2}\right)^2 = (i_{D1} + i_{D2})^2 - (i_{D1} - i_{D2})^2$$

$$I_{SS}^2 - (i_{D1} - i_{D2})^2 = I_{SS}^2 \left(1 - \frac{k_n v_d^2}{2 I_{SS}}\right)^2$$

$$(i_{D1} - i_{D2})^2 = I_{SS}^2 \left[1 - \left(1 - \frac{k_n}{2 I_{SS}} \cdot v_d^2\right)^2\right]$$

$$i_{D1} - i_{D2} = I_{SS}\sqrt{-\frac{k_n^2 v_d^4}{4 I_{SS}^2} + \frac{k_n v_d^2}{I_{SS}}} = v_d \, I_{SS}\sqrt{\frac{k_n}{I_{SS}}}\sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}}$$

$\rightarrow g_{m1,2}$

Se $\frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}} \ll 1 \rightarrow i_{D1} - i_{D2} = v_d I_{SS}\sqrt{\frac{k_n}{I_{SS}}}$

$i_{D1} - i_{D2} = g_{m1,2} \, v_d$

lineare

$$v_d \ll 2\sqrt{\frac{I_{SS}}{k_n}}$$

con $I_{SS} = I_{D1} + I_{D2}$; $I_{D1} = I_{D2}$

$$= 2\sqrt{\frac{2 I_{D1}}{k_n}}$$

$$= 2\sqrt{\frac{\cancel{2}\frac{\cancel{k_n}}{\cancel{2}}(V_{GS1} - V_{Tn})^2}{\cancel{k_n}}} \quad 2(V_{GS1} - V_{Tn})$$

$$v_d \ll 2(V_{GS1} - V_{Tn})$$

$$\rightarrow v_d \leq \frac{1}{10} \cdot 2(V_{GS1} - V_{Tn}) = 0,2(V_{GS1} - V_{Tn})$$

$$i_{D1} - I_{SS} + i_{D1} = g_{m1,2} \, v_d \sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}}$$

$$i_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + g_{m1,2} \cdot \frac{v_d}{2}\sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}}$$

$$i_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} - g_{m1,2} \cdot \frac{v_d}{2}\sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}}$$

Condizioni estreme

$i_{D1} = I_{SS}$; $v_d = ? = \sqrt{2}(V_{GS} - V_{Tn})$ con $V_{GS} = V_{GS1} = V_{GS2}$

Polarizzazione nello stesso punto.

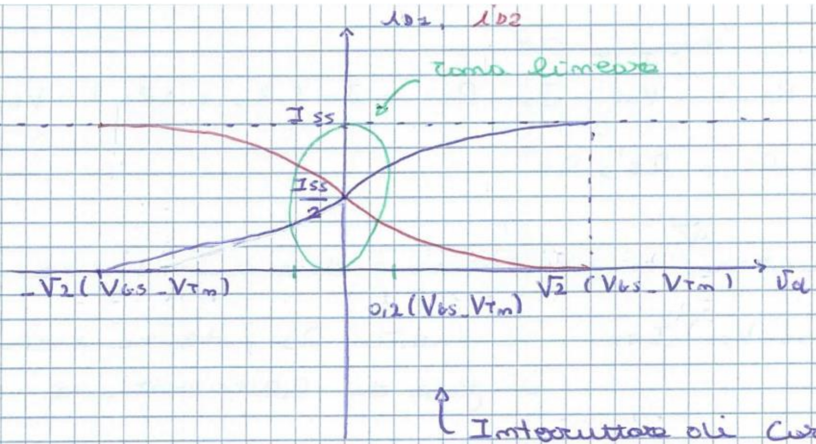
$$\frac{\cancel{I_{SS}}}{\cancel{2}} = \cancel{I_{SS}}\sqrt{\frac{k_n}{I_{SS}}} \frac{v_d}{\cancel{2}}\sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}}$$

$$\frac{1}{v_d} = \sqrt{\frac{k_n}{I_{SS}}}\sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}} \Rightarrow v_d = \sqrt{2}(V_{GS1} - V_{Tn})$$

$i_{D1} = \emptyset$; $v_d = -\sqrt{2}(V_{GS} - V_{Tn})$

$$-\frac{I_{SS}}{2} = g_{m1,2} \frac{v_d}{2}\sqrt{1 - \frac{k_n v_d^2}{4 I_{SS}}}$$

$$v_d = -\sqrt{2}(V_{GS} - V_{Tn})$$



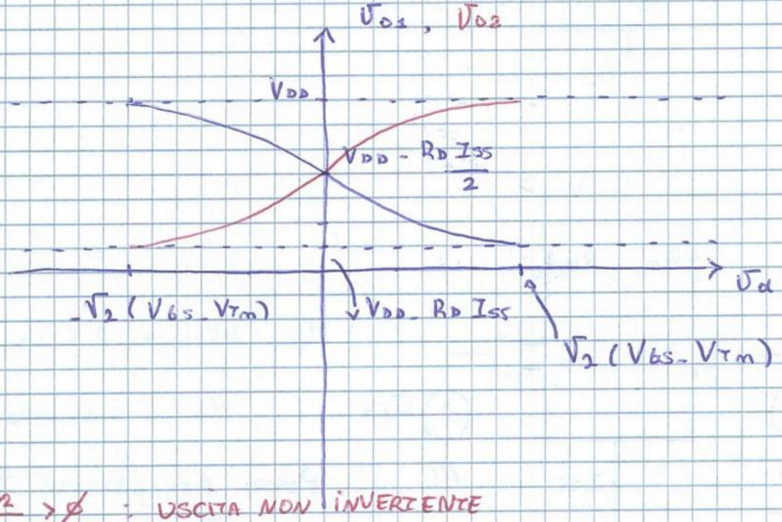
Interruttore di Corrente!

$v_{O1} = V_{DD} - R_D\, i_{D1}$

$v_{O2} = V_{DD} - R_D\, i_{D2}$

se $i_{D1} = I_{SS} \rightarrow v_{O1} = V_{DD} - R_D I_{SS}$

se $i_{D1} = \emptyset \rightarrow v_{O1} = V_{DD}$



$\frac{\Delta v_{O2}}{v_d} > \emptyset$: USCITA NON INVERTENTE

$\frac{\Delta v_{O1}}{v_d} < \emptyset$: USCITA INVERTENTE

Condizioni valide purché si rimanga in zona di Saturazione.

Polarizzazione. Maglia out:

$V_{DD}+V_{SS} = R_D I_D + V_{DS} + I_{SS} R_S = I_D (R_D + 2R_S) + V_{DS}$

aumento R_S : $R_S' > R_S$

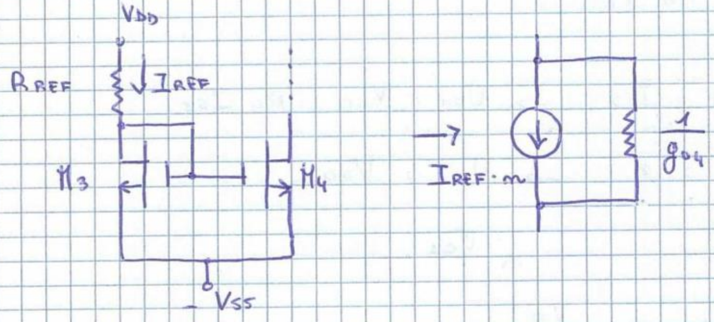
↓

Per aumentare le prestazioni devo aumentare $V_{DD}+V_{SS}$

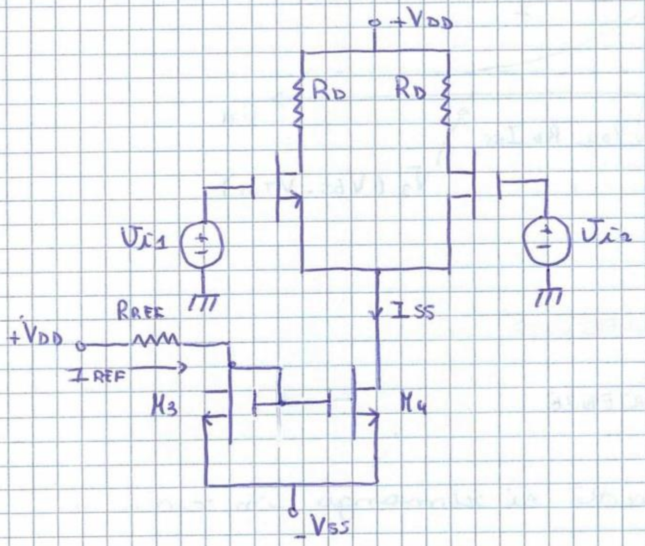
$P_D = (V_{DD}+V_{SS}) I_{SS}$, aumenta la potenza richiesta in fase di polarizzazione

Ma bisogna cercare di ridurre P_D.

Uso lo Specchio di Corrente



Diventa:



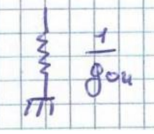
$P_D = (V_{DD}+V_{SS})(I_{SS}+I_{REF})$

P_D è aumentato!

Posso progettare I_{REF}:

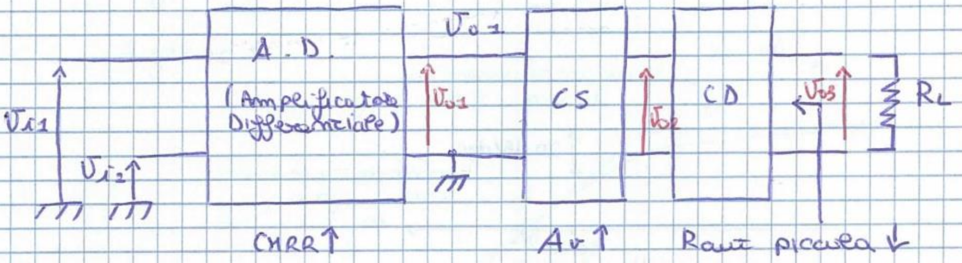
$I_{REF} = \frac{I_{SS}}{m}$.

Alle variazioni posso togliere lo specchio di corrente e inserire



$$CMRR = \left(1 + \frac{g_{m1,2} \cdot 2}{g_{ou}}\right) \cdot \frac{1}{2}$$

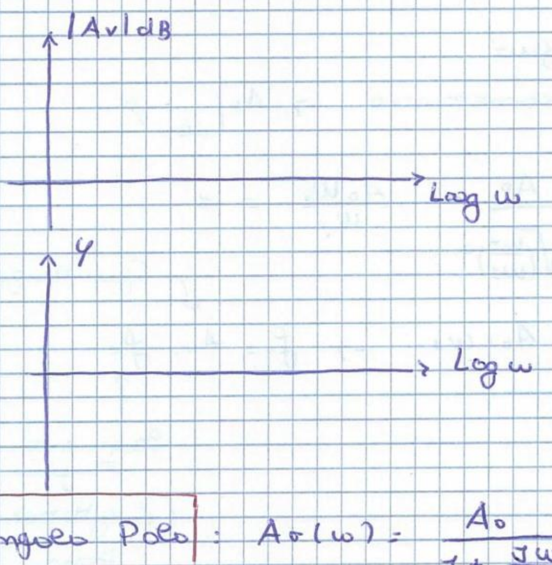
L'Amplificatore Operazionale (Struttura più semplice)



- L'ingresso è bilanciato: la resistenza in ingresso ai due morsetti rispetto ⏚ è la stessa.
- Uscita sbilanciata (single ended)

$$\frac{V_{o3}}{V_{i1} - V_{i2}} = \underbrace{\frac{V_{o3}}{V_{o2}}}_{\text{Abbassamento } R_{out}} \cdot \underbrace{\frac{V_{o2}}{V_{o1}} \cdot \frac{V_{o1}}{V_{i1} - V_{i2}}}_{\text{Guadagno}}$$

Diagrammi di Bode (a causa di introduzione di elementi capacitivi)



$\omega = 2\pi f$

$\boxed{\text{Singolo Polo}}$: $A_v(\omega) = \dfrac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega}}$ $\quad s = j\omega$

$$|A(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1+\frac{\omega^2}{\omega_1^2}}} \quad ; \quad \varphi(j\omega) = arctg\left(-\frac{\omega}{\omega_1}\right)$$

$$A_v\Big|_{dB} = 20 Log \frac{A_0}{\sqrt{1+\frac{\omega^2}{\omega_1^2}}} \quad , \quad \omega = \omega_1 \rightarrow 20 \log \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

$$= 20 \log A_0 - 20 \log \sqrt{2}$$

$$= 20 \log A_0 - 3$$

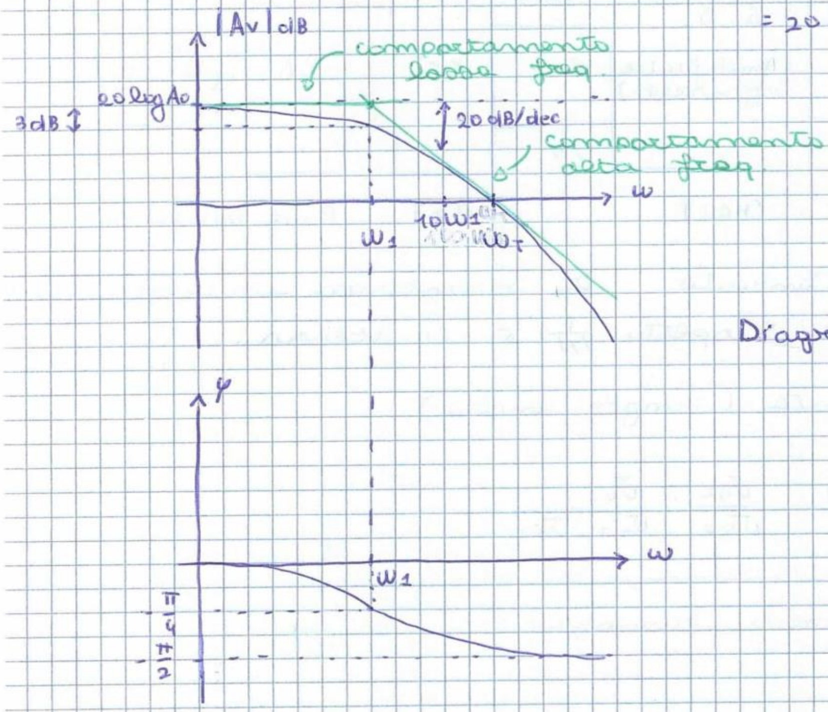


Diagramma Singolo Polo.

Andamento di un amplificatore Passa Basso.

ω_1 : pulsazione di Taglio

ω_T : pulsazione di Transizione $\rightarrow A_v\Big|_{dB} = \emptyset$

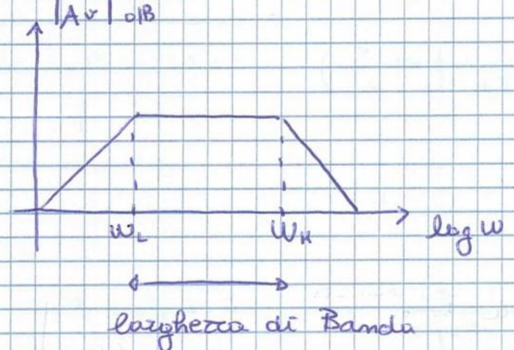
$$\omega_T \gg \omega_1 \rightarrow |A_v| = \frac{A_0}{\sqrt{\left(\frac{\omega_T}{\omega_1}\right)^2}} = \frac{A_0 \omega_1}{\omega_T} = 1$$

Guadagno

$$\rightarrow \omega_T = A_0 \cdot \omega_1 \rightarrow f_T = A_0 \cdot f_1$$

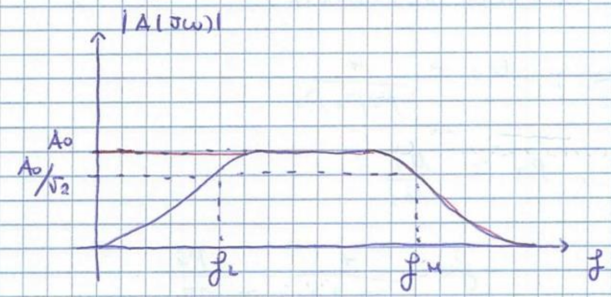
frequenza di taglio (Larghezza di Banda)

Con Poli e Zeri



27/11/2015

Andamento generale di un amplificatore



$\omega = 2\pi f$

$f_H - f_L$ = larghezza di banda

$f_L = \emptyset \rightarrow$

In un amplificatore ci sono molte capacità parassite in gioco → molti poli!

Problema:

- L'amplificatore è a singolo polo? (polo dominante)
- $f_H = ?$

Polo dominante: Polo più vicino allo zero $(\emptyset, \emptyset)$.

Supponiamo

$$A(s) = \frac{A}{\left(1+\frac{s}{p_1}\right)\left(1+\frac{s}{p_2}\right)\left(1+\frac{s}{p_3}\right)} = \frac{A}{1+a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3}$$

forma canonica

$$a_1 = \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} + \frac{1}{p_3}$$

$$a_2 = \frac{1}{p_1 p_2} + \frac{1}{p_1 p_3} + \frac{1}{p_2 p_3} \qquad p_1 < p_2 < p_3$$

$$a_3 = \frac{1}{p_1 p_2 p_3}$$

quando $p_1 \ll p_2 < p_3$ (POLO DOMINANTE)

$$a_1 \approx \frac{1}{p_1} \quad ; \quad a_2 \approx \frac{1}{p_1 p_2} \quad ; \quad a_3 \approx \frac{1}{p_1 p_2 p_3}$$

$$p_1 \approx \frac{1}{a_1} \quad ; \quad p_2 \approx \frac{a_1}{a_2} \quad ; \quad p_3 \approx \frac{a_2}{a_3}$$

$$p_k = \frac{a_{k-1}}{a_k} \quad ; \quad f_k = \frac{1}{2\pi a_1} = \frac{p_1}{2\pi}.$$

TEOREMA DELLE COSTANTI DI TEMPO

$$a_1 = \sum_{i=1}^{m} R_i^0 C_i$$

R_i^{OPEN} = Resistenza ai morsetti della capacità quando tutte le altre capacità sono c.a.

