NUMERO: 1098 DATA: 16/09/2014

A P P U N T I

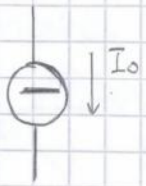
STUDENTE: Lacirignola

MATERIA: Elettronica Applicata

Prof. Sansoè

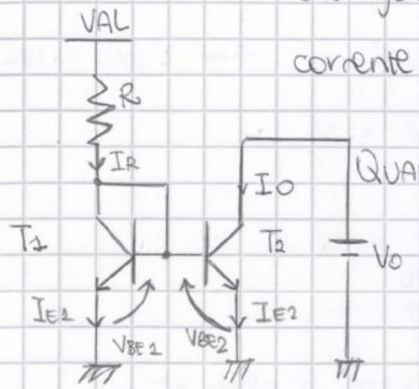
CIRCUITI DI BASE - AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

02/10/2012



Generatore di corrente usato in un dispositivo elettronico.

SPECCHIO DI CORRENTE : si parte da una corrente di riferimento I_R che scorre in una resistenza, la quale scorre nel collettore di un transistor collegato ad un secondo transistor (T_2) tale da garantire la condizione di linearità in T_2 e la corrente I_0 rimanga sempre la stessa.



QUANTO VALE I_0?

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$$

$$I_E = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$ ← approssimata, in realtà: $I_E = I_S(e^{V_{BE}/V_T} - 1)$

$I_{E1} = I_{S1} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$ (per T_1)

$I_{E2} = I_{S2} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$ (per T_2)

dove V_T è l'equivalente in tensione della temperatura e vale $V_T = \frac{KV_T}{q} = 26\,mV$

Supponendo che β_1 e β_2 siano molto alti e che, di conseguenza $I_{B1} \to 0$ e $I_{B2} \to 0$. Se le correnti di base sono trascurabili possiamo affermare che:

$I_{E1} \simeq I_R$ e $I_{E2} \simeq I_0$.

Facendo il rapporto:

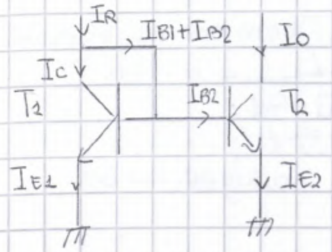
$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \boxed{\frac{I_R}{I_0} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}}$$

I_{S1} e I_{S2} dipendono dalla temperatura e dall'area di giunzione. In particolare dipendono molto dalla temperatura, raddoppiano ogni 10 K.

$$\frac{I_R}{I_0} = \frac{A_1}{A_2}$$, A_1 e A_2 aree di giunzione di T_1 e T_2

Lo specchio di corrente funziona quindi, solo se i due transistor si trovano nello stesso circuito integrato. Generalmente il rapporto tra le aree è unitario, quindi $I_R = I_0$. Inoltre, per garantire un buon funzionamento, l'impedenza di uscita deve essere sufficientemente alta.

Le correnti di base non sono mai completamente nulle, ma danno il loro contributo.



$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = \cancel{I_{B1}} + I_R - \cancel{I_{B1}} - I_{B2}$$

$$\boxed{I_{E1} = I_R - I_{B2}}$$

$$\boxed{I_{E2} = I_O + I_{B2}}$$

$$I_{E1} = I_{E2} \implies I_R - I_{B2} = I_O + I_{B2}$$

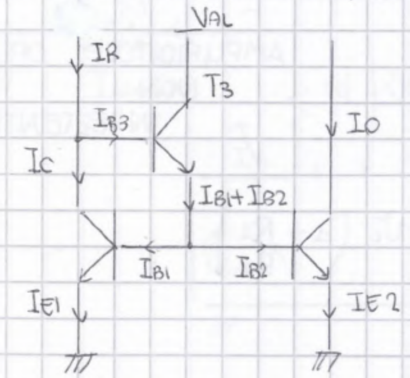
$I_R = I_O + 2I_{B2}$, ma $I_{B2} = \dfrac{I_O}{\beta_2}$, quindi:

$I_R = I_O \left(1 + \dfrac{2}{\beta_2}\right)$, quindi:

$$\boxed{I_O = \frac{I_R}{1 + 2/\beta_2}}$$

SPECCHIO DI PRECISIONE

Per ridurre la corrente, e il termine di errore, aggiungiamo un transistor: T_3



$$I_{B3} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{\beta_3 + 1}$$

molto più piccola della corrente che avrei senza il contributo di T_3.

Supponendo che $\beta_1 \cong \beta_2 \cong \beta_3 \cong \beta \ (\simeq \beta + 1)$

$I_{B3} = \dfrac{I_{B1} + I_{B2}}{\beta} \simeq \dfrac{2 I_{B1}}{\beta}$ (se i β sono uguali, lo saranno anche le correnti di base)

$$\begin{cases} I_{E1} = I_R - I_{B3} + I_{B1} \\ I_{E2} = I_O + I_{B2} \end{cases}$$

$\implies$ Uguagliando le due espressioni: SAPENDO CHE:

$$\underbrace{I_R - I_{B3}}_{I_{C1}} + I_{B1} = \underbrace{I_O}_{I_{C2}} + I_{B2} \implies \begin{cases} I_{B1} = \dfrac{I_R - I_{B3}}{\beta} \\ I_{B2} = \dfrac{I_O}{\beta} \end{cases}$$

Sostituendo:

$$I_R - I_{B3} + \frac{I_R - I_{B3}}{\beta} = I_O \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

ma $I_{B1} = I_R/\beta$

$$(I_R - I_{B3})\cancel{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} = I_O \cancel{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} \implies I_R - \frac{2 I_{B1}}{\beta} = I_O \implies \boxed{I_R \left(1 - \frac{2}{\beta^2}\right) = I_O}$$

Calcoliamo l'amplificazione:

$$v_- = v_i - v_d = v_u \beta = v_u \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_d = \frac{v_u}{A_d} \qquad \text{Quindi:} \quad v_i - \frac{v_u}{A_d} = v_u \beta$$

$$v_u \left(\beta + \frac{1}{A_d} \right) = v_i \Rightarrow \frac{v_u}{v_i} = \boxed{\frac{A_d}{1 + \beta A_d}} \longrightarrow \text{GUADAGNO}$$

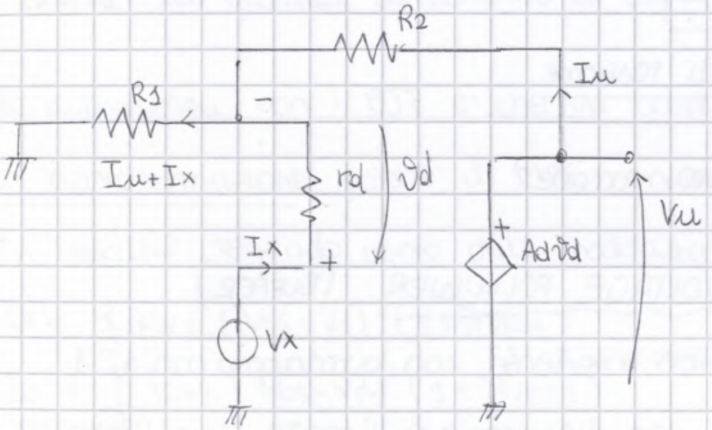
$$= \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta A_d}{1 + \beta A_d}$$

$\beta A_d = T$ = guadagno d'anello

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T}{1+T} = \frac{1}{1 + \frac{1}{T}} \cdot \frac{1}{\beta}$$

Se $T \gg 1$ non c'è molta differenza tra l'amplificatore reale e ideale.

COSA SUCCEDE SE ANCHE LA RESISTENZA D'INGRESSO r_d NON FOSSE INFINITA?



$$v_x = I_x r_d + R_1 (I_u + I_x)$$

$$v_d = r_d \cdot I_x$$

$$v_u = A_d v_d = A_d r_d I_x$$

$$v_u = I_u \cdot R_2 + R_1 (I_u + I_x)$$

$$A_d r_d I_x = I_u R_2 + R_1 (I_u + I_x)$$

$$I_u (R_1 + R_2) = I_x (A_d r_d - R_1)$$

$$I_u = I_x \frac{(A_d r_d - R_1)}{R_1 + R_2}$$

$$v_x = I_x r_d + I_x R_1 + R_1 \left(\frac{A_d r_d I_x - R_1 I_x}{R_1 + R_2} \right)$$

$$v_x = I_x r_d + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d r_d I_x + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_x$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

trascurabile

$$Z_i = \frac{V_x}{I_x} = r_d (1 + \beta A_d) + \cancel{R_1 /\!/ R_2}$$

$$\boxed{Z_i = r_d (1 + T)}$$

impedenza di ingresso dell'amplificatore in zona di saturazione di canale. Quindi:

$\underbrace{V_{DS}}_{V_D} > V_{GS} - \underbrace{V_T}_{\text{Tensione di soglia}}$

$$I_D = \frac{1}{2} K_n (V_{GS} - V_T)^2 \qquad \left(K_n = \mu C_{ox} \frac{W}{L}\right) \longleftarrow \text{VALE PER M1 E M2}$$

I_D di $M1 = I_R$

$$\begin{cases} I_R = \frac{1}{2} K_{N1} (V_{GS} - V_T)^2 \\ I_O = \frac{1}{2} K_{n2} (V_{GS} - V_T)^2 \end{cases}$$

$\frac{I_R}{I_O} = \frac{K_{N1}}{K_{N2}} \Rightarrow$ Rapporto tra le correnti $\qquad \boxed{\frac{I_O}{I_R} = \frac{K_{N2}}{K_{N1}} = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1}}$

Quindi la quantità di corrente di uscita è pari a $I_O = I_R \cdot \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1}$

La differenza con i BJT è che in questo caso <u>non abbiamo fatto alcun tipo di approssimazione</u>, poiché il MOS non assorbe corrente sul gate.

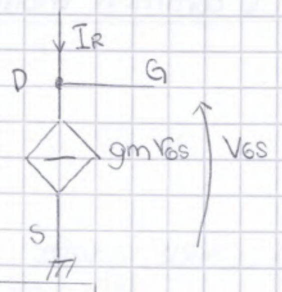
In realtà, tenendo conto della modulazione di canale:

$$I_R = \frac{1}{2} K_{N1} (V_{GS} - V_T)^2 \cancel{(1 + \lambda V_{DS1})}$$
$$I_O = \frac{1}{2} K_{N1} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS2})$$

$\Rightarrow$ NON DA' CONTRIBUTO NEL RAPPORTO I_O/I_R. (poiché si semplifica)

Il termine entra in gioco nel calcolo dell'impedenza di uscita.

Sostituzione con modello di piccolo segnale:

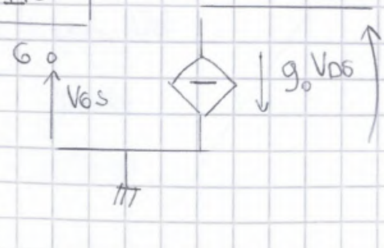


$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = K_N (V_{GS} - V_T)$$

$$g_m = \frac{2 \overbrace{K_N (V_{GS} - V_T)^2}^{I_R}}{2 (V_{GS} - V_T)} = \frac{2 I_R}{V_{GS} - V_T}$$

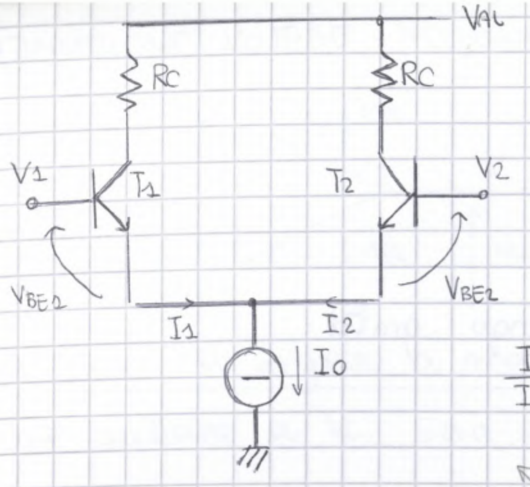
$\boxed{Z_i = \frac{V_{GS} - V_T}{2 I_R}} \longrightarrow$ IMPEDENZA DI INGRESSO

(λ entra sull'imp di OUT)



$Z_O = \frac{1}{g_o}$ dove $g_o = \frac{\partial I_O}{\partial V_{DS}}$

$g_o = \lambda \underbrace{\frac{K_N}{2} (V_{GS} - V_T)^2}_{I_O} = \lambda I_O \qquad \boxed{Z_O = \frac{1}{\lambda I_O}} \rightarrow$ USCITA



$v_d = V_{BE1} - V_{BE2}$ → tensione differenziale

$I_1 = I_{S1} \cdot e^{V_{BE1}/V_T}$

$I_2 = I_{S2} \cdot e^{V_{BE2}/V_T}$

Analogamente per lo specchio di corrente:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_{S1} \cdot e^{V_{BE1}/V_T}}{I_{S2} \cdot e^{V_{BE2}/V_T}}$$

$A_1 = A_2$ ↑ aree uguali stesso chip, stessa temperatura ⇒ $I_{S1} = I_{S2}$

$$\frac{I_1}{I_2} = e^{(V_{BE1}/V_T - V_{BE2}/V_T)}$$

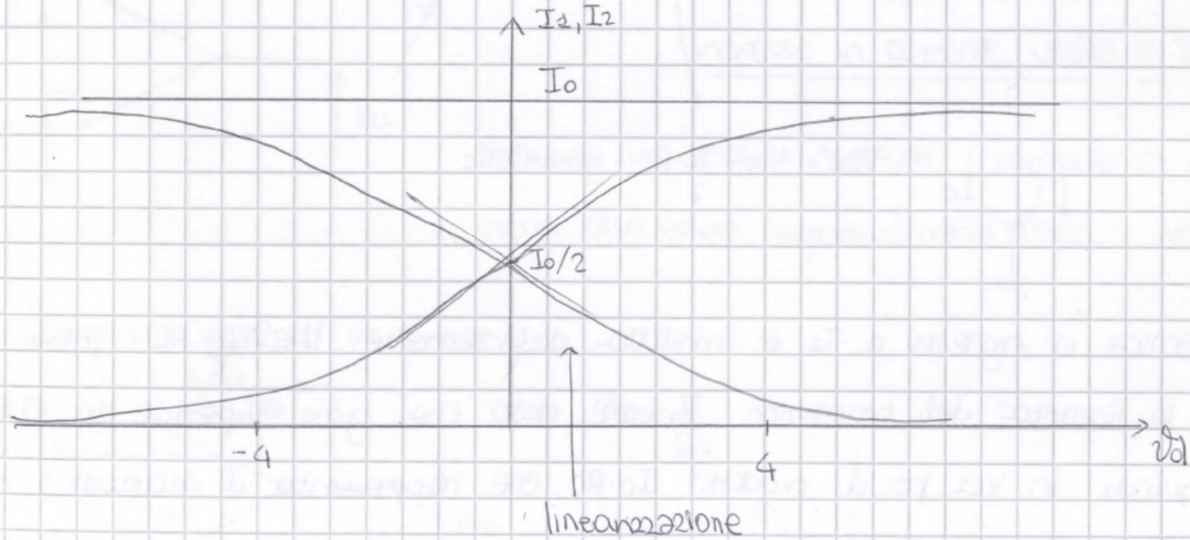
$$\boxed{I_1 = I_2 \, e^{v_d/V_T}}$$

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE A BJT

$I_1 + I_2 = I_0$

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

$I_2 = \dfrac{I_0}{1 + e^{v_d/V_T}}$ $\quad I_1 = \dfrac{I_0 \cdot e^{v_d/V_T}}{1 + e^{v_d/V_T}}$ → CORRENTI DEI DUE EMETTITORI



Nell'intorno di $v_d = 0$: $\quad I_1 = \dfrac{I_0}{2} + \underbrace{\dfrac{\partial I_1}{\partial v_d}}_{g_{m0}} \cdot v_d$

$I_1 = \dfrac{I_0}{2} + g_{m0} v_d$

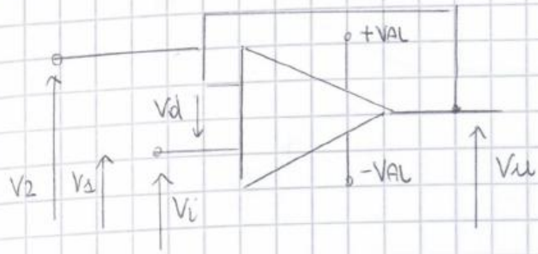
$I_2 = \dfrac{I_0}{2} - g_{m0} v_d$

$I_1 = \dfrac{I_0 \cdot e^{v_d/V_T}}{1 + e^{v_d/V_T}}$

Per trovare g_{m0}:

$$I_1 - \frac{I_0}{2} = \frac{I_0 \cdot e^{v_d/V_T}}{1 + e^{v_d/V_T}} - \frac{I_0}{2} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{e^{v_d/V_T} - 1}{e^{v_d/V_T} + 1}$$

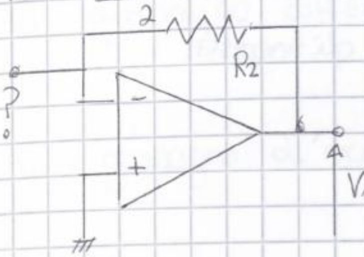
CONTINUAZIONE VOLTAGE - FOLLOWER



La dinamica differenziale specifica quale differenza ci deve essere tra i due morsetti (ovvero V_d)

La dinamica di ingresso a modo comune è importante perché ci dice quale segnale applicare a V_i. Essa è sempre riferita alla tensione di alimentazione.

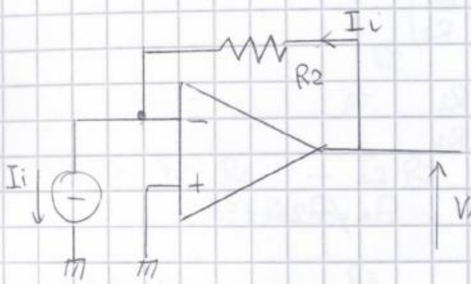
$$V_C = \frac{V_d + V_2}{2} \simeq V_i$$



Cosa succede se applico direttamente un ingresso?

Non va bene, poiché dato che $V^+ = V^-$ mi ritrovo un potenziale a 0 V.

Proviamo ad inserire un generatore di corrente I_i:

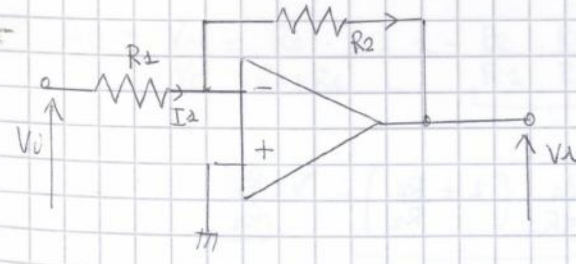


$V_u = R_2 \cdot I_i$

AMPLIFICATORE DI TRANRESISTENZA: ingresso in corrente, uscita in tensione

Essendo un'uscita in tensione, l'impedenza di uscita deve essere ragionevolmente bassa.

Se vogliamo un ingresso in tensione:



$$I_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

$$V_u = -I_1 R_2$$

$$V_u = -V_i \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

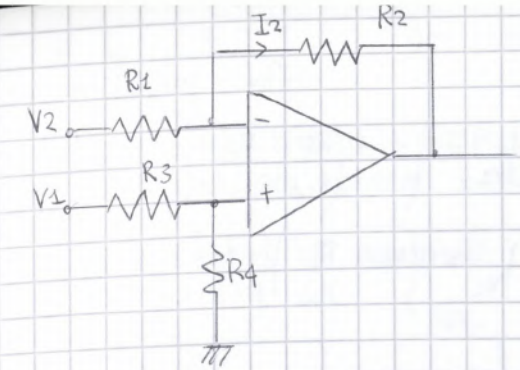
$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}}$$ AMPLIFICATORE INVERTENTE

$Z_i = R_1$ (più bassa del non-invertente ⚠)

Dal punto di vista della dinamica di ingresso non si hanno grossi vantaggi. Però a volte la si preferisce perché non entra in gioco la dinamica di modo comune.

