NUMERO: 2082A - ANNO: 2017

APPUNTI

STUDENTE: Massara Andrea

MATERIA: Elettronica applicata - prof. Sansoè

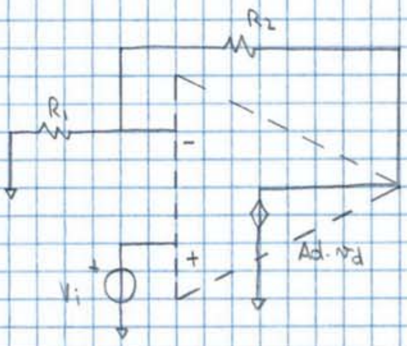
LEZIONE 1

25/09/2015

sappy.polito.it/prenotazioni

ARGOMENTI

1) OPAMP - Interno
2) APPLICAZIONI LINEARI OPAMP
3) FILTRI ATTIVI
4) APPLICAZIONI NON LINEARI OPAMP
5) FUORI LINEARITÀ
    - Generatore oda quadra
    - Comparatore di soglia
    - Oscillatori
6) TRANSISTOR FUORI LINEARITÀ
7) CIRCUITI LOGICI
8) INTERFACCE
9) ALIMENTATORI
10) SISTEMI DI ACQUISIZIONE DATI



$v^+ \approx V_i$

$v^- \approx V_u \cdot \beta$

$v^- = V_i - v_d$

$V_i - v_d = \beta V_u$ e inoltre $v_d = \frac{V_u}{A_d}$ da cui:

$$V_i - \beta V_u = \frac{V_u}{A_d}$$

$$V_u \left(\beta + \frac{1}{A_d} \right) = V_i$$

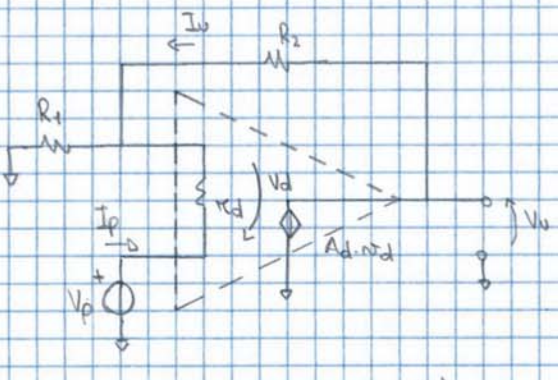
$$V_u = V_i \cdot \frac{A_d}{A_d \cdot \beta + 1}$$

$$V_u = V_i \cdot \frac{1}{\beta} \frac{A_d}{A_d + \frac{1}{\beta}} = V_i \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta A_d}{A_d \beta + 1}$$ $= T =$ rapporto di anello

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T}{1+T}}$$

(Poichè $T \to$ alto solitamente anche in questo caso $\frac{V_u}{V_i} \approx \frac{1}{\beta}$)

- E se ora non suppongo più $Z_{IN} \to \infty$?



(*)

$V_p = r_d \cdot I_p + (I_u + I_p) R_1$

$v_d = r_d I_p$ e $V_u = A_d \cdot v_d = A_d \cdot r_d I_p$

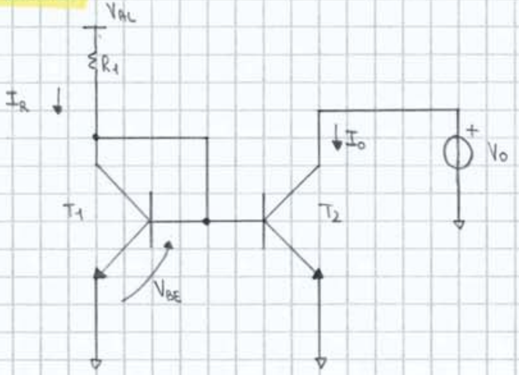
ma $V_o = R_1 (I_u + I_p) + I_u \cdot R_2$ e perciò

LEZIONE 2

29/09/2015

- **SPECCHIO DI CORRENTE A BJT**
- **IMPENDENZE IN e OUT (rapporto alto)**
- **SPECCHIO PRECISIONE**

SPECCHIO DI CORRENTE



β è alto

Se quelli sono buoni transistor, ossia con buon guadagno, $I_B << I_E$, perciò:

$$I_R \approx I_{C1} \approx I_{E1} \quad e \quad I_o = I_{C2} \approx I_{E2}$$

Per Ebers-Small io so che:

$V_{BE} = V_{BE_1} = V_{BE_2}$ perchè T_1 e T_2 sono in parallelo

$$I_R = I_{E_1} = I_{S_1}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + 1\right) \approx I_{S_1}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\right)$$

trascurabile

$$I_{E_2} = I_o = I_{S_2}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + 1\right) \approx I_{S_2}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\right)$$

da cui: $\frac{I_R}{I_o} = \frac{I_{S1}}{I_{S_2}}$

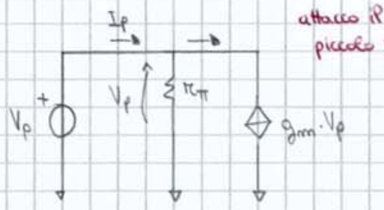
Noi non vogliamo una dipendenza di questa formula dalla temperatura. Peccato che le correnti inverse di saturazione ne sono fortemente influenzate, oltre che dall'area (dimensioni della giunzione). Compensando gli errori quindi scrivo:

$$\frac{I_R}{I_o} = \frac{I_{S1}}{I_{S_2}} = \frac{A_1}{A_2} \quad e \text{ poichè } A_1 \approx A_2 \longrightarrow I_R = I_o$$

di solito

Formalmente però I_R e I_o non sono la stessa cosa, perciò cerco le impedenze che vengono viste:

- attacco il modello di piccolo segnale del BJT T_1



$I_p = g_m V_p$

trascurando la corrente in r_π

(Base)

$\boxed{Z_{IN} = \frac{1}{g_m}}$ = IMPEDENZA DI INGRESSO DELLO SPECCHIO VISTA DA T_1

Per la relazione dei BJT io so che $I_{B_2} = \frac{I_0}{\beta_2} = \frac{I_C}{\beta}$

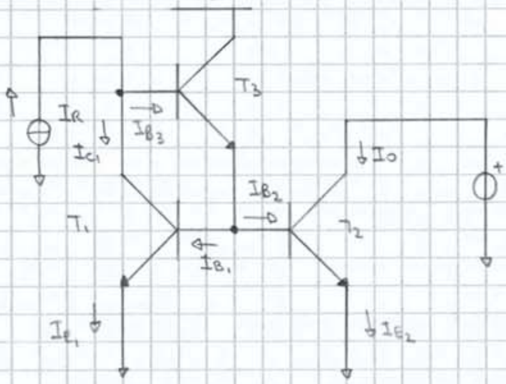
$$I_0 = I_R - 2\frac{I_0}{\beta_2}$$

quindi $I_0\left(1 + \frac{2}{\beta_2}\right) = I_R$ e $\boxed{I_0 = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta_2}}}$

→ evidenzia che $\frac{I_R}{I_0} \neq 1$ ma c'è dipendenza dal β! è comunque ragionevolmente preciso ma non lo è estremamente. Segue che tale termine di errore va minimizzato il più possibile se voglio fare l'approssimazione!

Per minimizzarlo modifico lo schema in modo da rendere meno dipendente I_{C_1} dalle correnti di base I_{B_1} e I_{B_2} e quindi poco sensibile alla corrente sul carico!

Aggiungo perciò un transistore:



Faccio la supposizione che:

1 • $\beta = \beta_1 = \beta_2 = \beta_3$

2 • $\beta + 1 \approx \beta$ → $\beta \gg 1$

suppongo che $I_{B_1} = I_{B_2}$ poichè $\beta_1 \approx \beta_2$

$$I_{B_3} = \frac{(I_{B_1} + I_{B_2})}{\beta_3 + 1} = \frac{I_{B_1} + I_{B_2}}{\beta} = \frac{2 I_{B_1}}{\beta}$$

$$I_{E_1} = I_{B_1} + I_{C_1} = I_{B_1} + I_R - I_{B_3}$$

$$I_{E_2} = I_0 + I_{B_2}$$

Con $I_{S_1} = I_{S_2}$, ecc... ottengo che $I_{E_1} = I_{E_2}$ come prima, da cui:

$$I_R + I_{B_1} - I_{B_3} = I_0 + I_{B_2}$$

con $I_R - I_{B_3} = I_{C_1} = \beta I_{B_1}$ e perciò $I_{B_1} = \frac{I_R - I_{B_3}}{\beta}$

$$I_0 = I_{C_2} = I_{B_2} \beta$$

$$I_{B_1} = \frac{I_R - I_{B_3}}{\beta}$$

$$\Rightarrow \quad I_R + \frac{I_R - I_{B_3}}{\beta} - I_{B_3} = I_0\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

$$(I_R - I_{B_3})\cancel{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} = I_0 \cancel{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}$$

$$I_R - 2\frac{I_{B_1}}{\beta} = I_0$$

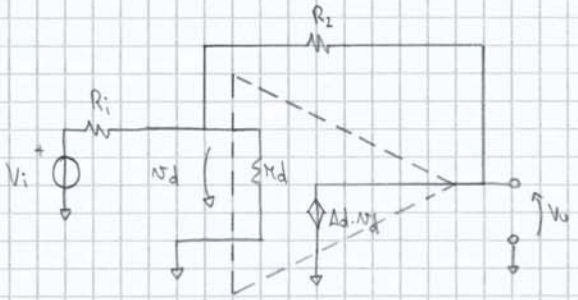
$I_{B_1} \approx \frac{I_R}{\beta}$ e perciò $\boxed{I_R = \frac{I_0}{1 + \frac{2}{\beta^2}}}$

SPECCHIO DI CORRENTE DI PRECISIONE!

l'errore rispetto a prima che non c'era T_3 ora va come $\frac{2}{\beta^2} \ll \frac{2}{\beta}$ di prima

MOLTO PIÙ PRECISO!

Vado ora a calcolare il guadagno non considerando $A_d \to \infty$:



$$\frac{V_i + v_d}{R_i} = -\frac{V_u - v_d}{R_2} \qquad \text{con} \quad v_d = \frac{V_u}{A_d}$$

$$\frac{V_i}{R_i} = -\frac{V_u}{R_2} - \frac{V_u}{A_d R_2} + \frac{V_u}{A_d R_i}$$

Perciò:

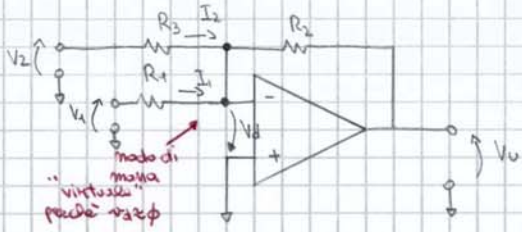
$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d \cdot \beta}}} \qquad \text{con} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \underbrace{\left(1 \ominus \frac{1}{\beta}\right)}_{A_\infty} \left(\frac{A_d \beta}{1 + A_d \beta}\right)}$$

stesso guadagno del NON invertente a meno del "-"

APPLICAZIONI DELL'OP AMP e GENERALIZZAZIONI

①



nodo di massa "virtuale" perchè $v_d \approx \phi$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad e \quad I_2 = \frac{V_2}{R_3}$$

e perciò $V_u = -R_2 (I_1 + I_2) = -R_2 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_3}\right)$

$$\boxed{V_0 = -V_1 \frac{R_2}{R_1} - V_2 \frac{R_2}{R_3}}$$

SOMMATORE INVERTENTE!

V_0 è c.l. delle due V_{IN} e la cosa importante è che le due V_{IN} non si influenzino a vicenda!

LEZIONE 4

01/10/2015

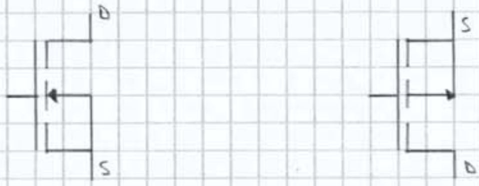
- SPECCHIO DI CORRENTE A MOSFET
- STADIO DIFFERENZIALE A BJT: caratteristica e gm

SPECCHIO DI CORRENTE CON I MOSFET

Rappresentazione per MOSFET integrati

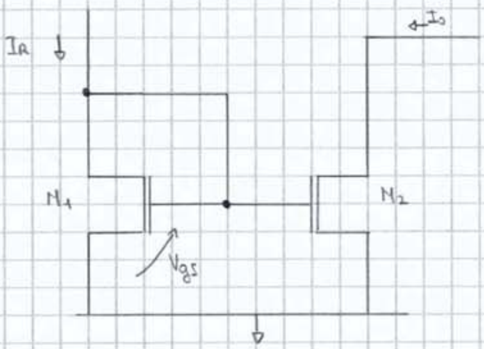
→ non c'è bisogno di distinguere DRAIN e SOURCE

Rappresentazione per MOSFET di potenza



→ Distinguo DRAIN e SOURCE per distinguere come funziona il diodo del substrato

SPECCHIO DI CORRENTE A MOSFET



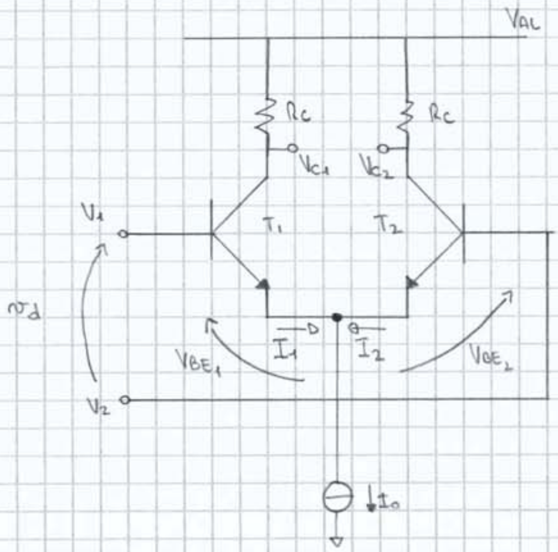
Faccio l'unica ipotesi che i MOS lavorino in saturazione:

$$I_D = \frac{K_n}{2}\left(V_{GS}-V_{TN}\right)^2\left(1+\lambda V_{DS}\right) \qquad \text{dove } K_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

$$\begin{cases} I_R = \frac{K_{n1}}{2}\left(V_{GS}-V_{TN}\right)^2 & \text{e per ora trascuriamo il termine con } \lambda \\ I_0 = \frac{K_{n2}}{2}\left(V_{GS}-V_{TN}\right)^2 & \text{" " " " " " " "} \end{cases}$$

$$\boxed{\begin{aligned} \frac{I_R}{I_0} &= \frac{K_{n1}}{K_{n2}} \\ &= \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2} \end{aligned}}$$

Com'è fatto lo stadio differenziale?