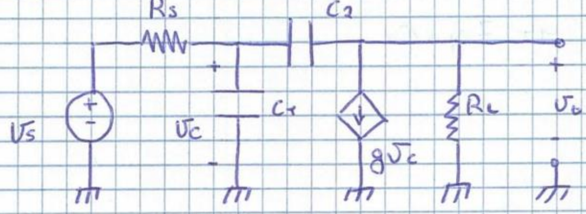
$R_i \in C_i$ quando $C_j|_{i \neq j} =$ c.a.

$$a_2 = \sum_{i=1}^{m-1} \left[R_i^0 C_i \cdot \sum_{j=i+1}^{m} R_j^i C_j \right]$$

R_j^i = Resistenza vista da C_j quando C_i è un c.c e le altre sono c.a.

Applicazione del Teorema :

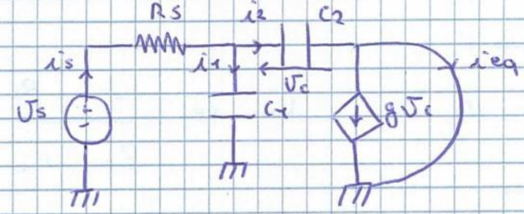
Modello circuitale da cui si ricava la risp. in frequenza di MOSFET e BJT.



$f_H = ?$ $\quad \frac{V_o}{V_s} \rightarrow \left| \frac{V_o}{V_s}(j\omega_H) \right| = \left| \frac{V_o}{V_s}(j0) \right| \frac{1}{\sqrt{2}}$

Applico Teorema di Norton

Calcolo di i_{eq}



$i_{eq} = i_2 - gV_c \quad \rightarrow i_{eq} = (sC_2 - g) \cdot V_c$

$i_2 = sC_2 \cdot V_c$

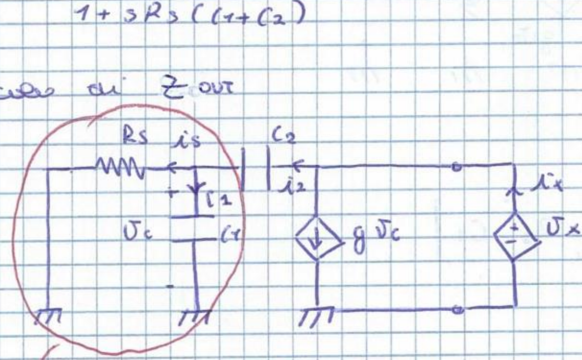
$i_s = i_1 + i_2 = sC_1V_c + sC_2V_c = \frac{V_s - V_c}{R_s}$

$$V_c = \frac{V_s}{1 + sR_s(C_1 + C_2)}$$

$$i_{eq} = \frac{V_s(sC_2 - g)}{1 + sR_s(C_1 + C_2)}$$

Calcolo di Z out

Senza R_L



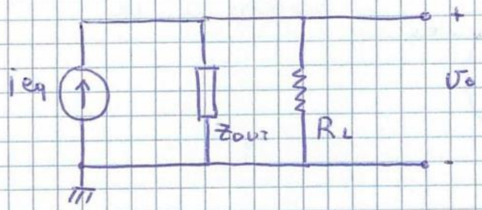
$$Z_{eq} = R_s \,//\, \frac{1}{sC_1} = \frac{R_s}{1 + sR_sC_1}$$

$i_x = i_2 + g\,v_c$

$$v_c = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + \frac{1}{sC_2}} \cdot v_x = \frac{sC_2 \cdot Z_{eq}}{1 + Z_{eq}\,sC_2} \cdot v_x$$

$$i_2 = \frac{v_x}{Z_{eq} + \frac{1}{sC_2}}$$

$$Z_{out} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1 + sC_2 Z_{eq}}{sC_2\,(1 + g Z_{eq})}$$

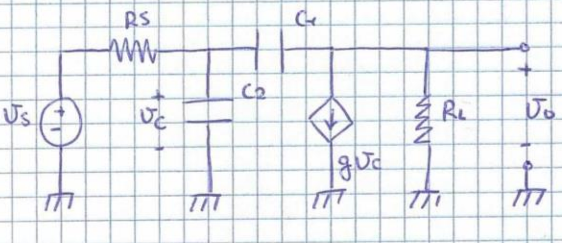


$$v_o = i_{eq} \cdot \frac{Z_{out} \cdot R_L}{Z_{out} + R_L}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{(sC_2 - g)\,R_L}{1 + s\left[R_s(C_1 + C_2) + (1 + gR_s)R_L C_2\right] + s^2 R_s R_L C_1 C_2}$$

$$1 + s \cdot \quad a_1 \quad + s^2 \cdot \quad a_2$$

Attraverso il Teorema invece:

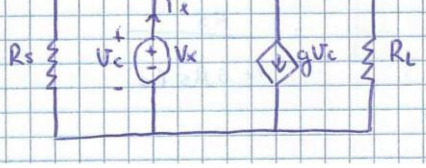


$$a_1 = R_1^0 C_1 + R_2^0 C_2$$

$$a_2 = \sum_{i=1}^{1}\left[R_i^0 C_i \sum_{j=i+1}^{2} R_j^i C_j\right]$$

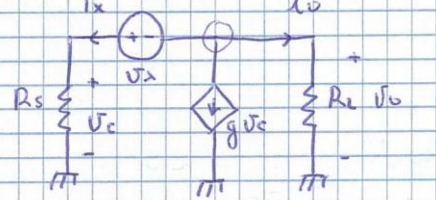
$$a_2 = R_1^0 C_1 R_2^1 C_2$$

Cerco R_1^0 con C_2 = c.a.:



$$R_1^0 = R_s$$

cerco R_2^0 con C_1 = c.a.



$i_x + g v_c + i_o = \phi$

$v_c = i_x \cdot R_s$

$v_o = i_x R_s - v_x$

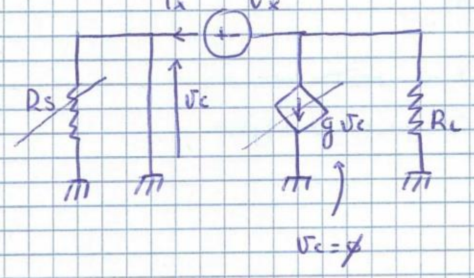
$i_o = \frac{v_o}{R_L}$

$i_x + i_x R_s \cdot g + i_x \frac{R_s}{R_L} - v_x \cdot \frac{1}{R_L} = \phi$

$i_x \left(1 + g R_s + \frac{R_s}{R_L} \right) = \frac{v_x}{R_L}$

$\frac{v_x}{i_x} = R_L + g R_L R_s + R_s = R_2^0$

cerco R_2^1 con C_1 = c.c.

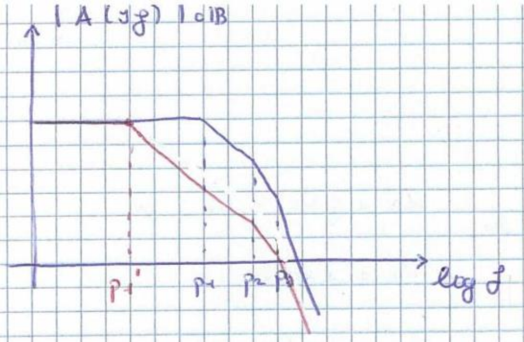


$R_2^1 = R_L$

$$\begin{cases} a_1 = R_s C_1 + (R_L + g R_s R_L + R_s) C_2 \\ a_2 = R_s C_1 R_L C_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} p_1 \simeq \frac{1}{a_1} \\ p_2 \simeq \frac{a_1}{a_2} \end{cases}$$ Verificato se $p_1 \ll p_2$

Se $p_1 \ll p_2 \Rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi a_1}$



Adesso non è polo dominante!

Inserisco un C esterno e ottengo.

ADESSO E' POLO DOMINANTE

Polo dominante → Amplificatore stabile

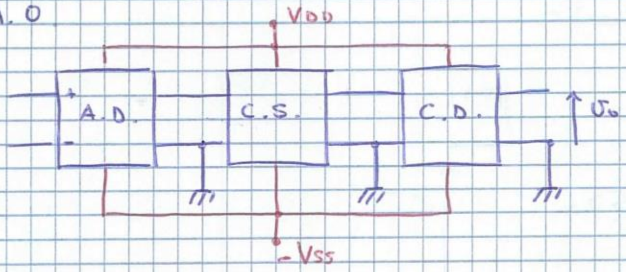
AO usato in elettronica analogica ha;

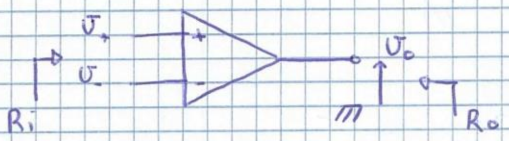
- polo dominante ;
- alto guadagno ;
- f_H piccolo (10÷100) Hz ;

in quanto lo uso in retroazione :

- si abbassa un po' il guadagno;
- f_H aumenta ;

A.O 04/12/2015





(Simbolo Logico)

$v_o = A(v_+ - v_-)$

A alto

R_{i+} ; R_{i-} ; R_{id} alte

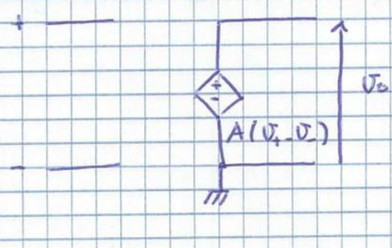
R_o bassa

A.O ideale:

- $A = \infty$
- $(R_{i+}, R_{i-}, R_{id}) = \infty$
- $R_o = \emptyset$
- $f_H \to \infty$ (amplifica tutte le frequenze)

Per studiare A.O. uso il modello lineare di tutto l'insieme e non di ogni singolo blocco.

Modello lineare generale:



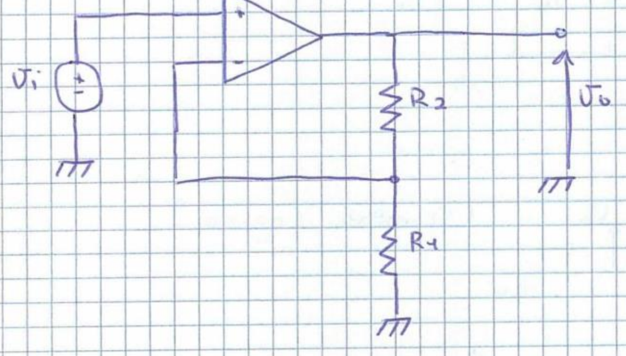
con $A \to \infty$

$$v_+ - v_- = \frac{v_o}{A}$$

$\lim_{A \to \infty} \frac{v_o}{A} \to \emptyset$ se v_o è finito

$\Rightarrow v_+ = v_-$ (corto circuito virtuale)

Studio di questo circuito:



Principio di corto circuito virtuale:

$$\lim_{A \to \infty} (V_+ - V_-) = \lim_{A \to \infty} \frac{V_0}{A} = \emptyset \quad \text{se} \quad V_0 = \text{finito}$$

c.c. virtuale: tensioni uguali ma resistenza vista non nulla (in questo caso ∞)

$$V_- = V_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \overset{c.c.v.}{=\!=} V_+ = V_i$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} > 1$$

Quindi il guadagno di un amplificatore in config. non invert. è indipendente dal guadagno A dell'A.O.

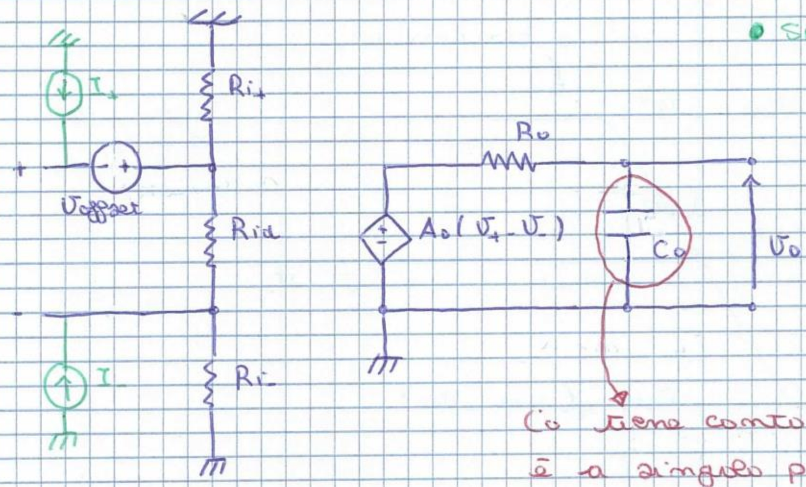
IMPORTANTE!

A.O. Reale:

- $A_0 \simeq 10^5$ ($A_0 = A$ in bassa frequenza)
- Ri_+; Ri_-; $Ri_d \simeq 10^7 \, \Omega$
- $R_0 \simeq 1 \, K\Omega$

Modello lineare reale generale

• solo BJT



C_o tiene conto che A.O. è a singolo polo con f_H finita

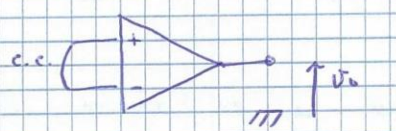
Quindi:

$$f_H = 10 \div 100\ Hz = \frac{1}{2\pi R_o C_o}$$

$$V_{offset} \simeq 10^{-3}\ V$$

$$\text{Slew Rate} = SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \left[\frac{V}{\mu s}\right]$$

V_{offset} deriva da:



V_o dovrebbe essere $= \emptyset$ ma non lo è.

$$V_{o\,(offset)} \neq \emptyset$$

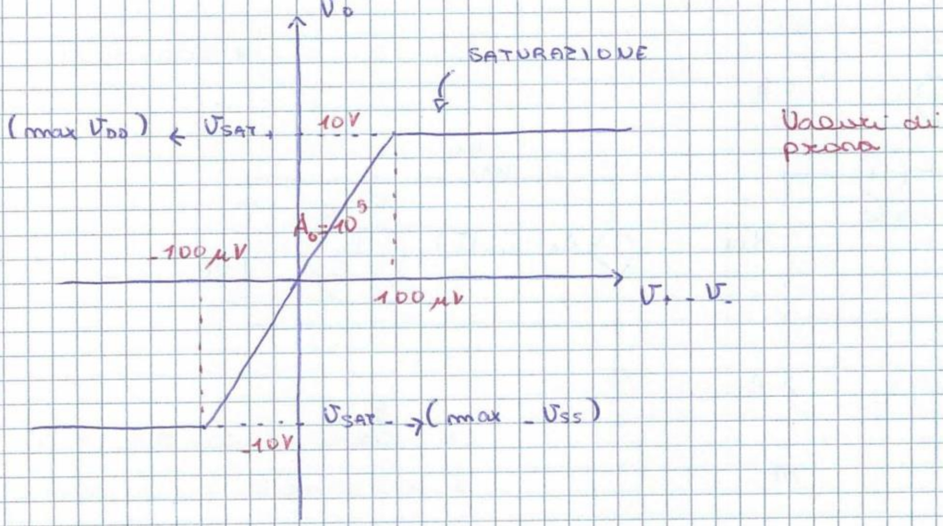
$$V_{offset} \cdot A_o = V_{o\,(offset)} = V_{o\,c.c.}$$

$$\rightarrow V_{offset} = \frac{V_{o\,(offset)}}{A_o}$$

Nel BJT inserisco anche: •

Li inserisco perché negli A.O. con A.O. a BJT le correnti di base non sono nulle.

Caratteristica di trasferimento dell'A.O.



Quando raggiungono i max si parla di:

A.O. RAIL TO RAIL

Siccome per $V_+ - V_- > 100\mu V$ l'amplificatore di anello aperto non amplifica più, io lo uso in retroazione (config. inv., non inv.)

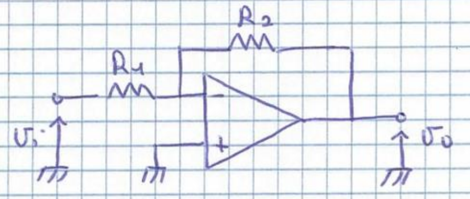
La retroazione negativa costringe l'A.O. a lavorare in zona lineare.

Se $V_i > \emptyset$ allora $V_+ > \emptyset$, $V_o > \emptyset$ e la tensione sul nodo fra R_2 e R_1 aumenta. Aumenta quindi anche V_- che cerca di raggiungere V_+.

$V_+ - V_- \to \emptyset \Rightarrow$ Si lavora in zona lineare.

Valido per A.O. in config. non invertente.

A.O. in config. invertente



$$(v_i - v_-)/R_1 = (v_- - v_0)/R_2$$

ma $v_- = v_+ = \varnothing$ Volt

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_0}{R_2} \rightarrow \frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Slew Rate

$SR = \frac{\Delta V_0}{\Delta t} \rightarrow$ Max variazione dell'uscita su unità di tempo.

v_0 in dato, v_i app. lineare

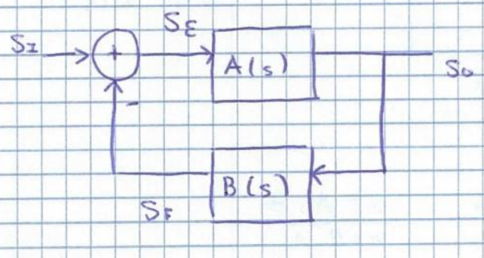
$v_0 = V_{MAX} \, sen(\omega t)$

$$\frac{dv_0}{dt} = V_{MAX} \underbrace{\cos(\omega t)}_{1} \cdot \omega = V_{MAX} \cdot \omega = SR$$

$$\omega = \frac{SR}{V_{MAX}} = 2\pi f$$

$B_{PP} = \frac{SR}{V_{MAX} \cdot 2\pi}$ "Banda Piena Potenza"

Ripasso Retroazione Negativa:



$$\frac{S_0}{S_I} = \frac{A(s)}{1 + B(s)A(s)}$$

F.d.t A.C.

Consideriamo $S = \varnothing$ ($\omega = \varnothing$) $\Rightarrow \frac{S_0}{S_I} = \frac{A_0}{1 + B_0 A_0}$

Se $A_0 \rightarrow \infty$ (molto grande) $\Rightarrow \frac{S_0}{S_I} \rightarrow \frac{1}{B_0}$

Ovvero non dipende da A_0: l'amplificazione non dipende dal guadagno di $A(s)$ se $A_0 \rightarrow \infty$.