(Dimostrare che se $A_d \neq \infty$, $\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{T}{1+T}$, dove $T = \beta A_d$ e $\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$) (A)

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

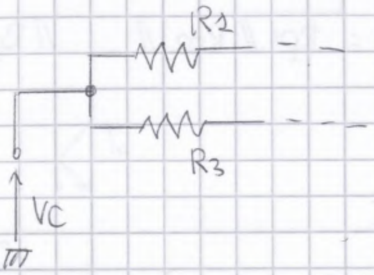


$$\begin{cases} R_3 = R_1 \\ R_4 = R_2 \end{cases} \Rightarrow$$ è un buon amplificatore differenziale se queste sono soddisfatte con buona precisione, altrimenti il ~~guadagno~~ CMRR non sarà infinito.

Come faccio a stimare i guadagni?

- AD: guadagno differenziale: $A_d = \frac{R_2}{R_1}$ $\quad V_u = V_d\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = (V_1 - V_2)\frac{R_2}{R_1}$

- AC: guadagno di modo comune → Collego insieme 2 e 1 a Vc:



$V_u = V_C \frac{R_4}{R_3+R_4} - I_2 \cdot R_2$, ma I_2 è la stessa che passa in R_1, quindi:

$I_2 = I_1 = \frac{R_3}{R_3+R_4} V_C$

$$V_u = V_C \left[\frac{R_4}{R_3+R_4} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_3+R_4} \right]$$

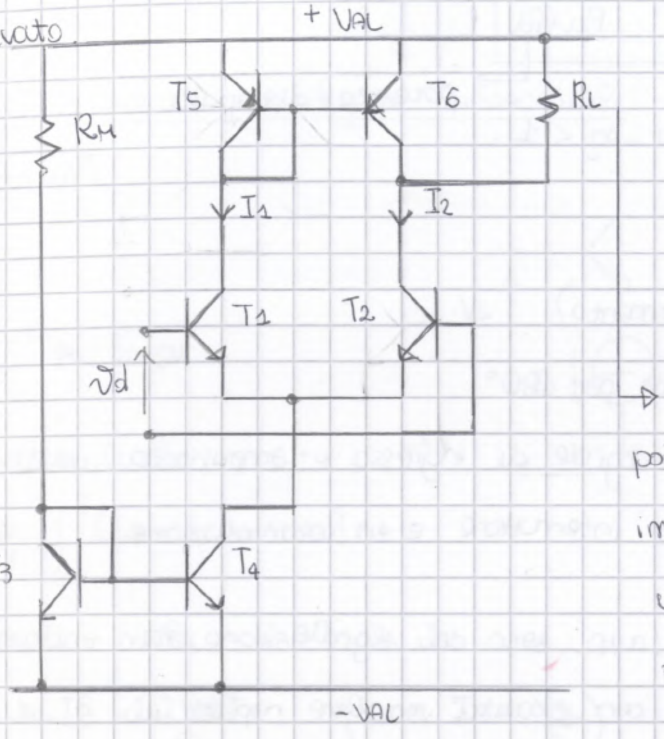
$$A_C = \frac{V_u}{V_C} = \frac{R_4}{R_3+R_4}\left[1 - \underbrace{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_4}}\right]$$

deve essere uno per non aver guadagno di modo comune

$g_{mo} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{1}{V_{GSO} - V_{TN}}$ ← ottenuta confrontando le due equazioni

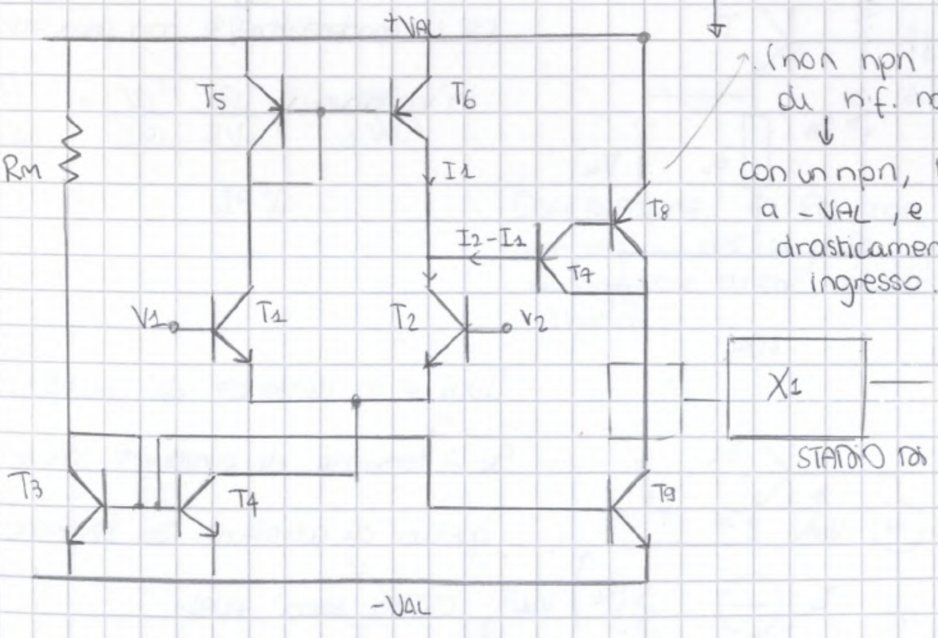
SCHEMA AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

Utilizzando lo specchio di corrente e uno stadio differenziale modifico il collettore per mantenere ampia la dinamica di uscita pur avendo un valore di resistenza molto elevato.



Il carico qui ci interessa ben poco poiché c'è il gen. di corrente con impedenza infinita. Quindi inserisco un emettitore comune per avere un ingresso in corrente e un'uscita in tensione. Più precisamente un darlington.

(non npn poiché la tensione di n.f. non è bassa)
↓
con un npn, l'emettitore sarebbe a -VAL, e questo limita drasticamente la din. di ingresso.



STADIO DI POTENZA

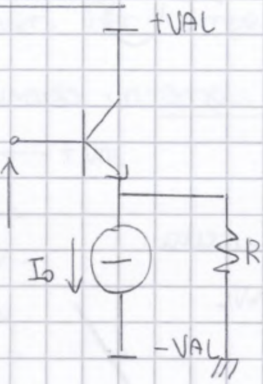
Abbiamo molti problemi, a causa dell'offset la tensione differenziale non è propriamente pari a zero, ma sarà spostata da una parte.

$$I_L = \frac{V_L}{R_L}$$

$$\frac{V_L}{R_L} \geq -I_0 \rightarrow$$ Se vogliamo una dinamica d'uscita simmetrica

$$\boxed{I_0 = \frac{V_{AL}}{R_L}} \Rightarrow V_{AL} \geq V_L \geq -V_{AL}$$

Calcoliamo il rendimento col segnale sinusoidale.



I_p, V_p valori di picco (sul carico)

$$I_L = I_p \sin(\omega t)$$

$$I_p = \frac{V_p}{R_L}$$

$$P_{AL+} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{AL}\, I_C \, dt$$

$$I_C = I_0 + I_p \sin(\omega t)$$

$$P_{AL+} = \frac{V_{AL}}{T}\int_0^T [I_0 + I_p \sin(\omega t)]\, dt$$

$$P_{AL+} = V_{AL} I_0 \qquad P_{AL-} = V_{AL} \cdot I_0$$

$$P_{AL} = 2 V_{AL} I_0 = \frac{2 V_{AL}^2}{R_L} \qquad \left(\text{con } I_0 = \frac{V_{AL}}{R_L}\right)$$

$$P_L = \frac{1}{T}\int_0^T R_L (I_p \sin(\omega t))^2 dt = \frac{1}{T} R_L I_p^2 \underbrace{\int_0^T \sin^2(\omega t)\, dt}_{T/2} =$$

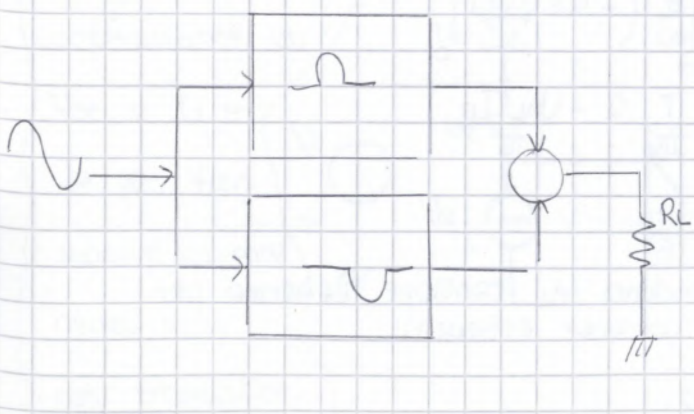
$$= \frac{I_p^2 R_L}{2} = \frac{V_p^2}{2R_L}$$

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

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{4} \qquad 25\%$$

OSSERVAZIONE: la P_{AL} non dipende dalla ampiezza del segnale, quindi si ha dissipazione anche quando il segnale e' assente!

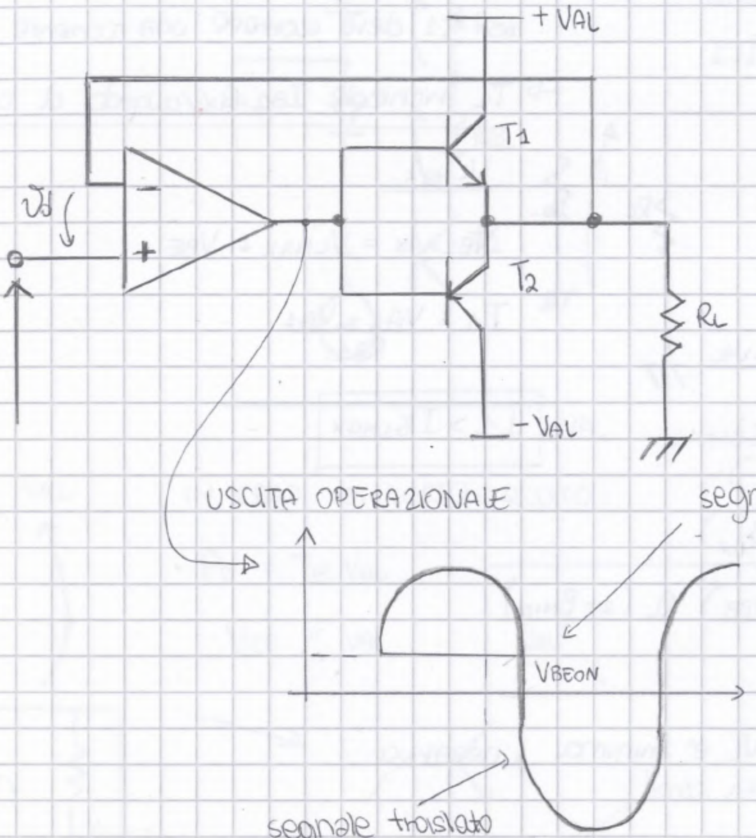
CLASSE B



$$\eta = \frac{V_p I_p}{2} \cdot \frac{\pi}{2 V_{AL} \cdot I_p} = \boxed{\frac{V_p}{V_{AL}} \cdot \frac{\pi}{4}} \rightarrow \text{RENDIMENTO}$$

$$\eta_{MAX} = \frac{\pi}{4} = 0.78 \quad [\text{con } V_p = V_{AL}]$$

Il rendimento massimo di un amplificatore in classe B è circa tre volte di quello in classe A, e inoltre si consuma corrente solo se c'è segnale.
Uno svantaggio è la distorsione di crossover. Per compensare questo problema si può mantenere lo stesso circuito agganciando un'ampl. operazionale in voltage follower.

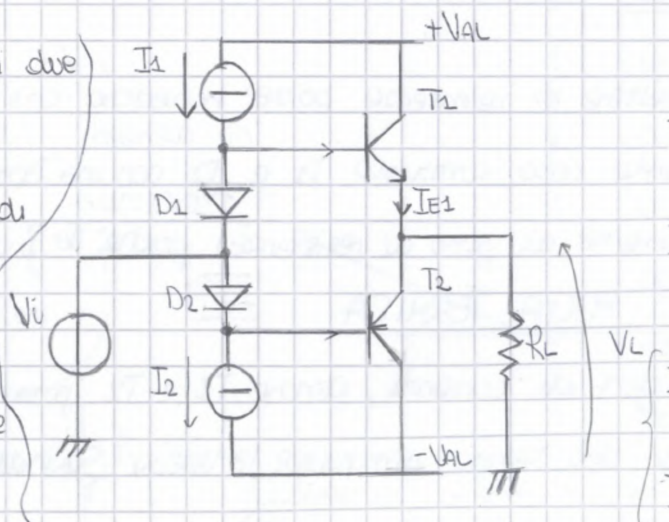


SOLUZIONE PIU' SEMPLICE

In questo modo compensiamo la distorsione di crossover.

SOLUZIONE PIU' ARTICOLATA

Introduzione dei due diodi per la compensazione di V_{BE}, e I_1 e I_2 per far scorrere corrente nella base dei transistor.



$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta + 1}$$

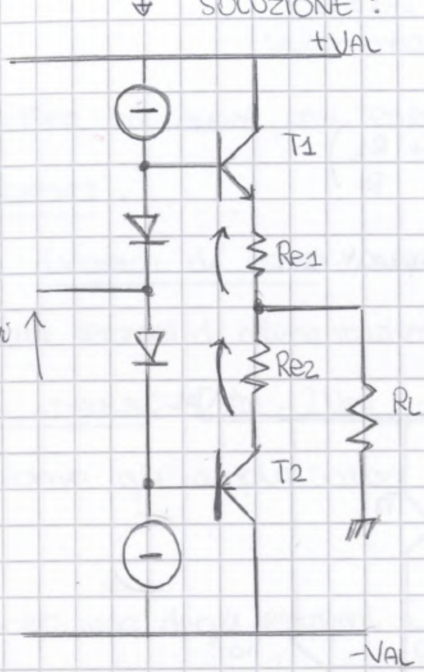
$I_1 > I_{B1\,MAX} \rightarrow$ per garantire che in T1 scorra corrente

$$I_{B1MAX} = \frac{I_{E1\,MAX}}{\beta_{MIN} + 1}$$

$$I_{E1\,MAX} = \frac{V_{L\,MAX}}{R_L}$$

Più aumenta la temperatura dei transistor più diminuisce la $V_{BE\,ON}$. Quindi si ha la dissipazione di potenza e il problema tende a peggiorare. Inoltre, con l'aumento della temperatura aumenta il guadagno. Per risolvere il problema dovrei introdurre una "reazione negativa" per diminuire la tensione base-emettitore.

↓ SOLUZIONE:

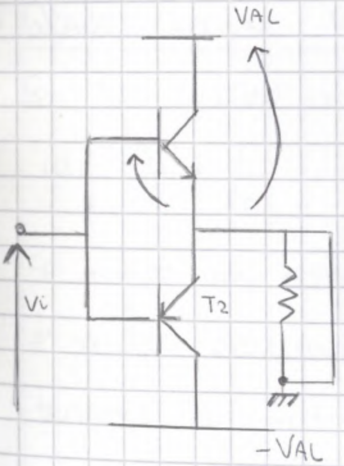


Oltre a contrastare la fuga termica, Re1 ed Re2 limitano i cortocircuiti

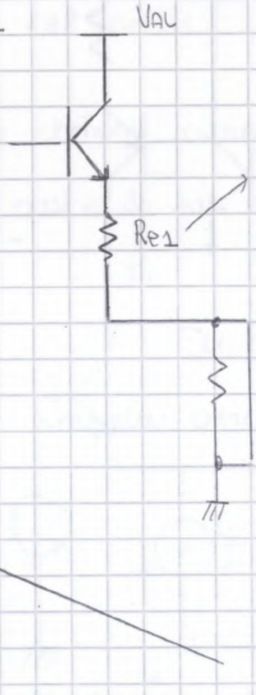
IN CASO DI CORTO CIRCUITO:

$P_D = I_E \cdot V_{AL}$

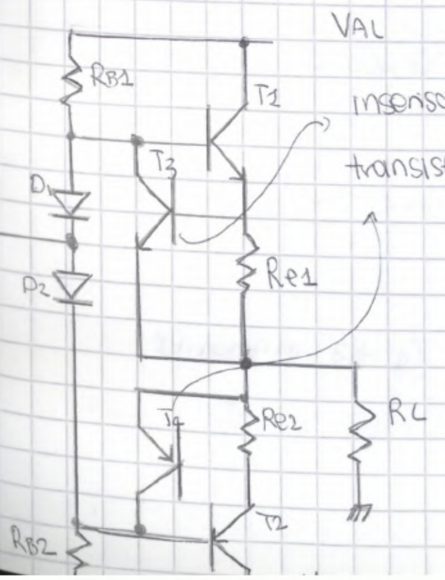
$V_{CE} = V_{AL}$



PROTEZIONE C.C.



limita sempre la corrente, però voglio che interviene dopo un certo valore di corrente, quindi inserisco una resistenza piccolina per limitare la corrente che viene fornita al transistor dall'ingresso. (Quindi deve "rubare" corrente dalla base del transistor)



inserisco un transistor

Quando la corrente supera quella massima, i transistor T3 e T4 entrano in conduzione.

$I_{B1} \simeq \frac{I_1}{\beta_1}$ $\quad$ $I_{B2} \simeq \frac{I_2}{\beta_2}$ → Devono essere fornite per far sì che l'amplif. operazionale lavori in linearità.

$I_{B1} \to I^-$, $I_{B2} \to I^+$

CORRENTI DI POLARIZZAZIONE

Le due correnti sono diverse, quindi:

$$\boxed{I_{BIAS} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \qquad I_{OFFSET} = |I_{B1} - I_{B2}|}$$

valor medio correnti di polarizzazione

Queste irregolarità portano ad avere una tensione differenziale ≠ da zero, per questo motivo: VOFFSET.

Per quanto riguarda la dinamica di uscita, sarà normalmente un po' più piccola del campo definita dalle tensioni di alimentazione. [VAL+ ... -VAL+ ..].

Nella dinamica di ingresso $[V_{AL} - 2V_{BE}, -V_{AL} + 2V_{BE}]$

Esistono per questo motivo gli amplificatori RAIL-TO-RAIL in $[V_{AL}, -V_{AL}]$

(ESEMPIO: LM324) $\quad$ out $[V_{AL}, -V_{AL}]$

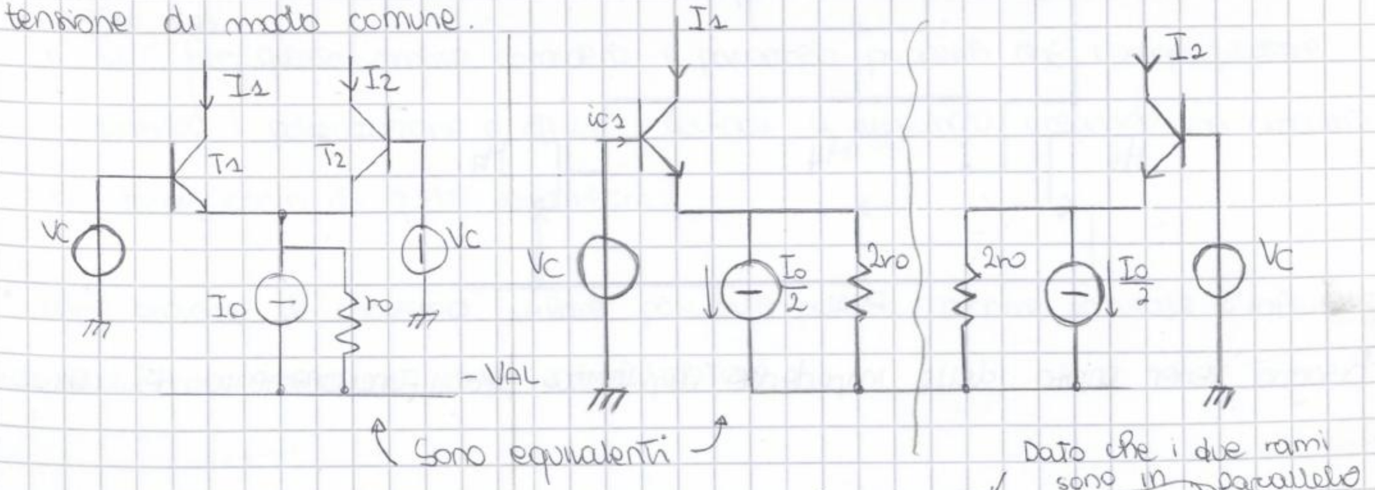
ammette però solo uno degli estremi $[0, V_{AL}]$ $[-V_{AL}, 0]$

- QUANTO VALGONO RIN ed ROUT?