$V_1 - V_2 = v_d = V_{BE_1} - V_{BE_2}$

Usando il solito Ebers-Moll:

$$I_1 = I_{S1}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}\right) \quad e \quad I_2 = I_{S2}\left(e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}\right)$$

da cui $\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}\left(e^{\frac{V_{BE1}-V_{BE2}}{V_T}}\right) = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}\left(e^{\frac{v_d}{V_T}}\right)$

considerando $I_{S1} \approx I_{S2}$ per distanza, dimensioni e temperatura trovo:

$$I_1 = I_2 e^{\frac{v_d}{V_T}} \quad \left(\text{poiché } I_{S1} = I_{S2}\right)$$

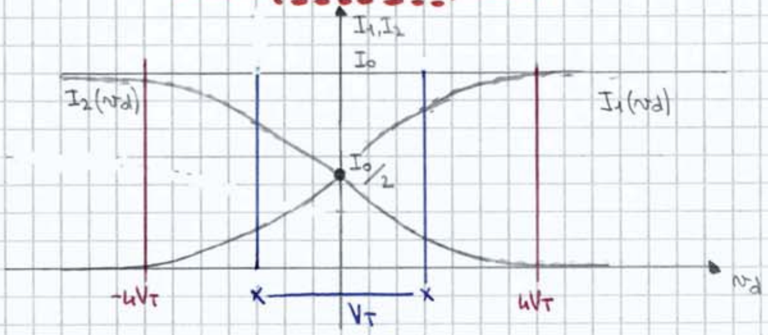
Inoltre:

$I_0 = I_1 + I_2$ e quindi

$I_0 = I_2\left(1 + e^{\frac{v_d}{V_T}}\right)$ e

$I_2 = \frac{I_0}{\left(1 + e^{v_d/V_T}\right)}$ e per quanto visto prima anche

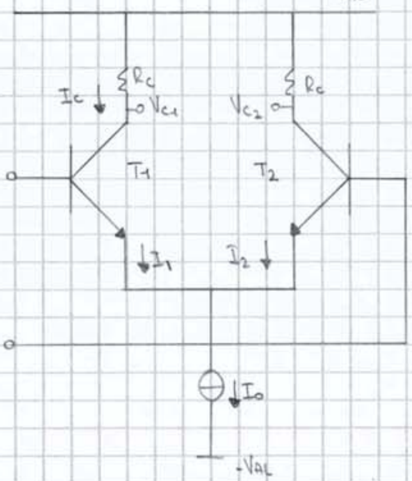
$I_1 = \frac{I_0 \, e^{v_d/V_T}}{\left(1 + e^{v_d/V_T}\right)}$



05/10/2015

LEZIONE 5

- STADIO DIFFERENZIALE (modo comune)
- SCHEMA DI OP AMP
- DINAMICA INGRESSO MODO COMUNE



$$\begin{cases} V_{C1} = V_{AL} - R_C I_C \\ \quad = V_{AL} - R_C\left(\frac{I_0}{2} + g_{m_0} v_d\right) \\ V_{C2} = V_{AL} - R_C\left(\frac{I_0}{2} - g_{m_0} v_d\right) \end{cases}$$

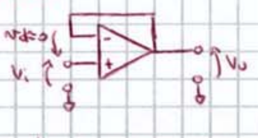
→ le resistenze R_C fanno sì che la caduta di tensione su esse sia alta e quindi questo limita il guadagno $(I_0 \cdot R_C)$ che io voglio che sia alto!! Vedremo un barbatrucco... (carico attivo)

- A noi interessa che sia buona la dinamica d'ingresso del modo comune (la differenziale no)

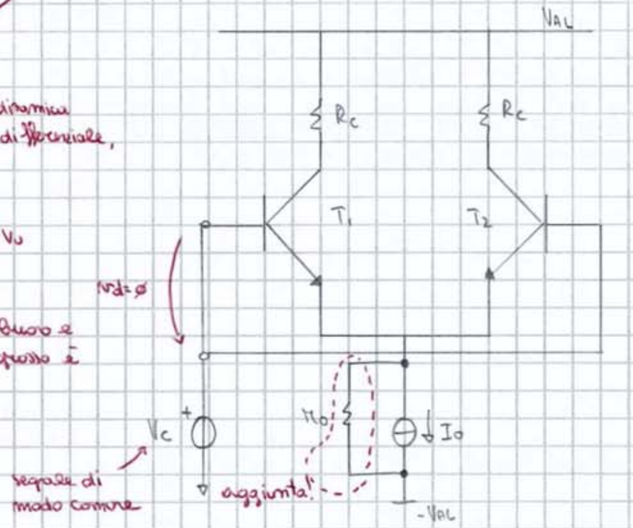
Tenendo conto del modo comune, il sistema diventa:

$V_U = A_d v_d + A_c V_c$

A noi interessa una buona dinamica di modo comune, e non differenziale, perché:



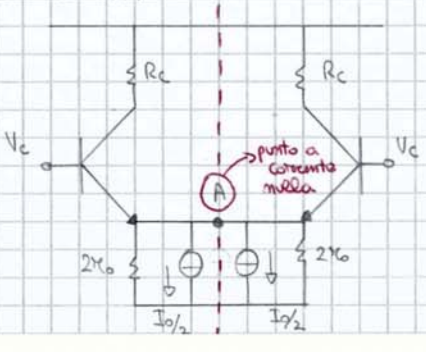
$v_d \neq 0$! Quindi il termine buono e che mi interessa vedere grosso è V_c!!



IMPORTANTE:

→ Questo circuito così fatto NON ha guadagno di modo comune perché il generatore I_0 genera una corrente che è indipendente dalla tensione ai capi. Quindi i due T generano una tensione che non dipende dagli ingressi!
In realtà io non so fare un generatore ideale di corrente, quindi metto il circuito equivalente dello specchio di corrente (che so fare) che mi ero creato; altrimenti sto barando ed è normale che venga un ottimo risultato!

Se ora considero $T_1 = T_2$:



Quanto vale la dinamica di modo comune di questo circuito?

Per saperlo vado a cortocircuitare le basi di T_1 e T_2 e le pongo a tensione V_C (esattamente come fatto prima)

Quanto valgono V_{CMAX} e $V_{C_{MIN}}$?

Poiché le giunzioni B-C non devono essere polarizzate direttamente, trovo le condizioni:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{AL} - V_{EB_5} \\ V_{C2} = V_{AL} - V_{EB_7} - V_{EB_8} \end{cases}$$

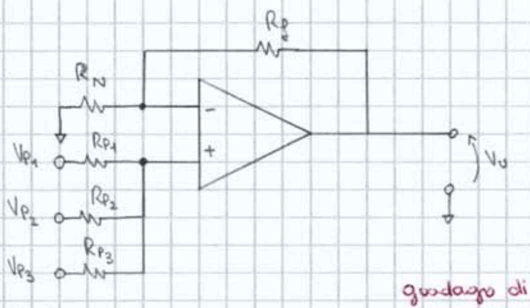
Poniamo le V_{EB} dei PNP siano uguali:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{AL} - V_{BE} \\ V_{C2} = V_{AL} - 2V_{BE} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{C_{MAX}} = V_{AL} - 2V_{BE} \\ V_{CMIN} = -V_{AL} + 2V_{BE} \end{cases}$$

$\rightsquigarrow$ Dinamica di modo comune simmetrica!

SOMMATORE NON INVERTENTE



Con S.D.E.:

$$V_U = V_{P1} \cdot \frac{R_{P2} // R_{P3}}{(R_{P2} // R_{P3}) + R_{P1}} \overbrace{\left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right)}^{\text{guadagno di un OPAMP non invertente}} + V_{P2} \frac{R_{P1} // R_{P3}}{(R_{P1} // R_{P3}) + R_{P2}} \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) + V_{P3} \frac{R_{P1} // R_{P2}}{(R_{P1} // R_{P2}) + R_{P3}} \Big(1 + $$

Voglio ottenere $V_U = K_{P1} V_{P1} + K_{P2} V_{P2} + K_{P3} V_{P3}$, quindi:

se $R_P = R_{P1} // R_{P2} // R_{P3}$

è dimostrabile che i partitori su scritti sono riscrivibili con R_P, e quindi:

$$V_U = V_{P1} \frac{R_P}{R_{P1}} \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) + V_{P2} \frac{R_P}{R_{P2}} \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) + V_{P3} \frac{R_P}{R_{P3}} \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right)$$

se $\frac{R_f}{R_N} = A_N$

$$V_U = (1 + A_N)\left(V_{P1} \frac{R_P}{R_{P1}} + V_{P2} \frac{R_P}{R_{P2}} + V_{P3} \frac{R_P}{R_{P3}}\right)$$

$$\Longrightarrow \quad K_{P1} = (A_N + 1) \frac{R_P}{R_{P1}}, \quad K_{P2} = (A_N + 1) \frac{R_P}{R_{P2}}, \quad K_{P3} = (A_N + 1) \frac{R_P}{R_{P3}}$$

Ma $K_{P1} + K_{P2} + K_{P3} = (A_N + 1)(R_P)\left(\frac{1}{R_{P1}} + \frac{1}{R_{P2}} + \frac{1}{R_{P3}}\right) = \frac{1}{R_P}$

$= (A_N + 1)$

Quindi:

$$\boxed{\begin{aligned} A_N + 1 &= K_{P1} + K_{P2} + K_{P3} \\ \frac{R_f}{R_N} + 1 &= K_{P1} + K_{P2} + K_{P3} \end{aligned}}$$

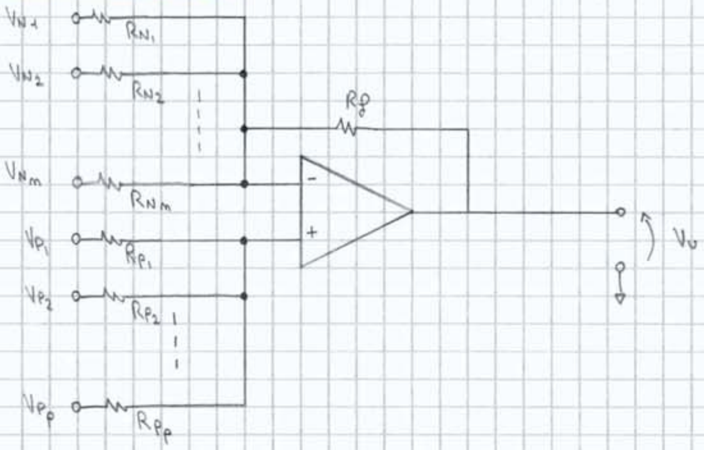
CONDIZIONE NECESSARIA:
ecco come determinare opportunamente la resistenza di reazione R_N in un OPAMP NON invertente!

Se faccio il rapporto tra 2 K_P a caso:

$\frac{K_{P1}}{K_{P2}} = \frac{R_{P2}}{R_{P1}}$ ossia un'altra relazione che lega le R_P con i K!

SOMMATORE GENERALIZZATO

(ingressi sia sul + che sul -)



- $V_U \big|_{V_{Ni}} = -V_{N_i} \frac{R_f}{R_{N_i}}$ (per tutti i gli ingressi invertenti)
- Considero:

$$R_N = R_{N_1} \| R_{N_2} \| \dots \| R_{N_m} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{m} \frac{1}{R_{N_i}}}$$

$$\text{e} \quad A_N = \frac{R_f}{R_N} \qquad \text{e} \quad R_P = R_{P_1} \| R_{P_2} \| \dots \| R_{P_p}$$

$$V_U \big|_{V_{P_i}} = (A_N + 1) \sum_{j=1}^{p} \frac{R_P}{R_{P_j}} V_{P_j}$$

$$\longrightarrow \boxed{V_U = (A_N + 1) \sum_{j=1}^{p} \frac{R_P}{R_{P_j}} V_{P_j} - \sum_{i=1}^{m} \frac{R_f}{R_{N_i}} V_{N_i}}$$

Espressione per l'operazionale sommatore generalizzato

Avendo distinto guadagno sul - e sul +, posso fare:

$$K_{N_1} = \frac{R_f}{R_{N_i}} \qquad \text{e} \quad A_N = \sum_{i=1}^{m} K_{N_i}$$

$$V_U = (A_N + 1) \underbrace{\sum_{j=1}^{p} K_{P_j}}_{A_P} V_{P_j} - \underbrace{\sum_{i=1}^{m} K_{N_1}}_{A_N} V_{N_i}$$

ma ricordo che $A_P = A_N + 1$, quindi:

se voglio $V_U = 3V_1 - 15V_2 + V_3$, $A_P = 3+1 = 4$ e $A_N = 15$, quindi

poichè $A_P \neq A_N + 1$ ricorro a un trucco!

TRUCCO: $A_N + 1 = 16$ $\quad A_P = 4$

$$V_U = 3V_1 - 15V_2 + V_3 + 12V_0$$

differenza che metto a massa

06/10/2015

LEZIONE 7

- STADI DI POTENZA
- CLASSI DI AMPLIFICATORI
- SCHEMA COMPLETO OPAMP e PARAMETRI PARASSITI

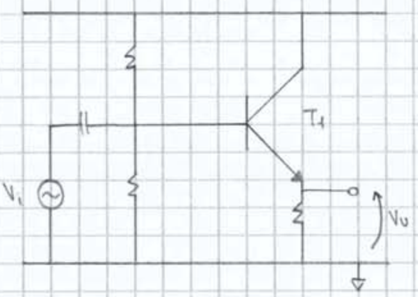
Definisco η come il rendimento:

$$\boxed{\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + P_d}}$$

strettamente < 1

AMP. CLASSE A

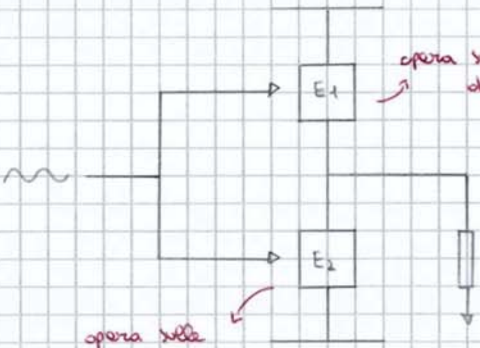
1 elemento attivo (100% del periodo)



- Bassa efficienza
- Buona qualità (Bassa distorsione)

AMPLIFICATORE CLASSE B

2 elementi attivi al 50% del periodo

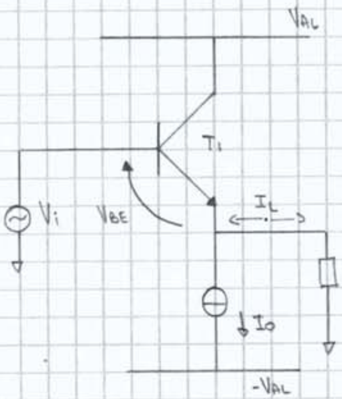


opera sulle parti positive del segnale

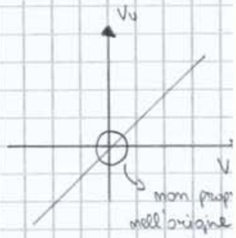
opera sulle negative

- Efficienza elevata (circa 3 volte più grande dell'A)
- Distorsione elevata (lo switching tra E_1 e E_2 può provocare problemi)

① CLASSE A



grazie a I_o ottengo le 2 semionde



non prop nell'origine ma trascuriamo V_{BE} e diciamo che $V_i \approx V_u$

A differenza dell'anno scorso dove con il —||— tagliavo la continua, ora che trattiamo OPAMP sappiamo che questi amplificano anche la continua. Per fare ciò serve un'alimentazione in corrente che, essendo sull'emettitore, consente di fare scorrere su R_L una corrente in ambedue i sensi.

Come dimensiono I_o?

Cerco P_{AL}: La max tensione sul carico dovrà essere minore sicuramente di V_{AL}

Oggi siamo generosi e poiché sarà una differenza di 0.5V diremo che

$V_{U_{MAX}} = V_{AL}$

$R_L \cdot I_o = V_{AL} \rightarrow I_o = \frac{V_{AL}}{R_L}$ (calcolata con T_1 spento)

I_L sarà sinusoidale anch'essa (IN è sinusoidale) e sarà tipo $I_L = I_p \sin(\omega t)$

perciò $V_L = I_p \sin(\omega t) \cdot R_L$

calcolata con l'approssimazione che $I_B \approx 0$ e quindi $I_C = I_E$ → $I_C = I_o + I_L = I_o + I_p \sin(\omega t)$

$P_{AL} = \frac{1}{T}\int_0^T V \cdot I \, dt$

- $P_{AL}^{+} = \frac{V_{AL}}{T}\int_0^T [I_o + I_p \sin(\omega t)]\, dt$

$= I_o \cdot \frac{V_{AL}}{T} \cdot T + \frac{V_{AL}}{T} \cdot \varnothing = V_{AL} \cdot I_o$

$= V_{AL}^2 \cdot \frac{1}{R_L}$

- $P_{AL}^{-} = V_{AL}^2 \frac{1}{R_L}$

$P_{AL_{TOT}} = 2 \frac{V_{AL}^2}{R_L}$ → consuma potenza indipendentemente da quanto esce! Non dipende da V_i

Cerco P_L:

$P_L = \frac{V_p \cdot I_p}{2} = \frac{V_p^2}{2R_L}$ → ottenuto dal fatto che sul carico arrivo V e I entrambi sinusoidali. Pertanto se ne facessi l'integrale classico troverei $P_L = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_p I_p}{2}$

Trovo η:

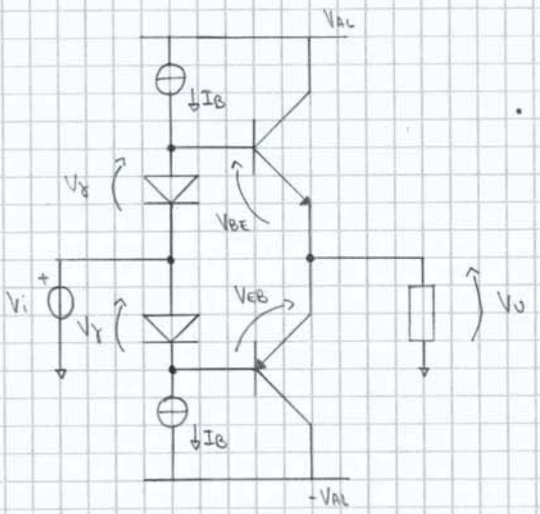
$$\boxed{\eta = \frac{P_{LOAD}}{P_{AL}} = \frac{V_p^2}{2R_L} \cdot \frac{R_L}{2V_{AL}^2} = \frac{V_p^2}{4V_{AL}^2}}$$

che per bene che vada è < 25%! BASSA!