$A_{OF} = \frac{S_O}{S_I}$

$$S^{A_0}_{A_{OF}} = \frac{\partial A_{OF}}{\partial A_0} \cdot \frac{A_0}{A_{OF}} =$$

Sensibilità

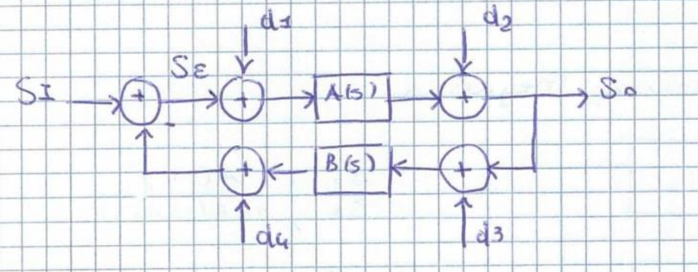
$$S^{A_0}_{A_{OF}} = \frac{\partial}{\partial A_0}\left(\frac{A_0}{1+B_0A_0}\right) \cdot \frac{A_0}{\frac{A_0}{1+B_0A_0}} = \frac{1}{1+B_0A_0}$$

$$\frac{\Delta A_{OF}}{\Delta A_0} \cdot \frac{A_0}{A_{OF}} = S^{A_0}_{A_{OF}} = \frac{1}{1+B_0A_0}$$ (Sensibilità di A_{OF} rispetto ad A_0)

$$S^{B_0}_{A_{OF}} = \frac{\partial A_{OF}}{\partial B_0} \cdot \frac{B_0}{A_{OF}} = -\frac{A_0B_0}{1+A_0B_0} \approx -1$$

Significa che variazioni di B sono riportate pari pari in uscita: B(s) deve essere realizzato il più accurato possibile.

Schema con disturbi (tiene conto delle aleatorietà di A e B)



Solo d_3 dipende da B(s)

$$S_o\Big|_{S_I=\emptyset} = \frac{d_2}{1+B_0A_0} + \frac{(d_1-d_4)A_0}{1+B_0A_0} - \frac{d_3A_0B_0}{1+B_0A_0}$$

Riferito a A(s)

Riferito a B(s)

Comportamento in frequenza del sistema retroazionato

$$\frac{S_0}{S_I}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1+B\cdot A(j\omega)}$$ con $B = B_0$

A: polo dominante

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1+\frac{j\omega}{\omega_p}}$$

$$\frac{S_0}{S_I}(j\omega) = \frac{\frac{A_0}{1+j\cdot\omega/\omega_p}}{1+\frac{A_0 B}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}} = \frac{A_0}{1+\frac{j\omega}{\omega_p}+A_0 B} = \frac{A_0}{1+BA_0+j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

$$= \frac{\frac{A_0}{1+BA_0}}{1+\frac{j\omega}{\omega_p(1+BA_0)}} = \frac{A_{0F}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{pF}}}$$

$$\omega_{pF} = \omega_p(1+BA_0)$$

Retroazionando negativamente io allargo la frequenza di taglio in quanto $\omega_{pF} > \omega_p$.

$$\omega_T \Rightarrow |A(j\omega_T)| = 1$$

$$|A(j\omega_T)| = \frac{A_0}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_T}{\omega_p}\right)^2}} = 1 \rightarrow \frac{A_0}{\frac{\omega_T}{\omega_p}} \approx 1$$

$$\rightarrow \omega_T = A_0\,\omega_p \rightarrow f_T = A_0\, f_H$$

Per quanto riguarda $\frac{S_0}{S_I}(j\omega)$

$$\omega_T : \frac{\frac{A_0}{1+BA_0}}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_T}{\omega_p(1+BA_0)}\right)^2}} \Rightarrow \frac{A_0}{1+BA_0} = \frac{\omega_T}{\omega_p(1+BA_0)}$$

$$\omega_T = \underbrace{\frac{A_0}{1+BA_0}}_{A_{0F}} \cdot \underbrace{\omega_p(1+BA_0)}_{\omega_{pF}} = A_{0F}\cdot\omega_{pF}$$

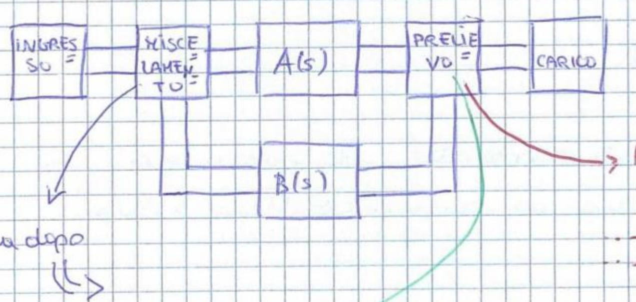
Schema Unifilare

11/12/2015

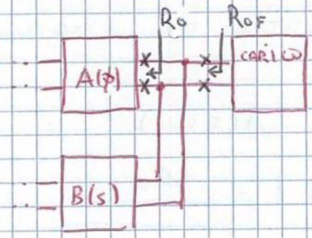
- Diminuisce la sensibilità della grandezza di uscita rispetto a determinate aleatorietà.
- Aumenta la larghezza di banda.
- $\frac{S_0}{S_I}(\phi)$ si riduce -> Si riduce il modulo della funzione di trasferimento

A(s) può avere una banda limitata, tanto viene allargata dalla retroazione.

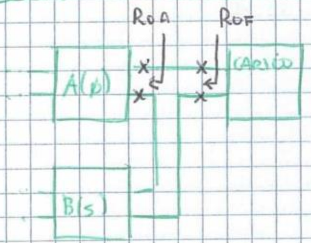
Schema Bifilare



pagina dopo

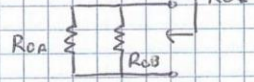


Prelievo in Corrente



R_0: impedenza di A(s)

R_{OF}: impedenza del Feedback

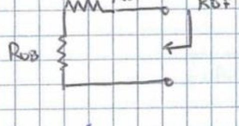


$R_{OF} < R_{OA}$

$R_{OF} \downarrow$ se prelievo in tensione

$$R_{OF} = \frac{R_{OA}}{1 + B \cdot A_\phi}$$

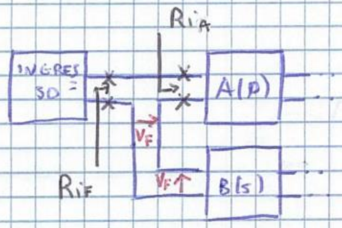
$R_{OF} > R_{OA}$



$R_{OF} \uparrow$ se prelievo in corrente

$$R_{OF} = R_{OA}\left(1 + B \cdot A_\phi\right)$$

Mescolamento in Serie (o di tensione)

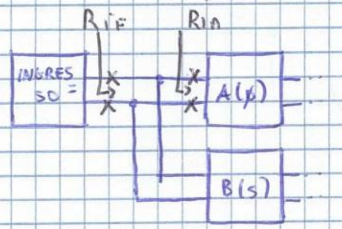


$R_{iF} > R_{iA}$

$R_{iF} \uparrow$ con mescolamento di tensione

$R_{iF} = R_{iA}(1 + B A_\phi)$

Mescolamento in parallelo (o di corrente)



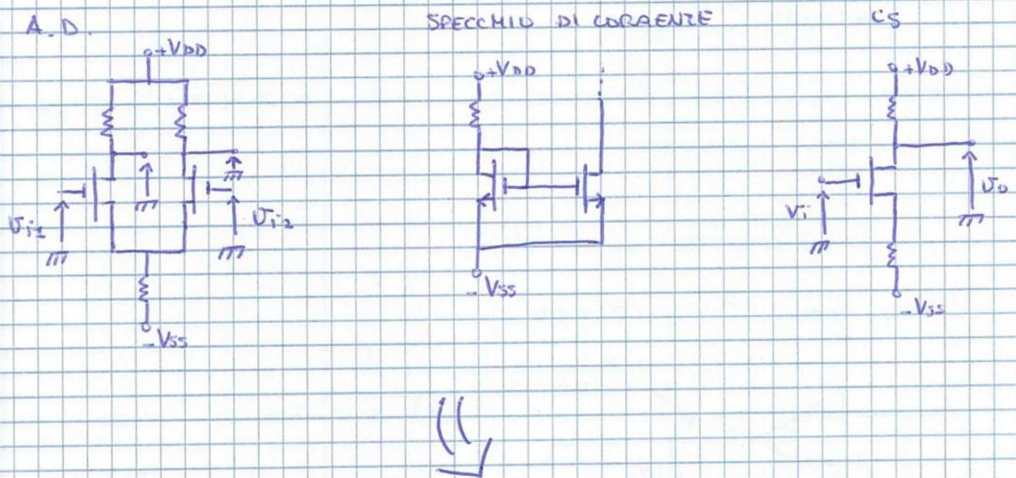
$R_{iF} < R_{iA}$

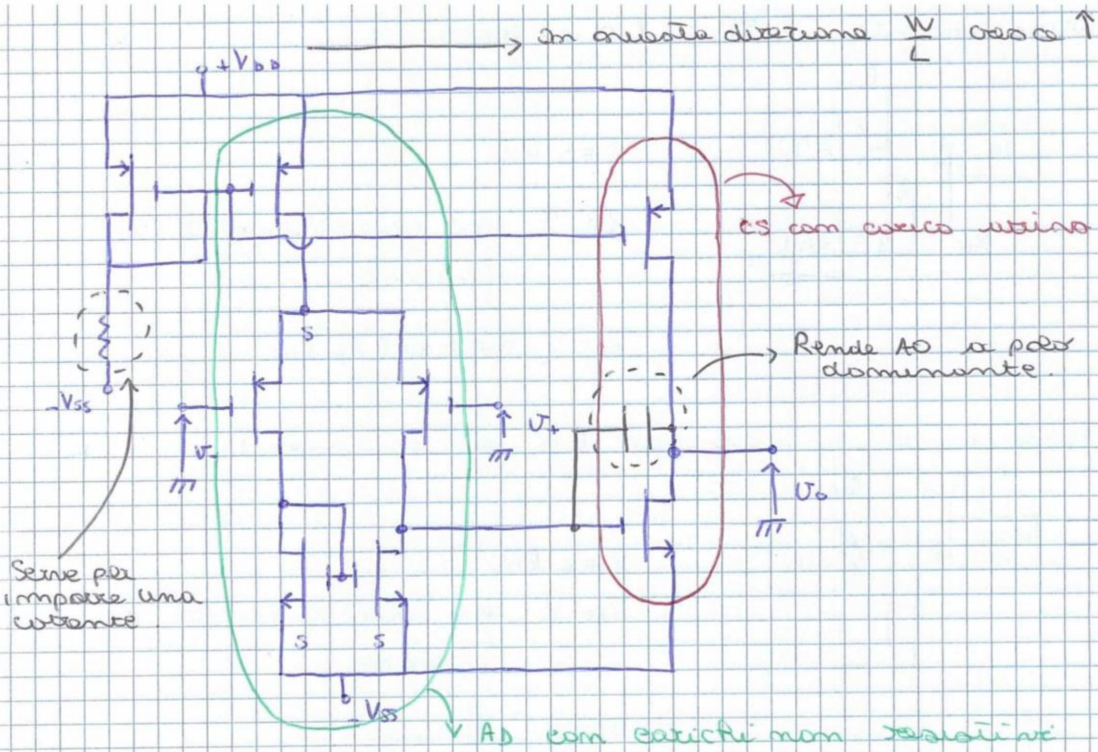
$R_{iF} \downarrow$ con mescolamento di corrente

$$R_{iF} = \frac{R_{iA}}{1 + B A_\phi}$$

Struttura di un A.O. senza Resistenze

Strutture a cui faremo riferimento





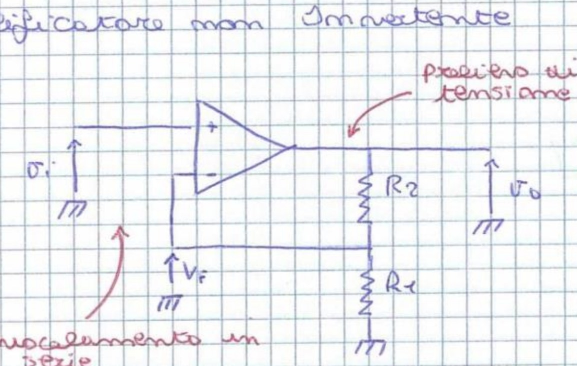
Una capacità a ponte fra ingresso e uscita equivale ad una capacità più grande in ingresso (moltiplicata per A_v) ed una in uscita di ugual valore.

↑ EFFETTO MILLER

Condensatori piccoli danno quindi risultati uguali a condensatori grandi

Applicazioni Lineari di un A.O.

Amplificatore non Invertente



① A.O Ideale: nodo c.c. virtuale

$v_i = v_- = v_+ = \frac{v_o}{R_1 + R_2} R_1$;

$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Prelievo di Tensione: R_{oF} ↓

Miscelamento in Serie: R_{iF} ↑

$$V_F = V_o \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} \Rightarrow B = \frac{V_F}{V_o} = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

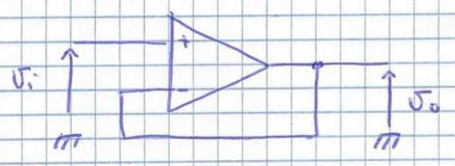
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_0}{1+BA_0} = \frac{A_0}{1+\frac{R_1}{R_1+R_2}A_0} \xrightarrow[A_0\to\infty]{} \frac{R_1+R_2}{R_1}$$

$$R_{oF} = \frac{R_{oA}}{1+B\cdot A_0}$$

(2) B è facilmente ricavabile?

SI ⇒ Regole Retroazione Negativa

NO ⇒ Sostituisco il modello lineare dell'A.O.



$R_2 = \emptyset\ \Omega$

$R_1 \to \infty\ \Omega$

$\Rightarrow B = 1$

$$R_{oF} = \frac{R_o}{1+A_0}$$

Ho diminuito la R di uscita di un fattore $1+A_0$.

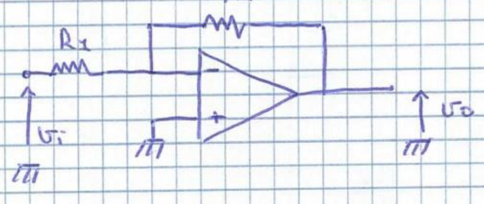
⇒ È un Buffer: ottimizza il trasferimento di tensione verso il carico.

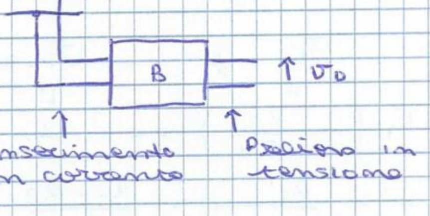
→ INSEGUITORE DI TENSIONE.

aumento inoltre la R in ingresso.

→ isola la parte che pilota dalla parte pilotata.

Amplificatore Invertente



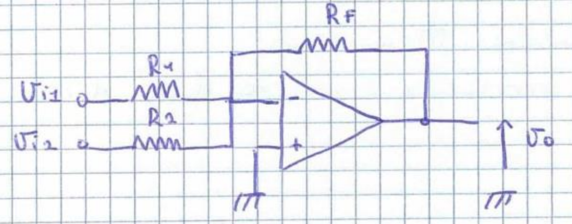


Siccome β ha in ingresso V e in uscita I, sostituisco A.O. con il suo modello lineare.

$$\frac{v_i - v_-}{R_1} = \frac{v_- - v_0}{R_2} \Rightarrow \frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_0}{R_2}$$

$$\rightarrow \frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Sommatore invertente

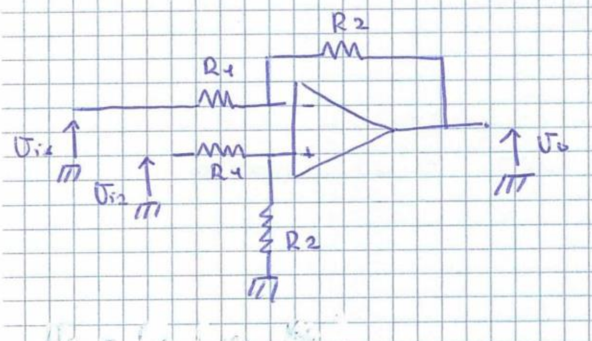


$$\frac{v_{i1} - v_-}{R_1} + \frac{v_{i2} - v_-}{R_2} = \frac{v_- - v_0}{R_F}$$

$$\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} = -\frac{v_0}{R_F}$$ se $R_1 = R_2$

$$\rightarrow v_0 = -\frac{R_F}{R_1}\left(v_{i1} + v_{i2}\right)$$

Sottrattore



P.s.e. $v_{i1} = \varnothing$ $\quad v_{i2} = \varnothing$

$$v_0 = v_+\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - v_{i1} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

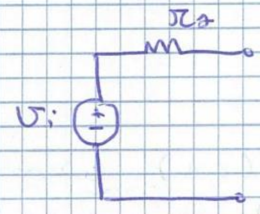
$$v_0 = v_{i2} \cdot \frac{R_2}{\cancel{R_1 + R_2}} \cdot \frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_1} - v_{i1} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$V_0 = \frac{R_2}{R_1}\left(V_{i2} - V_{i1}\right)$

Difetto importante:

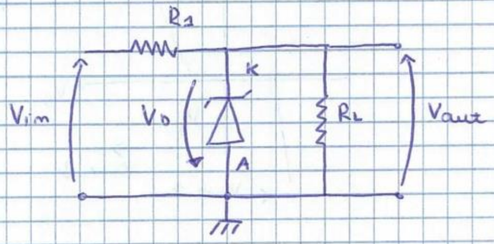
Resistenza che vede V_{i1} non è uguale a quella che vede V_{i2}.

