



**Appunti universitari**  
**Tesi di laurea**  
**Cartoleria e cancelleria**  
**Stampa file e fotocopie**  
**Print on demand**  
**Rilegature**

NUMERO: 2233A

ANNO: 2017

# **A P P U N T I**

STUDENTE: Binati Stefano

MATERIA: Elettronica Applicata - Prof. Sansoè

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

**ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.  
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.**

# ELETTRONICA APPLICATA

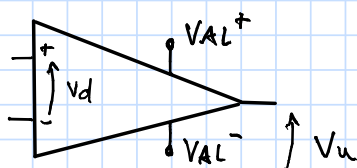
3/10/2016

PRENOTAZIONE ESAME: SALLY.POLITO.IT / PRENOTAZIONI

INDICE PROGRAMMA:

- AMPLIFICATORE OPERAZIONALE
- APPLICAZIONI DELL'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE
- FILTRI ATTIVI
- AMPLIFICATORI NON LINEARI
- AMPLIFICATORE OPERAZIONALE FUORI LINEARITÀ (IN SATURAZIONE)
- TRANSISTOR FUORI LINEARITÀ
- CIRCUITI LOGICI
- (- CIRCUITI DI INTERFACCIA)
- ALIMENTATORI
- SISTEMI DI ACQUISIZIONE DATI (INTERFACCIA TRA MONDO ANALOGICO E DIGITALE)

## AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE



$$V_u = A_d V_d \quad A_d \rightarrow \infty$$

$$V_d \rightarrow 0$$

$$i_+ \rightarrow 0$$

$$i_- \rightarrow 0$$

RELAZIONI VALIDE  
SOLO CON RETROAZIONE  
NEGATIVA

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

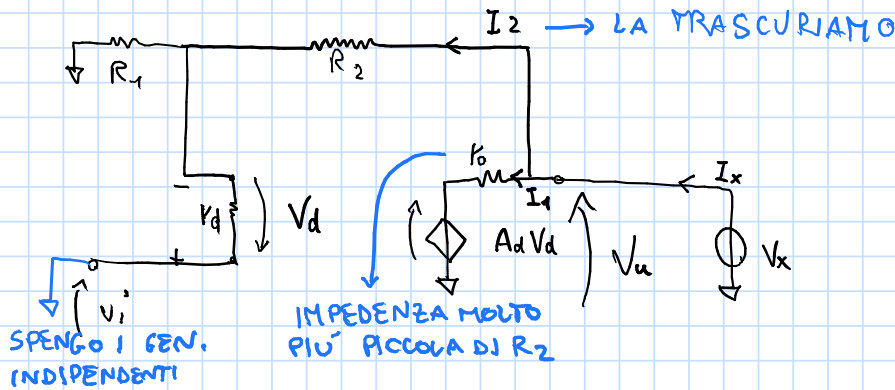
$$V_x = I_x r_d + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d r_d I_x + \frac{I_x R_1^2 - I_x R_1 + I_x R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_x = I_x (r_d + \beta A_d r_d + \beta R_2)$$

$$\frac{V_x}{I_x} = r_d (1 + T) + \beta R_2$$

TRASCURABILE PERCHÉ NOI VOGLIAMO UN'IMPEDENZA ALTA E  $r_d (1 + T)$  È GIÀ ALTA

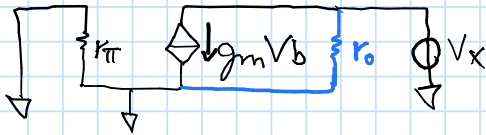
• IMPEDENZA DI USCITA CON ALCUNE SEMPLIFICAZIONI



$$I_x \approx I_1 \quad I_1 = \frac{V_x - A_d V_d}{r_o} \quad V_d = -\beta V_x$$

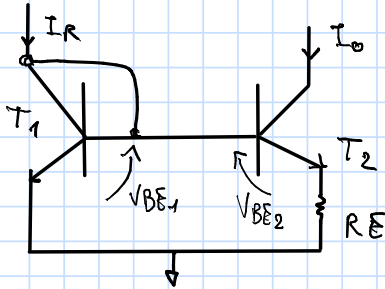
$$I_x = \frac{V_x + A_d \beta V_x}{r_o} = \frac{(1+T)}{r_o} V_x \quad \frac{V_x}{I_x} = \frac{r_o}{1+T}$$