Poichè il mio OPAMP non parte istantaneamente, rimane sempre una leggerissima distorsione di cross-over, che però è molto molto piccola (dell'ordine di divisione di un fattore pari al guadagno di anello)

③ CLASSE AB

* Un altro modo per togliere la distorsione devo cambiare la polarizzazione in modo che su T_1 e T_2 arrivino segnali scalati delle rispettive V_{BE} (metto delle giunzioni al silicio (BE))

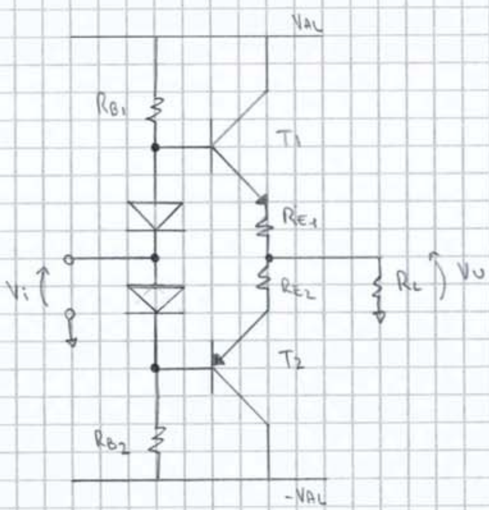


Metto anche una I_B fissa al fine di far condurre i diodi.

- Idealmente riduco la tensione che genera il cross-over compensato proprio con le V_γ dei due diodi!
- Realmente però c'è la dissipazione di calore per la potenza dei T. Quindi cambia T, ergo le V_{BE} e perciò le V_γ non saranno mai perfettamente uguali alle V_{BE}.

Potrebbe capitare che se $V_\gamma < V_{BE}$ ho conduzione per entrambe i T: le loro I_C girano assieme e ciò causa più potenza, che crea + corrente, che crea + potenza → BRUCIA!

La garanzia alle fughe termiche è una resistenza che più hanno corrente, più hanno tensione la quale si sottrae alle V_{BE} dei T:



È ovvio che servono opportune dimensioni di R_{E1} ed R_{E2} al fine di creare un giusto equilibrio di potenza dissipata su esse!

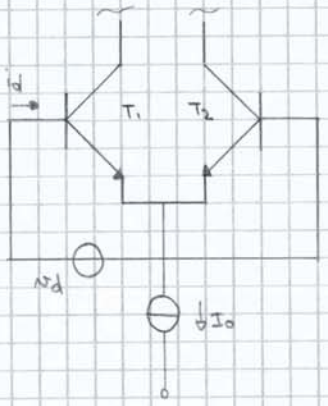
Se ad esempio I_{E1} cresce troppo, necessito di un dispositivo che ne blocchi l'aumento. Esso deve funzionare solo se $I_{E1} > I_{E_{MAX}}$ dettata dal sistema!

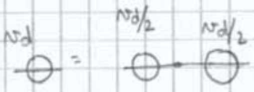
08/10/2015

LEZIONE 8

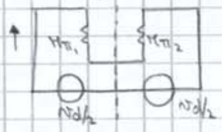
- IMPEDENZA IN STADIO DIFFERENZIALE E MODO COMUNE
- GUADAGNO E ANALISI DATASHEET DI UN OPAMP

• Per il differenziale:

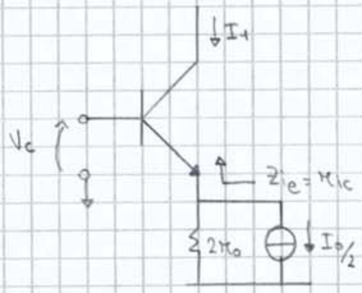




$$i_d = v_d \cdot \frac{1}{2r_\pi} \longrightarrow r_{id} = 2\,r_\pi$$

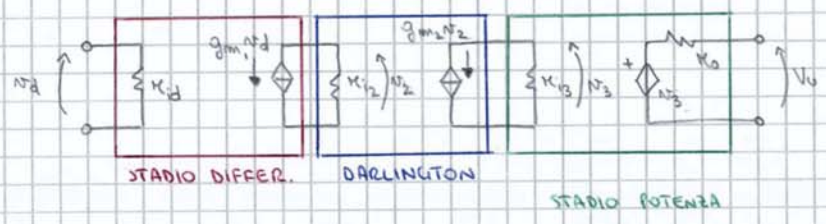


• Per il modo comune:



$$r_{ic} = r_\pi + \frac{\cancel{2}r_0(\beta+1)}{\textcircled{\cancel{2}}} \simeq \frac{\cancel{2}r_0(\beta+1)}{\cancel{2}}$$

→ su un lato del modo comune ho solo una r_0 quindi nel modo comune divido per 2!



$$v_2 = -g_{m_1} r_{i_2} v_d$$

$$v_3 = -g_{m_2} r_{i_3} v_2$$

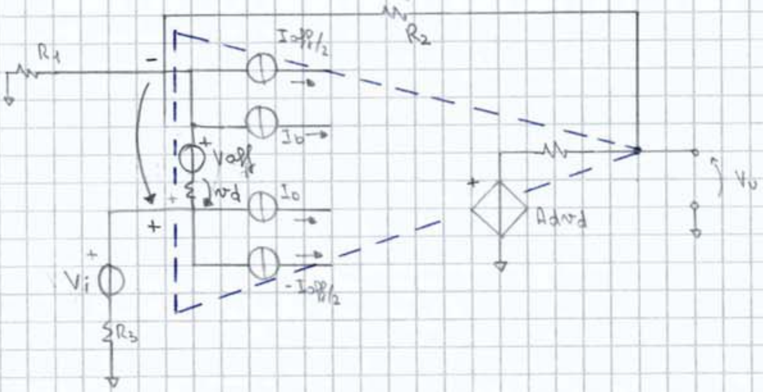
$$\boxed{v_u = v_3 = g_{m_1} g_{m_2} r_{i_2} r_{i_3} v_d}$$

↗ GUADAGNO OPAMP!

LEZIONE 9

12/10/2015

- DIMENSIONAMENTO DI UN OPAMP NON INVERTENTE
- RISPOSTA IN FREQUENZA DEGLI OPAMP
- PRODOTTO BANDA-GUADAGNO e SLEW RATE



Con S.D.E:

OPAMP non invertente

- $V_U\Big|_{V_{off}} = V_{off}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = V_{off}\cdot A_v$
- $V_U\Big|_{I_b-\frac{I_{off}}{2}} = -\left(1+\frac{R_2}{R_4}\right)\left(I_b-\frac{I_{off}}{2}\right)R_3$
- $V_U\Big|_{I_b+\frac{I_{off}}{2}} = R_2\left(I_b+\frac{I_{off}}{2}\right)$

$* \; I_b - \frac{I_{off}}{2} = I^+$

$* \; I_b + \frac{I_{off}}{2} = I^-$

Pertanto:

$$V_{U_{off}} = V_{off}A_v + I_b\underbrace{\left(R_2 - \frac{R_1+R_2}{R_1}\cdot R_3\right)}_{} + \frac{I_{off}}{2}\left(R_2+\frac{R_2+R_1}{R_1}\cdot R_3\right)$$

termini con segni opposti! e se li azzerassi?

$$R_2 = R_3\,\frac{R_1+R_2}{R_1} \quad \rightarrow \quad R_3 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} = R_1 \| R_2$$

Così facendo e sostituendo quella R_3 in $I_{off}/2$, trovo:

$$V_{U_{off}} = V_{off}A_v + I_{off}\cdot R_2 \quad \Rightarrow$$

per i valori scelti di I_{off} e di R_2 ottengo guadagni diversi! Per avere buoni risultati dovrò far sì che:

$$R_2 \ll \frac{V_{off}A_v}{I_{off}} \rightarrow \frac{6mV\cdot 10}{200\,nA} = 300\,K$$

(sostituendo i valori visti nel data sheet)

Avendo ottenuto $R_2 > 4k\Omega$ e $R_2 \ll 300\,K\Omega$, prendo un valore intermedio:

33 kΩ può andare bene, ma perché non 31 kΩ?

La tolleranza che c'è sui 33 kΩ copre anche i 31 kΩ perciò va bene! Per esempio con tolleranze del 10% trovo la serie

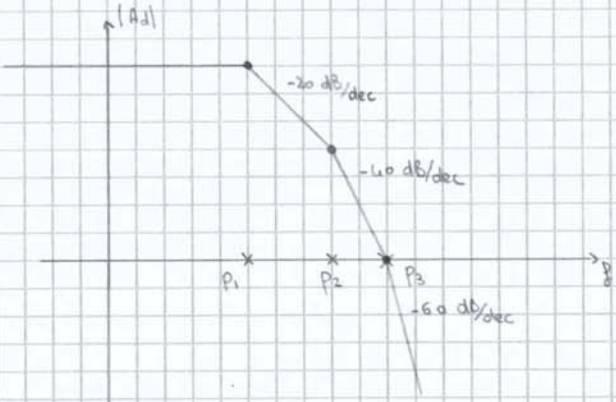
E12!

RISPOSTA IN FREQUENZA

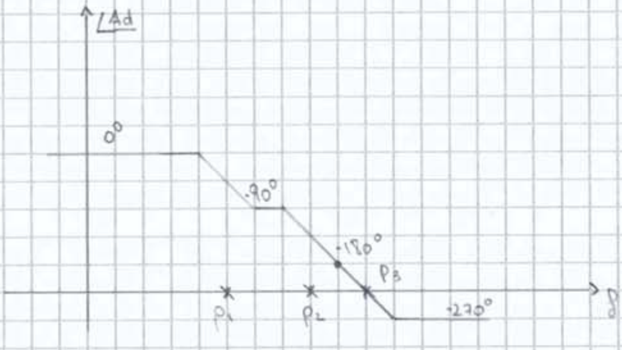
RISPOSTA IN FREQUENZA

Il nostro OPAMP l'abbiamo riassunto con 3 stadi di amplificazione.

Diciamo che ogni stadio ha il suo polo dominante:



Dualmente la fase:



Questi erano || e ∠ senza reazione. Noi in realtà il sistema lo reazioniamo:

$$T = A\boxed{\beta}$$

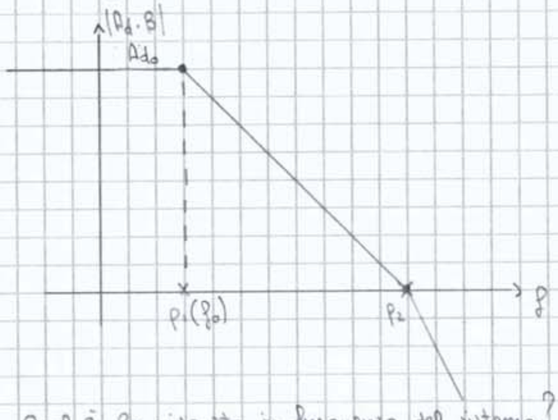
costante < 1!

Succede che |Ad·β| sarà uguale come andamento ad |Ad|, ma traslato giù!

Più β è piccolo e più il grafico |Ad| trasla giù! Segue che intervengono discorsi sulla stabilità del sistema guardando margine di fase e guadagno!

Pertanto meno reazione e meno ho problemi di stabilità ($\beta \approx 0$). Caso peggiore: $\beta = 1$ (VOLTAGE FOLL.

Caso peggiore: VOLTAGE FOLLOWER ($\beta=1$)



Qual è la risposta in frequenza del sistema?

Poiché $p_2 = 0\,dB$ posso pensare di trascurarlo e considerare il sistema con un solo polo:

$$Ad(jf) = Ado \cdot \frac{f_0}{1+j\frac{f}{f_0}} \quad \text{o anche} \quad Av = \frac{1}{\beta}\frac{T}{1+T} = \frac{1}{\beta}\frac{Ad\beta}{1+Ad\beta}$$

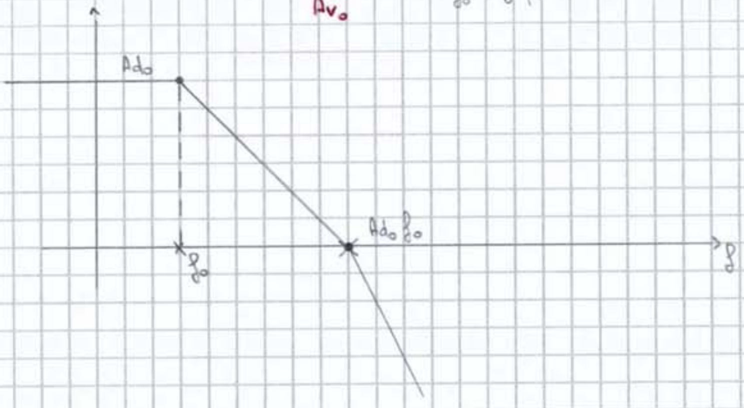
Perciò:

$$Av = \frac{1}{\beta}\frac{1}{1+\frac{1+jf/f_0}{Ad_0\beta}} = \frac{1}{\beta}\frac{Ad_0\beta}{1+Ad_0\beta+j\frac{f}{f_0}}$$

$$= \frac{1}{\beta}\frac{\cancel{Ad_0\beta}}{\cancel{Ad_0\beta}\left(1+\cancel{\frac{1}{Ad_0\beta}}+j\frac{f}{f_0 Ad_0\beta}\right)}$$

Ado è molto grande

$$A_v = \underbrace{\frac{1}{\beta}}_{Av_0}\frac{1}{1+j\frac{f}{f_0 Ad_0\beta}}$$



Chiamando $Ad_0 f_0 = f_{BW}$:

$$\boxed{f_T = f_{BW}\cdot\beta = \frac{f_{BW}}{A_{v0}}}$$

Da ciò trovo:

$$\boxed{f_{BW} = f_T A_v}$$

→ prodotto BANDA GUADAGNO!