→ Di conseguenza la differenza non avviene fra le tensioni in ingresso per via che V_i è data secondo TH:



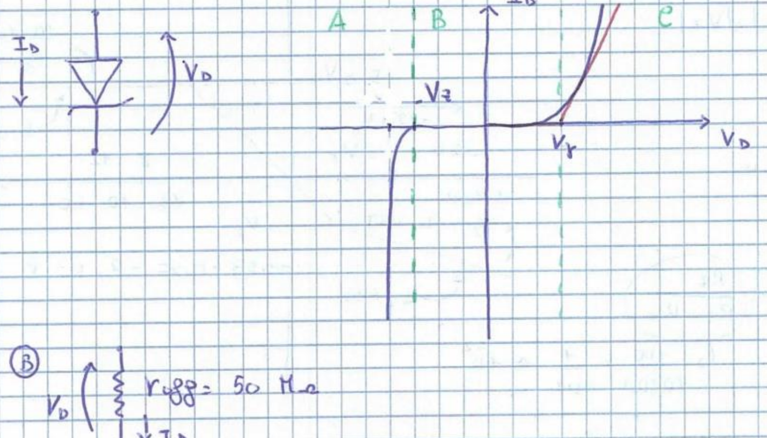
14/12/2015

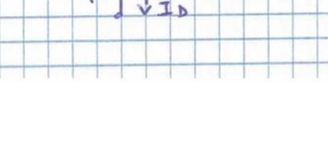
Esercizio:



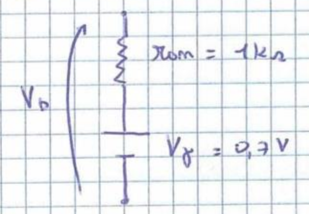
$V_\gamma = 0,7\ V$
$V_Z = 5\ V$
$r_{on} = 1k\Omega$
$r_Z = 100\Omega$
$r_{off} = 50\ M\Omega$

1) Disegnare il circuito equivalente di D_Z nelle sue regioni di funzionamento

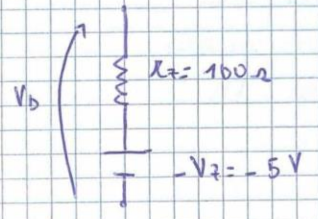




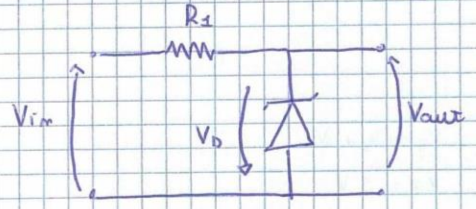
(C)

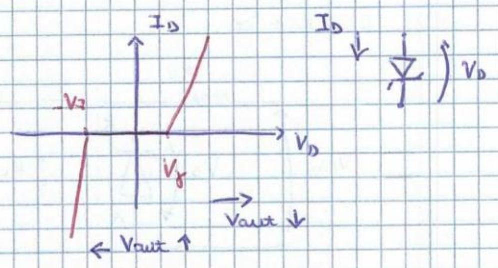


(A)

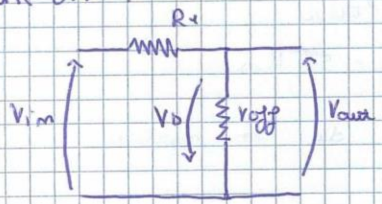


2) Se $R_1 = 10\ k\Omega$ e $R_L = \infty\ \Omega$ (c.a.) calcolare e disegnare la caratteristica $V_{out} = f(V_{in})$ per $-20V < V_{in} < +20V$



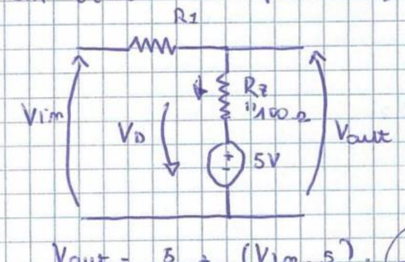


In OFF:



$$V_{out} = \frac{r_{off}}{r_{off} + R_1} \cdot V_{in} \approx V_{in} \cdot 1 = V_{in}$$

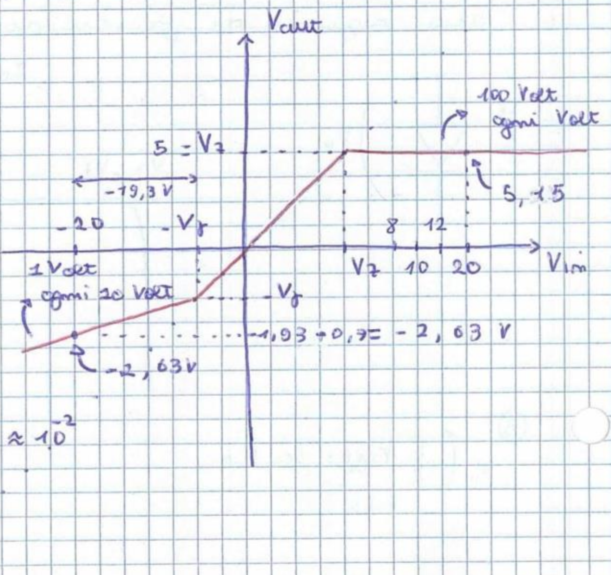
In ZENER per $V_{in} > V_Z$



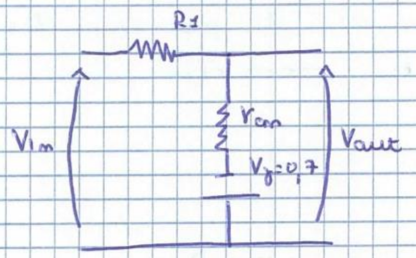
$$V_{out} = 5 + (V_{in} - 5) \cdot \frac{R_Z}{R_Z + R_1}$$

$$= 5 + 0{,}01\,(V_{in} - 5)$$

$$\frac{100}{10100} = \frac{1}{101} \approx 10^{-2}$$



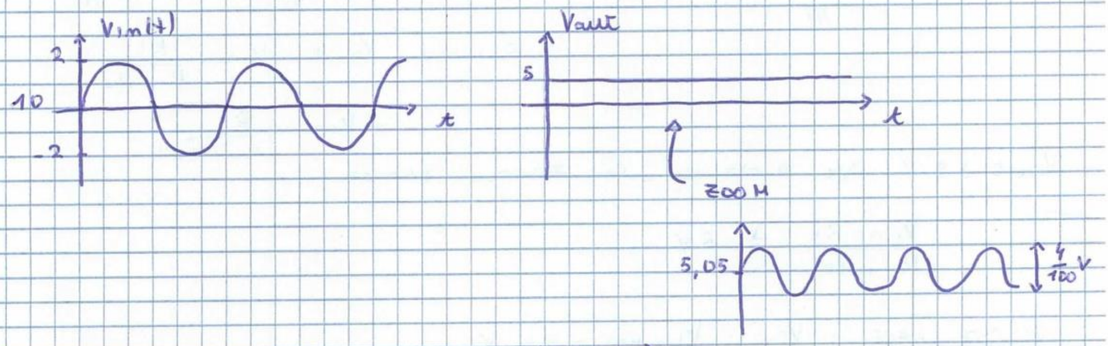
In CONDUZIONE DIRETTA per $V_{in} < -V_\gamma$



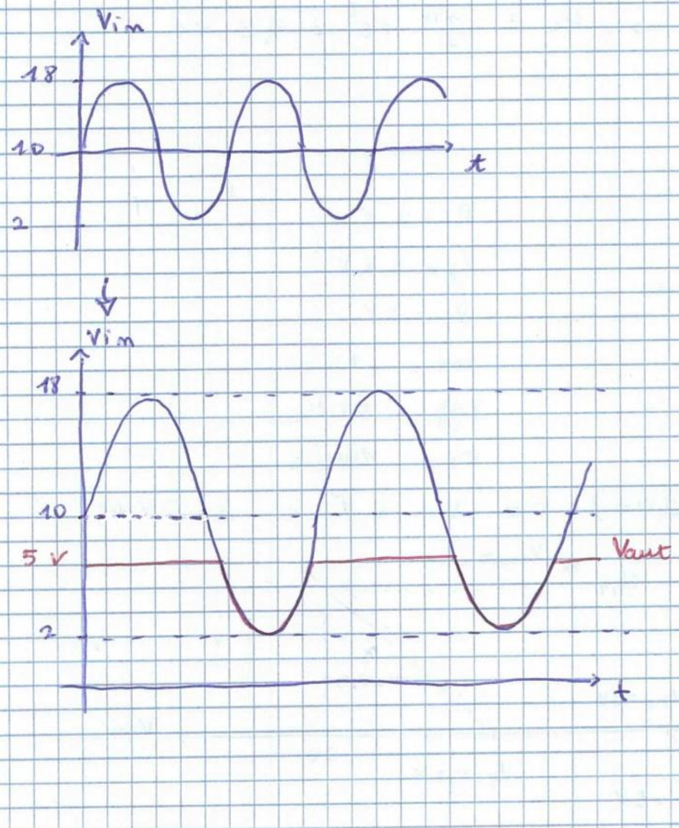
$$V_{out} = -V_\gamma + (V_{in} + V_\gamma) \cdot \frac{r_{on}}{R_1 + r_{on}}$$

$$= -0,7 + (V_{in} + 0,7) \cdot \frac{10^3}{1,1 \cdot} \approx 0,1$$

3) assumere $V_{in}(t) = 10 + 2 \sin(2\pi f t)$ e disegnare l'andamento temporale di V_{out}.



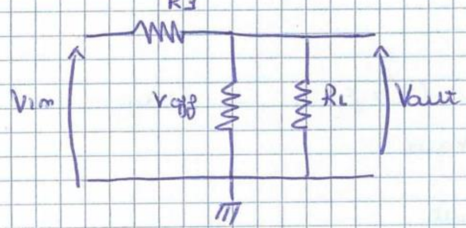
4) assumere $V_{in}(t) = 10 + 8 \sin(2\pi f t)$



Supponiamo adesso $R_L \neq \infty\ \Omega$

5. Trovare il valore minimo di R_L per cui D_z non si comporta più regolatore di tensione

In off:



$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{r_{off} // R_L}{r_{off} // R_L + R_1}$$

se $R_L \ll r_{off} \Rightarrow R_L // r_{off} = R_L$

Quindi $V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_1}$

$= V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_L + 10^4}$

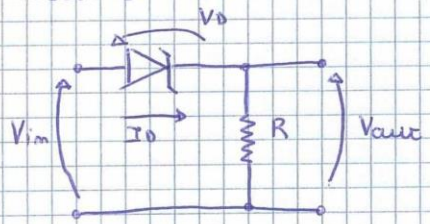
$V_{out} \geq 5\ V$ per entrare in zona zener

$$\frac{V_{in} \cdot R_L}{R_L + 10^4} \geq 5\ V$$

WORST CASE : $V_{in} = V_{in\,MAX} = 20\ V$

$$\frac{20 \cdot R_L}{R_L + 10^4} \geq 5 \quad \rightarrow \quad R_L \geq \frac{10}{3} \cdot 10^3 = 3,3\ k\Omega$$

Esercizio:



$R = 10\ k\Omega$

$V_\gamma = 0,7\ V$

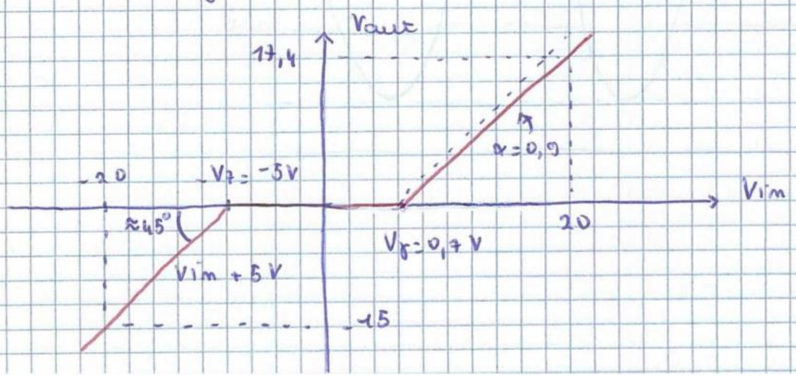
$V_Z = 5\ V$

$r_{on} = 1\ k\Omega$

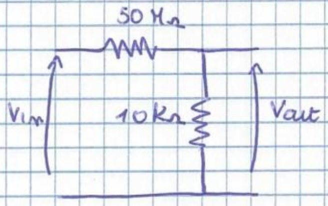
$r_{off} = 50\ M\Omega$

$r_Z = 100\ \Omega$

1) Descrivere $V_{out} = f(V_{in})$ per $V_{in} \in [-20, 20]\ V_{det}$.



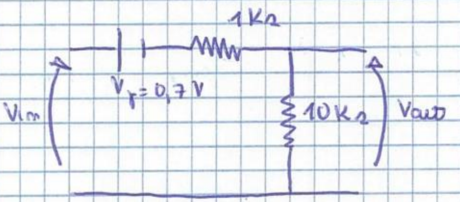
In OFF:



$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{\cancel{10 \cdot 10^3} + 50 \cdot 10^6} = \frac{1}{5} \cdot 10^{-3} \cdot V_{in}$$

$$= 0{,}2 \cdot 10^{-3}\ V_{in}$$

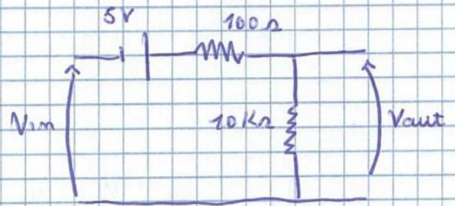
In conduzione: con $V_{in} > V_\gamma$



$$V_{out} = (V_{in} - V_\gamma) \cdot \frac{10\cancel{k}}{11\cancel{k}} = (V_{in} - 0{,}7) \cdot \frac{10}{11} \approx (V_{in} - V_\gamma) \cdot 0{,}9$$

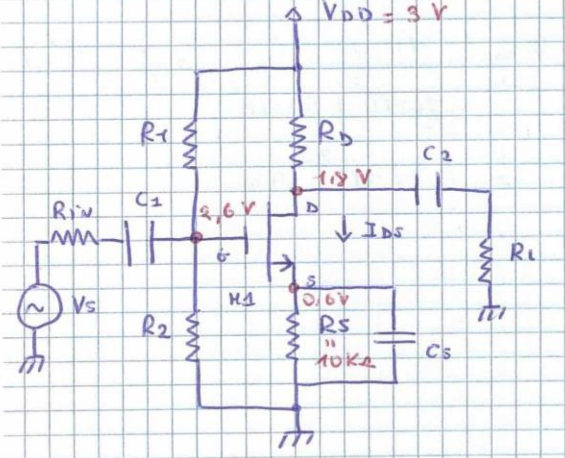
$$V_{out}\Big|_{V_{in} = 20V} = 0{,}9\,(20 - 0{,}7) = \frac{10}{11} \cdot 19{,}3 \approx 17{,}4\ V$$

In ZENER: con $V_{in} < -V_Z$



$$(V_{in} + 5) \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 100} \approx V_{in} + 5 = V_{out}$$

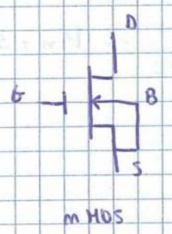
Amplificatore in configurazione CS



Progettare il punto di lavoro di M1 affinché:

- M1 lavori in regione di Saturazione
- $I_{DS} = 60\ \mu A$
- $V_{DS} = 1{,}2\ V_{DS_{SAT\ min}}$

con $K_n = 120\ \mu A/V^2$, $\lambda = \emptyset\ V^{-1}$, $V_{DD} = 3V$, $R_S = 10\ k\Omega$, $V_{Tn} = 1V$



$K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$

$$I_{DS} \approx \begin{cases} 0 & \text{se } V_{GS} < V_{Tn} \\ \frac{K_n}{2}(V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda V_{DS}) & \text{se } \begin{cases} V_{DS} \geq V_{GS} - V_{Tn} \\ V_{GS} > V_{Tn} \end{cases} \\ \frac{K_n}{2}\left[2(V_{GS} - V_{Tn}) V_{DS} - V_{DS}^2\right] & \text{se } \begin{cases} V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn} \\ V_{GS} > V_{Tn} \end{cases} \end{cases}$$

ipotizzando $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$

Calcolo $V_{GS} - V_{Tn}$ sapendo che

$$I_{DS} = 60 \cdot 10^{-6} A = \frac{120 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \cancel{\emptyset\, V_{DS}})$$

$\Rightarrow (V_{GS} - V_{Tn})^2 = 1 \quad \rightarrow \quad V_{GS} - V_{Tn} = +1$

non accetto $V_{GS} - V_{Tn} = -1$

$V_{GS} = 1 + V_{Tn} = 2V$

Per essere in SAT: $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn} = 1V$

$R_S = 10\ k\Omega$

$V_{S-\emptyset} = 60 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{4} = 60 \cdot 10^{-2} = 0,6\ V$

Il potenziale di gate deve essere a $2 + 0,6 = 2,6\ V$ per tanto scrivo l'equazione del partitore resistivo.

$$V_G = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2,6\ V$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,6}{3} = 0,86 = \frac{13}{15}$$

NB: Se non c'era $\perp$ ma $-V_{SS}$ allora:

$$V_G = (V_{DD} + V_{SS}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + (-V_{SS}).$$

R_1, R_2 dell'ordine dei $M\Omega$ => viene dissipata minor potenza su R_1 e R_2.

$R_2 = 1,3\ M\Omega$

$R_1 = 0,2\ M\Omega$

$\rightarrow V_{DS} = 1,2\ V_{DS_{SAT\ minima}} = 1,2 \cdot 1 = 1,2\ V$

$V_{DS} = 1,8\ V$

$$3 - 1,8 = R_D \cdot 60 \cdot 10^{-6} \rightarrow R_D = \frac{1,2}{60} \cdot 10^{+6} = 20\ k\Omega$$

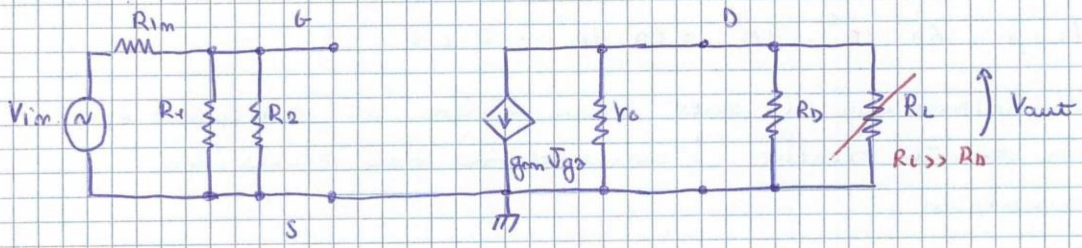
2) Calcolare Potenza erogata dal generatore

$$P_{gen} = V_{gen} \cdot I_{gen} = 3 \cdot \left(60 \cdot 10^{-6} + \frac{3}{R_1 + R_2}\right) = 186\ \mu W$$

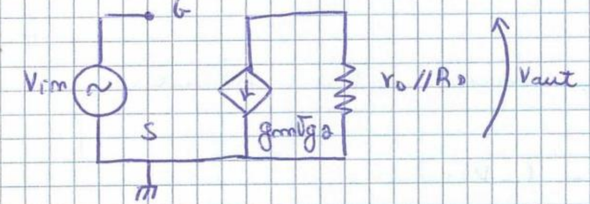
3) $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ ipotizzando $R_L \gg R_D$

$R_{in} = 1\ k\Omega$

alla freq. di lavoro in Banda Passante.



$$V_{GS} = V_{in} \cdot \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_{in}} \approx 1 \cdot V_{in} = V_{in}$$



$$V_{out} = -g_m \cdot v_{in} \cdot (r_o // R_D)$$

$$g_m = \frac{I_{DS}}{\frac{V_{GS} - V_{Tn}}{2}} = \frac{\frac{1}{\cancel{2}} k_n (V_{GS} - V_{Tn})^{\cancel{2}} (1 + \lambda V_{DS})}{\frac{\cancel{V_{GS} - V_{Tn}}}{\cancel{2}}}$$

$$= k_n (V_{GS} - V_{Tn})(1 + \lambda V_{DS})$$

$$\frac{2 I_S}{k_n} \cdot \frac{1}{(1 + \lambda V_{DS})} = (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

$$V_{GS} - V_{Tn} = \sqrt{\frac{2 I_{DS}}{k_n (1 + \lambda V_{DS})}}$$

$$\rightarrow g_m = \frac{2 I_{DS}}{\sqrt{\frac{2 I_{DS}}{k_n (1 + \lambda V_{DS})}}} = \text{con } \lambda = \emptyset = \sqrt{2 k_n I_{DS}}$$

$$g_m = 120 \cdot 10^{-6} \ \frac{A}{V}$$

$$r_o = \frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}}{I_{DS}} = \text{con } \lambda = \emptyset = \infty \ \Omega$$

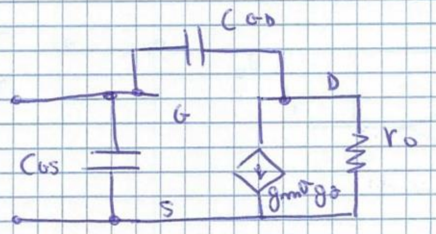
$r_o =$ c.a.

$$\Rightarrow V_{out} = -g_m \cdot R_D \cdot V_{in} = -120 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{3} = -2400 \cdot 10^{-3}$$

$$= -2,4 \ V_{in}$$

$$V_{out} / V_{in} = -2,4$$

Modello del mosfet ad alta frequenza



Frequenza di taglio tramite il metodo delle costanti di tempo.