Per RIN applico una tensione differenziale (tra T1 e T2), in T1 vedo r_π,

$i_d = \frac{v_d}{2} \cdot \frac{1}{r_\pi}$ $\quad$ $r_{id} = \frac{v_d}{i_d}$ $\quad$ quindi: $\boxed{r_{id} = 2 r_\pi}$ (la resistenza di ingresso differenziale assume un certo valore)

Se esiste una resistenza di modo comune, notiamo che è molto elevata e per capire qual è il suo vero valore applichiamo una tensione di modo comune.



Sono equivalenti

$r_{ic1} = \frac{v_c}{i_{c1}} = r_\pi + 2r_o(1+\beta) \simeq 2r_o(1+\beta)$

Dato che i due rami sono in parallelo

$r_{ic} = r_o(1+\beta)$

Vale su entrambi i morsetti

ESEMPIO PRATICO: AMPLIFICATORE NON INVERTENTE

$A_V = 10$

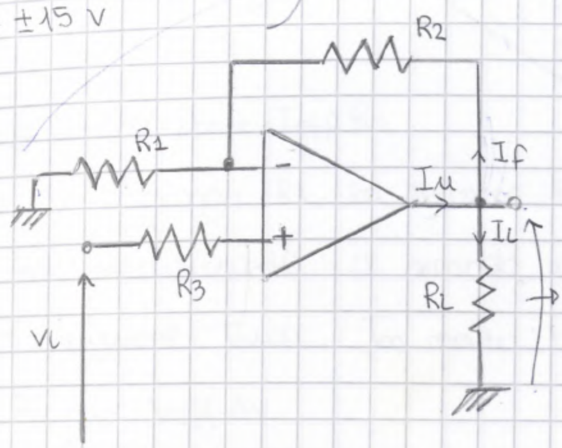
LM741

Din. di uscita $\geq \pm 10V$

$R_L > 4k\Omega$

$V_{AL} = \pm 15\ V$

Specifiche



$$\boxed{A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}} \Rightarrow R_2 = 9R_1$$

Come dimensionare R_1 ed R_2?

$R_L \geq 4k\Omega$ → dal datasheet

$I_u \leq 5mA$ → (corrente di uscita massima)

↳ vedi datasheet

$I_u = I_L + I_f$ ← corrente di uscita dell'operazionale

$I_f = \frac{V_u}{R_1 + R_2}$ Non ci interessa avere una corrente di reazione elevata

$$\boxed{I_f \leq \frac{I_{uMAX}}{10}}$$

(Al massimo il 10%)

R_1 ed R_2 devono assorbire al massimo $\frac{1}{10} \cdot I_{uMAX}$.

$$R_1 + R_2 \geq \frac{10V}{0{,}5mA} = 20k\Omega$$

$R_2 \geq 20k\Omega$ → valore minimo, ma qual è il valore migliore per la scelta di R_2? Per questo motivo considero i parametri parassiti che l'amplificatore in continua (polarizzazione e offset). Quindi li aggiungo creando un circuito che tiene conto di questi parametri.

↓

Per trovare il massimo valore possibile per R_2 occorre valutare l'influenza delle non idealità dell'amplificatore.

$$V_{u_{off}} = V_{off} \cdot A_v + \left(I_b - \frac{I_{off}}{2}\right) R_2 - \left(I_b + \frac{I_{off}}{2}\right)\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_3 =$$

$$= V_{off} A_v + I_b \underbrace{\left[R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]} - \frac{I_{off}}{2}\left[R_2 + R_3\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]$$

$$R_2 = R_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)$$

Dimensionamento di R_3!

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2 \longrightarrow$$ Con questa espressione provoco l'azzeramento di I_b

$$V_{u_{off}} = V_{off} \cdot A_v + I_{off} R_2$$

Quindi se aggiungo R_3, la tensione di offset dipende da due termini, il primo non modificabile, il secondo mi dice che tanto è più grande R_2 tanto sarà maggiore $V_{u_{off}}$. In realtà basta che sia trascurabile rispetto al 1° termine:

$$I_{off} R_2 \ll V_{off} A_v$$

$$R_2 \ll \frac{V_{off}}{I_{off}} \cdot A_v$$

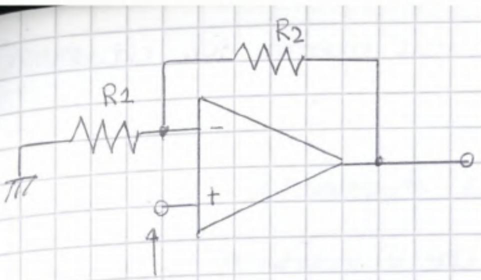
$$R_2 \ll \frac{6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-7}} \cdot 10 = 3 \cdot 10^5 \ \Omega \quad \text{(per LM741)}$$

$$R_2 \ll 300 \ k\Omega$$

Quindi: $\underbrace{20 k\Omega < R_2 < 30 k\Omega}$ $\longrightarrow$ Scegliamo tra $22 k\Omega$ e $27 k\Omega$

VALORI DI R_1, R_2, R_3

$$\begin{cases} R_2 = 22 k\Omega \\ R_1 = \frac{22}{10} \simeq 2{,}7 k\Omega \quad \text{valore normalizzato} \\ R_3 = R_1 // R_2 = 2{,}7 k\Omega \end{cases}$$



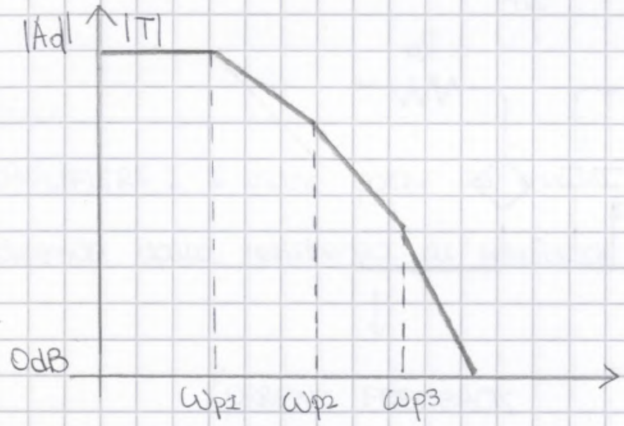
$A = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T}{1+T}$ $\quad T = A\beta$

$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$

$A\beta$ → voglio riportarlo sul Diagramma di Bode. Per disegnarlo tengo conto che β e' una costante e sara' 1 nel caso del Voltage Follower, altrimenti ~~var~~ sara' <1. Quindi, in frequenza avra' lo stesso andamento di A, ma l'asse di 0 dB sara' traslato a seconda del valore di β.

(Se $\beta < 1$ devo sommare ad A una quantita' negativa.) → in scala logaritmica

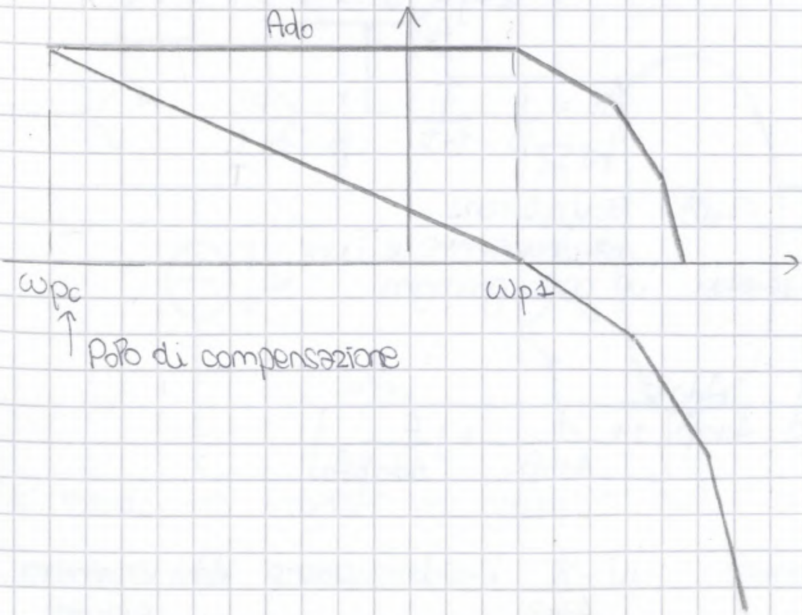
Se $\beta = 1$, cioe' nel caso del Voltage Follower il sistema e' instabile.



Utilizziamo il sistema come Voltage Follower. Supponiamo di volere il sistema stabile. ($\beta = 1$)

L'asse 0 dB deve coincidere con il secondo polo per avere

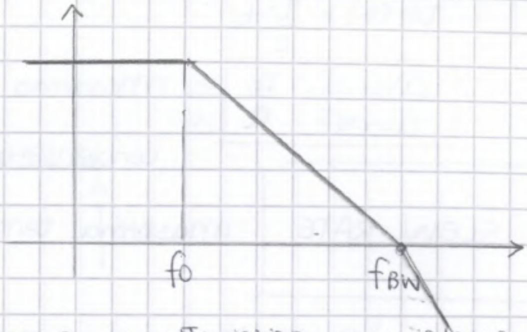
Per avere una funz. di trasferimento modificata, aggiungo un polo (molto prima, con un frequenza molto piu' bassa del 1° polo gia' esistente e in modo tale da far diventare il 1° polo come un 2° polo).



EX. se il guadagno e' di 80 dB, il polo di compensazione deve essere inserito 4 decadi prima!

Quindi:

$$\boxed{A_V = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{A_{do}\beta f_o}}}$$



$\boxed{f_{BW} = A_{do} \cdot f_o}$ → incrocio caratteristica con l'asse a 0 dB

$$A_V = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_{BW} \cdot \beta}}$$

guadagno sistema reazionato

$f_T = f_{BW} \cdot \beta$ → frequenza di taglio a −3dB

Se A_{VO} è il guadagno in continua:

$A_{VO} = \frac{1}{\beta}$ → guadagno del circuito per f basse

$f_T = \frac{f_{BW}}{A_{VO}}$ ⇒ $f_t \cdot A_{VO} = f_{BW}$

Prodotto Banda Guadagno

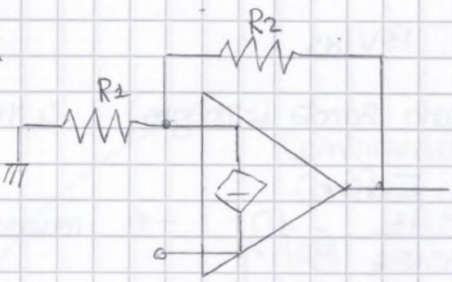
NORTON AMPLIFIERS: si usano poiché la banda passante dipende dalla resistenza di feedback (e non dal guadagno) 16/10/2012

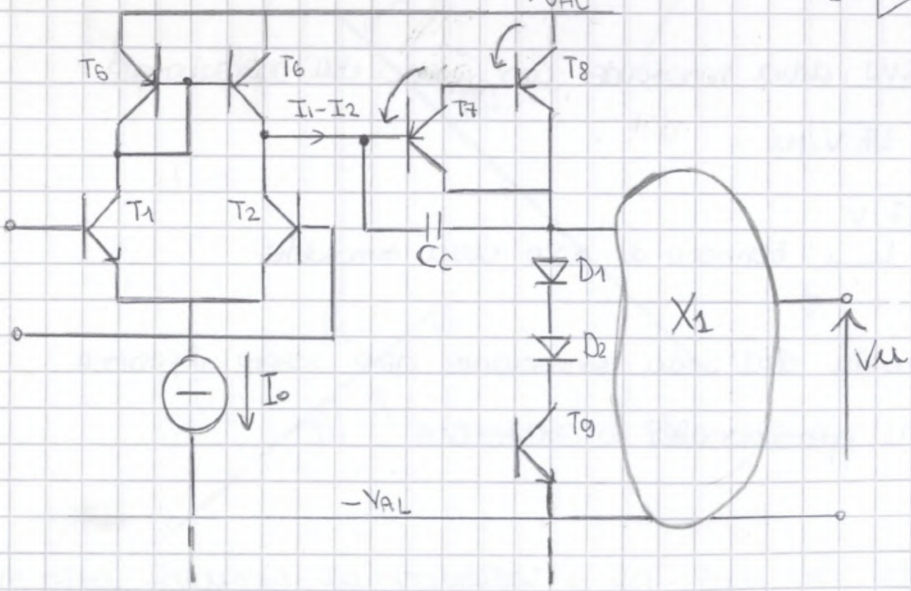
↓

CURRENT FEEDBACK

- GUADAGNO E BANDA INDIPENDENTI

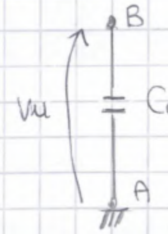
Vengono usati in alta frequenza





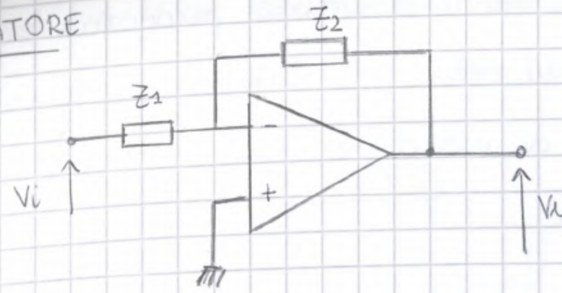
VA ~ COSTANTE

$V_B \simeq V_u$



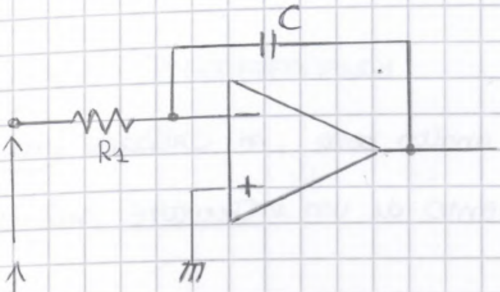
Se mando in ingresso un gradino, qual è la massima corrente che si può mandare nel condensatore? $I_1 - I_2$. Quindi $I_{C\,MAX} = I_0$

- INTEGRATORE



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

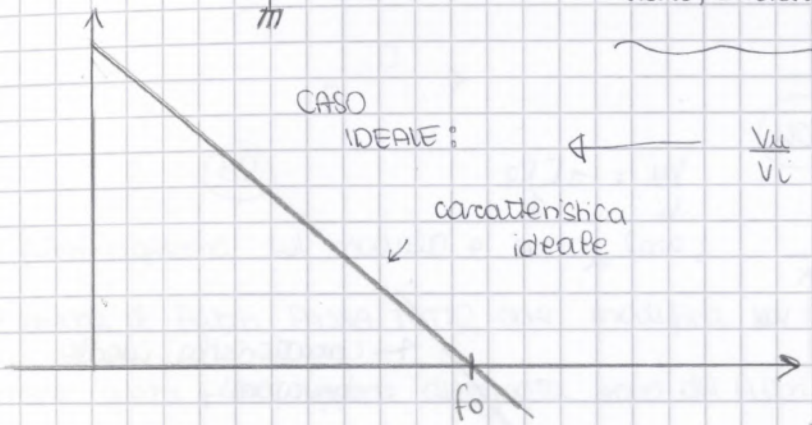
- Cosa succede se al posto di Z_2 inserisco un condensatore?



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

Facendo la trasformata:

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

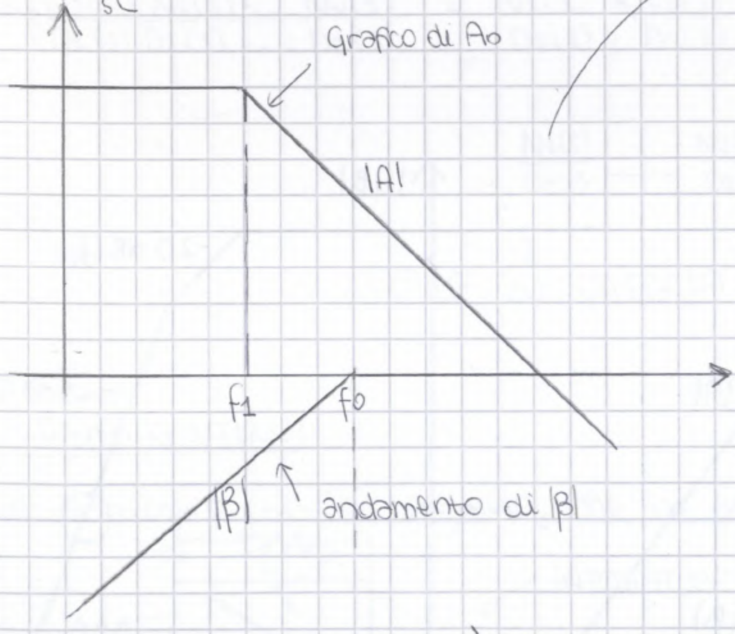


$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{-1}{sR_1C}$$

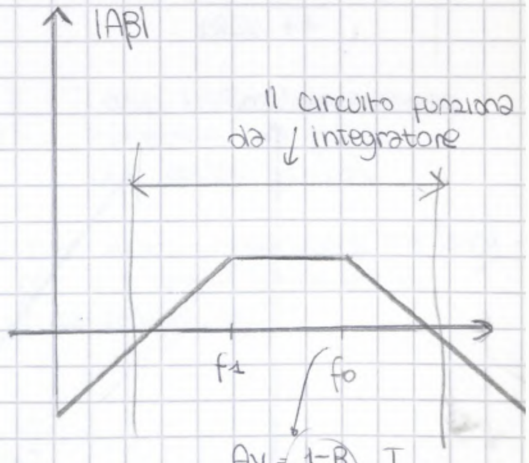
$f_0 = \dfrac{1}{2\pi R_1 C}$ → frequenza per cui il guadagno e' unitario

Il sistema e' stabile? Calcolo β.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} = \frac{sR_1C}{1+sR_1C}$$



Combinando i due grafici: (prodotto di $A\cdot\beta$)



$$A_v = -\frac{1-\beta}{\beta}\cdot\frac{T}{1+T}$$

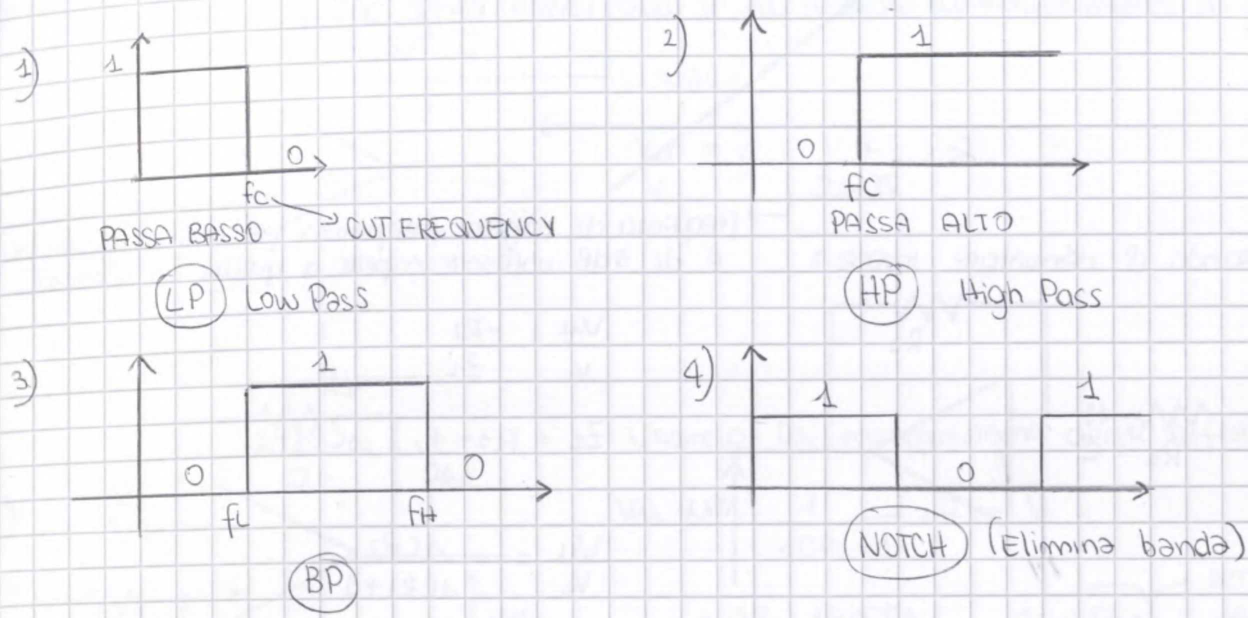
$$-\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1}{sCR_1} = A_\infty$$

In alta frequenza, la stabilita' è la stessa del Voltage Follower.