→ Pertanto avrò limiti di guadagno sennò avrò bande piccolissime

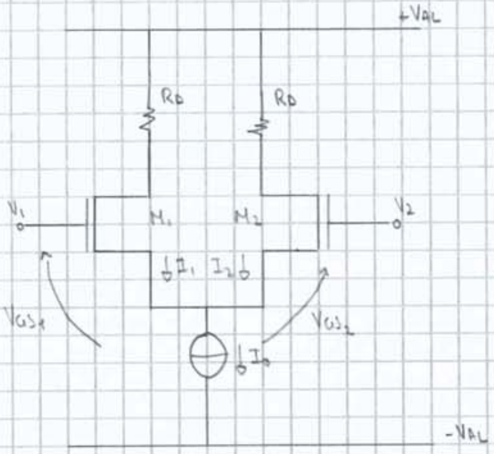
→ L'unico che non risente di questa regola è il CURRENT FEEDBACK

LEZIONE 10

13/10/2015

- STADIO DIFFERENZIALE MOSFET
- OPERAZIONALE CMOS
- INTEGRATORE e DERIVATORE

DIFFERENZIALE A MOSFET



$v_d = V_1 - V_2 = V_{GS_1} - V_{GS_2}$

$I_0 = I_1 + I_2$

$I_1 = \frac{1}{2} k_n (V_{GS_1} - V_{TN})^2$

$I_2 = \frac{1}{2} k_n (V_{GS_2} - V_{TN})^2$

supposti in saturazio

$$\begin{cases} \sqrt{I_1} = \sqrt{\frac{1}{2} k_n} (V_{GS_1} - V_{TN}) \\ \sqrt{I_2} = \sqrt{\frac{1}{2} k_n} (V_{GS_2} - V_{TN}) \end{cases}$$

$$\sqrt{I_1} - \sqrt{I_2} = \sqrt{\frac{1}{2} k_n} (V_{GS_1} - V_{GS_2})$$

$$\sqrt{I_1} - \sqrt{I_2} = \sqrt{\frac{1}{2} k_n}\, v_d$$ (rielevo al quadrato)

$$I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} = \frac{1}{2} k_n v_d^2$$

ricordo che $I_1 + I_2 = I_0$ e quindi:

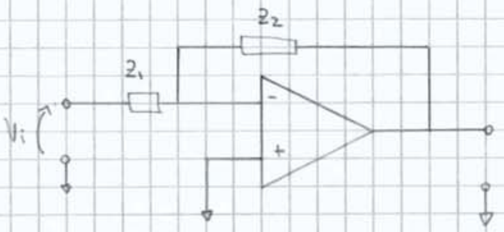
$$I_0 - 2\sqrt{I_1 (I_0 - I_1)} = \frac{1}{2} k_n v_d^2$$

$$\boxed{\begin{aligned} I_1 &= \frac{I_0}{2} + \sqrt{k_n I_0}\, \frac{v_d}{2} \sqrt{1 - \frac{k_n}{I_0}\left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \\ I_2 &= \frac{I_0}{2} - \sqrt{k_n I_0}\, \frac{v_d}{2} \sqrt{1 - \frac{k_n}{I_0}\left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \end{aligned}}$$

Plottandole noto che non sono poi così diverse fra loro! (vedi dispense)

La zona lineare in mezzo è un po' più ampia rispetto al differenziale a BJT!

CAPITOLO 2: APPLICAZIONI OPAMP

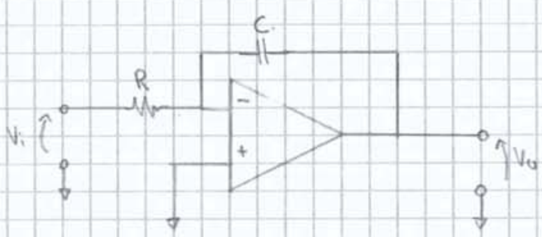


A differenza di quanto fatto prima consideriamo Z_1 e Z_2, non + semplici R:

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Casi limite:

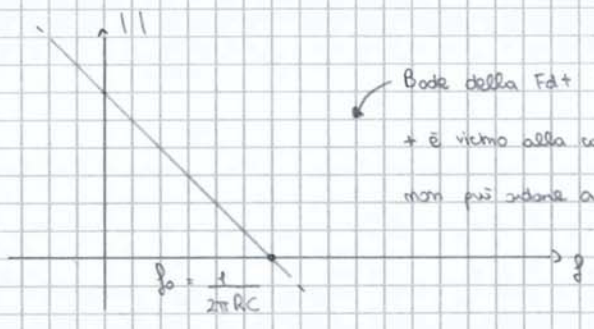
Ⓘ $Z_1 = R$ e $Z_2 = C$



→ INTEGRATORE

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{1}{sRC}$$

$$\boxed{V_u(t) = V_i(0) - \frac{1}{RC}\int_0^t v_i(t)\, dt}$$

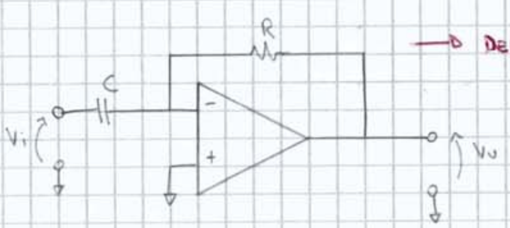


Bode della Fdt $\frac{V_u}{V_i}$! Non mi piace molto visto che + è vicino alla continua e + va a ∞! Ma un OPAMP non può andare a infinito, deve avere un limite

Per vedere tale limite provo a vedere cosa fa il guadagno di anello:

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} = \frac{R}{R+\frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{1+sRC}$$

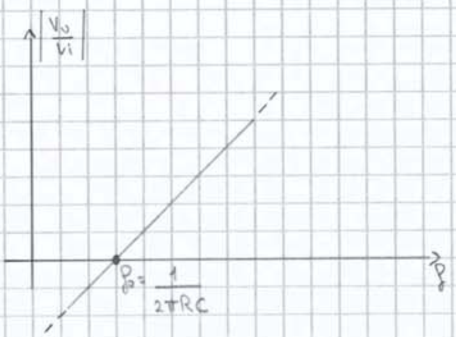
Ⅱ $Z_1 = C$ $Z_2 = R$



→ DERIVATORE

$$\frac{V_u}{V_i} = -sRC$$

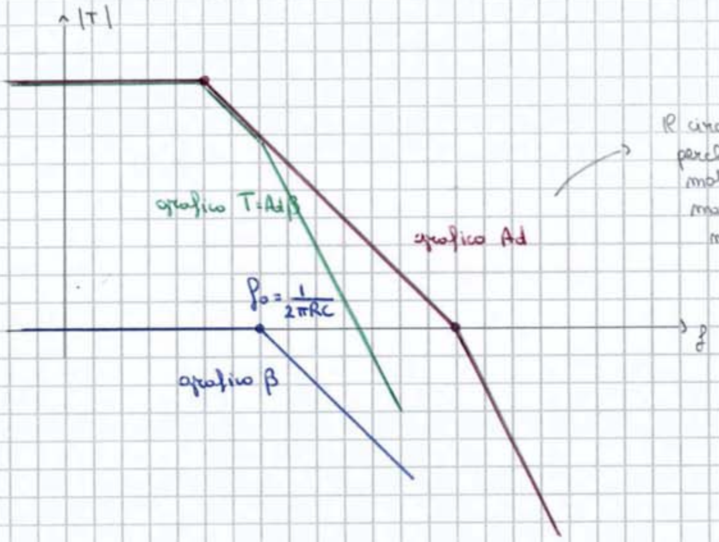
$$\boxed{V_u = -RC\,\frac{d\,v_i(t)}{dt}}$$



come prima, non può guadagnare ∞ per $f \to \infty$.

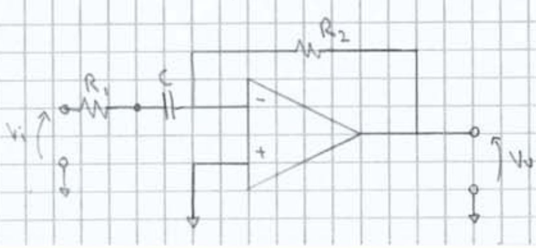
Il circuito è stabile? guardo β

$$\beta = \frac{1}{sC\left(R_2 + \frac{1}{sC}\right)} = \frac{1}{1 + sRC}$$



Il circuito è pressoché instabile perché il secondo polo di T è molto sopra 0 dB, quindi il margine di fase è pressoché nullo!

Per togliere l'instabilità e avere un circuito realmente che deriva metto una R in serie nel circuito, evitando così che $A_d \to \infty$ per f alte:



$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{sCR_2}{1 + sCR_1}$$

Considerando $V_{CE_1} \approx 15\,V = V_{AL}$ e $I_{C_1} \approx 300\,mA$:

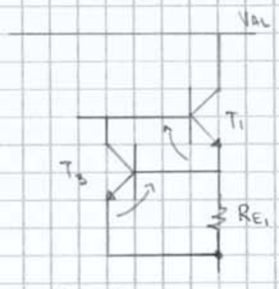
Solo T1 perchè T3 dissipa molto meno!

$$P_{D_{MAX}} = 0{,}3 \cdot 15 = 4{,}5\ W$$

T1 deve dissipare almassimo 4,5 W affinchè io sia protetto dal cortocircuito!

LM741 non arriva a tanto. Uso il TIP31 che ha un complementare che è il TIP32

Come dimensioniamo R_{E_1} e R_{E_2} affinchè l'ipotesi che $I_{C_1} = 300\,mA$ sia vera?



$$I_{C1_{MAX}} \cdot R_{E1} = V_{BE_{ON_{T_3}}}$$

→ $V_{BE_{ON_{T_3}}}$ varia con T (-2,5 mV/°C

- $V_{BE_{ON_{T_3}}}(50\,°C) = V_{BE_{ON_{T_3}}}(25\,°C) - 2{,}5\,mV \cdot 25 \approx 0{,}5\,V$

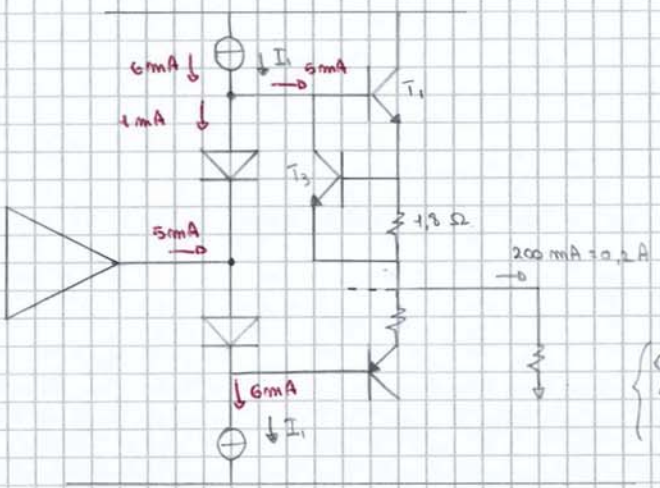
$$R_{E1} = \frac{0{,}5V}{300\,mA} = 1{,}67\,\Omega \rightsquigarrow 1{,}8\,\Omega$$ (che è il valore + vicino)

- $V_{BE_{ON_{T_3}}}(0\,°C) \approx$ poniamo che valga 0,7 V

$$I_{C1_{0°C}} = \frac{0{,}7}{1{,}8\,\Omega} = 390\,mA$$

Per simmetria R_{E_2} sarà uguale a R_{E_1} perciò non rifaccio i conti, ma riporto i valori

Andiamo avanti:



Da data sheet il β del TIP31 è tra 40 e un valore + alto

Quando ho 10 V sull'uscita e I_{C_1} è 5 mA, T2 è interdetto, perciò I_{b_2} è nullo!

Come dimensiono I_1?

$$I_{b_{1_{MAX}}} = \frac{I_{L\,MAX}}{\beta_{MIN}} = \frac{200\,mA}{40} = 5\,mA$$

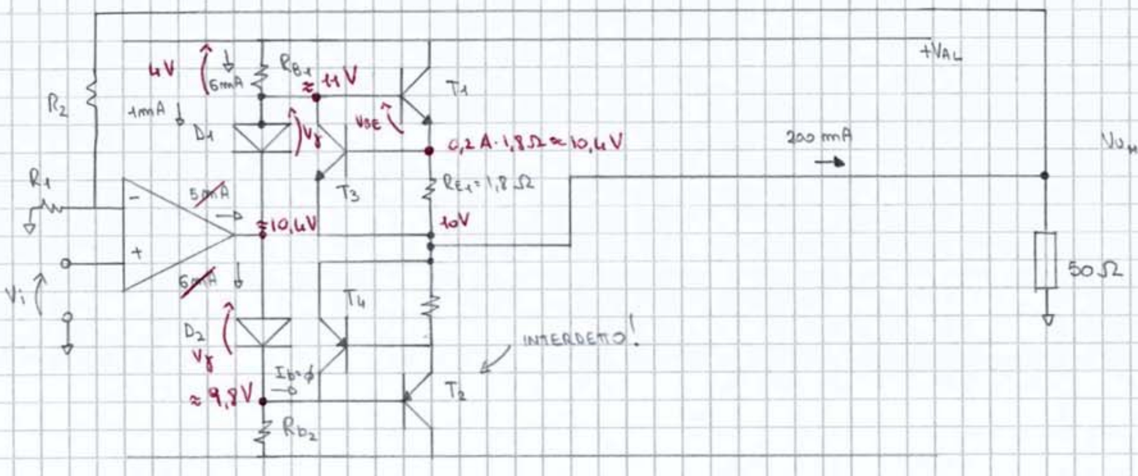
Parte, purchè minima di I_1 deve accendere il diodo ⟹ metto I_1 allora = 6 mA

LEZIONE 11

15/10/2015

PROGETTO DI UN AMPLIFICATORE DI POTENZA

.. continuando con il progetto dello stadio di potenza:



Dobbiamo dimensionare R_{B_1} e R_{B_2}:

Avendo messo R_{B_1} e R_{B_2} al posto dei generatori di corrente, → Difficile idealmente da realizzare

perciò non vale più l'ipotesi della corrente fatta prima!

$$R_{B_1} = \frac{4V}{6mA} = 666\ \Omega \rightsquigarrow \text{Scelgo } R_{B_1} = 560\ \Omega$$

Da ciò deriva che per simmetria $R_{B_2} = 560\ \Omega$

Per le considerazioni fatte sulle resistenze, ho che $-V_{AL} = -15$ V e il punto sopra R_{B_2} è a 9,8 V

↓

$$V_{RB_2} \approx 25\ V \rightsquigarrow I_{RB_2} \approx \frac{25\ V}{560\ \Omega} = 44{,}2\ mA$$

Dall'OPAMP affinché ci siano 44,2 mA devono uscire 43,2 mA, il che è impossibile per un LM741 come dice il datasheet.

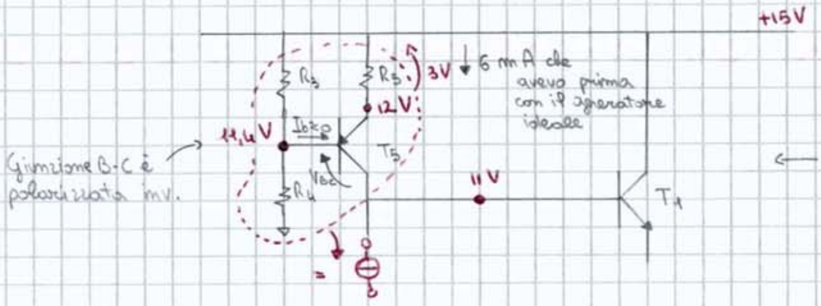
(I) * Una soluzione sarebbe di mettere al posto di T_1 e T_2 due Darlington:

Faccio guadagnare di più questi stadi perchè ho 2 transistor

anzichè uno solo per lato (T_1 e T_2)

Così facendo nelle stesse condizioni, R_{B_1} (o R_{B_2}) fa passare meno corrente!