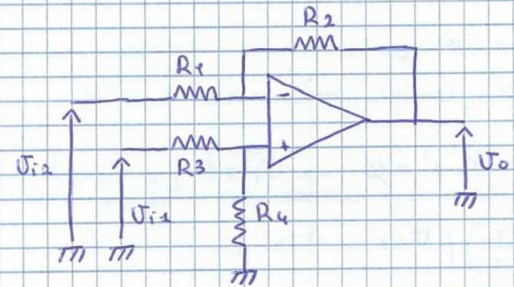
$$\omega_L = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_{i,S} \cdot C_i} \quad , n: \# \text{ capacità}$$

$$\omega_H = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} R_{o_{i,S}} \, C_i}$$

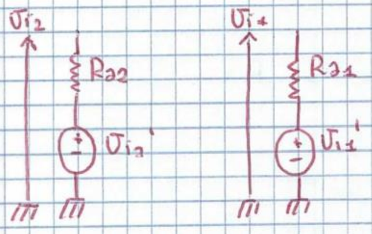
open

18/12/2015

Amplificatore Sottrattore



Per trovare Av uso p.s.e. con
- $V_{i1} \neq \emptyset$, $V_{i2} = \emptyset$
- $V_{i2} = \emptyset$, $V_{i2} \neq \emptyset$



secondo TR.

coefficiente già calcolato

$$V_{i1} = V_{i1}' \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_{a1} + R_3 + R_4}$$

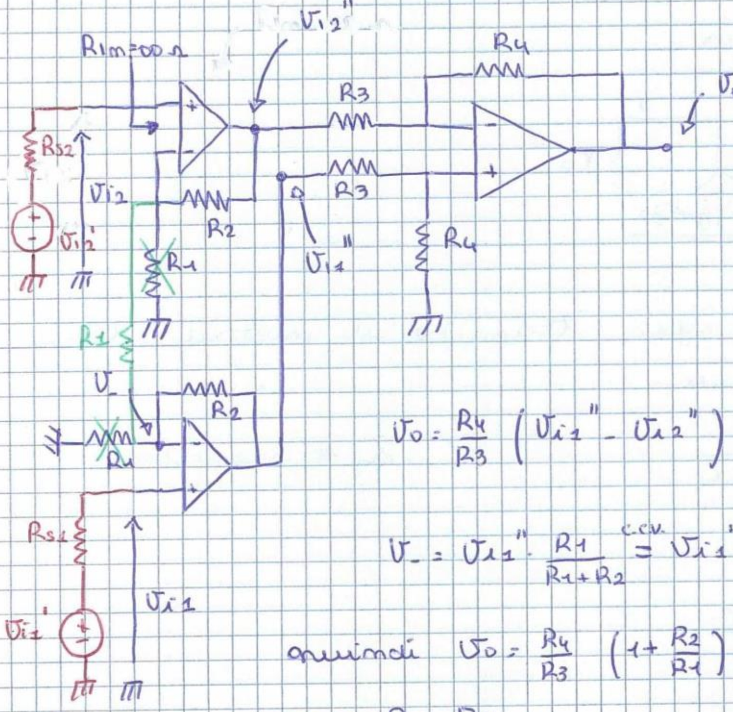
$$V_{i2} = V_{i2}' \cdot \frac{R_1}{R_{a2} + R_1}$$

$$V_o = \alpha \, (V_{i1} - V_{i2})$$

$$= \alpha \left(\frac{R_3 + R_4}{R_{a1} + R_3 + R_4} \cdot V_{i1}' - \frac{R_1}{R_{a2} + R_1} \cdot V_{i2}' \right)$$

Gli ingressi di A.O. non vedono la stessa resistenza
[illegible] faccio una sottrazione perfetta.

Amplificatore per Strumentazione



quindi $v_{i1} = v_{i1}'$

$v_{i2} = v_{i2}'$

$$v_0 = \frac{R_4}{R_3}\left(v_{i1}'' - v_{i2}''\right)$$

$$v_- = v_{i1}'' \frac{R_1}{R_1+R_2} \overset{c.c.v.}{=} v_{i1}'$$

quindi $v_0 = \frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(v_{i1}' - v_{i2}'\right)$

con $R_4 = R_3$

Il guadagno dipende quindi da R_1 e R_2.

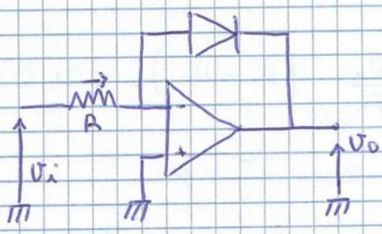
- attraverso questo nuovo collegamento riesco a modificare A_v variando una sola resistenza R_1.

DIM: Con p.s.e. ponendo $v_{i1}' = \emptyset \to v_+ = \emptyset \to v_- = \emptyset$
$\to R_1$ connessa a massa. Vale anche il viceversa

$$v_0 = \underset{v_{i1}'=\emptyset}{\dots} + \underset{v_{i2}'=\emptyset}{\dots} = \frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(v_{i1}' - v_{i2}'\right).$$

Vantaggio: Cambio #1 R_1, invece che #2 R_1.

Amplificatore Logaritmico

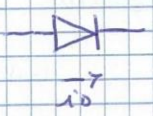


$$\frac{v_i}{R} = i_D = I_S \cdot \left[e^{\frac{v_- - v_0}{V_T}} - 1 \right]$$

con $v_- = \emptyset$

$$= I_S \left[e^{-\frac{v_0}{V_T}} \cancel{- 1} \right]$$

in quanto siamo in conduzione con $v_0 < \emptyset$.



$$i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right)$$

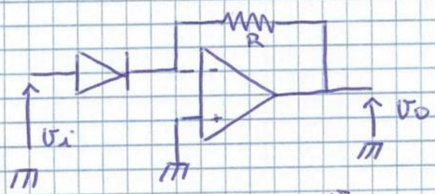
$$\rightarrow e^{-\frac{v_0}{V_T}} = \frac{v_i}{R \cdot I_S}$$

$$\rightarrow -\frac{v_0}{V_T} = \log \left(\frac{v_i}{R \cdot I_S} \right)$$

Quindi: $v_0 = -V_T \cdot \log \left(\frac{v_i}{R \cdot I_S} \right)$

$v_i > \emptyset \Rightarrow v_0 < \emptyset$: A.O. invertente

Amplificatore Esponenziale



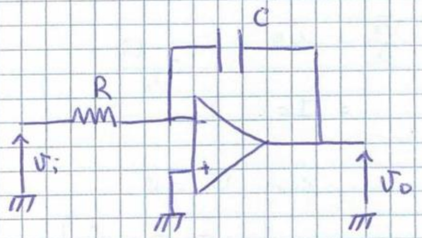
$$i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right)$$

$$= \frac{v_- - v_0}{R} \quad \text{con } v_- = \emptyset$$

$$\rightarrow -\frac{v_0}{R} \cdot \frac{1}{I_S} = e^{\frac{v_D}{V_T}} = e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

$$v_0 = -R I_S \cdot e^{\frac{v_i}{V_T}}$$

Amplificatore Integratore



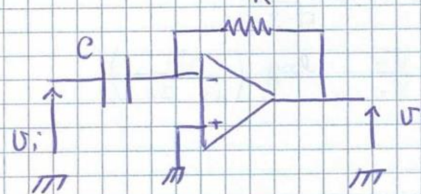
$$\frac{V_i}{R} = (V_- - V_0) \cdot JWC$$

con $V_- = \emptyset$

$$\rightarrow V_0 = -\frac{V_i}{RC \cdot JW}$$

↑ Integrale

Amplificatore derivatore



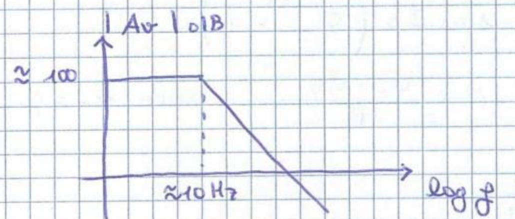
$$(V_i - V_-) \cdot JWC = \frac{V_- - V_0}{R}$$

con $V_- = \emptyset$

$$-V_i JWCR = V_0$$

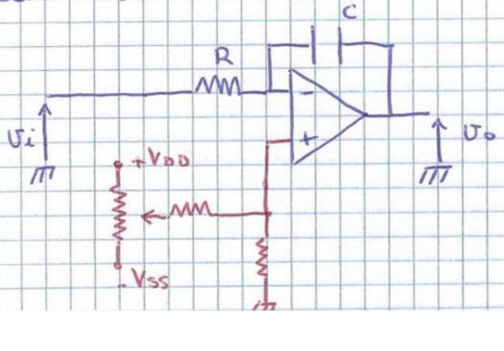
↑ Derivata

N.B. Quando si parla di frequenze bisogna ricordarsi che:



Se $V_{OFFSET} \neq \emptyset$ in Ampl. Integrale esso integra l'area anche se $V_{in} = \emptyset$ fino a quando V non raggiunge la saturazione.

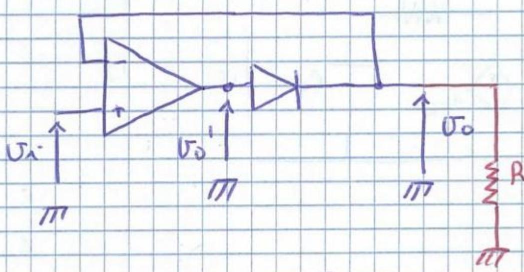
Risolvo così:



Vado quindi a generare una $-V_{OFFSET}$

$$\Rightarrow V_{OFFSET} - V_{OFFSET} = \emptyset$$

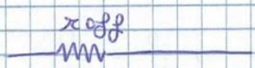
DIODO IDEALE con $V_\gamma = \emptyset$ Volt



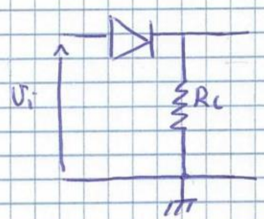
$V_\gamma \equiv \emptyset$ Volt

Sintesi del Diodo Lineare

ON $v_i > V_\gamma$



OFF



Nel nostro caso il diodo conduce quando

$$v_o = v_o' - v_o > V_\gamma$$

$$= A_o(v_+ - v_-) - v_o > V_\gamma \quad \text{con } v_- = v_o$$

$$A_o v_+ - A_o v_o - \cancel{v_o} > V_\gamma$$

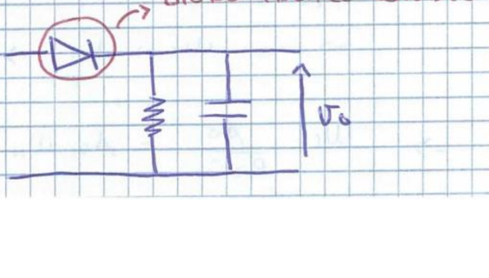
Piccolo Rispetto ad $A_o v_o$

Inizialmente $v_o = \emptyset$

$$A_o v_+ \geq V_\gamma \rightarrow v_+ \geq \frac{V_\gamma}{A_o} \approx \frac{0,7}{10^5} \approx \emptyset \text{ Volt}$$

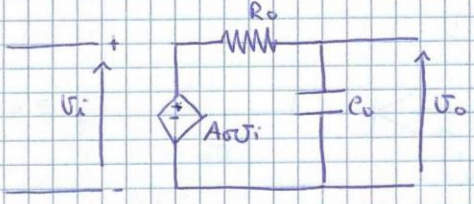
Comodo nella modulazione AM

Rilevatore di inviluppo.



Siccome le ampiezze sono piccole dovrebbero entrare in conduzione prima di 0,7 Volt

Esercizio:



Teniamo conto della f. taglio grazie a quel condensatore.

DATI:

$R_0 C_0 = 0{,}015$ sec

$A_0 = 10^5 \pm 25\%$

Definire f_H e f_T:

f_H e f_T

$\downarrow$

frequenza per cui $|\cdot|$ si riduce di -3dB. $\to |A(j\omega_H)| = A_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\text{con } \omega_H = 2\pi f_H \to f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$$

f_T: $|A(j\omega_T)| = 1$

$$\to \omega_T = 2\pi f_T \to f_T = \frac{\omega_T}{2\pi}$$

Calcolare f_H e f_T:

$$A(j\omega) = \frac{v_0}{v_i}(j\omega)$$

$$v_0 = \frac{\frac{1}{j\omega C_0}}{R_0 + \frac{1}{j\omega C_0}} \cdot A_0 v_i = A_0 v_i \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_0 R_0}$$

$$\left|\frac{v_0}{v_i}\right| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \omega_H^2 C_0^2 R_0^2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

quindi $\omega_H^2 \cdot C_0^2 \cdot R_0^2 = 1 \to \omega_H = \frac{1}{R_0 C_0}$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_0 C_0} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 0{,}015} \text{ Hz} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^{-3}} \cdot \text{Hz}$$

$$f_T: \frac{A_0}{\sqrt{\cancel{1+} \omega_T^2 C_0^2 R_0^2}} = 1 \to \cancel{1+} \omega_T^2 C_0^2 R_0^2 = A_0^2$$

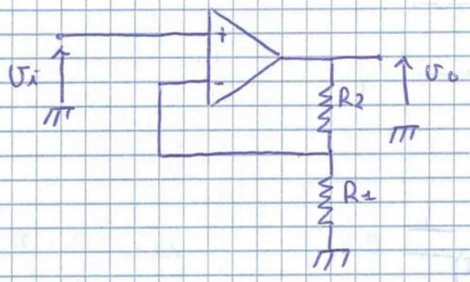
↳ ma $\omega_T \gg \omega_H \to \omega_T^2 C_0^2 R_0^2 \gg 1$

$$\to \omega_T = \frac{A_0}{R_0 C_0} = A_0 \cdot \omega_H = \dots$$

Progettare un Ampl. Inv. con $A_v = -10$

" un Ampl. non Inv. con $A_v = 30$

NON INV.



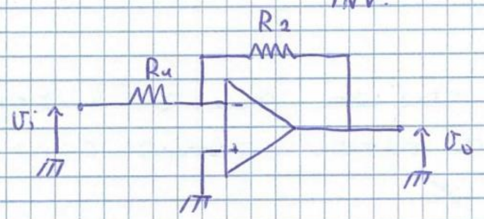
C.C.V. ✓

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 30$$

1 grado di libertà

$R \approx k\Omega$ (ordine dei $k\Omega$)

INV.



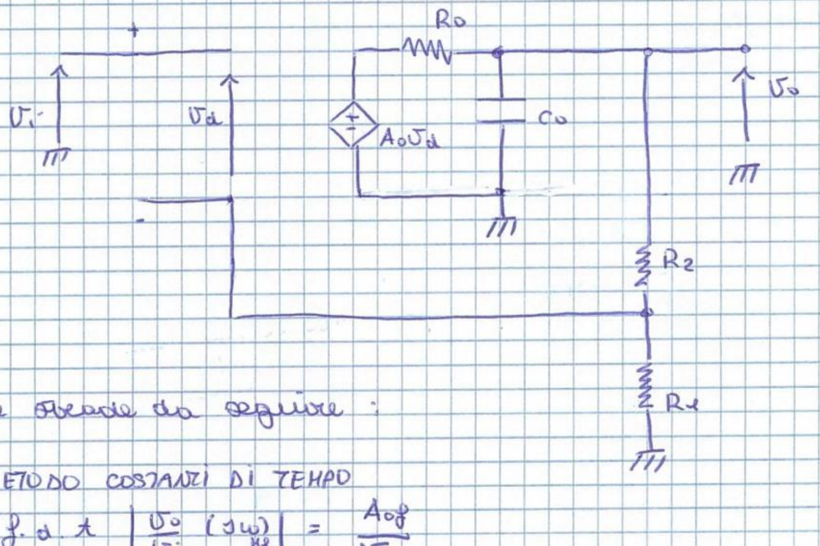
C.C.V ✓

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$

1 grado di libertà

Calcolare f_H in conf. non inv.

NON INV.