In bassa frequenza, T e' molto ridotto, essendo nullo per la continua.

Per frequenze molto alte non funziona. (Ancor peggio dell' integratore). Inoltre il rumore in alta frequenza viene trascinato.

FILTRI ATTIVI



Questi filtri agiscono sul modulo e sulla fase.

Esiste anche il filtro PASSA TUTTO, che modifica la fase e non il modulo.

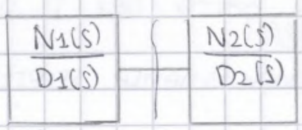
Ovviamente, questi filtri appena disegnati sono dei filtri ideali.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

$D(s) \rightarrow$ ORDINE

L'ordine del filtro è il grado massimo del denominatore.

$$H(s) = \frac{N_1(s) \cdot N_2(s) \cdot \ldots N_N(s)}{D_1(s) \cdot D_2(s) \ldots D_D(s)} = \frac{N_1(s)}{D_1(s)} \cdot \frac{N_2(s)}{D_2(s)}$$

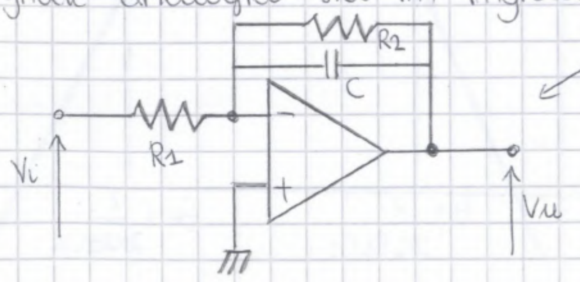


i due blocchi non sono influenzati da quello che hanno prima

CELLE IN CASCATA (non sono influenzate tra loro) per via dell' impedenza di uscita bassissima

- FILTRI TEMPO CONTINUI

Segnale analogico sia in ingresso che in uscita.



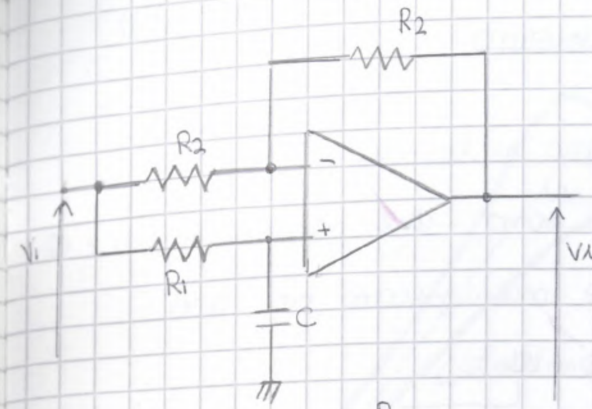
INTEGRATORE (principalmente solo invertente)

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC} \Big/ R_1 = \frac{\frac{R_2}{1+R_2 sC}}{R_1}$$

$Q_{MAX} = 0{,}5$ → verrà visto meglio in seguito

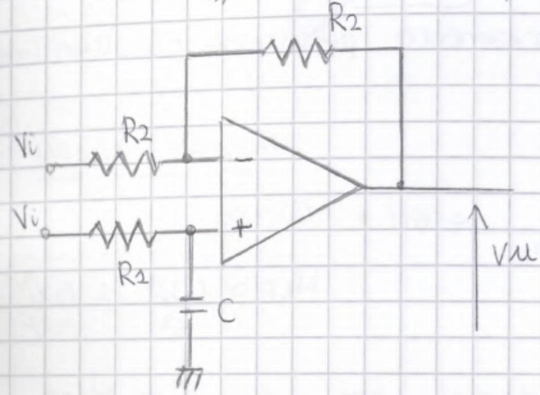
↓

fattore di merito (più è alto il Q più è stretta la banda)



Qual è la funzione di trasferimento di questo circuito?

$$\frac{V_u}{V_i} = ?$$



Usando la sovrapposizione degli effetti:

$$V_u = V_i \cdot \frac{1}{sCR_1+1} \cdot 2 - V_i =$$

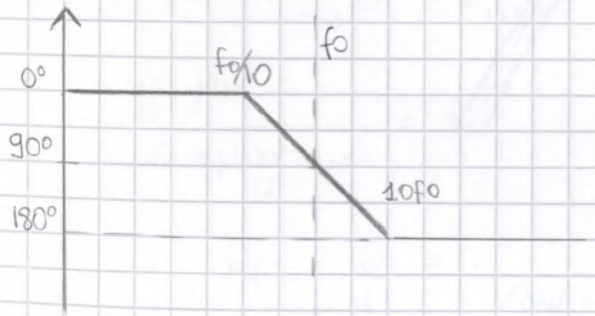
$$= V_i \cdot \frac{1-sCR_1}{sCR_1+1} \qquad \frac{1-jf/f_0}{1+jf/f_0}$$

zero nel semipiano di destra

polo in fo

Come funziona a zero nel semipiano di destra?

Per quanto riguarda la fase non cambia nulla rispetto al polo, mentre il modulo si comporta come uno zero.

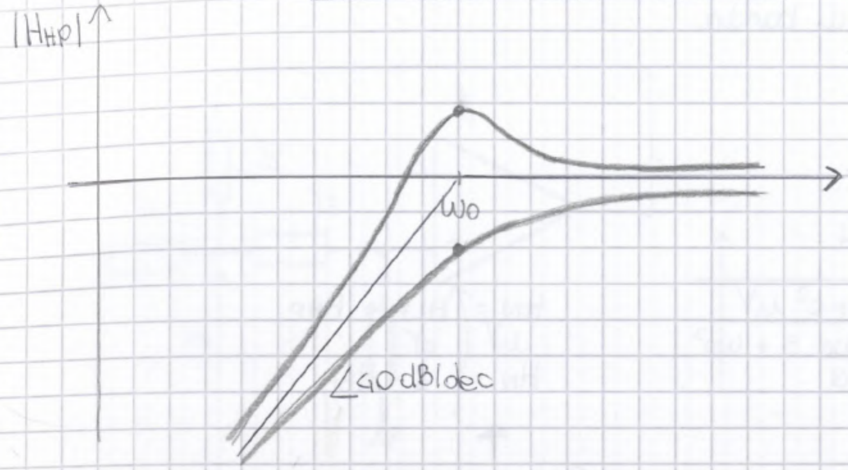


FILTRO ROTATORE DI FASE (DEL I° ORDINE) O PASSA TUTTO.

- PASSO ALTO

$$H(j\omega) = H_{OHP} \cdot H_{HP}$$

$$\boxed{H_{HP} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}}$$



Il discorso e' identico al filtro p. basso

- PASSA BANDA

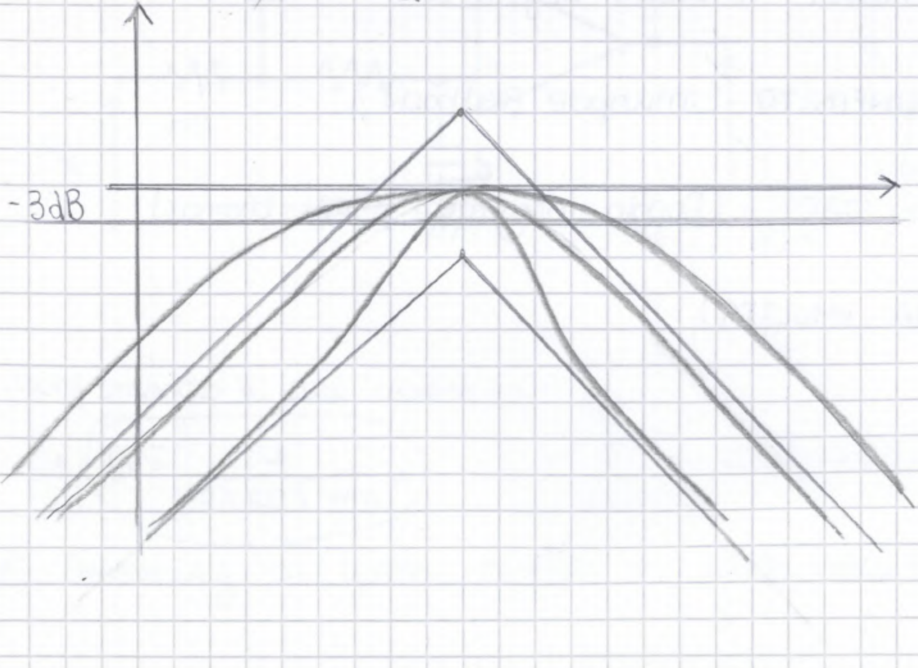
$$\boxed{H_{BP} = \frac{\frac{\omega_0}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2}}$$

$$H(j\omega)_{\omega \to 0} \longrightarrow \frac{j \frac{\omega_0 \omega}{Q}}{\omega_0^2} = j \frac{\omega}{Q\omega_0}$$

Gli asintoti questa volta dipendono da Q.

$$H(j\omega)_{\omega \to \infty} \longrightarrow \frac{j \frac{\omega_0}{Q} \omega}{-\omega^2} = -j \frac{\omega_0}{Q\omega}$$

$$H(j\omega_0) = \frac{\frac{\omega_0}{Q} j\omega_0}{\cancel{-\omega_0^2} + j \frac{\omega_0^2}{Q} \cancel{+ \omega_0^2}} = 1$$

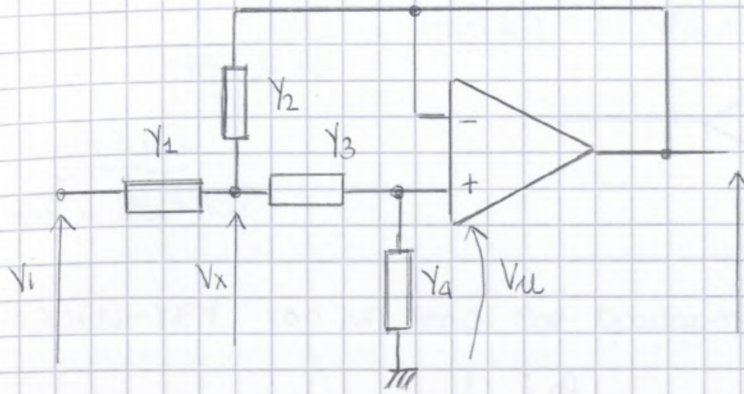


Piu' il Q elevato, piu' la banda passante e' stretta.

A -3dB:

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

- SALLEN-KEY → Cella a guadagno finito, 1 O.A. configurato come voltage follower, con l'aggiunta di una rete di reazione per creare la componente filtrante.



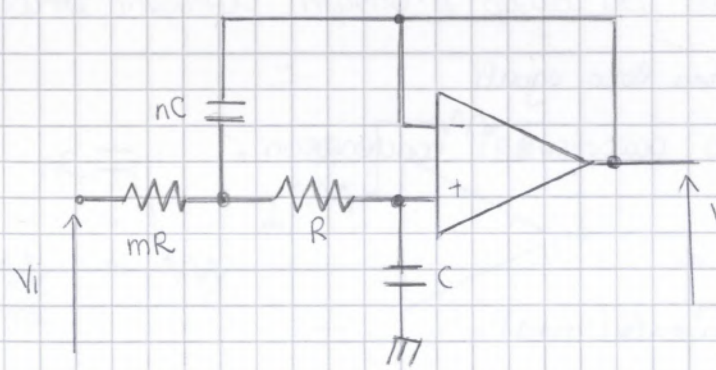
$$\begin{cases} (V_i - V_x) Y_1 = (V_x - V_u) Y_2 + (V_x - V_u) Y_3 \\ (V_x - V_u) Y_3 = V_u Y_4 \end{cases} \qquad Y_C = sC \qquad Y_R = \frac{1}{R}$$

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_1 Y_3}$$

Se voglio realizzare un filtro p. basso, al denominatore non devo trovarmi dei termini in s. (numeratore grado 0 e denominatore di II grado)

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \qquad Y_3 = \frac{1}{R_3} \qquad Y_4 = sC_4 \qquad Y_2 = sC_2$$

Ridisegnando il circuito con queste sostituzioni:



$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{s^2 mn R^2 C^2 + sRC(m+1) + 1}$$

↓

Da confrontare con l'equazione canonica:

$$H_{LP} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{1}{Q\omega_0} s + 1}$$

Confrontando le due espressioni:

- $f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$ $\qquad \frac{1}{Q\omega_0} = RC(m+1) \Rightarrow$ • $Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}$

(la sensitivity di questo circuito è molto bassa)

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

$$k = \frac{n}{Q^2} - 2 = 2{,}5 \qquad m = \frac{k + \sqrt{k^2-4}}{2} = 2$$

→ Calcolo di m

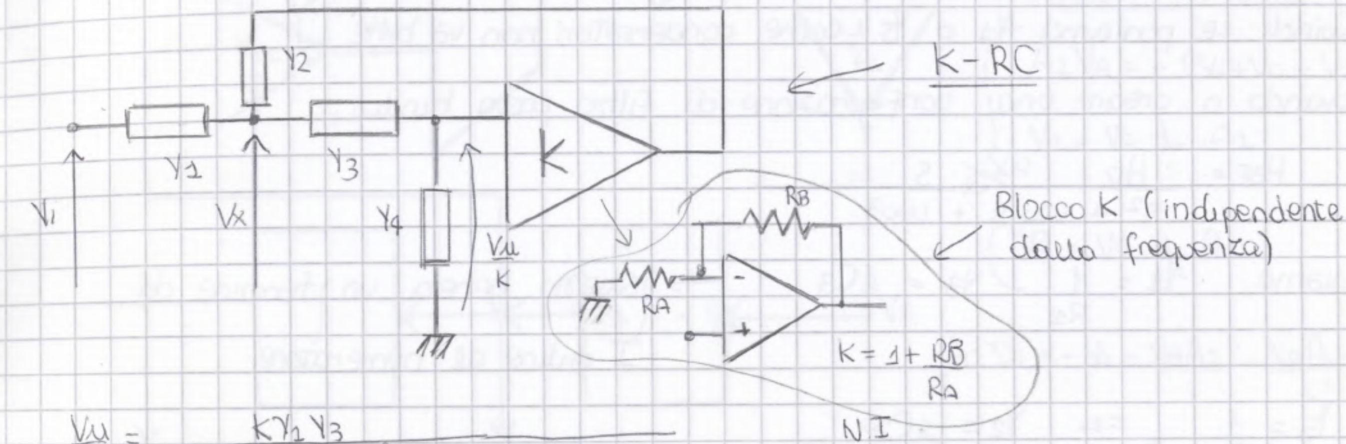
$$R = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}\, C \cdot f_0} = 13{,}3\ k\Omega \qquad mR = 26{,}6\ k\Omega$$

$R = 13{,}3\ k\Omega$

$mR = 26{,}7\ k\Omega$

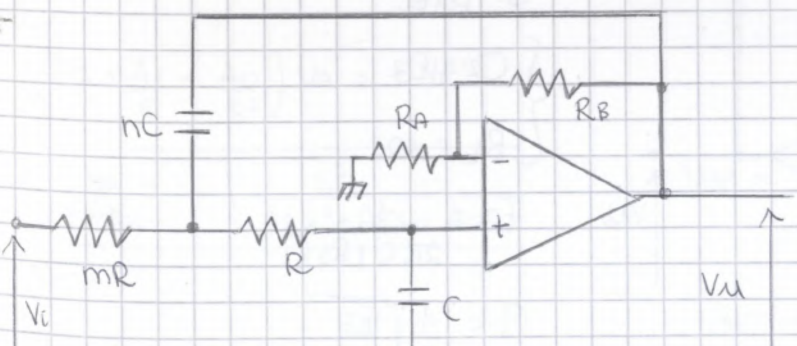
FINE PROGETTO.

- SALLEN-KEY con un ampli che guadagna K e non 1, chiamato $\boxed{\text{K-RC}}$



$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{K Y_2 Y_3}{Y_4(Y_1+Y_2+Y_3) + (1-K)Y_2Y_3 + Y_1Y_3}$$

Se dovessimo realizzare dei filtri, la posizione delle resistenze e dei condensatori rimarrà invariata rispetto a quella del Sallen-Key.



$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{K}{s^2 mnR^2C^2 + sRC[m+1+(1-K)mn] + 1}$$

$H_0 = K$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}\,RC}$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1+(1-K)mn}$$

K modifica il Q non la frequenza caratteristica del filtro (K dipende dal rapporto tra RA ed RB)

Ponendo $m = n = 1$, $H_0 = K$, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, $Q = \frac{1}{3-K}$

Bisogna prestare molta attenzione a K!

22/10/2012

COSTRUZIONE DI FILTRI CON PIU' AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

$\int H_{HP} \rightarrow H_{BP}$

$\int H_{BP} \rightarrow H_{LP}$

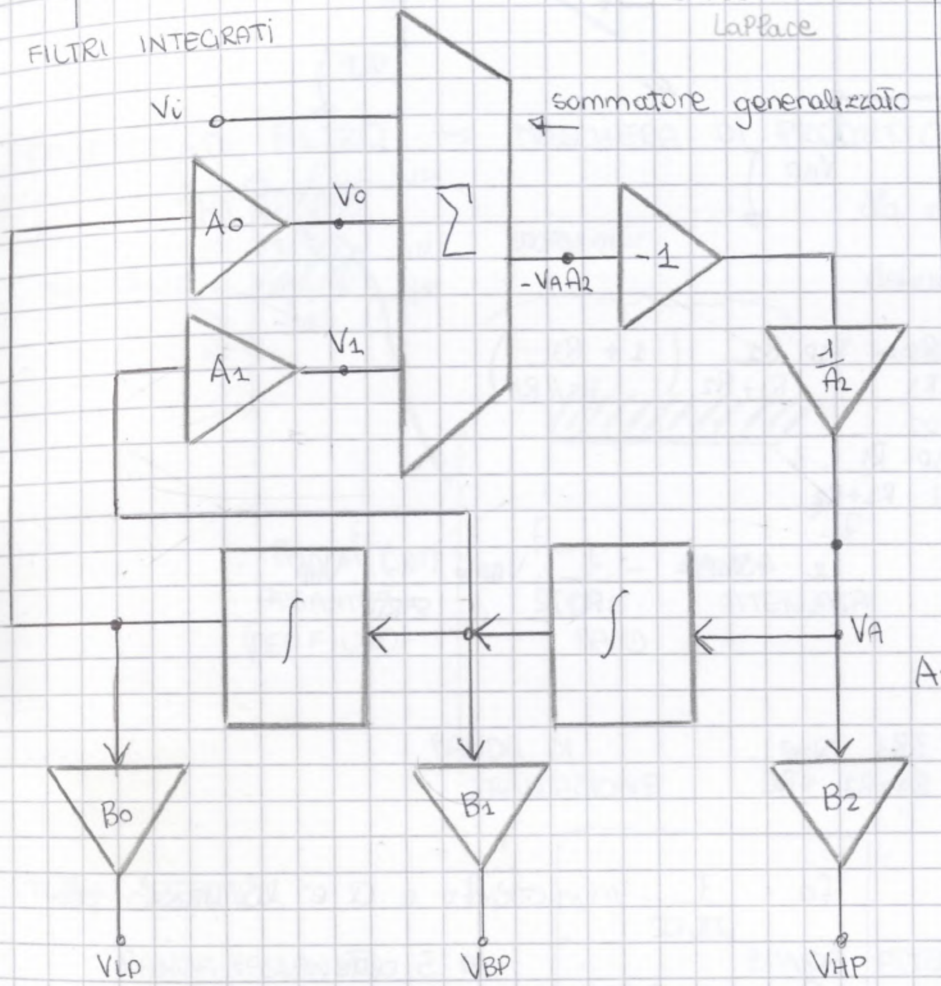
FILTRI INTEGRATI

EX: $\frac{s^{\cancel{2}}}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \cdot \frac{1}{\cancel{s}}$ ← integrazione