Ⅱ * Un'altra soluzione è mettere dei generatori di corrente (NO SPECCHIO) al posto dei Darlington



La tensione sulla base di T_5 deve essere + alta della massima tensione sul collettore di T_5 perché T_5 è un PNP e io voglio che lavori in linearità!

$$R_5 = \frac{3\,V}{6\,mA} = \frac{1}{2}\,K\Omega = 500\,\Omega \approx 470\,\Omega$$

La corrente in base deve essere trascurabile in modo da non dipendere dal β del T

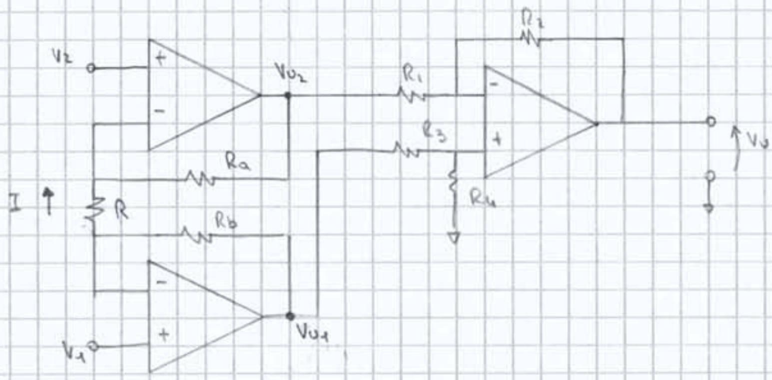
$$R_3 = \frac{3,6\,V}{1\,mA} = 3,6\,K\Omega \approx 3,3\,K\Omega$$

$$R_4 = \frac{11,4\,V}{1\,mA} = 11,4\,K\Omega \approx 12\,K\Omega$$

* $\frac{6\,mA}{\beta_{min}+1} \approx \frac{6\,mA}{100+1} = 60\,\mu A = I_{b_{T_5}}$

La corrente in R_3 deve essere ⋙ di $I_{B_{T_5}}$! Affinché essa sia trascurabile scelgo dunque $I_{R_3} = 1\,mA$

Perciò :



$$I = \frac{(V_1 - V_2)}{R}$$

tensione che si sviluppa all'ingresso dell'amplificatore → $V_{u1} - V_{u2} = \frac{V_1 - V_2}{R}(R_a + R_b + R)$

$V_U = (V_{u1} - V_{u2})\,K$

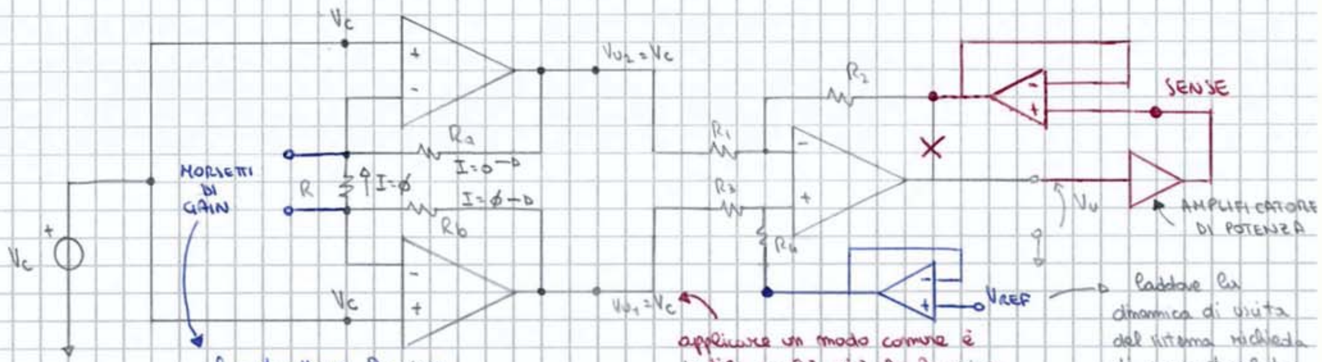
Affinché quello sia un vero differenziale devo avere una forma tipo

$= \left(\frac{V_1 - V_2}{R}\right)(R_a + R_b + R)\;K$

se cambio R cambio il guadagno dello stadio totale!

Ho esattamente ciò che voglio perché $\frac{V_u}{V_1 - V_2}$ cambia funzione di R e ho anche un ampl. da strumentazione

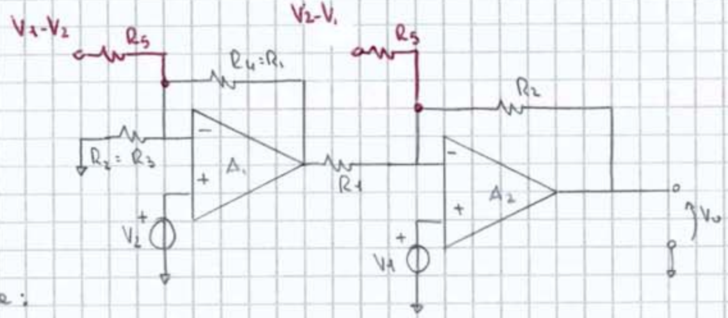
Se all'ingresso ho un segnale di modo comune, anziché differenziale?



il costruttore fornisce una tabella che dati certi valori di R dice quanto guadagnerà quello stadio totale

applicare un modo comune è inutile perché ciò che ho prima dei VF ho anche dopo

Laddove la dinamica di uscita del sistema richieda di essere traslata per poter esistere, metto un VF che trasla la caratteristica del sistema.



Uso SDE considerando (V_1-V_2) e (V_2-V_1) dei generatori di tensione:

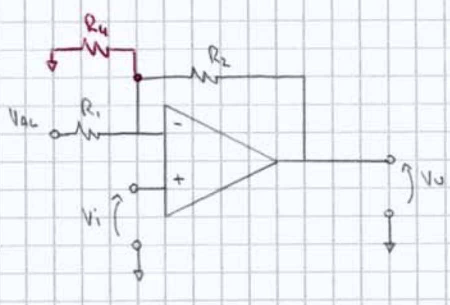
$$V_u = \underbrace{(V_1-V_2)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}_{\text{contributo senza } R_5} + \underbrace{\left(\frac{R_2}{\cancel{R_1}}\,\frac{\cancel{R_1}}{R_5}\right)(V_1-V_2)}_{\text{contributo del generatore indip. } V_1-V_2} - \underbrace{(V_2-V_1)\left(\frac{R_2}{R_5}\right)}_{\text{contributo del generatore indip } V_2-V_1}$$

$$V_u = (V_1-V_2)\left(1+\frac{R_2}{R_1}+2\,\frac{R_2}{R_5}\right) \longrightarrow$$

con R_5 aumento il guadagno dello stadio di $2\frac{R_2}{R_5}$ volte

⟿ Ora: qual è la soluzione migliore delle 2?

- Per il costo di componenti il II
- Per le prestazioni il I perché il II non riesce ad amplificare segnali di modo comune per alte frequenze (= la rotazione di fase che si ottiene attraversando A_1 e A_2 introduce instabilità)



creo un sommatore generalizzato:

$$V_u = V_i\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - V_{AL}\frac{R_2}{R_1} \quad e \quad V_{AL}\frac{R_2}{R_1} = 3{,}5\,V \quad da\ cui \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{3{,}5}{5} = 0{,}7$$

Aggiungo R_4 perché $1 + 0{,}7 = 1{,}7$ è errato! $\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$ deve essere uguale a 4:

$$V_u = V_i\left(1+\frac{R_2}{R_1 \parallel R_4}\right) - V_{AL}\frac{R_2}{R_1}$$

$$1+\frac{R_2}{R_1 \parallel R_4} = 4 \qquad \frac{R_2}{R_1 \parallel R_4} = 3 \qquad \text{- - - -} \qquad \begin{cases} R_2 = 100\,k\Omega \\ R_1 = 143\,k\Omega \\ R_4 = 43{,}2\,k\Omega \end{cases}$$

CAPITOLO 3: FILTRI ATTIVI

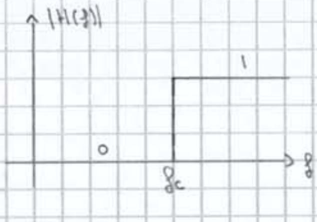
→ All'interno di esso avrò R, C e OPAMP!

①

→ FILTRO PASSA BASSO (LP)

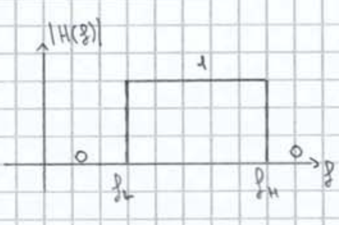
Non è realizzabile idealmente il gradino

②



→ FILTRO PASSA ALTO (HP)

③

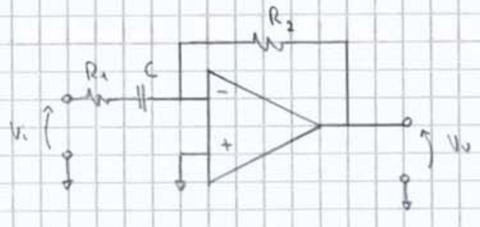


→ FILTRO PASSA BANDA (BP)

④

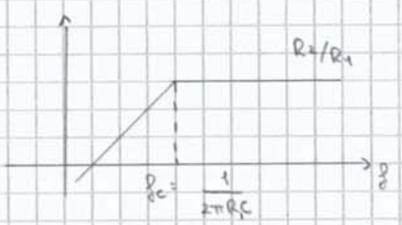
→ FILTRO ELIMINA BANDA (NOTCH)

Ⅱ FILTRO PASSA ALTO



ottenuto a partire dal derivatore

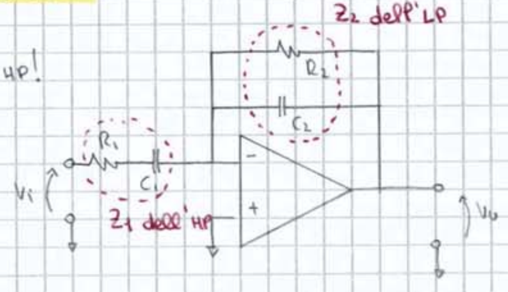
$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{sR_2C}{sR_1C+1}}$$



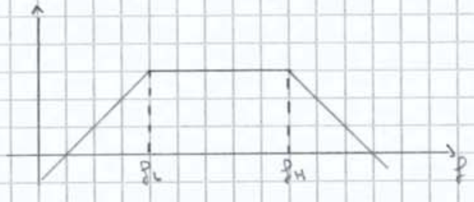
Ⅲ FILTRO PASSA BANDA

→ è di fatto del II ordine

Combino LP e HP!



$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{sR_1C}{(1+sR_2C_2)(1+sR_1C_1)}}$$



f_L e f_H sono sempre distanti → Filtro BP a banda larga!

FILTRI DEL SECONDO ORDINE

(I) PASSA-BASSO

$H_{0_{LP}}$: funzione canonica filtro LP quando il guadagno in banda passante è 0 dB

$$H_{0_{LP}} = \frac{1}{-\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + \frac{j}{Q}\frac{f}{f_0} + 1}$$

oppure anziché in $\left(j\frac{f}{f_0}\right)$ la scrivo in (s):

$$H_{0_{LP}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2}$$

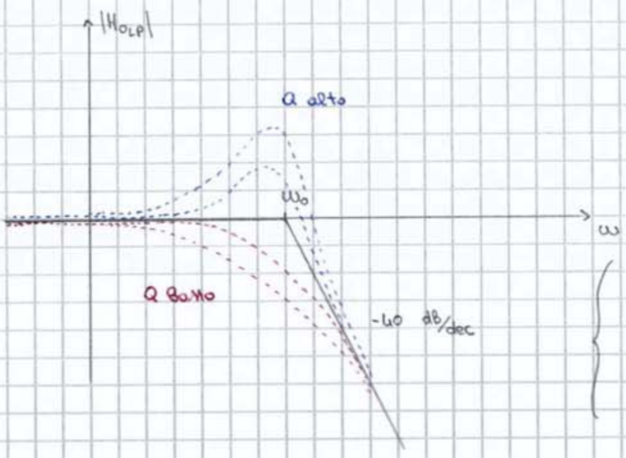
~ anche al numeratore

$$= \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \qquad \text{dove } Q = \frac{1}{2\xi}$$

Per vedere il comportamento in frequenza conviene lavorare su Fourier più che su Laplace:

$$H_{0_{LP}}(j\omega) = \frac{\omega_0^2}{-\omega^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega + \omega_0^2}$$

$$\begin{cases} \omega \to 0 & H_{0_{LP}}(j0) = 1 \rightsquigarrow 0° \text{ di rotazione di fase} \\ \omega \to \infty & H_{0_{LP}}(j\omega) = \frac{\omega_0^2}{-\omega^2} = 0 \rightsquigarrow 180° \text{ " " "} \\ \omega = \omega_0 & H_{0_{LP}}(j\omega_0) = -jQ \rightsquigarrow -90° \text{ " " "} \end{cases}$$



ω_0 = frequenza a cui la funzione ruota di 90°

(Q = FATTORE DI MERITO)

$Q = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0{,}707$ è il valore che definisce la funzione massimamente aderente agli asintoti e che non ha picchi

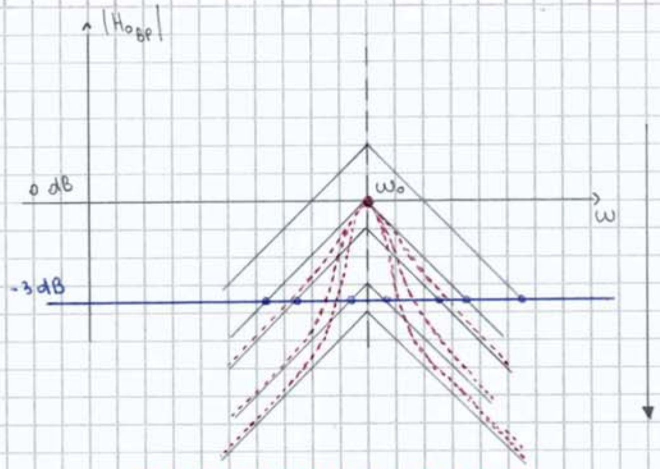
Esso definisce la funzione di Butterworth nel polinomio di II grado

$$\begin{cases} Q > \frac{\sqrt{2}}{2} & \text{picchi sì} \\ Q < \frac{\sqrt{2}}{2} & \text{picchi no} \end{cases}$$

Studi precedenti dicono che ω per cui ho il picco è:

$$\boxed{\omega_{pk} = \omega_0\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}}$$

se Q è alto allora $\omega_{pk} \simeq \omega_0$



Q cresce!

Al crescere di Q ho picchi sempre maggiori!

$$\boxed{\begin{aligned} f_L &= f_0\left(\sqrt{1+\frac{1}{4Q^2}} - \frac{1}{2Q}\right) \\ f_H &= f_0\left(\sqrt{1+\frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q}\right) \end{aligned}}$$

SONO LE FREQUENZE (UP e LOW) DI BANDA!

Nota : $\boxed{f_0 = \sqrt{f_L \cdot f_H}}$

Richiamando :

$$\boxed{\text{BW} = f_H - f_L \text{ , allora } \quad Q = \frac{f_0}{\text{BW}}}$$

Larghezza di banda!

$\longrightarrow \begin{cases} \text{Bw alta , Q basso} \\ \text{Bw basso , Q alto} \end{cases}$

Per il filtro fatto (BP) con la tipologia di ieri:

$Q_{MAX} = 0.5$

$BW = \frac{f_0}{0.5} = 2 f_0 \longrightarrow$ FILTRO BP A BANDA LARGA!

⟶ La fase del BP segue le regole di HP e LP

(IV) ELIMINA BANDA

$$H_{0_N} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

$H_{0_N} = H_{0_{LP}} + H_{0_{HP}}$ ⟶ un filtro NOTCH si ottiene dalla somma di un LP e di un HP, oppure togliendo all'unità un BP

$H_{0_N} = 1 - H_{0_{BP}}$

$\omega = \omega_0 \qquad H_{0_N} \to -\infty$ (in uscita non trovo la ω_0 ⟶ si elimina una banda nell'intorno di ω_0)

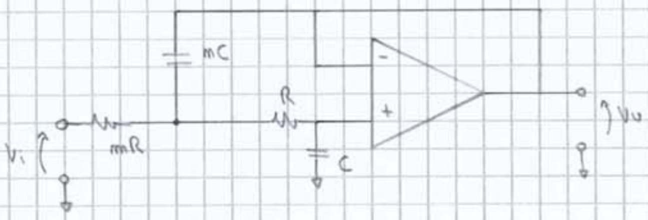
Cambio nomi:

$R_1 = mR$

$R_3 = R$ in modo che m ed n diventino i

$C_4 = C$ rapporti rispettivamente tra le R e i C

$C_2 = nC$



da cui: $$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{s^2 m n R^2C^2 + sRC(m+1) + 1}}$$ SALLEN-KEY PASSA BASSO

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \longrightarrow \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{1}{Q\omega_0}s + 1}$$

perciò:

- $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{m \cdot n \cdot R^2C^2}}$ $\qquad f_0 = \frac{1}{2\pi}\omega_0$
- $\frac{1}{Q\omega_0} = RC(m+1)$
- $Q = \frac{\sqrt{mn}}{(m+1)}$

Sapendo dunque le specifiche e sapendo ω_0 e Q come espressione analitiche progetto il filtro.