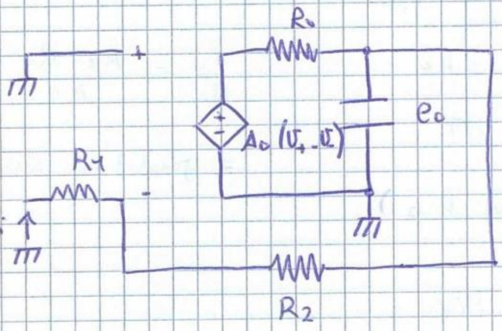
Due strade da seguire:

1. METODO COSTANTI DI TEMPO
2. f.d.t $\left|\frac{V_o}{V_i}(j\omega)_{H_f}\right| = \frac{A_{of}}{\sqrt{2}}$

1. $a_1 = R_{C_0} \cdot C_0$

Quindi pongo $v_i = \emptyset$ ed eseguo il calcolo

Calcolo f_K in conf. inv.



$a_1 = C_0 \cdot R_{C_0}$

$\uparrow$

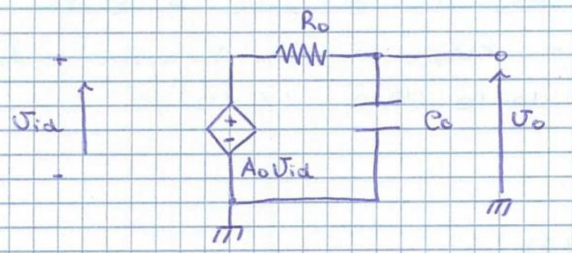
annullando gen. indip.

Calcolare la frequenza oltre la quale l'errore relativo del guadagno rispetto a quello ottenuto considerando quello ideale sia $< 10\%$.

$$\varepsilon = \left| \frac{A_{vf_{id}} - A_{vf}(j\omega)}{A_{vf_{id}}} \right| \leq 0{,}1 \quad (\to \omega = \emptyset)$$

$\omega_1 : \quad \varepsilon = 10\%$

08/01/2016



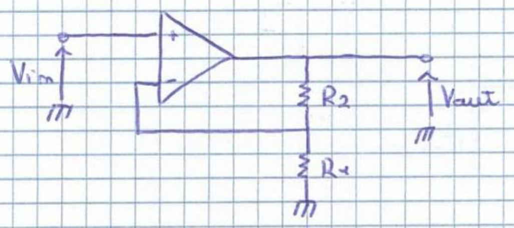
$R_o C_o = 0{,}015\ s$

$A_o = 10^5 \pm 25\%$

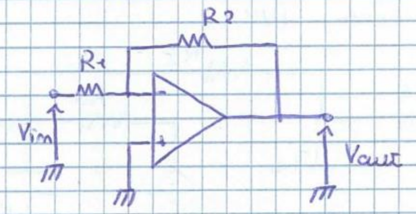
Ampl. Inv: $A_{of} = -10$

Ampl. Non Inv: $A_{of} = 30$

NON INV



INV.



$V_- = V_{in} = \dfrac{V_{out} R_1}{R_1 + R_2}$

$V_{out}/V_{in} = 1 + \dfrac{R_2}{R_1}$

$\dfrac{V_{in} - \cancel{V_-}}{R_1} = \dfrac{\cancel{V_-} - V_o}{R_2}$

$V_{out}/V_{in} = -\dfrac{R_2}{R_1}$

1) Calcolare f_H

metodi di risoluzione:

1. Inserisco modello di A.O.

$\dfrac{V_{out}}{V_{in}}(f) = ?$

$\left|\dfrac{V_{out}}{V_{in}}(f_{H_f})\right| = \left|\dfrac{V_{out}}{V_{in}}(\emptyset)\right| \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ per trovare f_H, frequenza di taglio

feedback: sistema retroazionato

2. Trovare blocco B

$f_{H_f} = f_H (1 + B A_o)$

B nel caso NON INV: Prendo in uscita una tensione e reinserisco una tensione:

$B = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$

3. Costanti di tempo (1 sola capacità $\Rightarrow$ 1 sola costante di tempo)

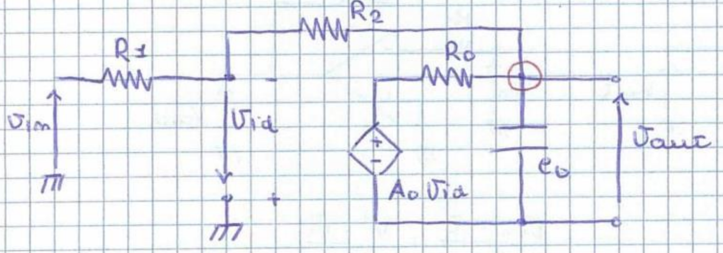
$a_1 = C_o R_o'$

2) Calcolare frequenza oltre la quale l'errore relativo del guadagno rispetto a quello ottenuto considerato quello ideale sia $< 10\ \%$.

$\varepsilon_r < 0,1$

$$\varepsilon_r = \frac{\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{IDEALE} - \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \left(\frac{f}{f_i}\right) \right|}{\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{IDEALE}} = 0,1$$

Studiamo INV



Calcoliamo f. d. t.

$$\frac{V_{in} - V_{out}}{R_1 + R_2} + \frac{A_0 V_{id} - V_{out}}{R_0} = V_{out} \cdot j\omega C_0 \qquad \text{con } \omega = 2\pi f$$

$$V_{id} = \emptyset - V_- = -\Bigg[\underbrace{\frac{(V_{in} - V_{out}) R_2}{R_1 + R_2} + V_{out}}_{V_{R2}} \Bigg] \ ?$$

$$\frac{R_0}{R_1 + R_2}(V_{in} - V_{out}) - A_0 \left[\frac{V_{in} R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{out} R_1}{R_1 + R_2} \right] - V_{out} = R_0 V_{out}\, j 2\pi f C_0$$

$$V_{in} \left(\frac{R_0}{R_1 + R_2} - A_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = V_{out} \left(1 + j2\pi f C_0 + \frac{R_1 \cdot A_0}{R_1 + R_2} + \frac{R_0}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-A_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_0}{R_1 + R_2}}{1 + j2\pi f C_0 + \frac{R_1 \cdot A_0}{R_1 + R_2} + \frac{R_0}{R_1 + R_2}}$$

Verifica dimensionale ✓

Verifica di idealità: $(R_0 = \emptyset,\ A_0 \to \infty)$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-A_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_0} \xrightarrow{A_0 \to \infty} -\frac{R_2}{R_1} \quad ✓$$

Porto fdt in forma canonica:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{-A_0 \dfrac{R_2}{R_1+R_2} + \cancel{\dfrac{R_0}{R_1+R_2}}}{1 + A_0 \dfrac{R_1}{R_1+R_2} + \cancel{\dfrac{R_0}{R_1+R_2}}}}{1 + \dfrac{j 2\pi f R_0 C_0}{1 + A_0 \dfrac{R_1}{R_1+R_2} + \cancel{\dfrac{R_0}{R_1+R_2}}}} = \frac{\dfrac{V_{out}}{V_{in}}(\phi)}{1 + j\dfrac{f}{f_H}}$$

$$f_{H_P} = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}\left(1 + \frac{R_1 A_0}{R_1+R_2} + \frac{R_0}{R_1+R_2}\right)$$

B non inv.

→ Effetto di Carico che viene inserito nel blocco A.

$$E_r = \frac{\dfrac{R_2}{R_1} - \dfrac{\dfrac{A_0 \dfrac{R_2}{R_1+R_2}}{1 + A_0 \dfrac{R_1}{R_1+R_2}}}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_H}\right)^2}}}{\dfrac{R_2}{R_1}} \leq 0,1$$

3) Calcolare la sensibilità del guadagno di tensione del sistema retroazionato rispetto a variazioni di A_0.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(\phi) = -\frac{A_0 R_2}{R_1+R_2} \bigg/ \left(1 + \frac{R_1 A_0}{R_1+R_2}\right)$$

$$S_G^x = \frac{\partial G}{\partial x} \cdot \frac{x}{G}\bigg|_{\text{punto nominale}}$$

$$\partial \frac{V_{out}}{V_{in}}(\phi) \cdot \frac{1}{\partial A_0} = \frac{-\dfrac{R_2}{R_1+R_2}\left(1 + \dfrac{R_1 A_0}{R_1+R_2}\right) + \dfrac{A_0 R_2}{R_1+R_2} \cdot \dfrac{R_1}{R_1+R_2}}{\left(1 + \dfrac{R_1 A_0}{R_1+R_2}\right)^2}$$

$$\frac{\partial}{\partial A_0} \frac{V_{out}}{V_{in}}(\phi) \frac{X}{G} = \frac{-\dfrac{R_{\cancel{2}}}{\cancel{R_1+R_2}}}{\left(1 + \dfrac{R_1}{R_1+R_2} A_0\right)^2} \cdot \frac{\cancel{A_0}\left(1 + \cancel{R_1/R_1+R_2} \cdot A_0\right)}{-\dfrac{\cancel{A_0} R_{\cancel{2}}}{\cancel{R_1+R_2}}}$$

$$= \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_1+R_2} A_0}\Bigg|_{\text{punto nominale } (A_0 = 10^5)} = S^{A_0}_{\frac{V_{out}}{V_{in}}}$$

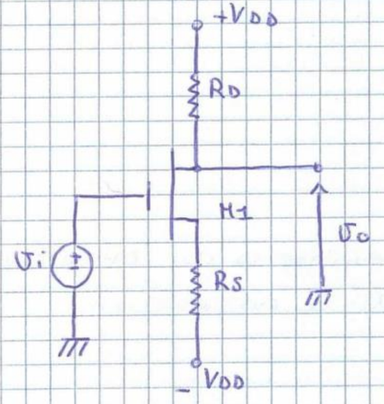
4) Calcolare la variazione % del guadagno di tensione del sistema retroazionato a variazioni di A_0

$$S^{A_0}_{\frac{v_{out}}{v_{in}}} = \frac{\Delta \frac{v_{out}}{v_{in}}}{\Delta A_0} \cdot \frac{A_0}{\frac{v_{out}}{v_{in}}}$$

$$\frac{\Delta \frac{v_{out}}{v_{in}}}{\left.\frac{v_{out}}{v_{in}}\right|_{nom}} = S \cdot \frac{\Delta A_0}{A_0}$$

$\hookrightarrow 0,25$

Esercizio MOSFET



1) Dimensionare R_S, R_D in modo che M1 sia in saturazione;

$I_D = 60\ \mu A$

$K_n = 120\ \mu A/V^2$

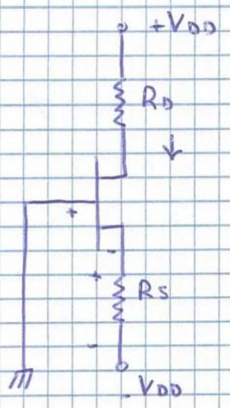
$\lambda = \emptyset\ V^{-1}$

$V_T = 1\ V$

$V_{DD} = 3\ V$

In saturazione con margine del 20 % rispetto alla condizione limite.

$V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{Tn}) \Rightarrow V_{DS} = (V_{GS} - V_{Tn}) \cdot 1,20$



Polarizzazione:

maglia IN: $V_{GS} + I_D R_S = V_{DD}$

maglia OUT: $2V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + R_S I_D$

Eq. Mosfet: $I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2$

$V_{DS} = (V_{GS} - V_{Tn}) \cdot 1{,}2$

Nota I_D, è noto V_{GS}!

$$60 \cdot \cancel{10^{-6}} = \frac{120}{2} \cdot \cancel{10^{-6}} (V_{GS} - 1)^2$$

$V_{GS} = \begin{cases} \emptyset\, V \\ 2\, V \end{cases} \Rightarrow V_{GS} = 2V$ in quanto $V_{GS} = \emptyset V$ il MOSFET è interdetto.

$$2 + 60 \cdot 10^{-6} \cdot R_S = 3 \Rightarrow R_S = \frac{1}{60} \cdot 10^{6} = 0{,}17 \cdot 10^{5} = 17\, K\Omega$$

$V_{DS} = 1{,}2\, V$

$$6 = 60 \cdot 10^{-6} \cdot R_D + 1{,}2 + 1 \Rightarrow R_D = 0{,}063 \cdot 10^{6}\, \Omega$$
$$= 65\, K\Omega$$

2) Calcolare tutte le potenze:
- MOSFET;
- R_D;
- Richiesta da alimentatore;

Potenza alimentatore

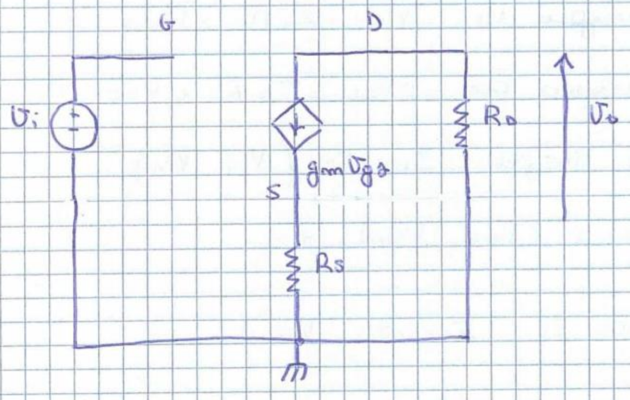
$$P_{ALIM} = (3+3) \cdot 60 \cdot 10^{-6} = 36 \cdot 10^{-5} = 360\, \mu W$$

$$P_{R_D} = R_D \cdot I_D^2 = \frac{3{,}8}{60 \cdot 10^{-6}} \cdot (60 \cdot 10^{-6})^2 = 228\, \mu W$$

$$P_{MOS} = I_D \cdot V_{DS} = 60 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}2 = 72\, \mu W$$

3) Calcolare A_V

Circuito alle variazioni:



$\lambda = \emptyset \Rightarrow g_o = \emptyset$

$v_o = -g_m v_{gs} R_D$

$v_i = v_{gs} + g_m v_{gs} \cdot R_S \Rightarrow v_{gs} = \dfrac{v_i}{1 + g_m R_S}$

$\dfrac{v_o}{v_i} = \dfrac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$

con $g_m = \dfrac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tn}} = \dfrac{120 \cdot 10^{-6}}{1} \Omega^{-1} = 120 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$

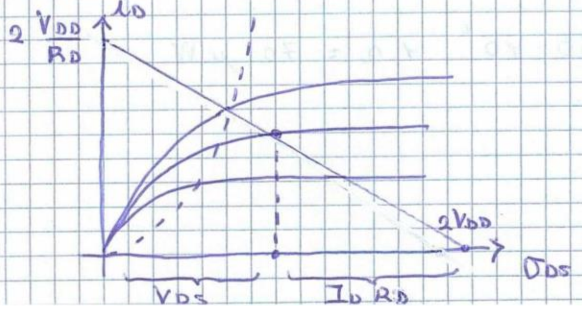
$\dfrac{v_o}{v_i} = \dfrac{-\cancel{120}^{2} \cdot \cancel{10^{-6}} \cdot \dfrac{3,8}{\cancel{60 \cdot 10^{-6}}}}{1 + \cancel{120}^{2} \cdot \cancel{10^{-6}} \cdot \dfrac{1}{\cancel{60 \cdot 10^{-6}}}} = -7,6/3 \approx -2,5$

$\left| \dfrac{v_o}{v_i} \right|_{MAX} < 6$ (somma alimentazione) ✓

3) Stimare il max di A_v tramite ragionamento

Per massimizzare A_v è necessario $R_S = \emptyset$

$\Rightarrow |A_v| = g_m R_D = \dfrac{2 I_D R_D}{V_{GS} - V_{tn}}$ (grandezze che dipendono dalla polarizzazione)



Maglia OUT:

$2 V_{DD} = I_D \cancel{R_S} + I_D R_D + V_{DS}$

Ma se il punto si trova nel mezzo

$V_{DS} \approx I_D R_D \Rightarrow 2 I_D R_D \approx 2V_{DD}$

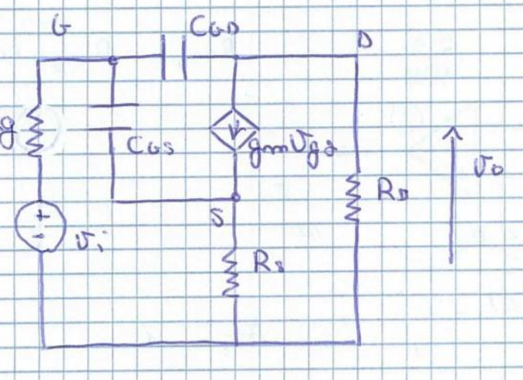
$|A_v| \approx \dfrac{2V_{DD}}{V_{GS}-V_{Tn}}$ è max valore che posso avere è $2V_{DD}$

Oppure potevo aggiungere:

$$|A_v| = \frac{2I_D R_D}{\sqrt{\frac{2I_D}{K_n}}} = 2\sqrt{\frac{I_D^2 K_n}{2I_D}} \cdot R_D = \frac{2}{\sqrt{2}} R_D \sqrt{I_D K_n}$$

4) Disegnare modello del MOSFET in alta frequenza e calcolare la frequenza di taglio supponendo che:

$C_{GS} = 10\, C_{GD}$ e generatore di segnale reale con $R_g = 800\, \Omega$



metodo costanti di tempo $\Rightarrow$ calcolo a_1 e a_2 $\Rightarrow$ trovo i due poli $\Rightarrow$ valuto se è a polo dominante $\Rightarrow$ se sì, $f_T = \dfrac{1}{2\pi a_1}$

Polo dominante: $p_1 > 10\, p_2$

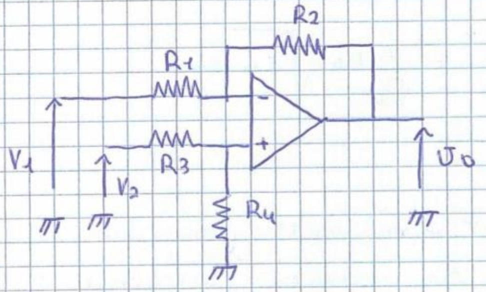
11/01/2016

Realizzare un circuito con A.O. con le seguenti caratteristiche:

I) $v_o = 10 v_1 - 10 v_2 = 10 (v_1 - v_2)$

II) $R_{in\,1} = R_{in\,2} > 10\ K\Omega$

Sottrattore:



$R_{in_{2A}} = R_1$

$R_{in_{1A}} = R_3 + R_4$

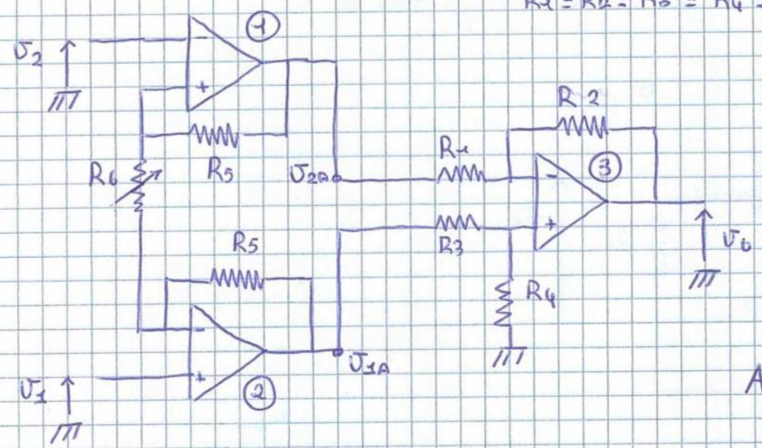
Non soddisfa II)

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_{2A} + v_+ \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

con $v_+ = v_{1A} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$

$v_o = v_{1A} - v_{2A}$ ma

Uso amplificatore per strumentazione:



$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 100\ K\Omega$

$R_{in_1} = R_{in_2} = \infty\ \Omega$

$A_{v_3} = 1$

$$v_+ = v_2 = v_- = v_{2A} \cdot \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

$$v_{2A} = v_2 \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_6} \longrightarrow \frac{R_5 + R_6}{R_6} = 10 \Rightarrow R_6 = 10\ K\Omega$$

$R_5 = 90\ K\Omega$

Supponendo che gli A.O. siano RAIL TO RAIL con:

$V_{DD} = \pm 12\ V$

$SR = 0{,}8 \frac{V}{\mu s}$ (max variazione di tensione in output)

determinare la banda a piena potenza

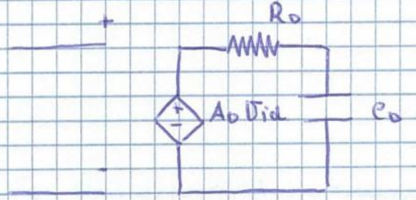
$V_{0\,max} = 12 \cdot sen(\omega t)$ in quanto $A_V = 1$

$$\frac{d}{dt} V_0 \Big|_{MAX} = 12\,\omega\cos(\omega t) = 2\pi f \, 12 \leq 0{,}8\ \mu s = 0{,}8 \cdot 10^{-6}\ s$$

$$2\pi f_{PP}\, 12 = 0{,}8 \cdot 10^{-6}$$

$$f_{PP} = \frac{0{,}8 \cdot 10^{6}}{12 \cdot 2\pi} = 11\ KHz$$

Calcolare la frequenza di taglio del circuito, considerato questo modello di A.O.