(integrando un p. alto si ottiene un p. banda)

moltiplicazione per 1/s nel dominio di Laplace

FILTRO A VARIABILE DI STATO (O A DOPPIO INTEGRATORE)



uscita sommatore

$$\begin{cases} A_2 V_A = -(V_i + V_0 + V_1) \\ V_1 = V_A \cdot \frac{1}{s} \cdot A_1 \\ V_0 = V_A \cdot \frac{1}{s^2} A_0 \end{cases}$$

$$A_2 V_A = -V_i - \frac{V_A A_1}{s} - \frac{V_A A_0}{s^2}$$

espressione in funzione di V_A e V_i, quindi trovo la funzione di trasferimento

$$\left(A_2 + \frac{A_1}{s} + \frac{A_0}{s^2}\right) V_A = -V_i$$

$$\boxed{\frac{V_A}{V_i} = -\frac{s^2}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}}$$

$$V_{HP} = \frac{-V_i \; B_2 \, s^2}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}$$

$$V_{BP} = -V_i \frac{B_1 \, s}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}$$

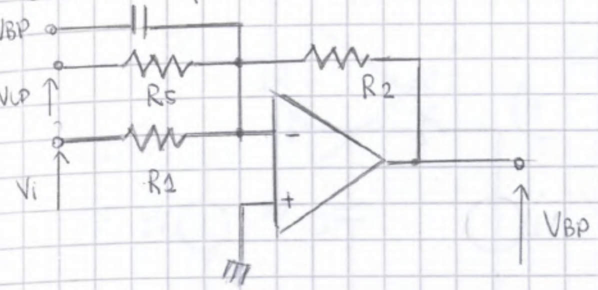
$$V_{LP} = -V_i \frac{B_0}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}$$

3 USCITE

Quindi, si necessitano di 3 amplificatori op: due integratori e un sommatore generalizzato

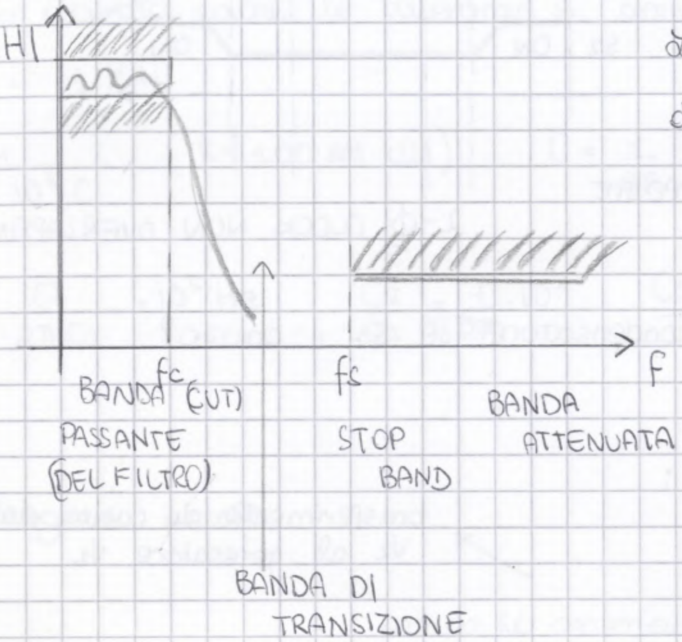
↳ Realizzazione pagina seguente

Il primo stadio si può vedere come un sommatore:



← Studiare il circuito considerando questo sommatore

PROGETTO DI FILTRO → MASCHERA DI PROGETTO

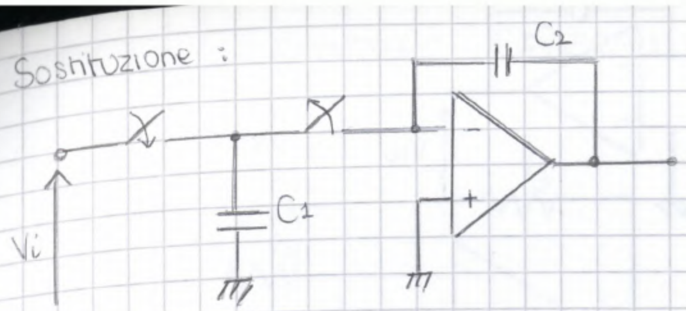


La maschera di progetto definisce i limiti superiore ed inferiore entro cui deve essere compresa la funzione di trasferimento del filtro.

FILTRI "OTTIMI" Specifiche:

BANDA PASSANTE	BANDA ATTENUATA	
- Monotono - Fase lineare	- Monotono	→ Filtro di Bessel
- Monotono - Fase qualunque	- Monotono	→ Filtro di Butterworth
- Ripple	- Monotono	→ Chebyshev
- Ripple	- Ripple	→ Ellittico

Sostituzione :



$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{1}{sC_2} \cdot \overbrace{C_1 f_{CLK}}^{R}$$

$$f_0 = \frac{C_1 f_{CLK}}{2\pi C_2}$$

la freq. di questo filtro è programmabile cambiando quella di clock.

Inoltre la presenza di un rapporto tra i condensatori mi permette di avere una precisione più accurata perché le tolleranze si "annullano".

EX : $f_0 = 1\ kHz$

- $10^3 = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 \cdot C}$ $\quad (R = 100\ k\Omega)$ $\quad C = \frac{1}{2\pi} \cdot 10^{-8} = 1{,}6\ nF$

- $10^3\ Hz = \frac{C_1}{2\pi C_2} \cdot 10^5\ Hz$ $\quad \frac{C_2}{C_1} = \frac{1}{2\pi} \cdot 10^2$ $\quad C_2 = 15{,}9\ C_1$

VANTAGGI

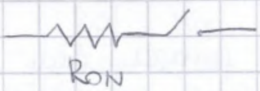
- Facile da integrare, piccolo

SVANTAGGI

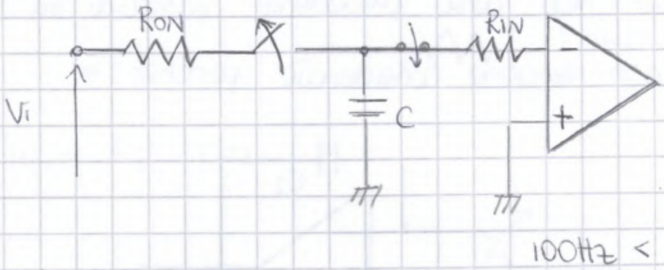
- Sistema campionato → Frequenza di Nyquist → Aliasing

LIMITI SC

f_{CLK} MAX
- Banda / Slew Rate OP. AMP
- $R_{ON} \cdot C$



Resistenza non nulla in serie all'interruttore



L'interruttore non può rimanere chiuso per troppo tempo, altrimenti si accumula troppa carica sul condensatore.

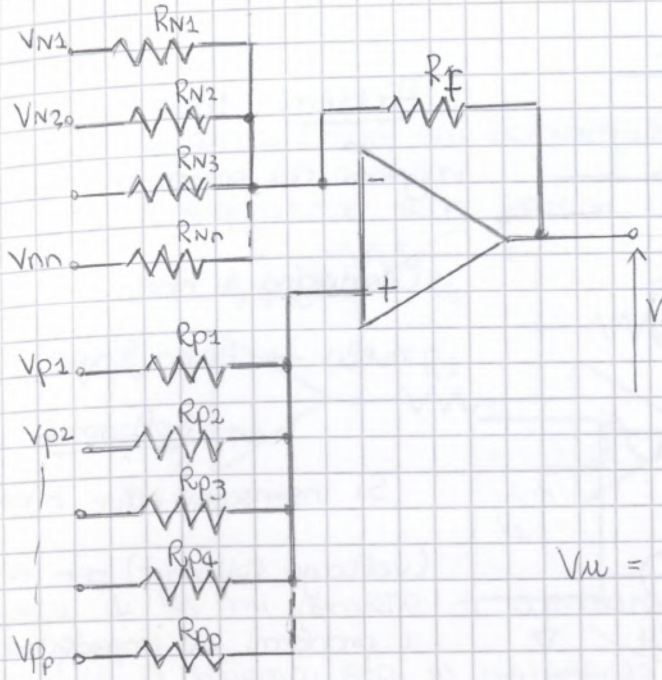
MIN - I_b

$100\ Hz < f_{CLK} < 10\ MHz$

$f_s \leq \frac{1}{5} f_{CLK}$

freq. massima del segnale

SOMMATORE GENERALIZZATO



$$V_u\Big|_{V} = -\frac{R_f}{R_{Ni}} \cdot V_{Ni}$$

$$R_N = R_{N1} \,//\, R_{N2} \,//\, R_{N3} \ldots \,//\, R_{Nn}$$

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

$$\boxed{V_u = (A_N + 1)\sum_{j=1}^{p} \frac{R_p}{R_{pj}} V_{pj} - \sum_{i=1}^{n} \frac{R_f}{R_{Ni}} V_{Ni}}$$

$$V_u = \sum_{j=1}^{p} K_{pj} V_{pj} - \sum_{i=1}^{n} K_{Ni} V_{Ni}$$

$$K_{Ni} = \frac{R_f}{R_{Ni}} \qquad A_N = \frac{R_f}{R_N} = \sum_{i=1}^{n} K$$

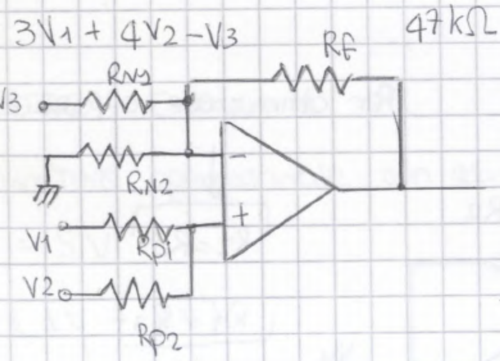
$$A_p = \sum_{i=1}^{p} K_{pi} \qquad A_N + 1 = A_p$$

Deve essere valida questa relazione

ESEMPIO:

$$V_u = 3V_1 + 4V_2 - V_3$$

$47\,k\Omega$



$K_{N1} = 1$

$K_{N2} = 5$

$$\begin{cases} R_f = R_{N1} \\ R_{N2} = \frac{R_f}{5} \end{cases}$$

$R_{N1} = 47\,k\Omega$

$R_{N2} = 10\,k\Omega$

$$\frac{R_{p2}}{R_{p1}} = \frac{K_{p1}}{K_{p2}} \qquad R_{p2} = \frac{K_{p1}}{K_{p2}} \cdot R_{p1}$$

$$R_{p2} = \frac{3}{4} R_{p1}$$

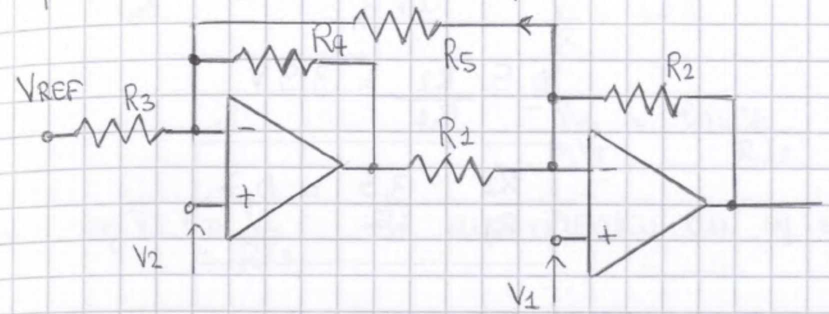
$$R_f \,//\, R_{N1} \,//\, R_{N2} = R_{p1} \,//\, R_{p2}$$

$V_u = K_1 \cdot \frac{R + R_A + R_B}{R} (V_1 - V_2)$ → Ad è funzione di R e quindi facilmente regolabile

24/10/12

Altro schema da amplificatore da strumentazione:

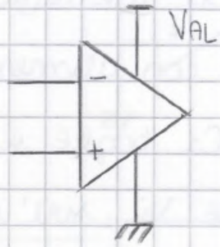
II) In questa configurazione sono presenti solo due amplificatori operazionali



AMPLIF. DA STRUMENTAZ. CON 2 OP-AMP

L'aggiunta di R_5 mi permette di cambiare il guadagno differenziale del sistema (se il sistema era in precedenza un ampli differenziale)

ALIMENTAZIONE SINGOLA



EX: LM324 → alim. singola SS (Singol Supply)

TL082 → no alim. singola, infatti ha un limite inferiore sulla dinamica di ingresso

- ESERCIZIO - Esempio 4

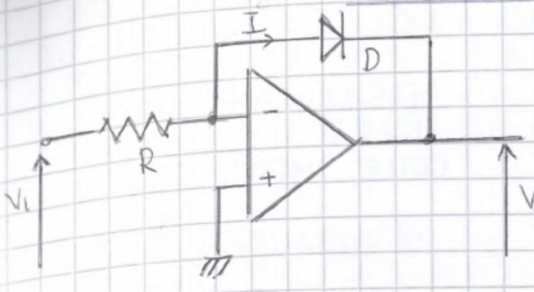
Amplificatore operazionale con alim. singola LMH6645 (Rail-to-Rail)

- $V_{AL} = 5\,V$
- V_i [1V - 2V]
- $V_u = 0{,}5\,V$ (quando $V_i = 1V$)
- $V_u = 4{,}5\,V$ (quando $V_i = 2V$)

← Funzione di trasferimento

AMPLIFICATORI NON LINEARI

AMPLIFICATORE LOGARITMICO



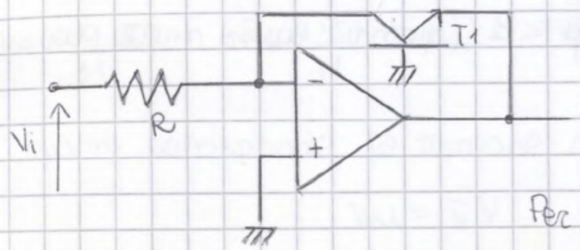
$$I = \frac{V_i}{R} \qquad I_D = I_S\left(e^{V_D/\eta V_T} - 1\right) \simeq I_S e^{V_D/\eta V_T}$$

$$\frac{V_i}{R} = I_S \cdot e^{-V_u/\eta V_T} \leftarrow V_u = -V_d$$

$$-\frac{V_u}{\eta V_T} = \ln \frac{V_i}{R I_S}$$

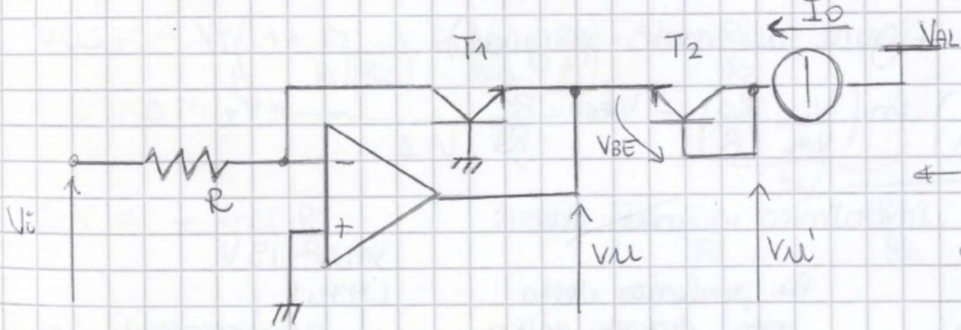
$$V_u = -\eta V_T \ln \frac{V_i}{R I_S} \longrightarrow \text{dipendenza da } \eta \text{ e } I_S \text{ !}$$

Per risolvere la dipendenza da η e I_S, sostituisco il diodo con un transistor bipolare (in modo da avere $\eta = 1$):



$$V_u = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_S}$$

Per ridurre invece, la dipendenza da I_S:



← Vu' è prelevato in un punto di alta impedenza

$$V_u' = V_u + V_{BE}$$

$$I_0 = I_{S2}\, e^{V_{BE}/V_T} \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln \frac{I_0}{I_{S2}}$$

Allora:

$$V_u' = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_{S1}} + V_T \ln \frac{I_0}{I_{S2}} = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_{S1}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_0}\right)$$

Se T1 e T2 sono montati sullo stesso chip di silicio e hanno la stessa area $\Rightarrow I_{S1} = I_{S2}$ $\Rightarrow$ $\boxed{V_u' = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{R I_0}\right)}$

si è eliminata ⟶

la dipendenza dalla temperatura

$\frac{V_i}{R} \cdot \frac{R_0}{V_{AL}} = 1$ (Quando Vi grande)

- $I_{u_{MAX}} = I_{MAX} + I_0 = \frac{10\,V}{R} + \frac{1\,V}{R} = \frac{11\,V}{R} < 5\,mA$ — Io di solito è pari al 10% di I, quindi trascurabile.

$R > \frac{11\,V}{5\,mA} = 2{,}2\,k\Omega$ (controllare col datasheet)

$\frac{V_{i\,min}}{R} >> I_b + \frac{I_{off}}{2}$ → massimo valore delle correnti di polarizzazione

$R << \frac{0{,}1\,V}{600\,mA} = 167\,k\Omega$

$R = 15\,k\Omega \qquad R_0 = 220\,k\Omega$

- $\left(\frac{V_{i\,max}}{R} + \frac{1\,V}{R}\right) \cdot R_4 < 9\,V$ → in modo tale da non superare la dinamica di uscita

$R_4 < \frac{9}{11} R \qquad R_4 < \frac{9}{11} \cdot 15\,k\Omega \Rightarrow R_4 = 10\,k\Omega$

- A quanto corrisponde la tensione di uscita nel pto di deriva termica nulla?

$V_{u1} = 5\,V$

$$V_{u2} = \underbrace{-V_T\left(1 + \frac{R_2}{R_1 // R_3}\right) \ln\left(\frac{V_i}{V_{AL}} \cdot \frac{R_0}{R}\right)}_{1\,V} - V_{ref}\frac{R_2}{R_3}$$

$5\,V = -V_{ref}\frac{R_2}{R_3} \qquad V_{ref} = -5\,V \cdot \frac{R_3}{R_2} \qquad \frac{R_3}{R_2} = 3$

Scegliendo come Vref la tensione di alim $\boxed{V_{ref} = -15\,V}$ $= -V_{AL}$

- Come dimensionare?

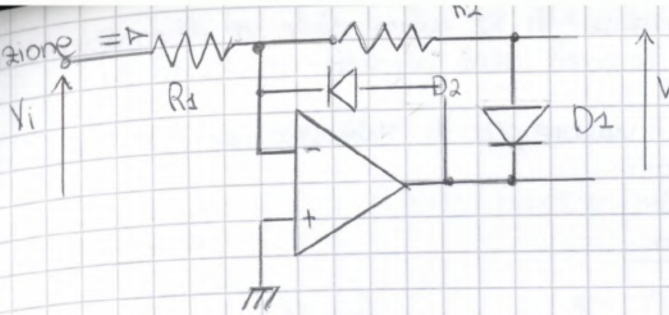
$0\,V = -V_T\left(1 + \frac{R_2}{R_1 // R_3}\right) \ln 10 + 5\,V$ (quando $V_u = 0$, $V_i = 10$)

$\frac{+5\,V}{V_T \ln 10} = 1 + \frac{R_2}{R_1 // R_3} = 83{,}5$

$$\begin{cases} R_2 = 82\,k\Omega \\ R_1 = 1\,k\Omega \\ R_3 = 270\,k\Omega \end{cases}$$

⇒ valori trovati con l'opportuno dimensionamento

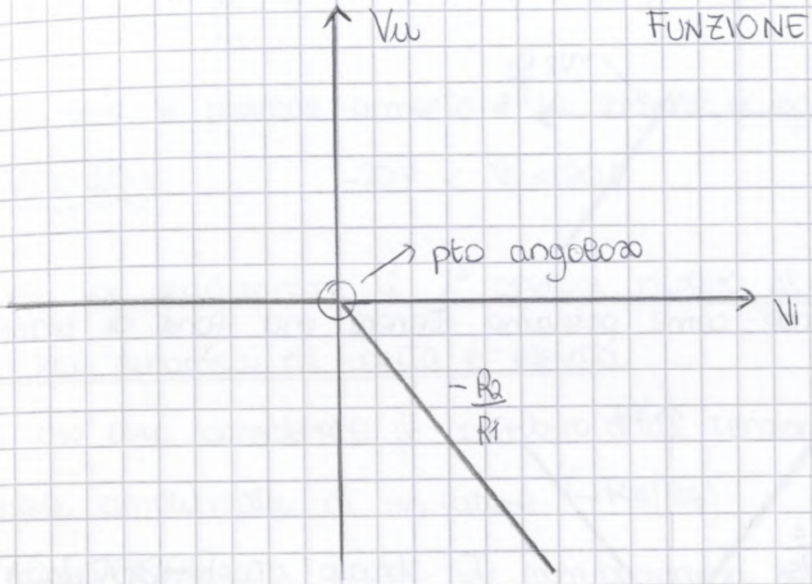
Soluzione ⇒



→ CIRCUITO CORRETTO

Quando $V_i < 0$, D_2 entra in conduzione e chiude la retroazione.