$T_2$



$I_x = 0 \quad Z_o = \infty$   
 SE AGGIUNGO  $r_o \rightarrow Z_o = r_o$

VOGLIO CHE  $I_o \neq I_R$ , COME FACCIAMO! ( $I_o < I_R$ )



$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_o R_E$$

$$I_R = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

$$I_o = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

$$I_o = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_E}$$

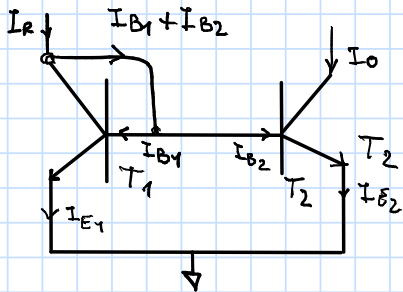
ASSUMO CHE  $T_1$  E  $T_2$  SIANO ALLA STESSA TEMPERATURA E DI DIMENSIONI UGUALI ( $I_{S1} = I_{S2}$ )

$$\frac{I_R}{I_o} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{I_o R_E}{V_T}}$$

SE LE 2  $V_{BE}$  SONO DIVERSE RIESCO AD OTTENERE VALORI DI CORRENTE SPECCHIATA DIVERSI DA QUELLE DI RIFERIMENTO

$$\ln \frac{I_R}{I_o} = \frac{I_o R_E}{V_T} \quad I_o = \frac{V_T}{R_E} \ln \frac{I_R}{I_o}$$

LE CORRENTI DI BASE CREANO PROBLEMI?



$$I_{E1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$I_{E2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

SE  $I_{S1} = I_{S2} \Rightarrow I_{E1} = I_{E2}$

$$I_R - I_{B1} - I_{B2} + I_{B1} = I_o + I_{B2}$$

$$I_{C1}$$

$$I_R = I_o + 2 I_{B2}$$

$$I_{B2} = \frac{I_o}{\beta_2}$$

$$I_R = I_o \left( 1 + \frac{2}{\beta_2} \right) \rightarrow I_o = I_R \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_2}}$$

RAPPORTO DI SPECCHIAGGIO

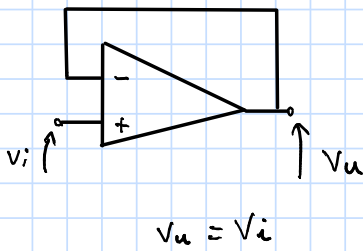
TERMINI DI ERRORE

IL  $\beta$  CAMBIA CON LA TEMPERATURA



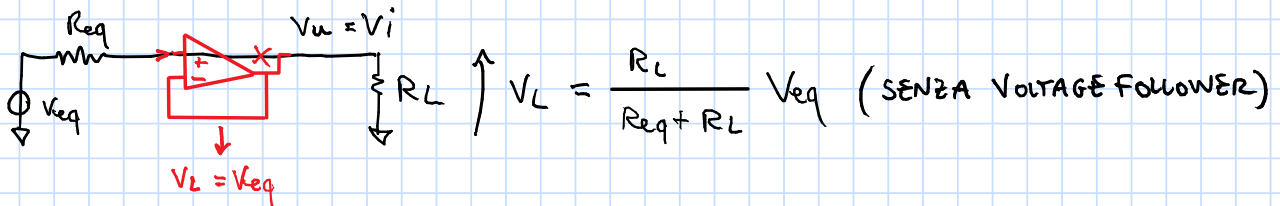
ALLORA SI MODIFICA IL CIRCUITO IN MODO DA AVERE UN MIGLIOR RAPPORTO DI SPECCHIAGGIO (AGGIUNGO UN TRANSISTOR)

## VOLTAGE FOLLOWER



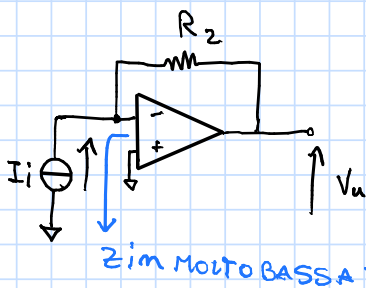
QUESTO CIRCUITO FA DA SEPARATORE DI IMPEDENZA