$A_0 = 10^5$

$f_H = 10\ Hz = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}$

$R_0 C_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 10}$

$\hookrightarrow R_0 = 300\ \Omega$

$C_0 = \dots\ F$

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{V_0}{V_1} \cdot \frac{V_{1A}}{V_{1A}} = \frac{V_0}{V_{1A}} \cdot \frac{V_{1A}}{V_1}$$

$$\downarrow \qquad \downarrow$$

$$\frac{A_{0f2}}{1 + j\frac{f}{f_{H2}}} \qquad \frac{A_{0f3}}{1 + j\frac{f}{f_{H3}}}$$

f sta per feedback

in generale
$$f.d.t = \frac{\frac{A_0}{1 + BA_0}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_H(1 + BA_0)}}$$

$$\frac{A_{0f2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Ht}}{f_{H2}}\right)^2}} \cdot \frac{A_{0f3}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Ht}}{f_{H3}}\right)^2}} = \frac{A_{0f2} \cdot A_{0f3}}{\sqrt{2}}$$

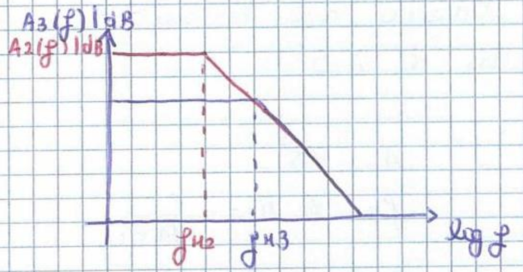
f_{Ht} : frequenza di taglio totale.

$$f_{H2} = f_H (1 + B A_0)$$

$$B = \frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{1}{10}$$

$$f_{H2} = 10 \left(1 + \frac{1}{10} \cdot 10^5\right) \approx 10^5 \text{ Hz} = 100 \text{ KHz}$$

$$f_{H3} = f_H \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_0\right) = 10 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot 10^5\right) \approx 500 \text{ KHz}$$



se $f_{H3} > 5 f_{H2}$ la frequenza dominante è f_{H2}

Quindi $f_{Ht} = f_{H2} = 100$ KHz

Esercizio MOSFET   Calcolare $\frac{v_o}{v_i}$

$K_n = 100 \frac{\mu A}{V^2}$

$\lambda = 10^{-2} V^{-1}$

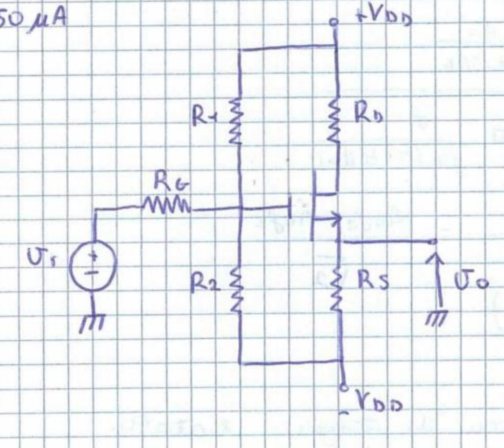
$V_T = 1 V$

$V_{DD} = 3 V$

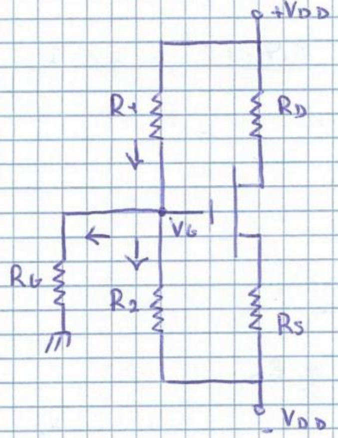
$V_{BS} = \emptyset V$

$I_D = 50 \mu A$

MOSFET CD



Polarizzazione:



$$\frac{V_G}{R_G} + \frac{V_G + V_{DD}}{R_2} = \frac{V_{DD} - V_G}{R_1}$$

$$V_G\left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right) = V_{DD}\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right)$$

$$V_G = V_{DD} \cdot \frac{\dfrac{R_2 - R_1}{\cancel{R_1 R_2}}}{\dfrac{R_1R_2 + R_GR_1 + R_GR_2}{R_G R_1 \cancel{R_2}}}$$

$$= \frac{V_{DD}(R_2 - R_1) R_G}{R_1R_2 + R_GR_1 + R_GR_2}$$

Maglia IN: $V_G + V_{GS} + I_D R_S = V_{DD}$

Maglia OUT: $I_D(R_D + R_S) + V_{DS} = 2V_{DD}$

$I_D = \frac{k_n}{2}(V_{GS} - V_{Tn})^2$ non considerando λ ✓

3 equazioni in 7 incognite

$V_{GS} > V_{Tn}$ ✓

$V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$

$50 \cdot 10^{-6} = \frac{100}{2} \cdot 10^{-6} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \Rightarrow V_{GS} = 2V$

$V_{DS} = 1,3 (V_{GS} - V_{Tn}) = 1,3\ V$

↑ mi basta per essere in saturazione

$V_{GS} = 2V$

$V_{DS} = 1,3V$

$V_{DD} - V_G = V_{GS} + I_D R_S$

$V_{GS} + I_D R_S > \emptyset$

$2 + 50 \cdot 10^{-6} R_S > \emptyset$ $\quad R_S >$ di qualcosa $< \emptyset \rightarrow$ NON MI INTERESSA

Arbitrariamente impongo $V_G = \emptyset\ V$

$R_G = 500\ \Omega$ $\quad (R_G \ll R_1, R_2)$

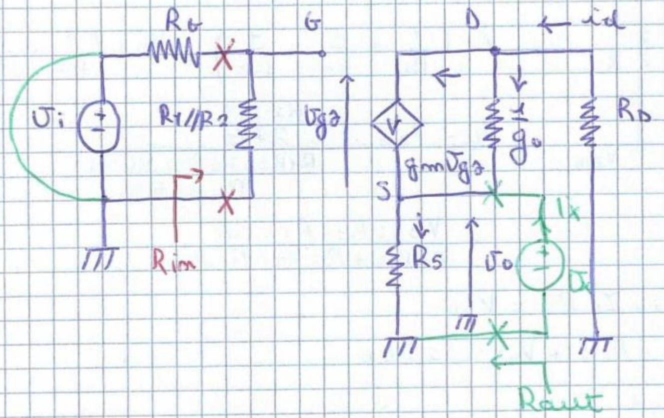
Da V_G (la sua equazione), impongo:

$R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$

Quindi $3 = 2 + 50 \cdot 10^{-6} R_S \Rightarrow R_S = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} \Omega = 20 \, k\Omega$

$50 \cdot 10^{-6} R_D + 1 + 1,3 = 6 \Rightarrow R_D = \frac{3,7 \cdot 10^6}{50} = 71 \, k\Omega$

Circuito delle variazioni:



$$g_m v_{gs} + (v_d - v_0) g_0 + \frac{v_d}{R_D} = 0$$

$$v_g - i_d R_S = v_{gs}$$

$$v_g = \frac{v_i \cdot R_1 // R_2}{R_G + R_1 // R_2}$$

$$g_m v_{gs} + g_0(-i_d R_D - v_0) - i_d = 0$$

$$v_i \frac{R_1//R_2}{R_G + R_1//R_2} - i_d R_S = v_{gs}$$

$$R_1' = R_1 // R_2$$

$$i_d = \frac{v_0}{R_S}$$

$$g_m \left(v_i \frac{R_1'}{R_G + R_1'} - \frac{v_0}{R_S} R_S \right) - g_0 \left(\frac{v_0}{R_S} R_D + v_0 \right) - \frac{v_0}{R_S} = 0$$

$$g_m v_i \frac{R_1'}{R_G + R_1'} = v_0 \left(g_m + \frac{R_D}{R_S} g_0 + g_0 + \frac{1}{R_S} \right) = 0$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{g_m \frac{R_1'}{R_G + R_1'}}{g_m + \frac{R_D}{R_S} g_0 + g_0 + \frac{1}{R_S}} = \frac{g_m \frac{R_1'}{R_G + R_1'}}{g_m R_S + R_D g_0 + g_0 R_S + 1}$$

Valori di g_m e g_0 sono dati dalle formule.

$R_{in} = R_1 // R_2$

KI per trovare R_{out}:

$$i_d + i_x = \frac{v_x}{R_S}$$

con $v_{gs} = v_G - v_S = -v_S = -v_x$

ma $i_d = g_m v_x + g_o(-i_d R_D - v_x)$

$$\Rightarrow \frac{v_x}{i_x} = \frac{(1 + g_o R_D) \cdot R_S}{g_m R_S + g_o R_S + 1 + g_o R_D} = R_{out}$$

Max tensione di ingresso che consente la linearizzazione del mosfet?

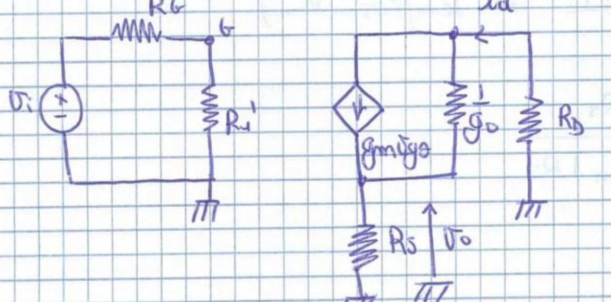
$$i_D = \frac{k_n}{2}(v_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$i_D = I_D + \frac{\partial}{\partial v_{GS}} i_D \Big|_{V_{GS}, V_{DS}} \Delta v_{GS} + \frac{\partial}{\partial v_{DS}} i_D \Big|_{V_{GS}, V_{DS}} \Delta v_{DS} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial v_{GS}^2} i_D (\Delta v_{GS})^2$$

$$\rightarrow \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{Tn}} \cancel{v_{gs}} \gg \frac{1}{2} K_n v_{gs}^{\cancel{2}}$$

$$v_{gs} \ll \frac{4 I_D}{K_n (V_{GS} - V_{Tn})} = \frac{\cancel{K_n}(V_{GS} - V_{Tn})^{\cancel{2}} \cdot 2}{\cancel{(V_{GS} - V_{Tn})} \cancel{K_n}}$$

$$v_{gs} \ll \frac{1}{10} \, 2 (V_{GS} - V_{Tn}) = \frac{1}{5}(V_{GS} - V_{Tn})$$



$v_g = v_{gs} + i_d R_S$

$$v_g = \frac{v_i R_1'}{R_G + R_1'}$$

$i_d = g_m v_{gs} + g_o(-i_d R_D - i_d R_S)$

$i_d [1 + g_o(R_D + R_S)] = g_m v_{gs}$

$$v_i \cdot \frac{R_1'}{R_1'+R_G} - \frac{g_m v_{gs}}{1+g_o(R_D+R_S)} R_S < \frac{V_{GS}-V_{Tn}}{5}$$

$$v_{gs} = v_g - v_s = v_g - \frac{g_m v_{gs}}{1+g_o(R_D+R_S)} \cdot R_S$$

$$v_{gs}\left(1+\frac{g_m R_S}{1+g_o(R_D+R_S)}\right) = v_g = v_i \cdot \frac{R_1'}{R_1'+R_G}$$

$$\rightarrow v_i \cdot \frac{R_1'}{R_1'+R_G} - g_m \cdot \frac{R_S}{1+g_o(R_D+R_S)} \cdot \frac{v_i \cdot \frac{R_1'}{R_1'+R_G}}{1+\frac{g_m R_S}{1+g_o(R_D+R_S)}} < \frac{V_{GS}-V_{Tn}}{5}$$

$$v_i\left(\frac{R_1'}{R_1'+R_G} - g_m R_S \cdot \frac{1}{1+g_o(R_D+R_S)} \cdot \frac{\frac{R_1'}{R_1'+R_G}}{1+\frac{g_m R_S}{1+g_o(R_D+R_S)}}\right) < \frac{V_{GS}-V_{Tn}}{5}$$

Tensione totale di uscita?

$$i_D = I_D + i_d \quad \text{da maglia in polarizzazione.}$$

$$v_{OUT} = V_{OUT} + v_{out} = 2 + A_v \cdot v_i$$

$$V_{OUT} = V_{DD} - I_D R_D - V_{DS} = 3 - 3,7 - 1,3 = -2\,V$$

$$\frac{v_o}{v_i} = A_v \rightarrow v_{out} = v_o = A_v \cdot v_i$$

Sensibilità di A_v rispetto a variazioni del 10% di V_{Tn}

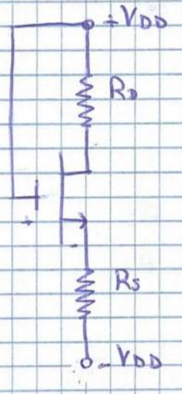
$$A_v = \frac{g_m R_S}{1+g_m R_S} \cdot \frac{R_1'}{R_1'+R_G} = \frac{\frac{2I_D}{V_{GS}-V_{Tn}} \cdot R_S}{1+\frac{2I_D}{V_{GS}-V_{Tn}} \cdot R_S} \cdot \frac{R_1'}{R_1'+R_G} \leftarrow \alpha$$

$$\frac{2I_D}{V_{GS}-V_{Tn}} = \frac{\cancel{2}\, K_n/\cancel{2}\, (V_{GS}-V_{Tn})^{\cancel{2}}}{\cancel{(V_{GS}-V_{Tn})}} = K_n(V_{GS}-V_{Tn})$$

$$A_v = \alpha \cdot \frac{K_n(V_{GS}-V_{Tn})R_S}{1+K_n(V_{GS}-V_{Tn})R_S}$$

$$S_{A_v}^{V_{Tn}} = \frac{\partial A_v}{\partial V_{Tn}} \cdot \frac{V_{Tn}}{A_v}$$

Esercizio:



? Applicare ingresso e prendere uscita per realizzare le 3 configurazioni

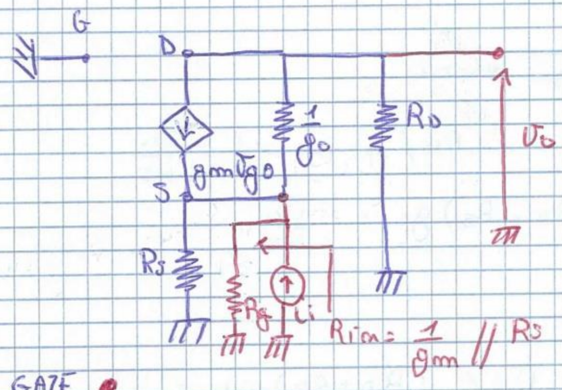
Polarizzazione: MOSFET è in saturazione?

$V_{DD} - V_{GS} - I_D R_S + V_{DD} = \emptyset$

$2V_{DD} = V_{GS} + I_D R_S$

Quindi posso essere in saturazione.

Alle variazioni:



→ COMMON GATE

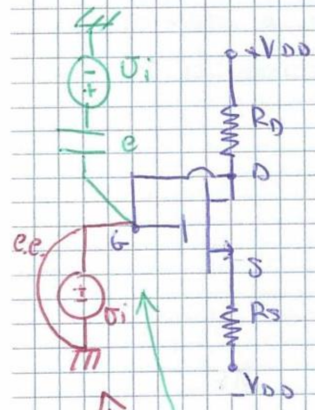
Rin molto piccola → Applico ingresso in corrente

✓

Efficiente con iin ma no con Vin

→ altre configurazioni non sono ammesse.

Esercizio:



$$V_{GS} = V_{DS}$$

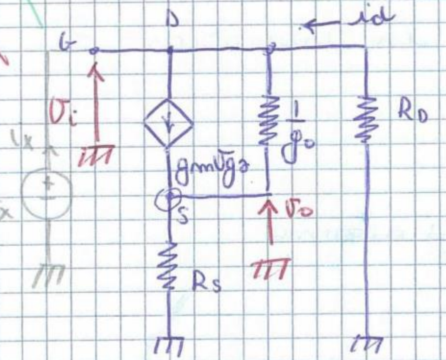
$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TN}$$

$$2V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} + I_D R_S$$

$$2V_{DD} = R_D I_D + V_{GS} + I_D R_S$$

Inserisco C

Ma la polarizzazione cambia !!!