FUNZIONE DI TRASFERIMENTO



Z_u è basso se D1 conduce $(V_u < 0)$ (r_{00})

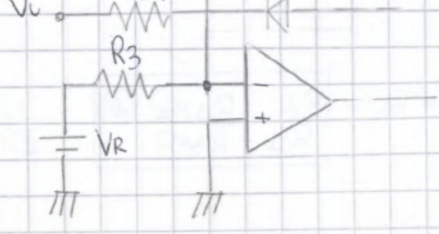
Z_u = ? se D2 conduce ? $(V_u = 0)$ ⇒ $Z_u = R_2$

L'impedenza di uscita è diversa a seconda del diodo che conduce. Inserendo un carico R_L tra R_2 e massa non passa corrente in R_2 e va bene, se invece è presente anche una resistenza equivalente ho un passaggio di corrente, ma possiamo ovviare al problema collegando il carico a 0 V.

In conclusione, nel diodo ideale il carico deve essere riferito a Ø V.

- È possibile traslare la caratteristica, spostando il pto angoloso a destra o a sinistra?
- Cosa succede se scambio le polarità dei diodi? La corrente in R_2 passa solo per tensioni negative. La semionda negativa viene raddrizzata.

Tornando alla prima domanda invece inserisco R_3:



- Cosa succede se $\frac{R_2}{R_1} = 2$ e $\frac{R_4}{R_3} = 1$?

L'uscita non può essere maggiore di 5V, altrimenti l'uscita va in saturazione. $V_i < 5V$ (Non rientro nella dinamica di ingresso del II operaz)

- $\frac{R_2}{R_1} = 1$ $\frac{R_4}{R_3} = 2$ ← OK

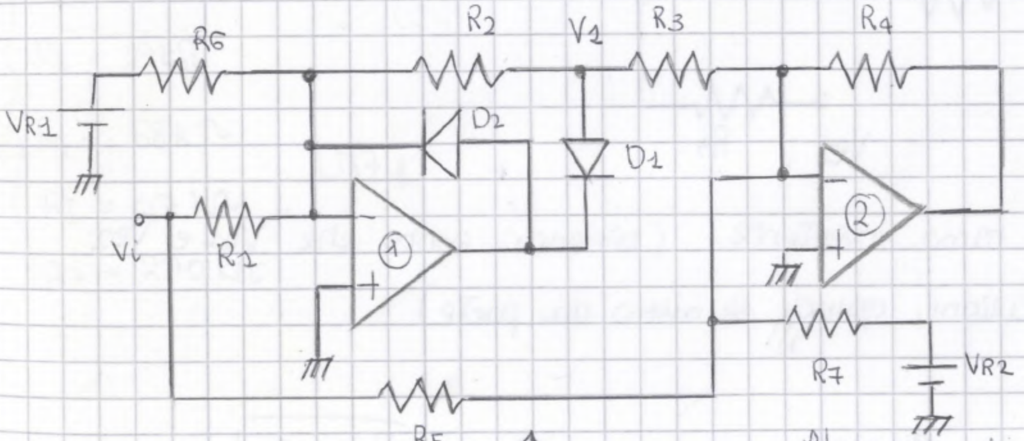
In questo caso è possibile aumentare la tensione di ingresso.

$V_i < 10V$ $-20V < V_i < 20V$

Conclusione: far guadagnare il 2° operaz rispetto al 1° è più vantaggioso poiché la dinamica di uscita è elevata.

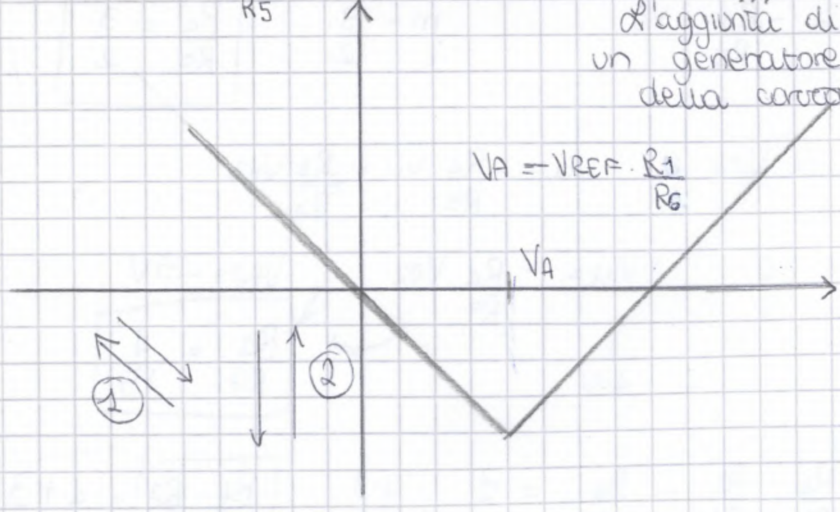
In ogni caso devo considerare il contributo della tensione di offset che viene anch'essa amplificata di un fattore $(-R_4/R_7)$.

Essa viene ottimizzata quando ② non guadagna sul ramo del diodo ideale.



GENERALIZZATO

L'aggiunta di una resistenza R_6 e un generatore provoca la traslazione della caratteristica



$V_A = -V_{REF} \cdot \frac{R_1}{R_6}$

Se introduco R_7 e V_{R2} traslo la caratteristica in verticale.

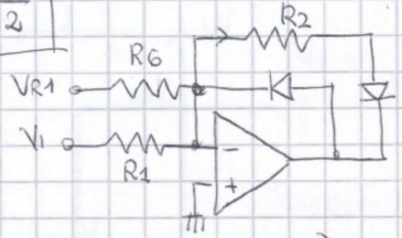
$V_i < V_A$

$V_u = -V_i \frac{R_4}{R_5} - V_{R2} \frac{R_4}{R_7}$ $V_u(V_A) = -V_A \cdot \frac{R_4}{R_1} - V_{R2} \cdot \frac{R_4}{R_7}$

Utilizzando la max dinamica di ingresso: $\boxed{\frac{R_2}{R_1} = 1}$ → guadagno unitario per il 1° stadio

Quindi $\boxed{\frac{R_4}{R_3} = \frac{5}{2}}$

$\frac{4-1}{5-2}$



Dimensionamento di $\frac{R_1}{R_6}$

$$\frac{V_{R1}}{R_6} + \frac{V_i}{R_1} = 0$$

$$\frac{V_{R1}}{R_6} = -\frac{2V}{R_1}$$

il punto angoloso si ha quando $I_{R2} = 0$ (cambiamento soglia)

Per compensare il ⊖, $V_{R1} = -15V$

$$\boxed{\frac{R_1}{R_6} = \frac{2}{15}}$$

Adesso e' possibile dimensionare tutte le resistenze :

$R_2 = 27k\Omega$

$R_1 = 27k\Omega$

$\frac{R_1}{R_6} = \frac{2}{15} \Rightarrow R_6 = \frac{15}{2} \cdot 27k\Omega = 220k\Omega$

$R_3 = 27k\Omega$

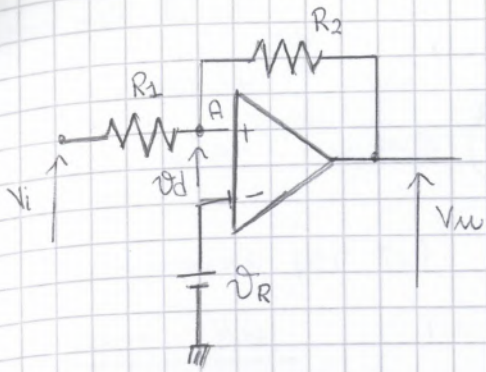
$R_4 = 68k\Omega$ LM741

$R_5 = 47k\Omega$

$R_7 = 270k\Omega$

COMPARATORE CON ISTERESI (N. I)

31/10/12



$$V_A = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_u + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_i$$

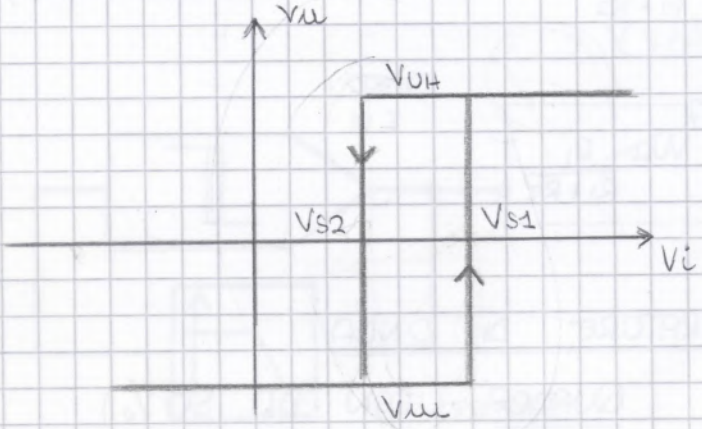
$V_u \to V_{uH}$, $V_u \to V_{uL}$

Sovrapposiz degli effetti

Il valore di Vi per cui VA = VR è il valore della soglia.

$$V_R = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot V_{uH} + \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_{S2}$$

$$\begin{cases} V_{S2} = -\frac{R_1}{R_2} V_{uH} + \frac{R_1+R_2}{R_2} V_R \\ V_{S1} = -\frac{R_1}{R_2} V_{uL} + \frac{R_1+R_2}{R_2} V_R \end{cases} \Rightarrow \text{tensioni di soglia}$$



$$V_{S1} - V_{S2} = -\frac{R_1}{R_2}(V_{uH} + V_{uL}) \to \text{differenza tra le due soglie}$$

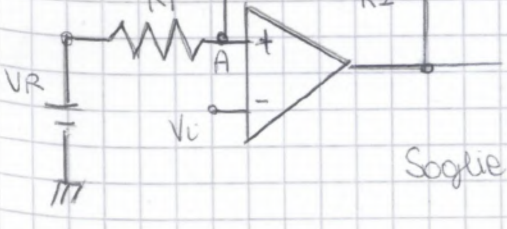
Se: $V_{uL} = -V_{uH} \Rightarrow V_{S1} - V_{S2} = + \frac{V_{uH} R_1}{R_2}$

$$\frac{V_{S1}+V_{S2}}{2} = \frac{R_1+R_2}{R_1} V_R - \frac{1}{2}$$

Se $V_{uL} = -V_{uH}$

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

Come trasformare invece un comparatore invertente?



N.I

$$V_A = V_u \frac{R_1}{R_1+R_2} + V_R \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Soglie:
$$\begin{cases} V_{S1} = \frac{V_{uH} R_1}{R_1+R_2} + V_R \frac{R_2}{R_1+R_2} \\ V_{S2} = \frac{V_{uL} R_1}{R_1+R_2} + V_R \frac{R_2}{R_1+R_2} \end{cases}$$

Quanto vale T_1 = ?

$$V_{S1} = (V_{S2} - V_{UH}) e^{-T_1/RC} + V_{UH}$$

Ricavando T_1:

$$\frac{V_{S1} - V_{UH}}{V_{S2} - V_{UH}} = e^{-T_1/RC} \Rightarrow \boxed{T_1 = RC \ln \frac{V_{UH} - V_{S2}}{V_{UH} - V_{S1}}} \rightarrow \text{semiperiodo}$$

(Analogamente per T_2)

Se $V_{UL} = -V_{UH}$: $\quad T = 2RC \ln \frac{V_{UH} - V_{S2}}{V_{UH} - V_{S1}}$

$V_{UL} = -V_{UH}$

$$V_{S1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{UH} \qquad V_{S2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{UL} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{UH} = -V_{S1}$$

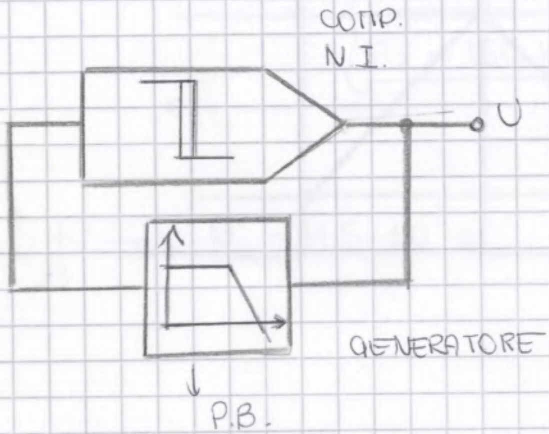
Riscrivendo T:

$$T = 2RC \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \Big/ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 2RC \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

non dipende dalla tensione di soglia

molto usato quando non si necessita una buona precisione sulla frequenza di uscita.

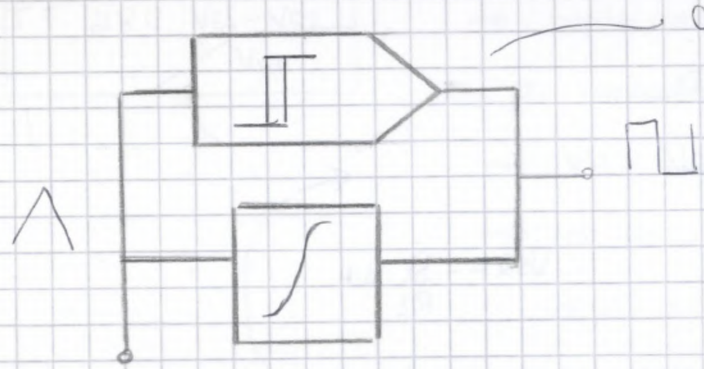
X Vedi



Per generare un'onda quadra

Cosa succede se al posto del PB metto un integratore?

Cambio il segno al comparatore



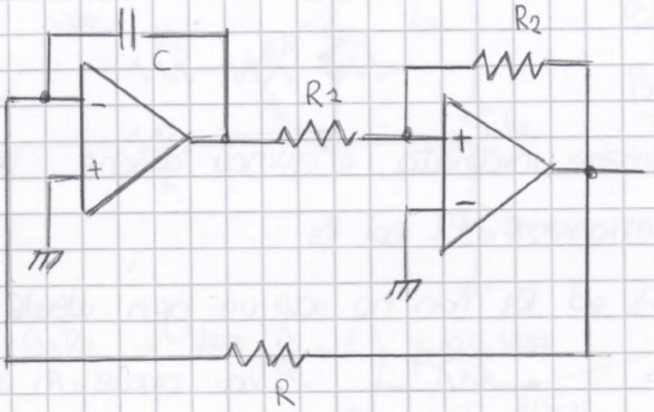
ESERCIZIO (GEN. D' ONDA TRIANGOLARE)

LM741 $V_{AL} \pm 15V$

$f = 500\ Hz$ (fr. di uscita)

$V_{Tpp} \simeq 8V$

$\overline{V}_T = 0V$



$V_{S1} = 4V$
$V_{S2} = -4V$

$$V_{S1} = -\frac{R_1}{R_2} V_{UL}$$

$$\boxed{V_{S1} - V_{S2} = 2V_{OH}\frac{R_1}{R_2}}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{4V}{12V} = \frac{1}{3}$$

Scelgo $\begin{cases} R_1 = 47\ k\Omega \\ R_2 = 150\ k\Omega \end{cases}$ → valori non troppo elevati

$$\boxed{T = 4RC \cdot \frac{R_1}{R_2}}$$

$$2\cdot 10^{-3} = 4RC \cdot \frac{1}{3} \Rightarrow RC = 1{,}5 \cdot 10^{-3}\ s$$

$$\begin{cases} R = 100\ k\Omega \\ C = 15\ mF \end{cases}$$

$50 \leq f \leq 500\ Hz$

$$\boxed{T = 2RC\frac{V_{S1} - V_{S2}}{V_{UH}}}$$

COME VARIARE T "FINEMENTE"?

→ i condensatori a commutazione utilizzato per variazioni grossolane di f

→ V_{S1} e V_{S2} non si possono cambiare

→ non posso variare R perchè servirà dopo per altre variazioni

→ V_{UH} = ?

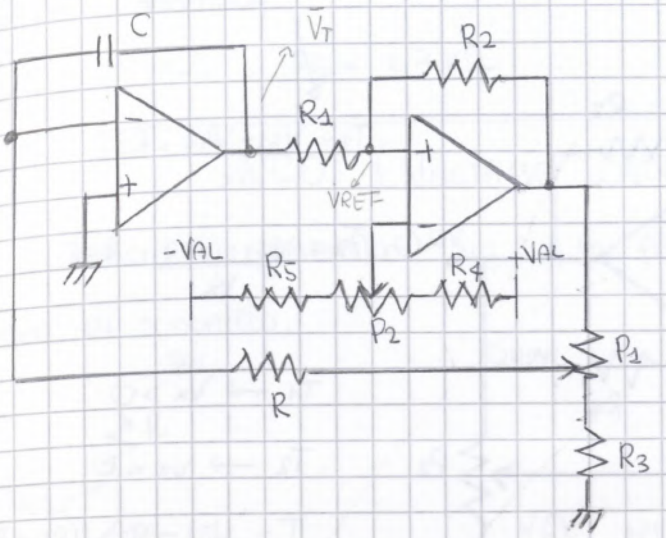
$$f = \frac{V_{UH}}{2RC(V_{S1} - V_{S2})}$$

Variando linearmente V_{UH} cambia la frequenza

La V_{UH} è la tensione di uscita di saturazione e non può essere modificata, quindi inserisco un potenziometro →

$-4V < \bar{V}_T < 4V$ → valor medio regolabile tra questi due valori

Come si cambia il val. medio dell'onda triangolare? → Bisogna far variare il valor medio delle tensioni di soglia



$$\frac{V_{S1}+V_{S2}}{2} = \bar{V}_T$$

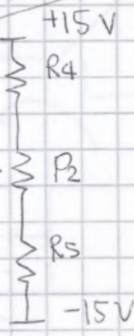
$R_4 = R_5$

$\underline{P_2 = 10\,k\Omega}$

$$V_{REF} = V_T\left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)$$

$$\bar{V}_T = V_{REF}\cdot\frac{R_1+R_2}{R_2} = V_{REF}\left(\frac{R_1}{R_2}+1\right) = \frac{4}{3}V_{REF} \qquad \left(\frac{4}{3}V_{REF_{MAX}} = 4V\right)$$

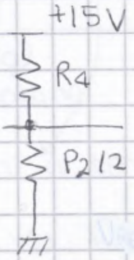
$$\begin{cases} V_{REF_{MAX}} = \dfrac{4\cdot 3}{4}\,V = 3V \\ V_{REF_{MIN}} = -3V \end{cases}$$



Lavoro su:

$\underline{R_4 = R_5}$

$\Longrightarrow$



$$V_{REF_{MAX}} = \frac{P_2/2}{R_4+P_2/2}\cdot V_{AL}$$

$R_4 = 2P_2$

$R_4 = 20\,k\Omega$, quindi si sceglie:

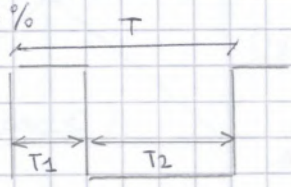
$\underline{R_4 = 18\,k\Omega}$

$\underline{R_5 = 18\,k\Omega}$

Se volessi avere Duty Cycle variabile, ad esempio:

$DC_{MIN} = 25\%$, $DC_{MAX} = 75\%$

$$DC = \frac{T_1}{T_1+T_2}$$



$$\begin{cases} T_1 = \dfrac{V_{S1}-V_{S2}}{V_{OH}}\cdot R_1 C \\ T_2 = \dfrac{V_{S1}-V_{S2}}{V_{OH}}\cdot R_2 C \end{cases}$$

$$T = T_1+T_2 = \frac{V_{S1}-V_{S2}}{V_{OH}}(R_1+R_2)C$$

IDEA: MANDARE AL CONDENSATORE CORRENTI DIVERSE A SECONDA DEL VERSO DELLA CORRENTE.

$$\frac{R_6}{2} = \frac{P_3}{4} \qquad P_3 = 2R_6$$

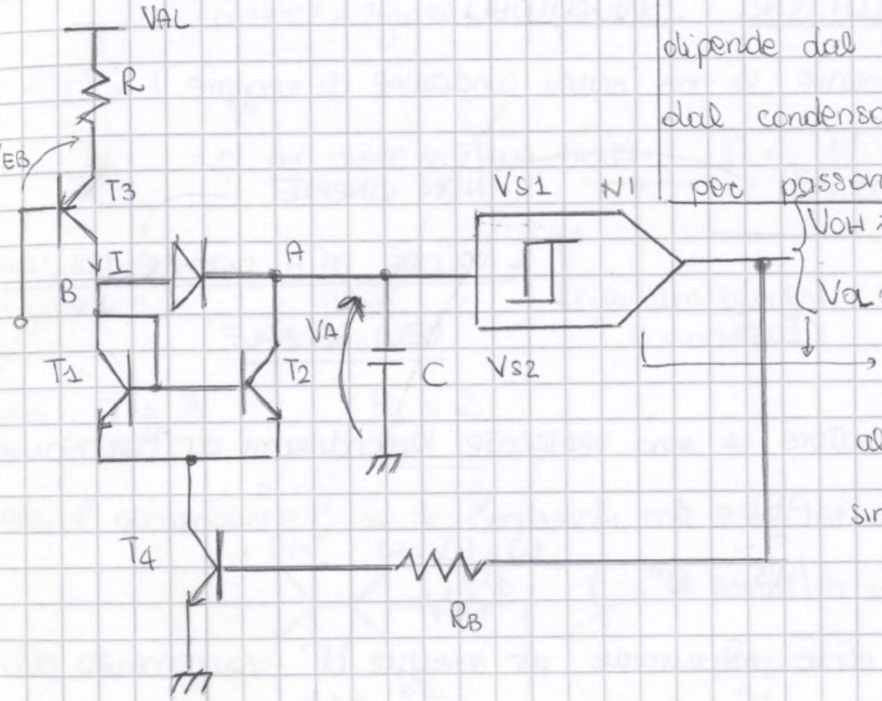
$$2P_3 = 200\ k\Omega$$

$$P_3 = 100\ k\Omega \qquad R_6 = 47\ k\Omega$$

VCO (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR) VCG

E' un oscillatore (o generatore) in cui la frequenza dipende e varia da una tensione di controllo.