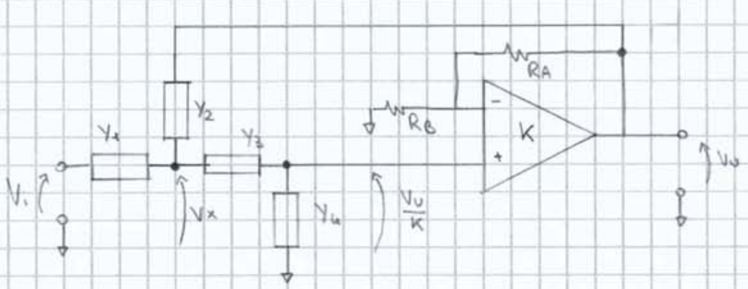
Questo filtro va bene?

- Compattezza sì
- Non è estremamente preciso perché f_0 e Q sono interdipendenti causa la presenza di m e di n in ambedue le espressioni. Dovrò dunque mettere 2 potenziometri (uno per m e uno per n). Ma se cambio m e n vuol dire che cambio i rapporti, da cui ω_0 e Q → CASINO!

ALTRI PRECISI DI SALLEN-KEY = NO!

II CELLA KRC

Partendo da Sallen-Key metto un amplificatore di K-volte dopo la cella Sallen-Key



Chiamando $K = 1 + \frac{R_A}{R_B}$, faccio l'eq. al nodo:

$$\begin{cases} (V_i - V_x) Y_1 = (V_x - V_u) Y_2 + \left(V_x - \frac{V_u}{K}\right) Y_3 \\ \left(V_x - \frac{V_u}{K}\right) Y_3 = \frac{V_u}{K} Y_4 \end{cases}$$

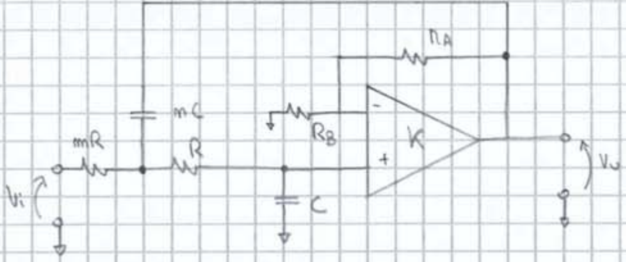
da cui:

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{K Y_1 Y_3}{Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_1 Y_3 + (1-K) Y_2 Y_3}}$$

GENERICA ESPRESSIONE KRC

① PASSA BASSO

Con le stesse scelte per la Sallen-Key:



- $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{m n R^2 C^2}}$
- $Q = \frac{\sqrt{mn}}{m + 1 + (1-K) mn}$

Con questo filtro miglioro Sallen-Key perché ω_0 e Q ora hanno K di ≠!

Uso m, n e taro ω_0 e poi uso K per tarare Q

Se uso $m = 1$ e $n = 1$:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad e \quad Q = \frac{1}{3-K}$$

Bella!

Meno bella:

IMP

$K = 3 \div 9$!

- $K \neq 3$ sennò $Q \rightarrow \infty$
- se Q è oltre un certo valore devo avere R troppo precise per tarare tutto

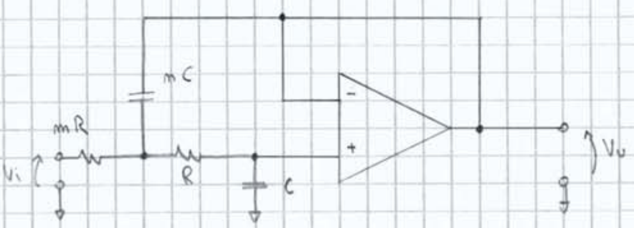
LEZIONE 15

22/10/2015

· PROGETTO SALLEN-KEY LP
· CELLE A GUADAGNO INFINITO (MULTIPLE FEEDBACK)

Sallen-Key è sfavorevole perché f_0 (o ω_0) e Q sono interdipendenti:

Voglio: S-K LP con $f_0 = 2\,KHz$ e $Q = 2$



$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{mn\,R^2C^2}}$$

Poichè di C ne ho pochi parto da questi e poi fisso le resistenze aggiungendo e aggiustando le cose:

per iniziare una vale l'altra

Inizio: prendo $m = 1$ (R uguali di valore casuale $22\,K\Omega$)

$Z_{IN} \geq mR$ (vedi prove con C e nC CC e CA)

C vanno nell'ordine $100\,pF \div 220\,nF$

Ottengo: $C = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{n}\,R\,f_0}$ e $Q = \dfrac{\sqrt{n}}{2}$ che usando Q mi da n che

sostituisco nell'espressione di C:

$$2 = \frac{\sqrt{n}}{2} \rightsquigarrow n = 16$$

$$C = \frac{1}{8\pi R f_0} = 906\,pF \overset{E12}{\rightsquigarrow} 1\,nF$$

si tende ad approssimare per eccesso tutto

ricavo pertanto il condensatore due (nC):

$$nC = 16 \cdot 1\,nF = 16\,nF \overset{E12}{\rightsquigarrow} 18\,nF$$

Deduco che ora n è passato a $\underline{\underline{18}}$!

Reimposto il sistema:

$$n = 18 \rightsquigarrow Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} = 2 \qquad Q(m+1) = \sqrt{mn} \qquad Q^2(m^2+1) = mn$$

e risolvendo l'equazione trovo:

$$\boxed{m^2 - \left(\frac{n}{Q^2} - 2\right)m + 1 = 0}$$

(I) PASSA BANDA MF

$$\begin{cases} \text{numeratore in } k's \\ \text{denominatore } s^2+k's+k'' \end{cases}$$

$$H_{o_{BP}} = \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

Normalmente si sceglie Y_3 come C per avere Y_1 come R in IN.

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad e \quad Y_3 = sC_3$$

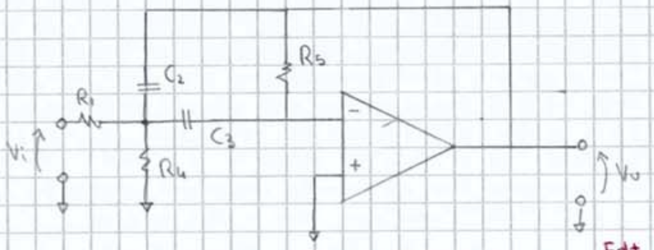
Da cui:

$$Y_2 = sC_2 \quad , \quad Y_5 = \frac{1}{R_5} \quad e \quad Y_4 \, ?$$

* Posso anche sceglierlo nullo perché non ha importanti riscontri

Eliminandolo aumento la difficoltà di progetto talvolta.

se lascio $Y_4 = \frac{1}{R_4}$:



Fdt PASSA BANDA MF

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{sC_3R_4R_5}{s^2C_2C_3R_1R_4R_5 + sR_1R_4(C_2+C_3) + R_1 + R_4}}$$

$$\boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2C_3(R_1 /\!/ R_4)R_5}}} \qquad \boxed{Q = \frac{\sqrt{C_2C_3(R_1 /\!/ R_4)R_5}}{R_1 /\!/ R_4 (C_2+C_3)}}$$

$$\boxed{H_0 = \frac{C_3}{(C_2+C_3)} \cdot \frac{R_5}{R_1}}$$

Agevola perché nella catena di montaggio, averli vicini è sinonimo di avere meno tolleranze

Se $R_4 = \infty$ e $C_2 = C_3$:

$$\boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_5R_1}}} \qquad \boxed{Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_5}{R_1}}} \qquad \boxed{H_0 = \frac{1}{2} \frac{R_5}{R_1}}$$

A ≠ di SK dipende solo da C

non dipende da C ma H_0 e Q sono interdipendenti $H_0 = 2Q^2$. Avendo Q elevato la dinamica di IN è notevolmente ridotta.

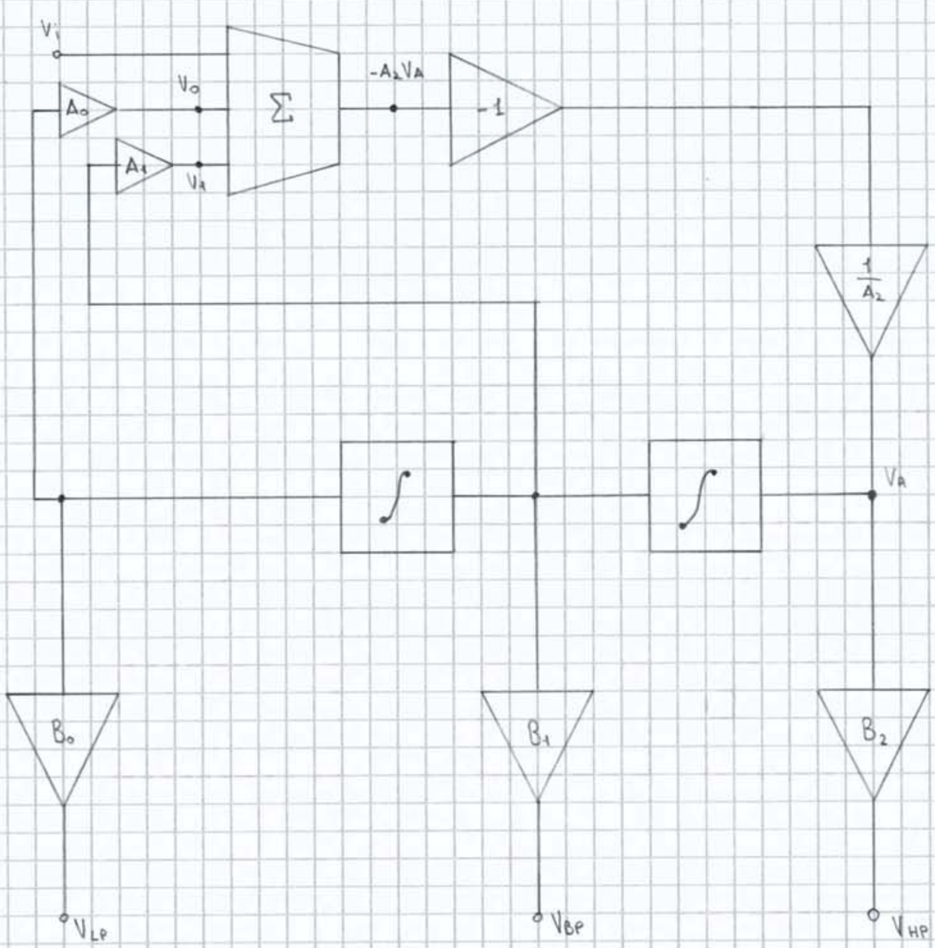
OTTIMO! ← Introducendo R_4 creo un partitore in ingresso e attenuo il guadagno in banda

LEZIONE 16

26/10/2015

· CELLA A VARIABILI DI STATO e DI TOW THOMAS
· RISPOSTA IN FREQUENZA FILTRI BESSEL, BUTTERWORTH, CHEBYSHEV ED ELLITICI

CELLE CON OPERAZIONALI MULTIPLI O A VARIABILI DI STATO



$-A_2V_A = V_i + V_0 + V_1$, $V_1 = \frac{V_A}{s} \cdot A_1$, $V_0 = \frac{V_A}{s^2} \cdot A_0$

* nel dominio di $\mathcal{L}$ integrazione è uguale a dividere per "s"

$$\rightsquigarrow -V_i = A_2V_A + A_1\frac{V_A}{s} + A_0\frac{V_A}{s^2}$$

$$-V_i = \frac{s^2A_2V_A + sA_1V_A + A_0V_A}{s^2}$$

$$\frac{V_A}{V_i} = -\frac{s^2}{A_2s^2 + A_1s + A_0}$$

$$V_{HP} = -\frac{B_2s^2}{A_2s^2 + A_1s + A_0}$$

$$V_{BP} = -\frac{B_1s}{A_2s^2 + A_1s + A_0}$$

$$V_{LP} = -\frac{B_0}{A_2s^2 + A_1s + A_0}$$

→ il circuito genera 3 uscite, HP, LP e BP.
Poichè il den. è uguale per tutti e 3 so che Q e f_0 sono uguali

Che vantaggi ha creare filtri del II ordine con 3 OPAMP e 9 comp. passivi anziché farli con un solo OPAMP?

- Esistono i blocchetti con i circuiti integrati in cui ci sono già i condensatori e gli OPAMP e le R. Perciò è più semplice realizzare questi filtri.
- Inoltre sommando $V_{o_{HP}}$ e $V_{o_{LP}}$ creo il filtro elimina banda a gratis

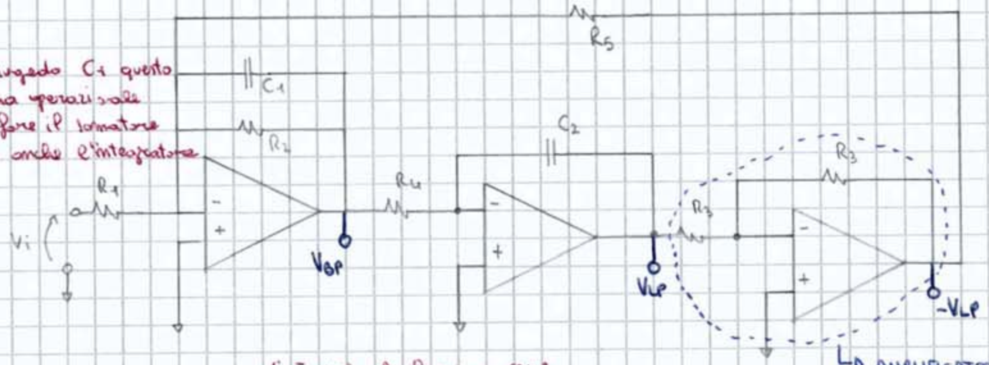
CELLA BIQUADRATICA

Altrimenti detta filtro risonante o di Tow-Thomas

Poiché il filtro HP è poco usato questa cella mira ad eliminarlo dal circuito tipo.

Però, visto che non so creare un integratore non invertente ideale, aggiungo un OPAMP comunque.

Usando le capacità commutate (int. inv = int. non inv) ottengo il vero vantaggio di questa cella; altrimenti per volere togliere un OPAMP ne avrei comunque aggiunto uno.

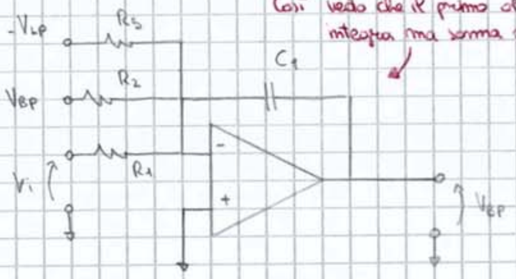


aggiungendo C1 questo primo operazionale fa fare il sommatore ma anche l'integratore

se C1 è un c.a. ho il mio sommatore, mentre se c'è ho l'integratore con le perdite!