$Z_{IN}$  MOLTO ALTA  
 $Z_{OUT}$  MOLTO BASSA



RISPETTO AL FIO È UTILE PERCHÉ NON HO CADUTA DI TENSIONE SU  $R_{eq}$  QUALUNQUE SIA LA CORRENTE, CON SOLO IL FIO INVECE LA CORRENTE GENERA UNA CADUTA DI TENSIONE SU  $R_{eq}$

## TRANSIMPEDENCE AMPLIFIER (TIA)



AMPLIFICATORE DI TRANSRESISTENZA  
 AMPLIFICATORE CORRENTE - TENSIONE  
 CONVERTITORE CORRENTE - TENSIONE

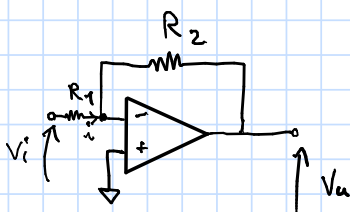
IMPEDENZA DI INGRESSO BASSA

$$V_u = -R_2 I_i$$

$Z_{im}$  MOLTO BASSA → VIRTUAL GROUND (CORTOCIRCUITO VIRTUALE A GROUND)

## AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE INVERTENTE

AMPLIFICATORE DI TRANSRESISTENZA IN CUI CONVERTO LA TENSIONE DI INGRESSO NELLA CORRENTE CHE ENTRA NELL'OPERAZIONALE



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

$$Z_{im} = R_1$$

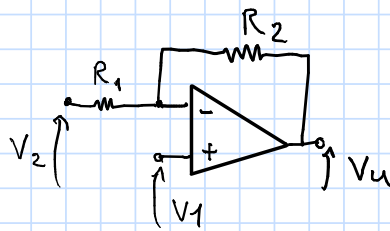
$R_1$  E  $R_2$  NON POSSONO ESSERE TANTO ALTI

↓

NON È UN BUON AMPLIFICATORE DI TENSIONE MA LA FDT È SEMPLICISSIMA  $\left(\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}\right)$

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

## "QUASI" SOTTRATTORE



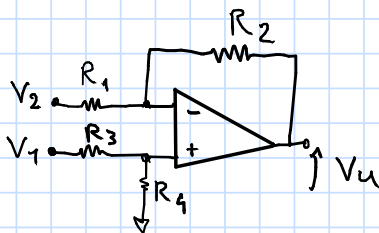
METTO GLI INGRESSI DA ENTRAMBE LE PARTI (+ e -)

$$\left. \begin{array}{l} \bullet V_2 \text{ A GROUND: } V_u = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ \bullet V_1 \text{ A GROUND: } V_u = -V_2 \frac{R_2}{R_1} \end{array} \right\} V_u = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_2 \frac{R_2}{R_1}$$

FACCIO LA DIFFERENZA MA CON COEFFICIENTI DIVERSI

CERCO DI OTTENERE UGUALI I GUADAGNI DI ENTRAMBI LATI INSERENDO UN PARTITORE

## SOTTRATTORE



$$\left. \begin{array}{l} \bullet V_2 \text{ A GROUND: } V_u = V_1 \left(\frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot \frac{R_2+R_1}{R_1}\right) \\ \bullet V_1 \text{ A GROUND: } V_u = -V_2 \frac{R_2}{R_1} \end{array} \right\} V_u = V_1 \left(\frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot \frac{R_2+R_1}{R_1}\right) - V_2 \frac{R_2}{R_1}$$

VOGLIO LA STESSA AMPLIFICAZIONE

$$\frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot \frac{R_2+R_1}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \qquad \frac{R_4}{R_3+R_4} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$\boxed{\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}}$$

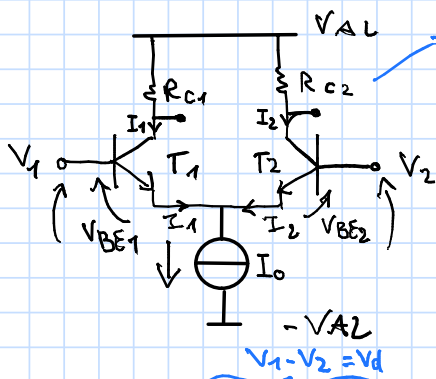
$\Rightarrow$

$$\boxed{\begin{array}{l} R_3 = R_1 \\ R_4 = R_2 \end{array}}$$

MODULO OTTIMALE

↑ DEVE VERIFICARSI

## STADIO DIFFERENZIALE



IN GENERALE NELL'OPERAZIONALE NON CI SONO  $R_{c1}$  E  $R_{c2}$  MA UN CARICO ATTIVO

$$V_d = V_1 - V_2 \quad \text{TENSIONE DIFFERENZIALE}$$

$$I_1 + I_2 = I_0$$

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

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

$I_{S1} = I_{S2}$  (I 2 TRANSISTOR SONO UGUALI)

$$\frac{I_1}{I_2} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_d}{V_T}} \Rightarrow I_1 = I_2 e^{\frac{V_d}{V_T}}$$