La frequenza di oscillazione dipende dal tempo impiegato dal condensatore che si carica per passare da una soglia all'altra.



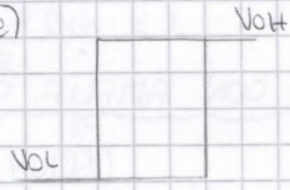
$V_{OH} \gg 0V$

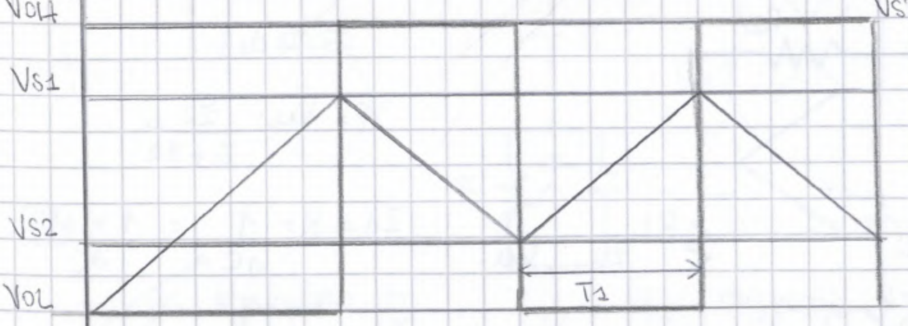
$V_{OL} \simeq 0$

→ comparatore alimentato a tensione singola ($V_{S1}, V_{S2} > 0$)

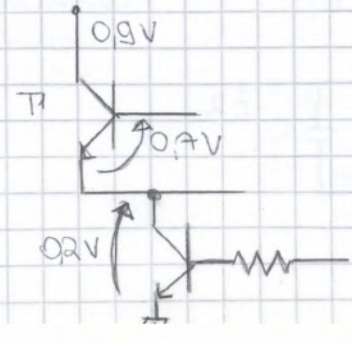
$T_3 \rightarrow$ Gen. di corrente (è l'unico attivo inizialmente)

$$I \simeq \frac{V_{AL} - V_{EB} - V_C}{R}$$





$$V_{S1} - V_{S2} = \frac{I}{C} \cdot \frac{T}{2}$$



$$V_{S1} = V_{S2} + \frac{I}{C} T_1$$

$$T_1 = \frac{V_{S1} - V_{S2}}{I} \cdot C$$

$$I = \frac{V_{AL} - V_{EB} - V_C}{R}$$

$$\frac{V_f}{V_u} = \frac{\frac{R}{1+sRC}}{\frac{R}{1+sRC} + \frac{1+sRC}{sC}} = \frac{sRC}{sRC + (1+sRC)^2} = \frac{sRC}{s^2R^2C^2 + 3sRC + 1}$$

$$V_f = V_u \cdot \beta$$

$$V_u = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_f \qquad \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_f$$

Quindi: $$A\beta = \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{A} \underbrace{\frac{sRC}{s^2R^2C^2 + 3sRC + 1}}_{\beta}$$

Per le condizioni di Barkhausen:

$$\beta(j\omega) = \frac{j\omega RC}{-\omega^2R^2C^2 + 3j\omega RC + 1}$$

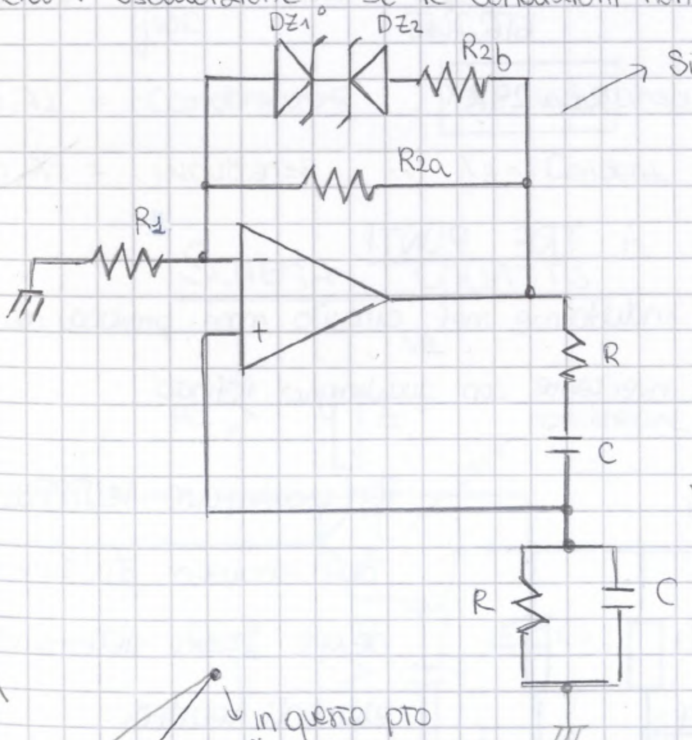
$$\omega_0^2 R^2 C^2 = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$ => per avere la fase nulla $$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\beta(j\omega_0) = \frac{j\omega_0 RC}{3j\omega_0 RC}$$ (gli altri termini si annullano) $= \frac{1}{3}$

Quindi $A = 3$ $\quad \frac{R_2}{R_1} = 2$ $\quad$ vedere Tib p. 219

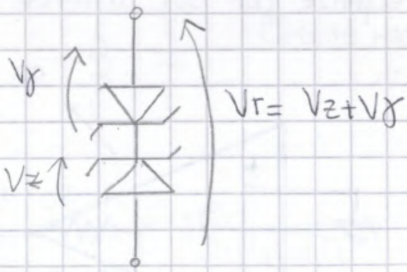
Chi genera l'oscillazione? Se le condizioni non sono ben soddisfatte cosa succederebbe?

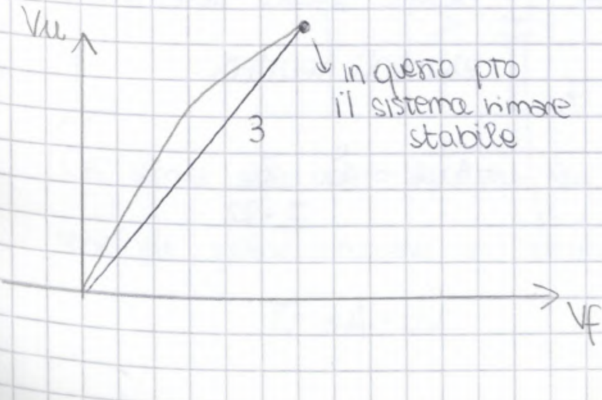


Si varia R_2 in funzione dell'ampiezza del segnale

$$\frac{R_{2b}}{R_1} > 2$$

$$\frac{R_{2a} \parallel R_{2b}}{R_1} < 2$$





fino a quando il sistema non raggiunge V_T l'amplificazione è $1 + (R_{2a}/R_1)$.

In seguito i diodi iniziano a condurre man mano che aumenta l'ampiezza

$$v_f = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \cdot v_u = - \frac{Z_1 Z_L A_v v_i}{(Z_1 + Z_3)(Z_L + R_o)}$$

$$Z_L = (Z_1 + Z_3) \;//\; Z_2 = \frac{Z_2 (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

$$\frac{v_f}{v_i} = - \frac{Z_1 Z_2 A_v}{R_o(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)}$$

$$Z_m = j X_m$$

ESPRESSIONE REALE PER AVERE FASE 0°

$$\frac{v_f}{v_i} = \cancel{-} \frac{\cancel{j^2} X_1 X_2 A_v}{\underbrace{j R_o (X_1 + X_2 + X_3)} - X_2 (X_1 + X_3)} \rightarrow \text{Guadagno ad anello}$$

questo termine deve annullarsi (dato che voglio che il termine sia reale)

$$\omega = \omega_0 \quad \begin{cases} X_1 + X_2 + X_3 = 0 \\ X_1 + X_3 = - X_2 \end{cases}$$

$\Leftarrow$
- Numeratore positivo
- $X_1 + X_2 + X_3 = 0$

$$T(j\omega_0) = \frac{X_1 X_2}{X_2^2} A_v = \frac{X_1}{X_2} \cdot A_v$$

$\frac{X_1}{X_2} \rightarrow$ POSITIVO

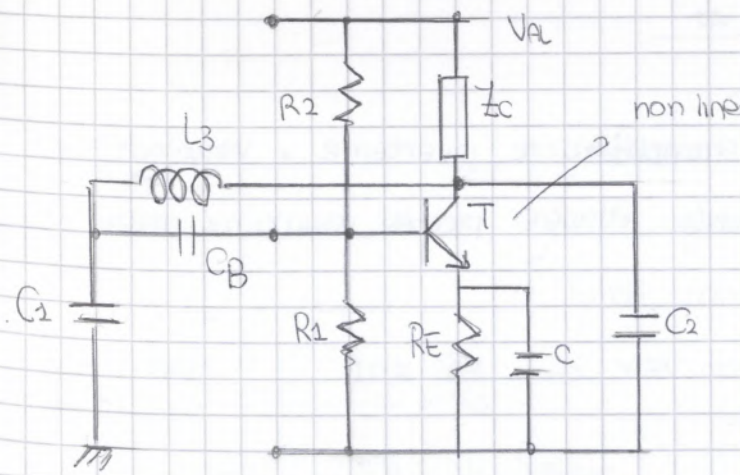
$L \rightarrow j\omega L \qquad X_L = \omega L$

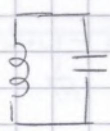
$C \rightarrow \frac{1}{j\omega C} \qquad X_C = - \frac{1}{\omega C}$

X_1, X_2 = Condensatore , X_3 = induttanza — COLPITTS

X_1, X_2 = INDUTTANZA , X_3 = Condens. — HARTLEY

SCHEMA COLPITTS

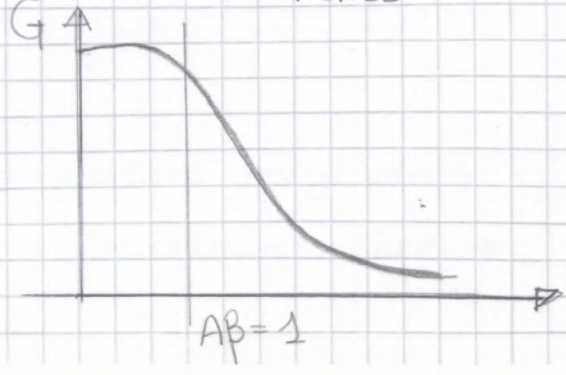




Circuito risonatore

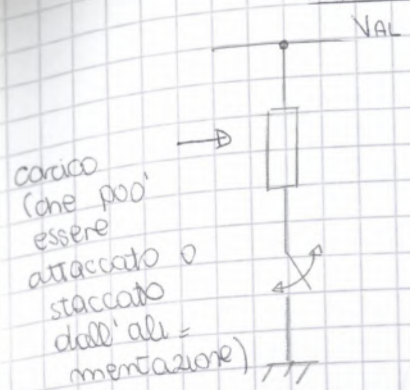
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C_1 // C_2}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} L_3}}$$

C_B serve solo per separare la rete di polarizzazione in continua

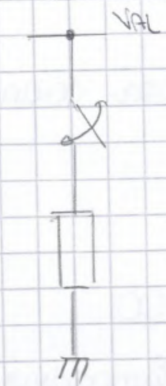


TRANSISTOR IN COMMUTAZIONE

7/11/12

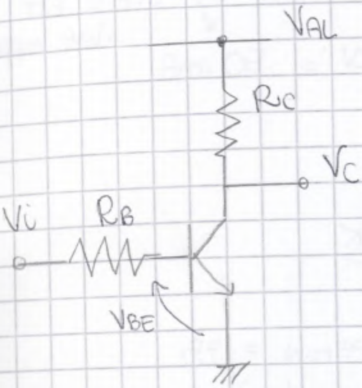


LOW SIDE

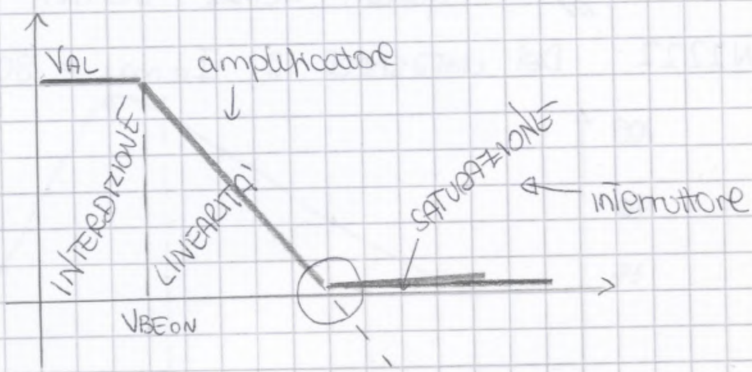


HIGH SIDE

Il transistor e' usato come "amplificatore digitale" con la possibilità di accendere o spegnere un carico in ~~un~~ cui scorre una certa corrente (ES. 1 A)



Se Vi non e' sufficiente da far passare corrente nel BJT, esso e' spento.



LINEARITÀ

Se $V_i > V_{BEON}$ $\rightarrow$ $I_B = \dfrac{V_i - V_{BEON}}{R_B}$

$I_C = h_{FE} I_B$ $\quad V_C = V_{AL} - (R_C h_{FE} I_B)$

$$V_C = V_{AL} - R_C h_{FE} \cdot \frac{V_i - V_{BEON}}{R_B}$$

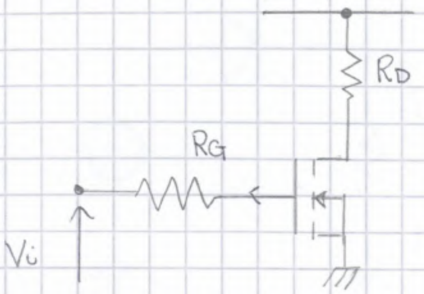
relazione tra tensione di uscita e tensione di ingresso non lineare a causa di h_{FE} (che non e' costante)

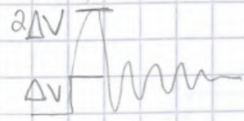
$\dfrac{I_C}{I_B} < h_{FE}$ $\quad I_C \approx \dfrac{V_{AL}}{R_C}$ $\rightarrow$ max caduta di tensione su RC.

$I_B = \dfrac{V_i - V_{BESAT}}{R_B}$

$\dfrac{I_C}{I_B} = \beta_{FORZATO}$ $\Rightarrow$ poiché e' imposto dal costruttore (esternamente) imponendo tensione di alimentazione, valore di resistenza di carico...

MOSFET IN COMMUTAZIONE





A cosa serve la resistenza di Gate?

Diminuisce il Q del circuito, e serve quando il pilota è distante.

Se $V_i < V_{TH}$ c.a.

- SAT. DI CANALE (GEN. DI CORRENTE) $\quad I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$

  $V_{GS} - V_{TH} < V_{DS}$

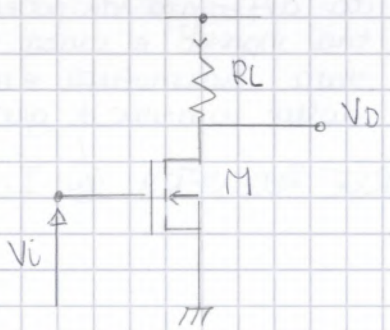
- TRIODO $\quad I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$ (quando la tensione $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$)

- ZONA RESISTIVA $\quad I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}$

$$R_{ON} = \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_i - V_{TH})} \left(= \frac{V_{DS}}{I_D} \right)$$

equivalente del MOS in zona resistiva

Se V_i è suff. alta tale da portare il MOS in funz. resistivo $\rightarrow R_{ON}$

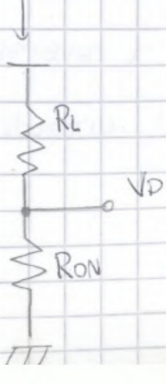


Il progetto si limita a scegliere il tipo di MOSFET più adatto.

EX: $I_{RL} = 50\ mA$ $\qquad$ 0,5 V OFF $= V_{OFF}$; 5 V ON $= V_{ON}$

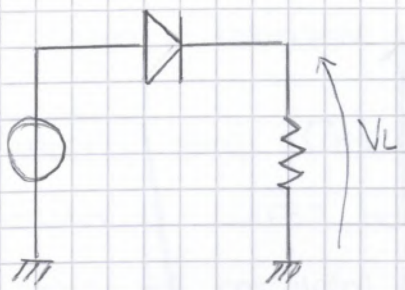
- $\begin{cases} V_{TH} > V_{OFF} \\ V_{TH} < V_{ON} \end{cases}$
- $I_{D\,MAX}$
- R_{ON}
- $V_{DS\,MAX}$ $\quad V_{DS0}$

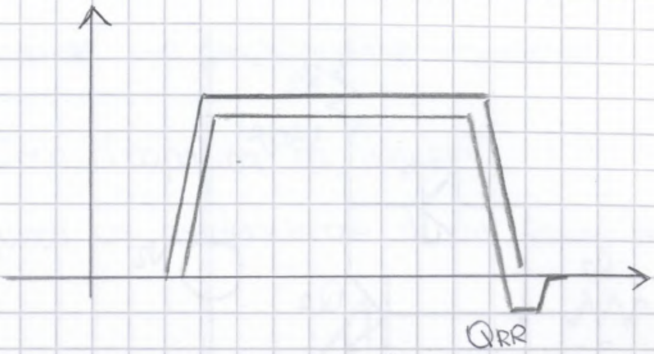
Se il MOS è pilotato correttamente



$$R_L = \frac{10V}{50mA} = 200\,\Omega$$

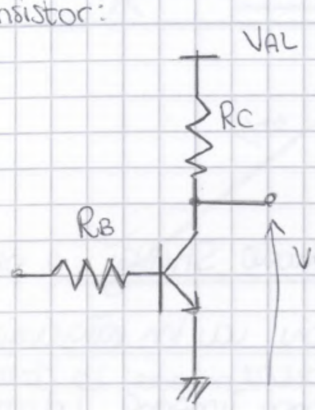
Comportamento dinamico - Continuazione - 12/11/12

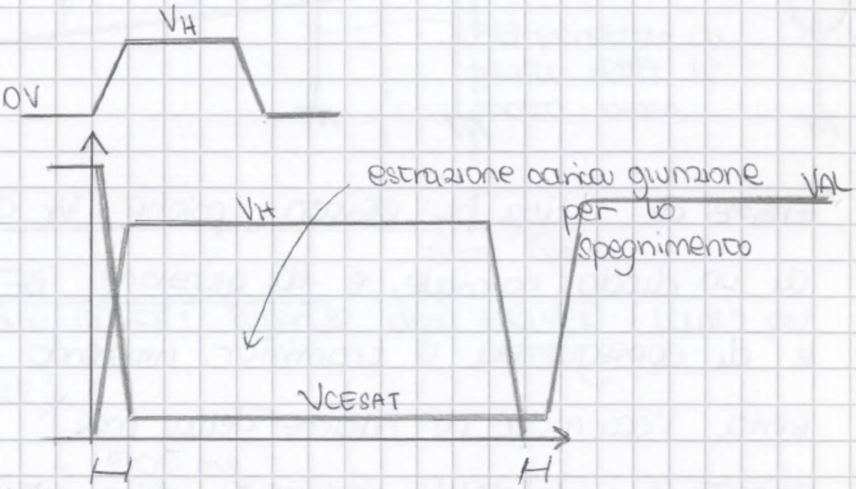




Carica di reverse recovery

Per il transistor:





La transizione di accensione è minore rispetto allo spegnimento

In fase di passaggio da saturazione ad interdizione occorre svuotare la giunzione base-emettitore dalla carica accumulata durante la permanenza in saturazione.