↳ AMPLIFICATORE atto a invertire la polarità di V_{LP} → $-\frac{R_3}{R_3} = -1 = K$

Così vedo che il primo OPAMP integra ma somma anche



$$\begin{cases} V_{BP} = -\frac{1}{sR_1C_1}V_i + \frac{1}{sR_5C_1}V_{LP} - \frac{1}{sR_2C_4}V_{BP} \\ V_{LP} = -\frac{1}{sR_4C_2}V_{BP} \end{cases}$$

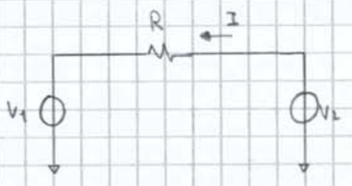
$$V_{BP} = -\frac{1}{sR_1C_1}V_i - \frac{1}{s^2R_4R_5C_1C_2}V_{BP} - \frac{1}{sR_2C_1}V_{BP}$$

$$\boxed{\frac{V_{BP}}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{s\left(\frac{R_4R_5C_2}{R_2}\right)}{s^2\left(R_4R_5C_1C_2\right) + s\left(\frac{R_4R_5C_2}{R_2}\right) + 1}}$$

(IV) FILTRO ELLITICO

Banda passante	Banda attenuata
· Modulo ondulato	· Modulo ondulato

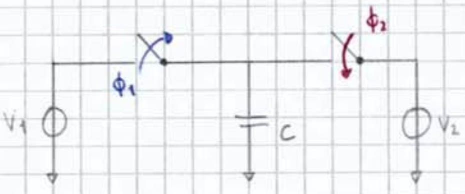
FILTRI A CAPACITÀ COMMUTATE



$$I = \frac{V_2 - V_1}{R}$$

Vorrei realizzare questo circuito con uno + complicato:

se uno ↗ l'altro ↘ !!



i 2 interruttori lavorano in opposizione di fase. Generalmente si vuole avere $\phi_1 \neq \phi_2$ in modo che non ci siano sovrapposizioni di fase, perciò ϕ_1 e ϕ_2 vengono generate dallo stesso segnale.

NON OVERLAPPING
2-PHASE CLOCK

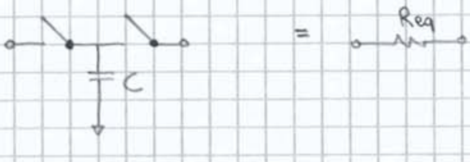
Il condensatore immagazzina carica:

$Q_1 = CV_1$ (chiuso su V_1) $\qquad Q_2 = CV_2$ (chiuso su V_2) $\qquad \Delta Q = C\,\Delta V = C\,(V_2 - V_1)$

Se switcho continuamente questi interruttori ho continuamente trasferimento di carica! Tale trasferimento a pacchetti di carica, a opportune frequenze, è assimilabile con una carica continua ⇝ corrente!

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{C\,\Delta V}{\Delta t} = C\,(V_2 - V_1)\,f_{clock} \qquad \text{dove} \quad f_{clock} = \frac{1}{\Delta t}$$

Dunque il pacchetto:



Eguagliando le due espressioni deduco che $\boxed{R_{eq} = \frac{1}{C \cdot f_{CLK}}}$ → resistenza PROGRAMMABILE funzione della frequenza ↓ INTERESSANTE!

Passando da un sistema continuo a uno campionato, devo sottostare alle leggi di tale modo:

io so ricostruire il circuito se questo ha banda limitata:

$$F_s \geq 2B$$

(il mio passa basso con f_{clock} = 100 kHz funziona per segnali fino a 50 kHz)

se mando una frequenza superiore succedono cose strane, quali ribaltamenti speculari, detto sottocampionamento, che fa sì che mi ritrovo:

esempio: se mando una sinusoide a 99 KHz (1 KHz meno di f_{CLK}) a 1 V_{pp}, in uscita vedo un segnale a 1 KHz a 1 V_{pp}, come IN!

→ Tutto ciò che sta sopra la frequenza di Neiquist viene ribaltato in modo speculare → <u>SOTTOCAMPIONAMENTO</u>!

INP { Cioè da 0 a 50 KHz è come da 50 a 100 KHz ma ribaltato al contrario!

metà di Fs

$$F_N = \frac{F_s}{2}$$

INTEGRATORE NON INVERTENTE

come ottenere l'integratore non invertente

Avendo invertito le fasi della II coppia con cui si chiudono gli switches, ho cambiato il verso di amplificazione: integratore non invertente!

Chiudo S_1 e S_4 e apro gli altri:

Carico C_1 con tensione V_i. In più a sx avrò V_i, a dx ø V.

Chiudo S_2 e S_3 e apro gli altri:

C_1 durante la fase Φ_1 si era caricato con tensione V_i $\overset{V_i}{\curvearrowleft}$ o–||–o.
Durante Φ_2, per scaricarlo, devo iniettare una corrente che scorre su C_2 in questo verso (←): tipico di un NON invertente perché data V_i avrò un'uscita che amplifica positivamente V_i

Prima che l'operazionale si accorga dello switch il lato dx di C_1 è a $-V_i$. Perciò l'OPAMP creerà una corrente per far sì che il morsetto - sia allo stesso potenziale del + (ø V)

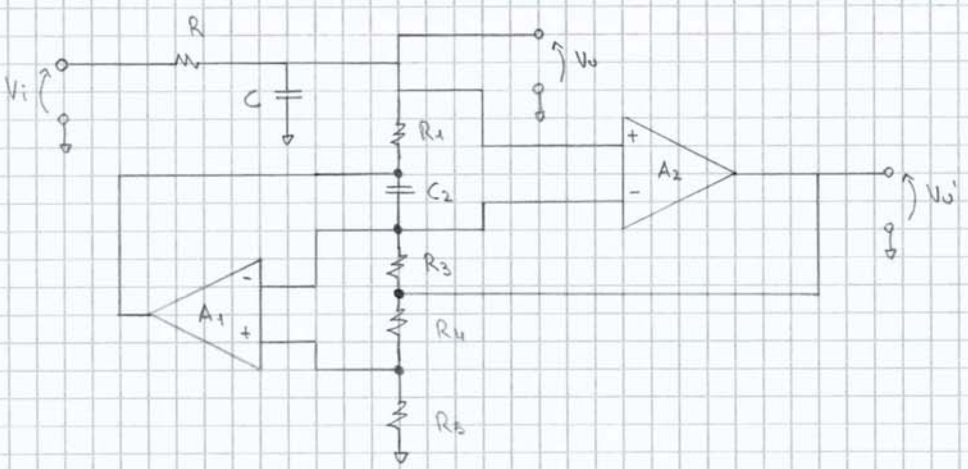
NB Con le capacità commutate è facilissimo creare integratori inv e non, semplicemente scambiando la fase di un deviatore. Ecco il vantaggio della cella biquadratica.

NB:
- Essendo che gli switch sono MOS (che vedremo in zona ohmica), essi sono assimilabili con delle resistenze. Pertanto dovrò aspettare che il C_1 si carichi o scarichi prima di cambiare gli interruttori. La R introduce un ritardo di cui devo tenere conto!
- Allo stesso modo non posso tenere per troppo tempo chiusi i miei interruttori perché ad esempio S_2 e S_3 servono per far passare la corrente di Bias che passando su C_1 lo carica

Da queste due note segue che

$$100\ Hz < f_{CLK} < \text{decine di MHz}$$

e il segnale almeno una decade in meno della f_{CLK}



È da notare che V_u è analoga a quella del filtro a comp. passivi, cioè non è bassa impedenza

In questo caso si può notare che l'uscita indicata V_u' è in relazione con V_u:

$$\boxed{V_u' = V_u\left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)}$$

Se poi, al posto di Z_1 e Z_5 metto dei condensatori e il resto lascio resistenze, ottengo una impedenza Z_{IN}:

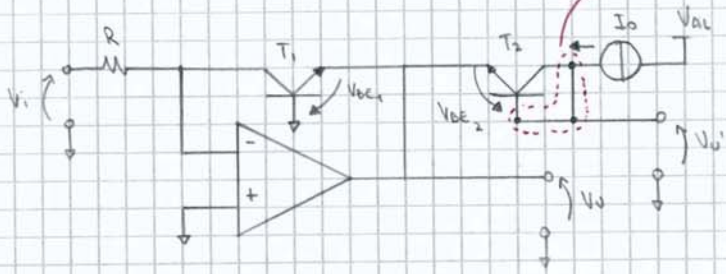
$$\boxed{Z_{IN} = \frac{R_3}{s^2 R_4 C_1 C_5 R_2}}$$

in frequenza $s^2 = (j\omega)^2 = -\omega^2$.

È un'impedenza reale, negativa e che ha dipendenza quadratica da ω.

FDNR: Frequency dipendent negative resistor

II Elimino T



questo cortocircuito fra emettitore e base serve per avere effettivamente un diodo da T_2, quindi non posso mettere la base a GND come in T_1

$$V_U' = V_U + V_{BE_2} = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_{S_1}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_{S_2}}\right)$$

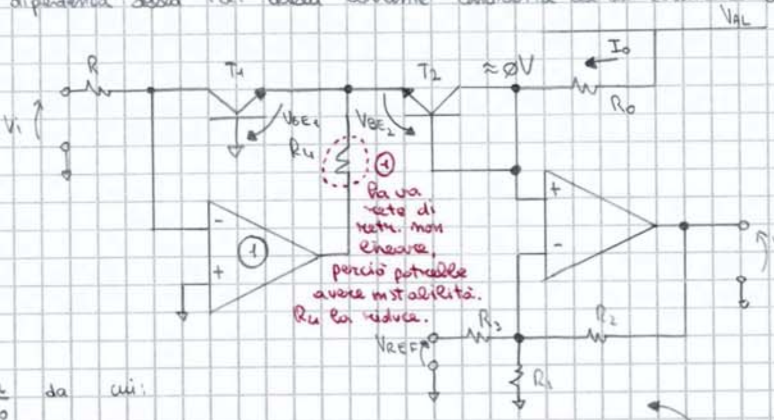
$$= -V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_2}}{I_0}\right)$$

se T_1 e T_2 sono in stesse condizioni e uguali $I_{S_2} = I_{S_1}$:

$$\boxed{V_U' = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_0}\right)}$$

non dipende + fortemente da T!

Al fine di avere una corrente NON ideale, metto una R e inoltre aggiungo un OPAMP non invertente a fondo schema al fine di evitare che su V_U' ci sia alta impedenza e quindi avere una dipendenza della FdT dalla corrente assorbita da un eventuale carico:



① la va rete di retr. non lineare, perciò potrebbe avere instabilità. R_4 la riduce.

$I_0 = \frac{V_{AL}}{R_0}$ da cui:

$$\boxed{V_U = -V_T\left(1 + \frac{R_2}{R_1 // R_3}\right) \cdot \ln\left(\frac{V_i R_0}{R V_{AL}}\right) - V_{REF}\left(\frac{R_2}{R_3}\right)}$$

la tensione sul collettore di T_2 non sarà troppo variabile perché sarà circa $-V_{BE_1} + V_{BE_2} \approx 0$! Ai capi di R_0 cadrà praticamente sempre V_{AL}

Con V_{REF} ed R_3 posso traslare la caratteristica

Inoltre la corrente passa in R la fornisce anche l'uscita dell'operazionale, quindi non voglio che I_R superi la $I_{OUT_{MAX}}$ dell'operazionale!

$I_{OUT} = I + I_o$ e $I_{MAX} = \frac{V_{iMAX}}{R}$, perciò:

$I_{u_{MAX}} < 5\ mA$ da cui $I_{MAX} + I_o < 5\ mA$

$\frac{V_{iMAX}}{2k\Omega}$ (primo esercizio)

inoltre $I_o \approx \frac{1}{10} I_{MAX}$

$V_u' = - V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_o}\right)$

$\frac{1V}{R I_o} = 1 \to I_o = \frac{1V}{R}$ e $I_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{R} = \frac{10}{R}$

da cui $\frac{I_o}{I_{MAX}} = \frac{1}{10}$

$1{,}1\, I_{MAX} < 5\ mA$

$I_{MAX} < 4{,}5\ mA$

$\frac{V_{iMAX}}{R} < 4{,}5\ mA$

$R > 2{,}2\ K\Omega$

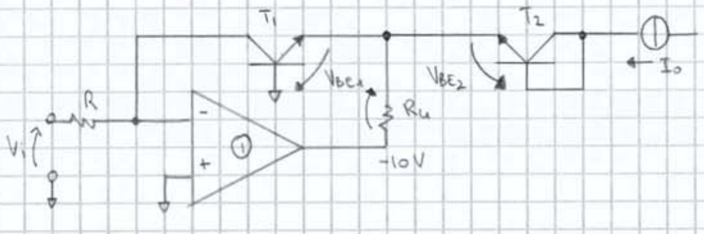
$2{,}2\ k\Omega < R \ll 167\ K\Omega$

Scelgo $R = 15\ k\Omega$:

$I_o = \frac{1V}{15k\Omega} = 67\ \mu A$

$I_o = \frac{V_{AL}}{R_o}$ $R_o = \frac{V_{AL}}{I_o} = \frac{15V}{67\ \mu A} = 225\ k\Omega \approx 220\ K\Omega$

Ora dimensioniamo R_u:



l'uscita dell'operazionale ① è sempre negativa:

in un LM741 abbiamo detto che la $V_{u_{MAX}}$ limitando la $I_{OUT_{MAX}}$ era di $-10V$.

Perciò su R_u cadono $V_{BE1} - (-10V) \approx 9V$.

Avremo di fatto 9 V quando:

$I_{MAX} = \frac{10\ V}{15 k\Omega} = \frac{2}{3}\ mA$ $I_o =$ costante $= 67\ \mu A$

$I_{OUT_{MAX}} = I_{R_{u_{MAX}}} = 0{,}67\ mA + 67\ \mu A$

$R_u \cdot I_{R_{MAX}} < 9V$

$R_u < \frac{9V}{0{,}74\ mA} = 12{,}3\ K\Omega \rightsquigarrow R_u = 10\ K\Omega$

LEZIONE 18

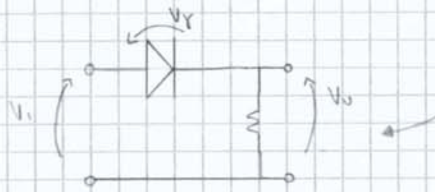
29/10/2015

- **DIODO IDEALE**
- **RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA + TRASL. CARATTERISTICA**

RADDRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA (DIODO IDEALE)

l'obiettivo è quello di riprodurre in uscita, amplificato e invertito, il segnale presente all'ingresso Vi se esso è positivo, mentre uscita nulla per Vi < 0. Di fatto elimina la parte negativa di Vi!

Volendo raddrizzare un segnale con un diodo:



Raddrizzatore

NON CONFONDERE questo circuito con quelli di potenza. Analizzeremo un circuito che ha soli usi nell'ambito delle misure e che non utilizza alte tensioni e correnti!

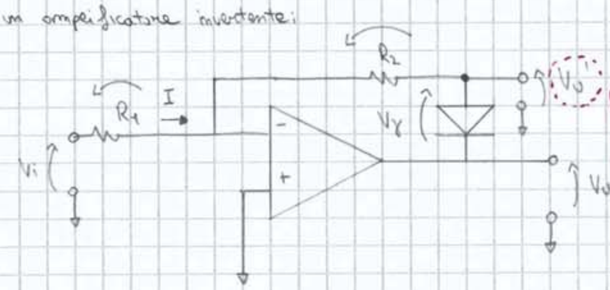
$V_u = V_i - V_\gamma$ se $V_i > V_\gamma$

e se $V_\gamma = 0$?

Voglio qualcosa che sia INDIPENDENTE da V_γ!

Partiamo da un amplificatore invertente:

CIRCUITO DIODO IDEALE

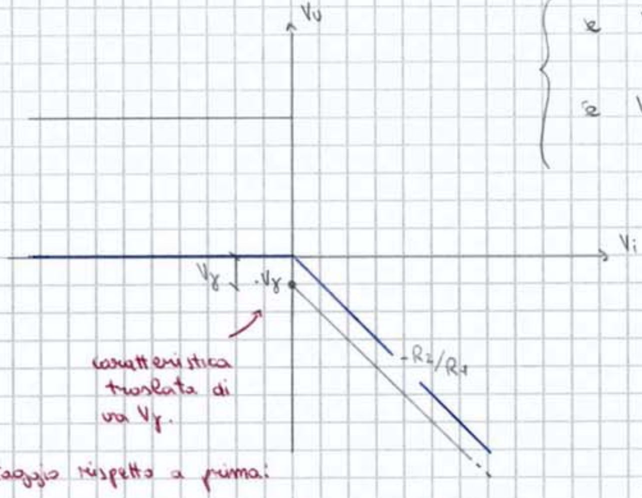


prendiamo questa uscita perché quella sotto darebbe problemi se presa Ri!