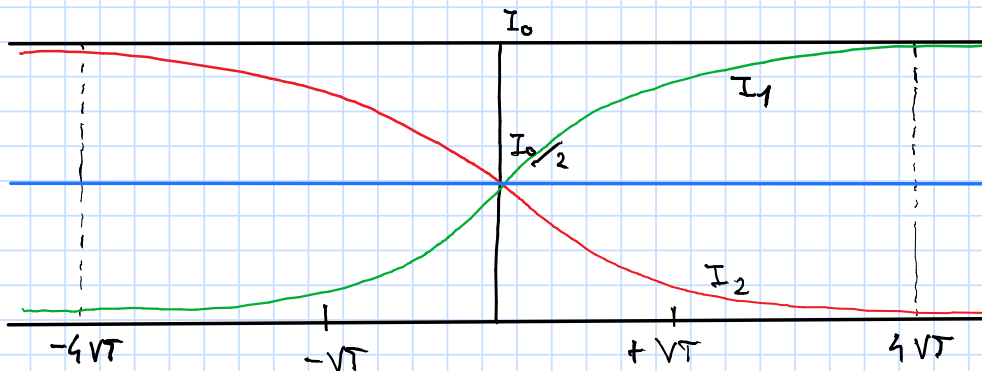
$$I_2 \left(1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}\right) = I_0$$

$$\begin{cases} I_2 = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}} \\ I_1 = \frac{I_0 e^{\frac{V_d}{V_T}}}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}} \end{cases}$$

• SE  $V_d = 0$ ,  $I_1 = \frac{I_0}{2}$ ,  $I_2 = \frac{I_0}{2}$

• SE  $V_d \rightarrow \infty$ ,  $I_1 = I_0$ ,  $I_2 = 0$

• SE  $V_d \rightarrow -\infty$ ,  $I_1 = 0$ ,  $I_2 = I_0$



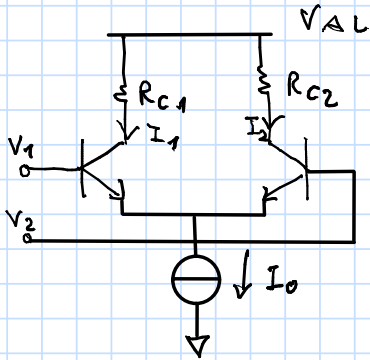
$$I_1 = \frac{I_0 e^{\frac{V_d}{V_T}}}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}}$$

TRA  $-V_T$  E  $+V_T$  IL COMPORTAMENTO DI QUESTO CIRCUITO PUÒ ESSERE CONSIDERATO LINEARE.

QUESTO STADIO È LINEARE SOLO NELL'INTORNO DI  $V_d = 0V$ , AL DI FUORI DI ESSO È FORTEMENTE NON LINEARE. NELLE APPLICAZIONI PERÒ SI TENDE AD AVERE UNA  $V_d$  CIRCA NULLA (GUADAGNO MOLTO ALTO), QUINDI SI PUÒ USARE SENZA PROBLEMI. POSSO AUMENTARE L'INTERVALLO DI LINEARITÀ AGGIUNGENDO RESISTENZE SUGLI EMENTITORI MA SI RIDURREBBE ENORMEMENTE IL GUADAGNO DELLO STADIO (NON CONVIENE)



NELLO STADIO DIFFERENZIALE QUANTO VALE IL GUADAGNO DI MODO COMUNE  $A_c$ ?