COMMON DRAIN

Vediamo se ha senso:

$$g_m v_{gs} + (-i_d R_D - i_d R_S)\, g_o = i_d = \frac{v_o}{R_S}$$

$$g_m v_{gs} - \frac{v_o}{R_S}(R_D + R_S)\, g_o = \frac{v_o}{R_S}$$

$$v_{gs} = v_i - v_o$$

$$g_m (v_i - v_o) - \frac{v_o}{R_S}(R_D + R_S)\, g_o = \frac{v_o}{R_S}$$

$$g_m v_i = g_m v_o + \frac{v_o}{R_S}(R_D + R_S)\, g_o + \frac{v_o}{R_S}$$

$$g_m v_i = v_o \left(g_m + \frac{(R_D + R_S)\, g_o}{R_S} + \frac{1}{R_S} \right)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{\frac{1}{R_S} + g_m + g_o + \frac{R_D}{R_S} g_o} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

$g_o = \emptyset$

Calcolo Rin:

$i_d + i_x - g_m v_{gs} - (v_x - i_d R_S)\, g_o = 0$

$v_{gs} = v_x - i_d R_S$

$v_{gs} = v_{ds}$

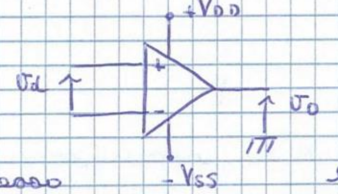
$i_d = -\frac{v_x}{R_D}$

$\rightarrow -\frac{v_x}{R_D} + i_x - g_m\left(v_x + \frac{v_x}{R_D} R_S\right) - v_x g_o - \frac{v_x}{R_D} R_S g_o = 0$

$\frac{v_x}{i_x} = \frac{R_D}{1 + g_m R_D + g_m R_S + g_o R_D + g_o R_S}$ ma è troppo piccola per essere un es!

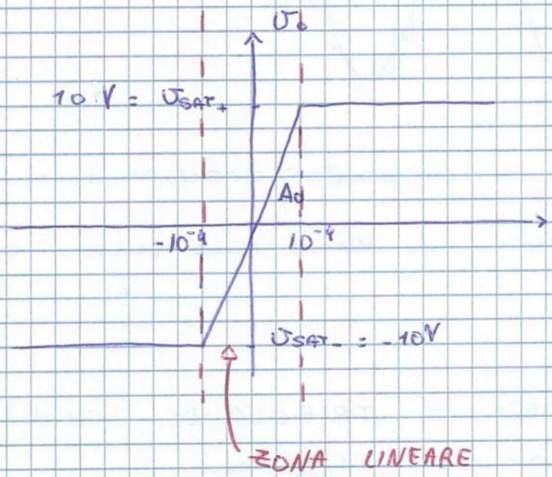
07/03/2016

Riprendiamo A.O.



$A_0 = 10^5$

$V_0 = A_0 V_d$



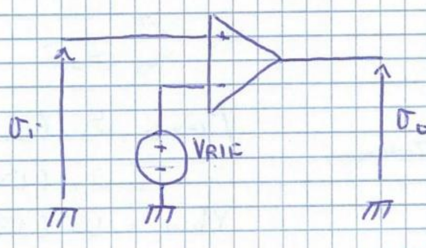
Pendenza A_0.

$V_d = 10^{-4}$ V se $V_{SAT+} = 10$ V.

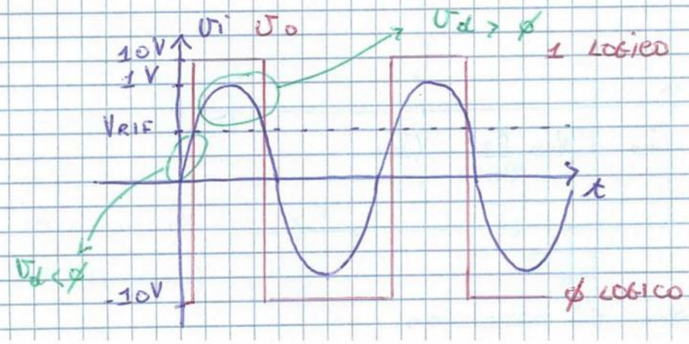
Lavoro in zona lineare quando inserisco la retroazione negativa.

$\Rightarrow$ Forzo A.O. a lavorare in zona lineare.

CONVERTITORE A/D AD 1 BIT



← COMPARATORE AD ANELLO APERTO.

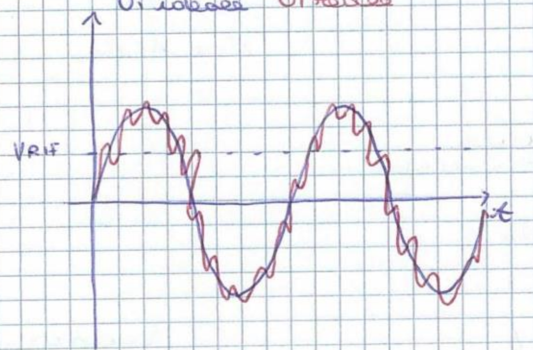


Supponiamo $V_{SAT} = 10$V

In pratica:

V_i supera o no V_{RIF}?

Il problema è che abbiamo considerato V_i ideale.
In realtà ci sono disturbi.



N.B. attraversa V_{RIF} troppe volte!

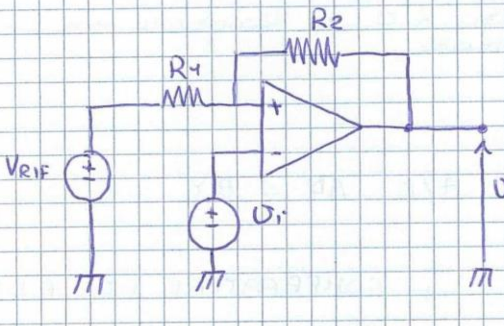
Il rumore viene amplificato moltissimo!

Questa soluzione non va bene dal punto di vista pratico.

COMPARATORE CON ISTERESI o TRIGGER DI SCHMITH

Circuito con retroazione positiva.

C.C.V. non vale!!!



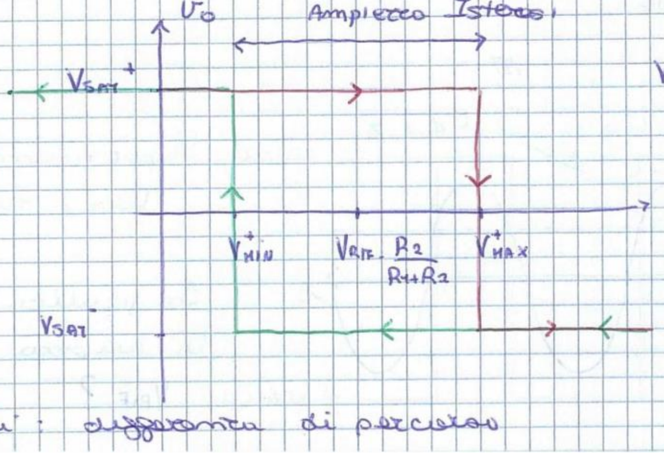
$$V_+ = V_{RIF} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} + V_o \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

ma V_o non è costante!

$V_o \to V_{SAT}^+$, $V_o \to V_{SAT}^-$

$$V^+_{MAX} = V_+(V_o) = V_+(V_{SAT}^+)$$

$$V^+_{MIN} = V_+(V_{SAT}^-)$$



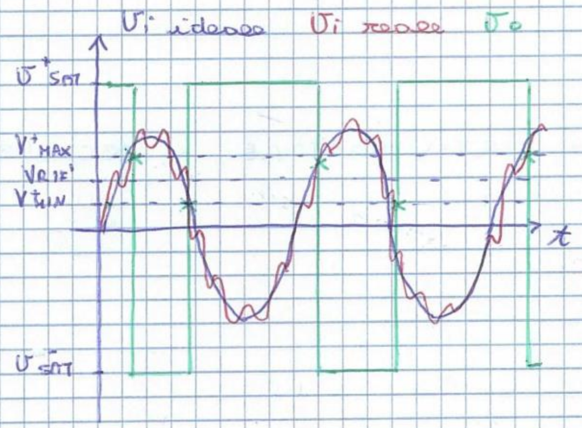
Quando V_i cresce

Quando V_i decresce

Isteresi: differenza di percorso

Quando V_i cresce, essendo una configurazione invertente il segnale di V_o è alto. Ci si confronta con V^+_{MAX} in quanto $V_o = V_{SAT}^+$. Il valore passa a $V_o = V_{SAT}^-$ quando $V_i > V^+_{MAX}$. Nel processo inverso, ovvero quando V_i decresce ci si confronta con V^+_{MIN} perché $V_o = V_{SAT}^-$. Una volta che $V_i < V^+_{MIN}$ il valore di V_o passa a $V_o = V_{SAT+}$.

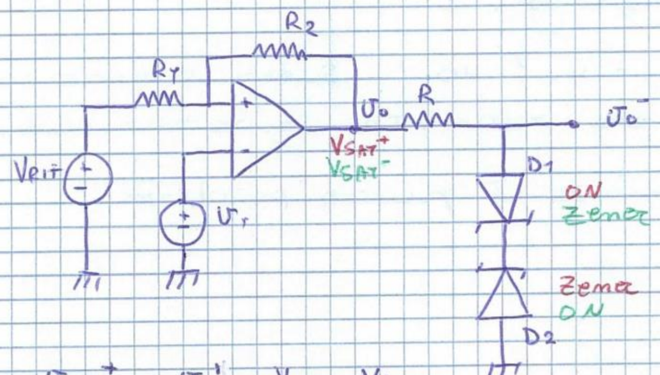
$$\text{Ampiezza Isteresi} = \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(V_{SAT}^+ + \left|V_{SAT}^-\right|\right)$$



$$V_{RIF}' = V_{RIF} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Ampiezza isteresi deve essere uguale all'ampiezza del disturbo.

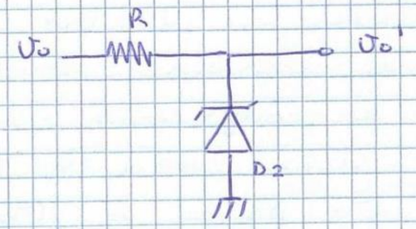
REGOLAZIONE A LIVELLI LOGICI SIMMETRICI



$V_o = V_{SAT}^+ \rightarrow V_o' = +V_{Z1} + V_{\gamma 2}$

$V_o = V_{SAT}^- \rightarrow V_o' = -V_{Z2} - V_{\gamma 1}$

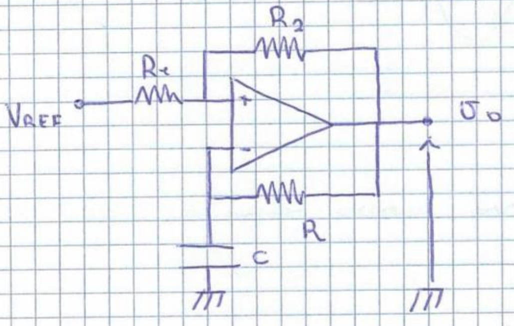
REGOLAZIONE A LIVELLI LOGICI ASIMMETRICA



$v_o = v_{SAT}^+ \rightarrow v_o' = V_{Z2}$

$v_o = v_{SAT}^- \rightarrow v_o' = -V_{\gamma 2} \approx -0{,}7\,V$ Posso comunque accettarla come $\emptyset$ Volt

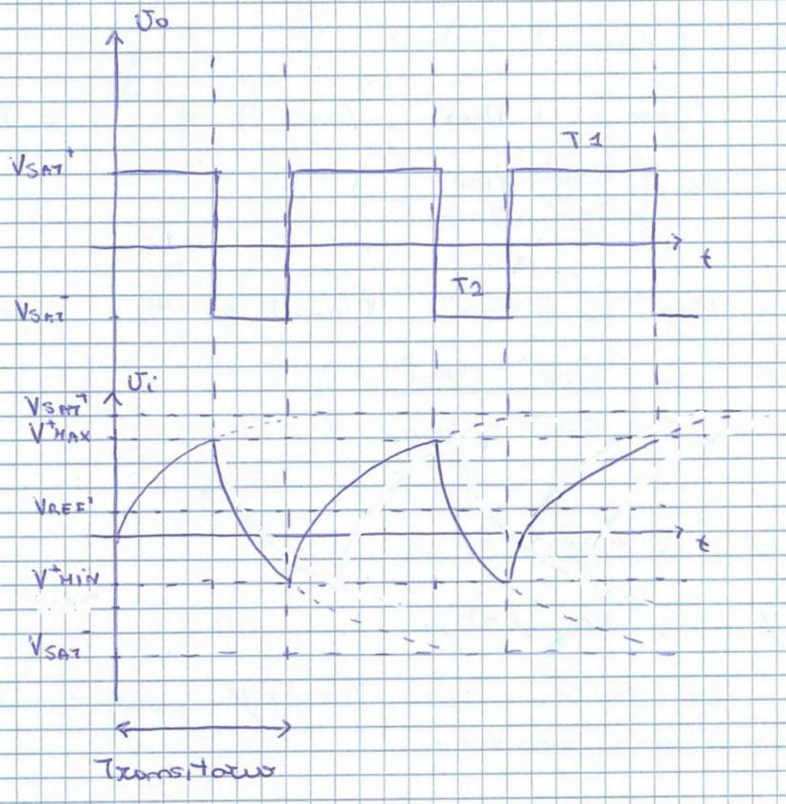
CIRCUITO ASTABILE o MULTIVIBRATORE o OSCILLATORE AD ONDA QUADRA.



Ci sono due retroazioni: quella negativa genera il segnale in ingresso.

Posso applicare c.c.v.? NO! Sulla retroazione negativa ho C che rallenta la retroazione.

Retroazione dominante è quella positiva!



$$V^+ = V_o \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} + V_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Se $V_o = V_{SAT}^+ \to V^+ > V^-$

Se $V^+ > V^-$ e V_o alta, C si deve caricare.
C'è una corrente che lo fa caricare

C si carica fino a quando raggiunge V^+_{MAX}.
Quindi $V^- > V^+$ e $V_o = V_{SAT}^-$

Se V_o va bassa, C si trova una tensione negativa e si scarica fino a quando la sua tensione è V^+_{MIN}. Quindi $V^+ > V^- \to V_o = V_{SAT}^+$

N.B.: C nella carica vuole raggiungere V^+_{SAT}, nella scarica V^-_{SAT}.

$v_c(t) = V_{FIN} - (V_{FIN} - V_{in})\, e^{-\frac{\Delta t}{RC}}$

$T_2: \quad v_c(t) = V_{SAT}^- - (V_{SAT}^- - V_{MAX}^+)\, e^{-\frac{T_2}{RC}} = V^+_{MIN}$

$\rightarrow T_2 = -RC \cdot \ln\left(\frac{V_{SAT}^- - V_{MIN}^+}{V_{SAT}^- - V_{MAX}^+}\right)$

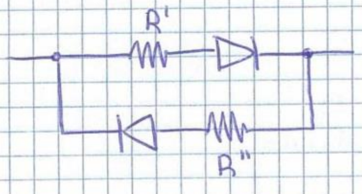
$T_1: \quad v_c(t) = V_{SAT}^+ - (V_{SAT}^+ - V_{MIN}^+)\, e^{-\frac{T_1}{RC}} = V^+_{MAX}$

$\rightarrow T_1 = -RC \cdot \ln\left(\frac{V_{SAT}^+ - V_{MAX}^+}{V_{SAT}^+ - V_{MIN}^+}\right)$

Se $V_{REF}' = \emptyset \rightarrow DC = 50\%$

Se $V_{REF}' \neq \emptyset \rightarrow DC \neq 50\%$

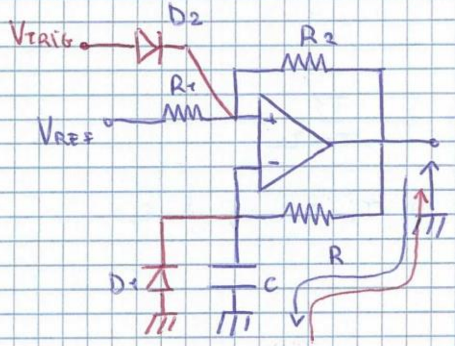
Posso avere $DC = 50\%$ con $V_{REF}' \neq \emptyset$ inserendo come retroazione positiva:



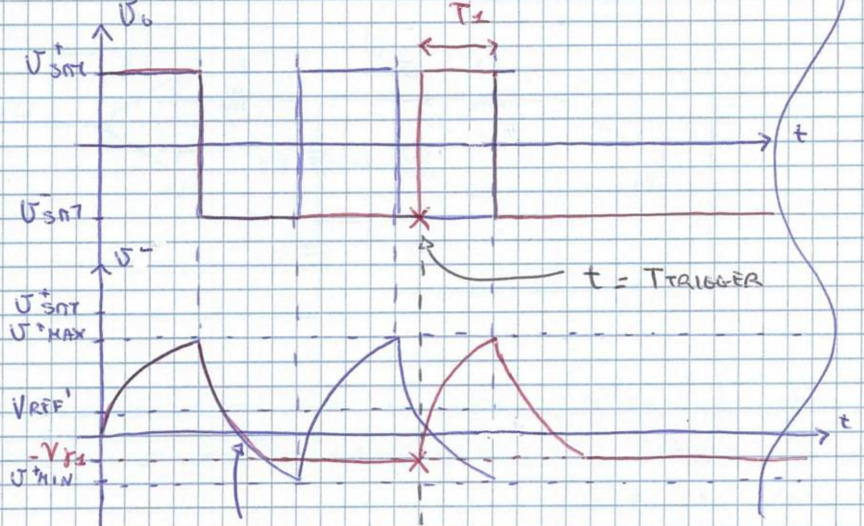
Tornando al precedente circuito.

$f = \frac{1}{T_1 + T_2}$.

CIRCUITO MONOSTABILE



$$\underbrace{V_{TRIG} - V_{\gamma 2}}_{v_+} > \underbrace{-V_{\gamma 1}}_{v_-}$$



$v_- > v_+$ tramite triggero inverto questa disequazione

$$T_1: \; v_C(t) = v_{SAT}^+ - (v_{SAT}^+ + V_{\gamma 1})\, e^{-\frac{T_1}{RC}} = V^+_{MAX}$$

TRIGGER è indipendente da v_-

-> È generata da un evento esterno.

$V_{TRIG} < V^+_{MAX}$

$|V^+_{MIN}| < |V_{TRIG}|$