Per migliorare le prestazioni:

- condensatore di accelerazione
- diodo Schottky

C_{gd} all'inizio si trova tra 0 e V_{AL}. Durante la transizione:

siamo in saturazione di canale → amplificatore invertente

C_{gd} posso vederla come C_{MI} e C_{MO} (capacità di miller)

Per fare commutare il MOSFET ho quindi un condensatore di un valore più elevato (a causa del parallelo)

la pendenza di questa retta è molto bassa

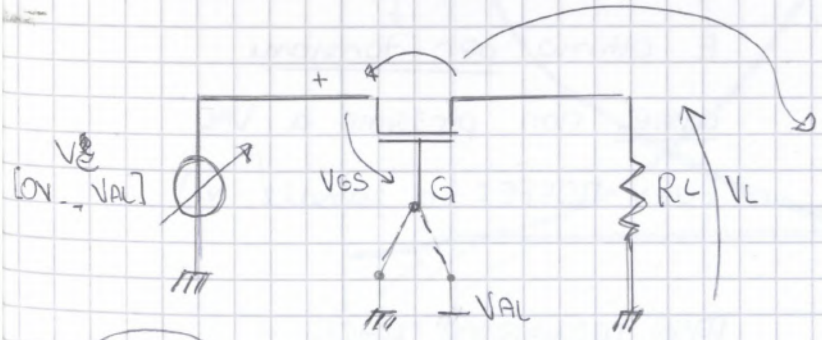
La capacità di commutazione del MOSFET dipende dal **DRIVER** (tanto più elevata più commuta velocemente)

EX: $I = \frac{Q}{T}$ $\qquad T = \frac{5{,}5\,mC}{11\,mA} = 500\,ms$

$T = \frac{5{,}5\,mC}{1A} = 5{,}5\,ms$

La velocità di commutazione dipende da quanto in fretta si porta la carica sul gate

INTERRUTTORE BIDIREZIONALE



Hp: $R_L \to \infty$

Perché considero trascurabile la caduta sul MOSFET

$V_G = 0$ ⟹ Quindi il segno della V_{GS} è negativo.

$V_G = V_{AL}$

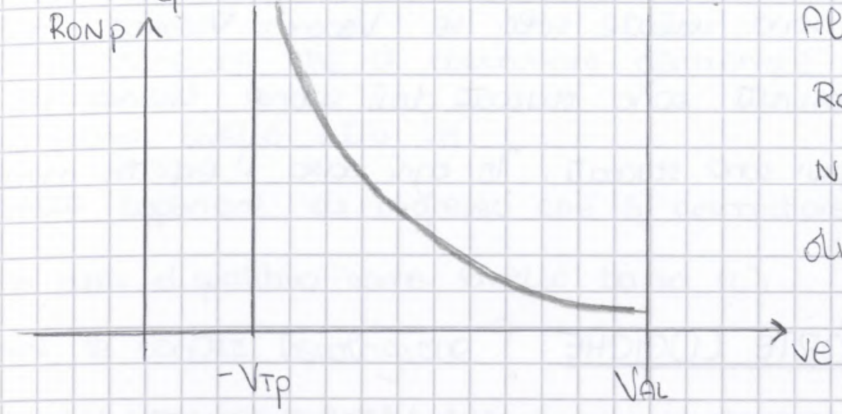
Se $V_{GS} \leq 0$ ⟹ OFF (int. aperto)

int. chiuso Se $V_G = V_{AL}$ ⟹ $V_{GS} = V_{AL} - V_e$

Se $V_{GS} > V_{TH}$ ⟹ ON

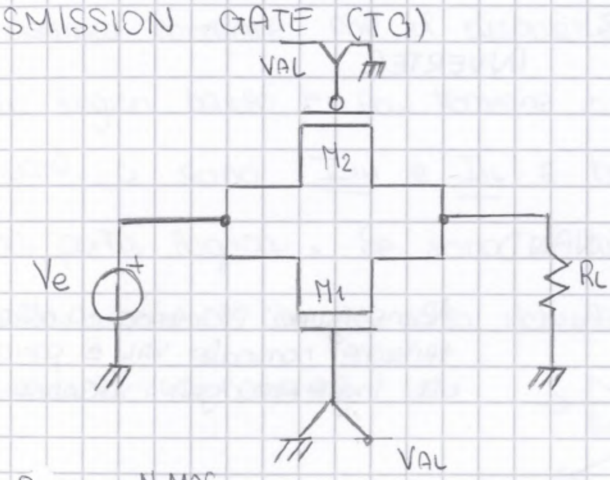
$$-I_{Dp} = \mu_p C_{ox} \frac{W_p}{L_p} \left(+V_e + V_{Tp} \right) V_{DS}$$

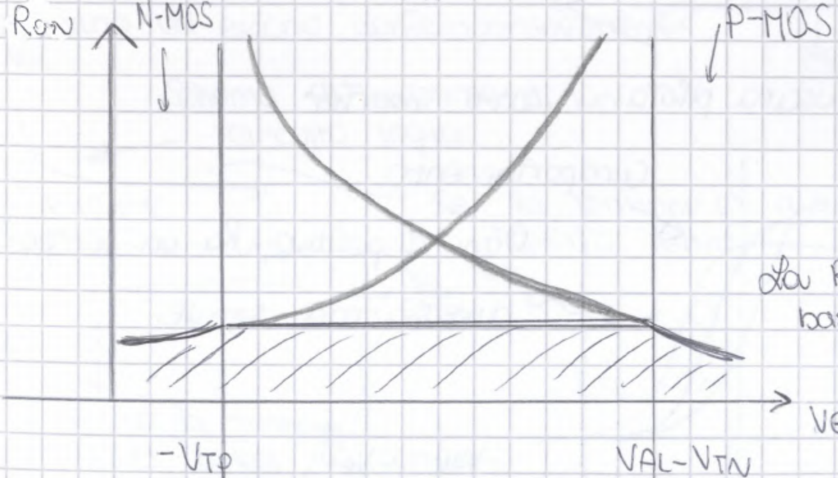
$$R_{ONp} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} \frac{W_p}{L_p} (V_e + V_{Tp})}$$



Al contrario della Ron nel transistor N-MOS; all'aumentare di Val e' sempre piu' utilizzabile

- ANALOG SWITCH
- TRANSMISSION GATE (TG) vedere bene





La Ron totale e' piu' bassa del singolo.

Come minimizzare Ron?

$$G_{ON} = \underbrace{\mu_N C_{ox} \frac{W_N}{L_N}}\left(V_{AL} - V_e - V_{TN} \right) + \underbrace{\mu_p C_{ox} \frac{W_p}{L_p}}\left(V_e + V_{Tp} \right)$$

Se $\mu_N C_{ox} \frac{W_N}{L_N} = \mu_p C_{ox} \frac{W_p}{L_p} \Rightarrow G_{ON} = \mu_N C_{ox} \frac{W_N}{L_N} \left[V_{AL} - \cancel{V_e} - V_{TN} \cancel{+V_e} + V_{Tp} \right]$

Quindi: due valori per l'uscita e due per l'ingresso. (più le correnti)

V_{OH} e V_{OL} V_{IL} e V_{IH}

(V_{OH}: minima tensione che il dispositivo manda fuori quando produce H.)

valori limite (cambiano con il carico)

- V_{IH}: minima tensione che il costruttore garantisce sia interpretata dal dispositivo come livello alto (H)
- V_{IL}: limite superiore di ingresso che il costruttore garantisce sia interpreta dal dispositivo come livello basso (L)

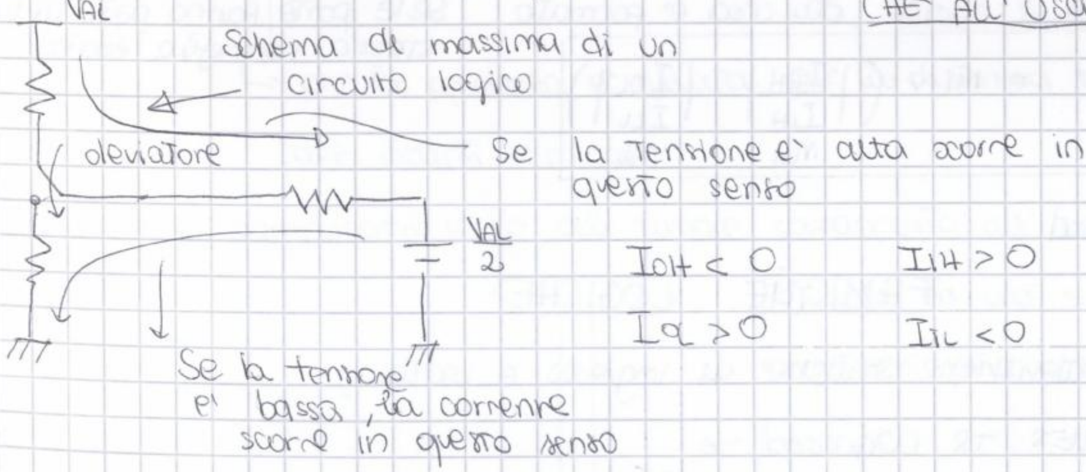
Come definire le condiz. fisiologiche?

- I_{OH}: massima correnre che il dispositivo può fornire quando l'uscita è a livello logico alto e la tensione rimane al di sopra della V_{OH}.
- I_{OL}: massima correnre che il dispositivo può assorbire quando l'uscita è a livello logico basso e la tensione rimane al di sotto della V_{OL}

Analogamenre, ci sono I_{IH} e I_{IL} e bisogna definire quale carico pilota una porta logica. Se sono a livello logico alto (al di sopra) la massima corrente che la porta richiede in ingresso è I_{IL}.

Come misurare una corrente?  SEMPRE ENTRANTE SIA ALL'INGRESSO CHE ALL'USCITA

Quando entrano ed escono contemporaneamente?



$I_{OH} < 0$ $I_{IH} > 0$

$I_{OL} > 0$ $I_{IL} < 0$

Serie di riferimento: 74 xx → commerciali

54 xx → militari

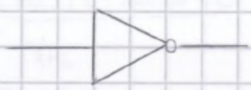
7400, quadruplo NAND a due ingressi

7404, sei inverter

- SERIE (LS) → standard in elettronica digitale

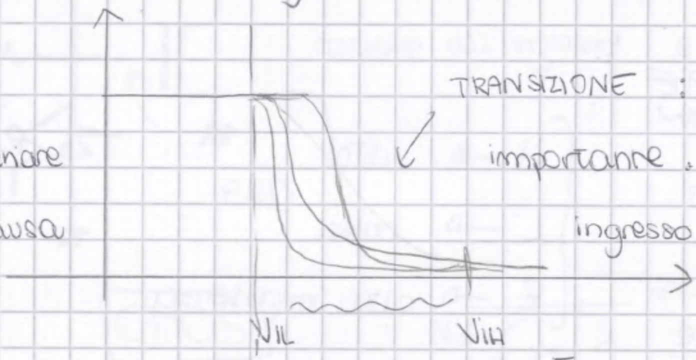
74LS00 LOW POWER SCHOTTKY

14/11/12

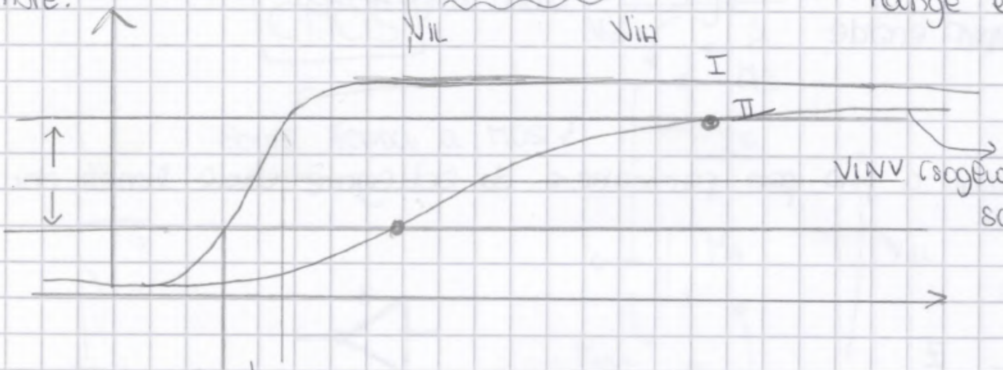


Quali sono le varianti di ingresso e uscita?

lo stato logico letto potrebbe variare casualmente a causa del rumore.



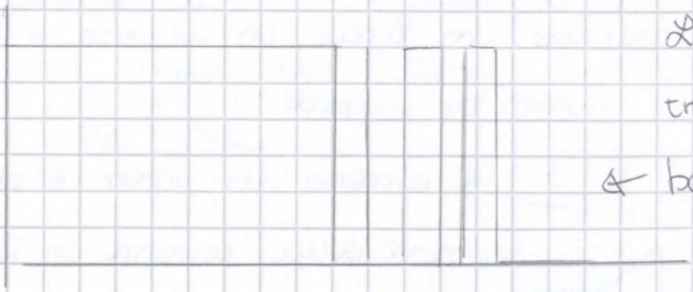
TRANSIZIONE: e' un problema importante. Se la tensione di ingresso appartiene a questo range e' un problema.



in questo caso sono molto distanti

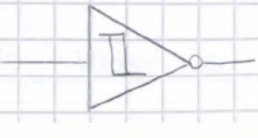
↳ piu' la pendenza e' elevata piu' la distanza tra i due istanti e' minore

Il caso potrebbe complicarsi se ho del rumore sovrapposto all'ingresso



L'uscita ha una serie di transizioni prima di diventare bassa

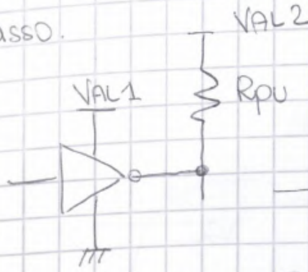
Per questo motivo si introduce l'isteresi → ingressi dotati di isteresi



TRIGGER DI SCHMITT

IL PULL-UP serve nei sistemi a μp. (in varie situazioni in cui ho diverse uscite che possono attivare la linea).

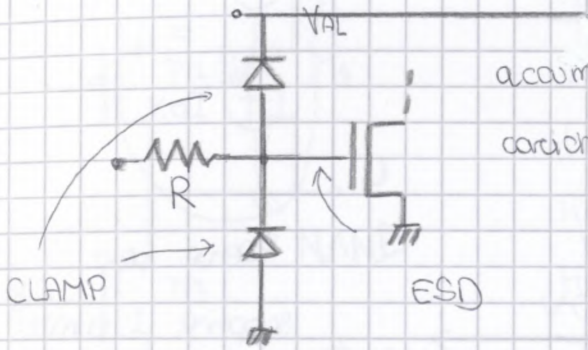
WIRED - OR (uscita cablata), ricordando che il livello attivo è quello basso.



Per l' interfacciamento di un sistema, per esempio PLC.

→ Diverse uscite open-drain pilotano la stessa linea.

PROTEZIONE INGRESSI



accumulo di cariche all'ingresso

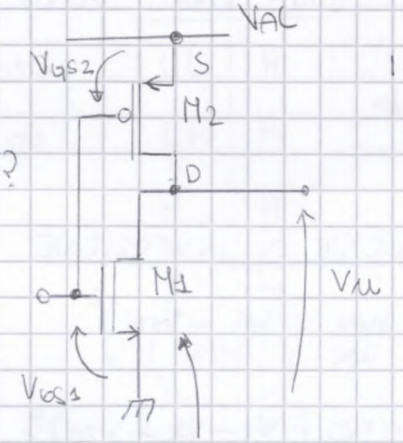
Condensatore molto piccolo e isolante sottile

↓

valori di campo elettrico molto elevati

CMOS

Come farla a MOS?



INVERTER CMOS

in condizioni statiche non passa corrente. (a vuoto!)

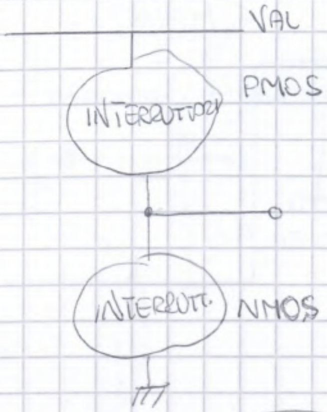
ingresso alto, interruttore a massa, uscita bassa

Con l'introduzione di M2, l'uscita di M1 viene invertita ulteriormente e quindi con ingresso alto ottengo un' uscita alta.

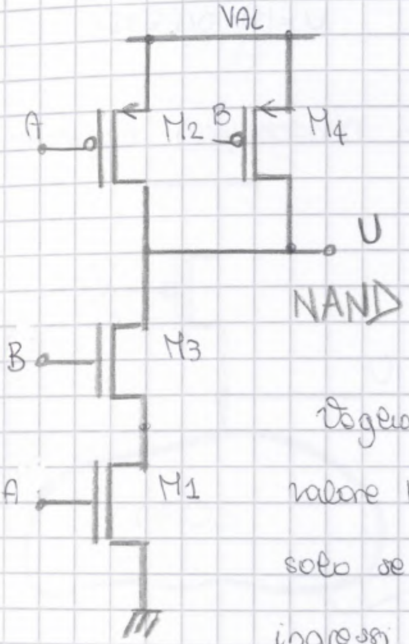
IDEALE →

Vi	M1	M2	Vu
ØV	OFF	ON	ØV
		$V_{DS2} = 0$ zona resistiva $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$	

Se cambio VAL cambiano Vk e Vtt.



NAND E NOR



NMOS

AB	U
LL	Z
LH	Z
HL	Z
HH	L

PMOS

AB	U
LL	H
LH	H
HL	H
HH	Z

Voglio avere un valore basso in uscita solo se entrambi gli ingressi sono H.

AB	U
LL	H
LH	H
HL	H
HH	L

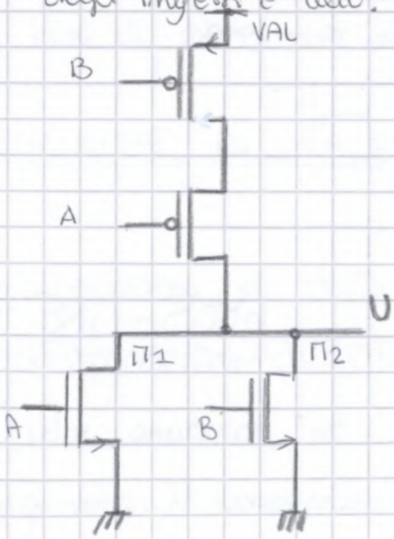
Uscita complessiva

NAND

Realizzazione NOR: l'uscita della porta deve essere bassa se almeno uno degli ingressi è alto.

AB	U
LL	H
LH	L
HL	L
HH	L

NOR



NOR $\longrightarrow$ $U = \overline{A+B}$

NAND $\longrightarrow$ $U = \overline{A \cdot B}$

NOR