$I = \frac{V_i}{R_1}$

se $V_i > 0$ $I \neq 0$ e scorre nel verso indicato

se $V_i < 0$ $I = \phi$ perché non può scorrere corrente nel diodo polarizzato inversamente



caratteristica traslata di un V_γ.

$$\begin{cases} V_i > 0 & V_u = -\frac{R_2}{R_1} V_i - V_\gamma \\ V_i < 0 & V_u = 10\ V = V_{out_{MAX}} \end{cases}$$

Vantaggio rispetto a prima:

funziona per $V_i > V_\gamma$, ma ho un offset di V_γ!

se il diodo non fa passare corrente il sistema non è retroazionato e ho $V_u = V_{out_{MAX}}$ dell'operazionale (da datasheet 10 V)

Volevamo ottenere un raddrizzatore come quello BLU!

Come fare?

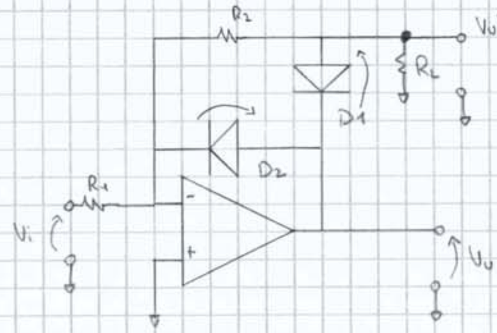
Unico problema di questo circuito: IMPEDENZA DI USCITA

Se guardo Z_{out} con $V_i<0$, se $V_u'<0$ (D_1 non conduce) $\rightarrow Z_{out}=R_2$

, se $V_u'>0$ (D_1 conduce) $\rightarrow Z_{out}$ viene abbattuta

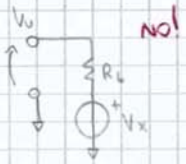
Se però io collego un carico all'uscita, è accettabile:

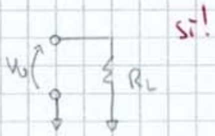
- se $V_u' \neq 0$ tutto va bene
- se $V_u' = \phi$ perché $V_i<0$ funziona ancora perché da ambo le parti ho ϕV



se V_u è $\neq 0$ tutto funziona bene

se V_u è zero tutto va bene se R_L è messa a massa, perché se così non è il carico, e quindi V_u, risente in qualche modo della tensione V_x da me applicata su R_L:

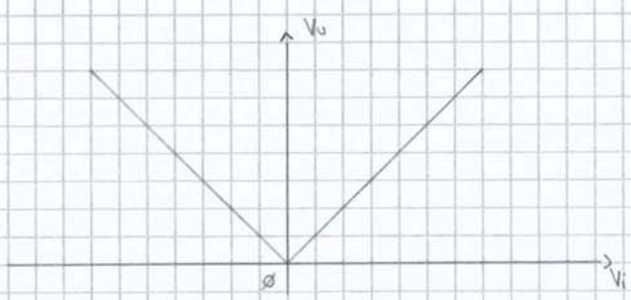




NB: se inverto i versi di D_1 e D_2 ottengo un raddrizzatore della sola semionda negativa e annullamento della positiva

RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA (modulo dell'ingresso)

Fa il modulo di entrambe le semionde



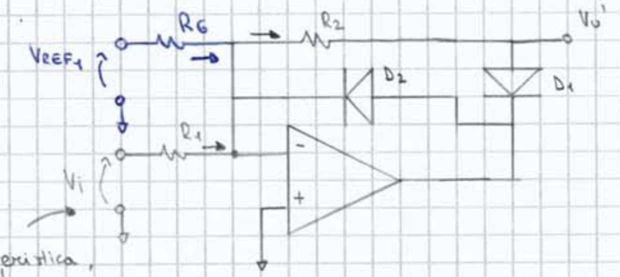
- $V_i>0\,V$ $V_u=V_i$
- $V_i<0\,V$ $V_u=-V_i$

Non metto in cascata due singole semionde raddrizzate! Non conviene!

RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA (solo asse orizzontale)

traslazione lungo l'orizzontale il punto angoloso

la ≠ è che traslo il punto angoloso dall'origine ad una sola $x \neq \phi$



non aggiungo tensioni sul morsetto + perché modificherei la caratteristica, perciò agisco sul -!

punto in cui la corrente in R1 e in R6 si equilibrano!

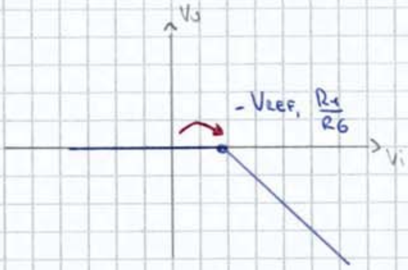
così facendo cambio le condizioni per cui in R2 passa corrente, cioè quando ha il verso indicato (valore positivo).

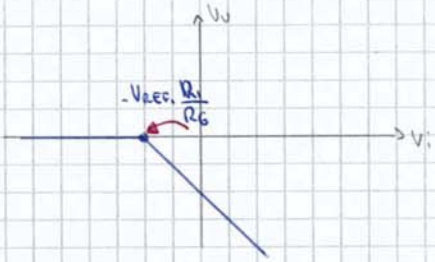
$\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_{REF1}}{V_6} = \phi$ determiniamo V_A = tensione angolosa

$$V_A = -\frac{V_{REF1}}{R_6} R_1$$

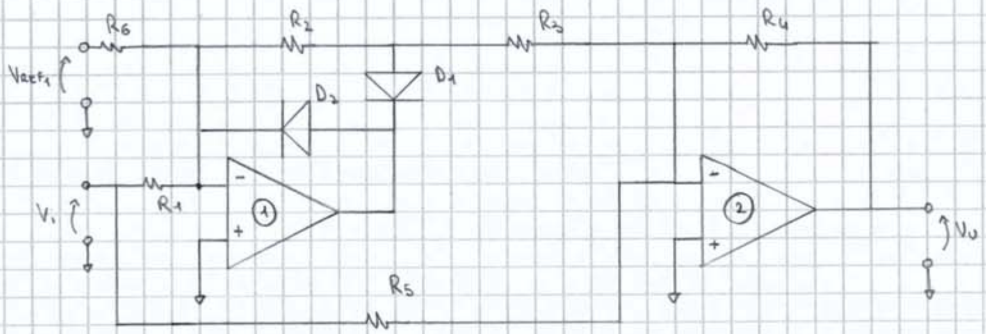
se voglio spostare a dx il punto $V_A > 0$ $V_{REF1} < 0$

" " " " sx " " $V_A < 0$ $V_{REF1} > 0$





RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA GENERALIZZATO (asse anche verticale)



Cosa succede ora al circuito?

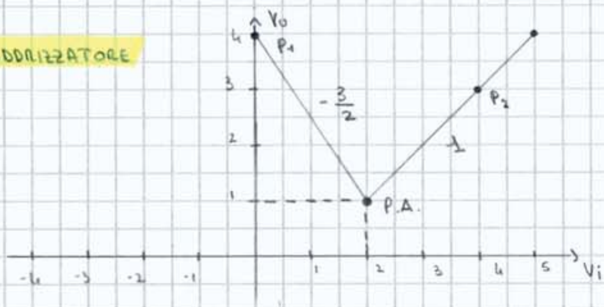
LEZIONE 19

· COMPARATORI DI SOGLIA SENZA e CON ISTERESI

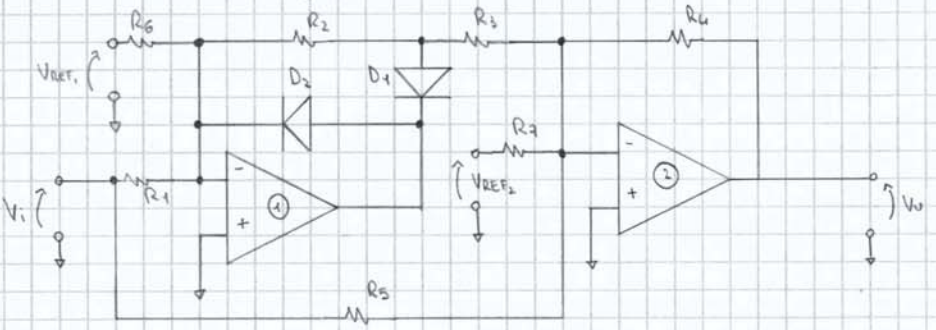
2/11/2015

· EFFETTI DEL RUMORE

ESEMPIO PROGETTO RADDRIZZATORE



Realizzare un raddrizzatore di s generalizzato che realizzi questa Fdt:



Pendenze: utili per dimensionare le R

$$\angle V_u^- = -\frac{R_4}{R_5} = \frac{1-4}{2-0} = \frac{3}{2}$$

$$\begin{cases} V_i < V_A & \angle \underline{V_u^-} = -\frac{R_4}{R_5} = -\frac{3}{2} \rightsquigarrow \frac{R_4}{R_5} = \frac{3}{2} \\ V_i > V_A & \angle \underline{V_u^+} = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{R_4}{R_5} = 1 \rightsquigarrow \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = \frac{5}{2} \end{cases}$$

$$\angle V_u^+ = \frac{4-1}{5-2} = 1$$

Abbiamo ora 3 scelte:

- guadagna tutto il diodo e il resto 1
- " " " resto e il diodo 1
- scelta intermedia

I scelta:

se $V_i = 5\,V \rightsquigarrow V_u = 4V$

il diodo da solo guadagna $\frac{5}{2} \rightsquigarrow V_{u_1} = -\frac{25}{2}$ potremmo essere fuori dinamica OUT

se $V_i = 6V \rightsquigarrow$

$V_{u_1} = \frac{30}{2}$ sono fuori dalla dinamica di OUT di sicuro

Fare guadagnare tutto all' OPAMP 1 è poco conveniente!

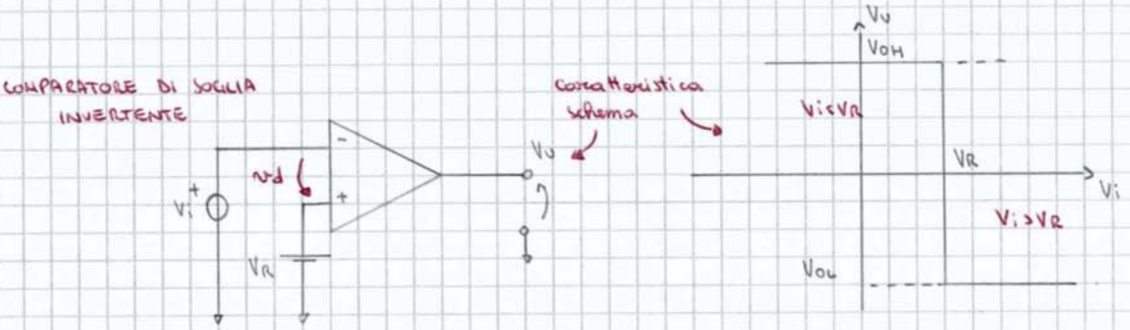
CAPITOLO 5: AMPLIFICATORE OPERAZIONALE FUORI LINEARITÀ

Fuori linearità l'OPAMP è utilizzabile ma non valgono più le equazioni su correnti ($i^- = i^+ = 0$) e tensioni ($v_d = 0$).

Fuori linearità esso non si comporta più da amplificatore, ma, non essendo reazionato negativamente, si chiama:

"COMPARATORE DI SOGLIA"

COMPARATORE DI SOGLIA INVERTENTE



Se V_i passa dall'essere > a < di V_R (o viceversa) ci sono transitori che non permettono di avere tensioni intermedie tra V_{OH} e V_{OL}! Ovviamente c'è un transitorio nella commutazione, non è immediata!

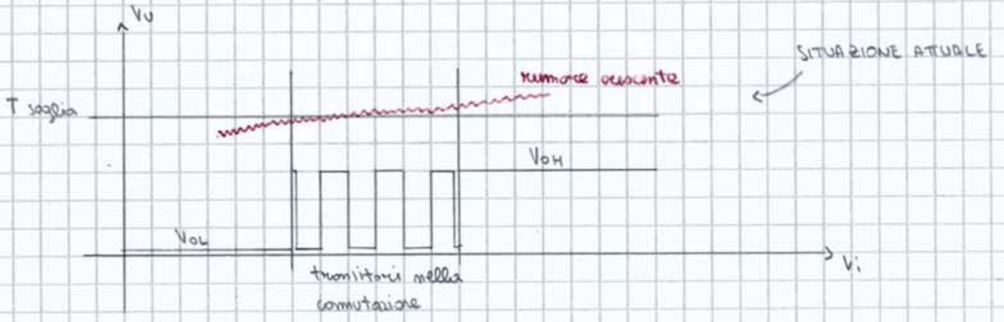
Scambiando V_i e V_R ottengo:

COMPARATORE DI SOGLIA NON INVERTENTE

Utilizzi: tanti e svariati tipo l'azionamento del riscaldamento per una certa T che viene superata

↳ È evidente che nell'intorno della T di soglia il sistema si continua ad accendere e spegnere. Questo continuo switch fa sì che il sistema si rompa perché non sostiene più le commutazioni! } soprattutto in presenza di rumori!

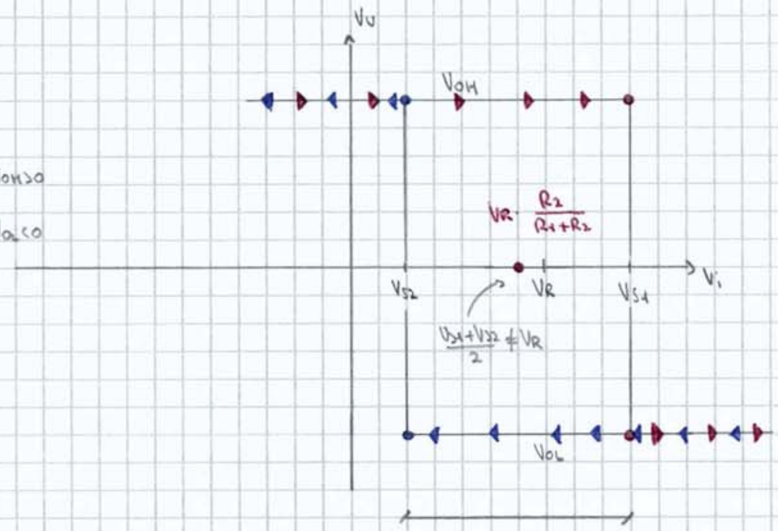
Se riesco a togliere il rumore attorno a T_{soglia} sono a posto!



Generalmente:

$V_{S1} > V_R$ perchè $V_{OH} > 0$

$V_{S2} < V_R$ " $V_{OL} < 0$



zona a transitori

per $V_{S2} \leq V_i \leq V_{S1}$ $\begin{cases} V_U = V_{OH} & \text{se } V_i \text{ prima era} < V_{S2} \\ V_U = V_{OL} & \text{se } V_i \text{ dopo " } > V_{S1} \end{cases}$

$$\frac{V_{S1}+V_{S2}}{2} \neq V_R \quad !!$$

→ in molti casi avremo $V_{OH} = -V_{OL}$

$$\frac{V_{S1}+V_{S2}}{2} = V_R \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} + (V_{OH}+V_{OL}) \cdot \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

con tale condizione $(V_{OH} = -V_{OL})$:

$$\boxed{\frac{V_{S1}+V_{S2}}{2} = V_R \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}}$$

→ generalmente V_R tende a stare a dx del punto medio tra V_{S1} e V_{S2}

Ne consegue che l'ampiezza dell'isteresi:

$$\boxed{(V_{S1}-V_{S2}) = (V_{OH}-V_{OL}) \frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

→ l'ampiezza non dipende da V_R!

se $V_{OL} = -V_{OH}$ $\boxed{(V_{S1}-V_{S2}) = \frac{2 V_{OH} R_1}{R_1+R_2}}$