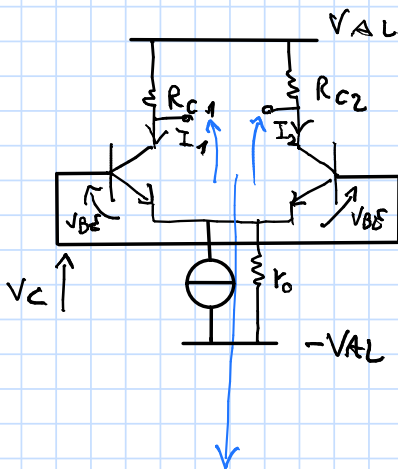
SE AVESSI UN VERO GENERATORE DI CORRENTE  $A_c$  SAREBBE NULLO E VARREBBERO LE EQUAZIONI TROVATE FINORA ( $I_1$  E  $I_2$  DIPENDONO SOLO DA  $V_d$ )



COME GENERATORE DI CORRENTE PERÒ USO UNO SPECCHIO DI CORRENTE A BST



AGGIUNGO  $V_o$



CORTOCIRCUITO LE 2 BASI PER CALCOLARE IL GUADAGNO DI MODO COMUNE  $A_c$

$V_1$  E  $V_2$  IDENTICI  $\rightarrow$  TRANSISTOR UGUALI



$V_{BE}$  UGUALI



$I_{E1} = I_{E2}$



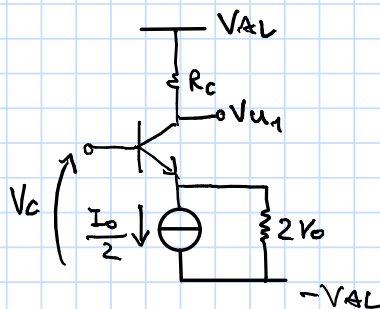
$I_1 = I_2$



VOGLIO SAPERE IL GUADAGNO DEI 2 BJT (LE 2 TENSIONI CHE HO IN QUESTO PUNTO) AL VARIARE DELLA TENSIONE DI INGRESSO

$\rightarrow$  IN QUESTO MODO POSSO CONSIDERARE I 2 BJT (INDIPENDENTI)

È COME SE STUDIASSI UNO STADIO COSÌ  $\rightarrow$



$$A_c = -\frac{R_c}{2V_o}$$

$A_c$  BASSO  $\rightarrow$   $V_o$  ALTA  
MI PIACEREBBE ANCHE  $R_c$  BASSA  
MA NON LO POSSO FARE

$$I_1 = \frac{1}{2} k_N (V_{GS0} - V_{TN})^2 = \frac{I_0}{2}$$

$$\frac{1}{2} k_N V_0^2 = \frac{I_0}{2} \rightarrow k_N = \frac{I_0}{V_0^2}$$

$$V_{GS0} = V_{GS} |_{V_d=0}$$

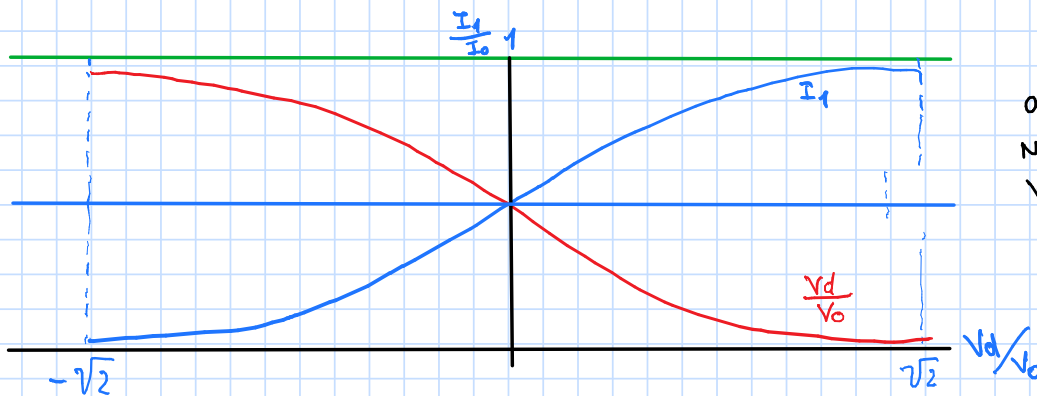
$V_d=0$  QUANDO LE 2  $V_{GS}$  SONO UGUALI

$$V_0 = V_{GS0} - V_{TN}$$

$$I_1 = \frac{I_0}{2} \left[ 1 + \frac{V_d}{V_0} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{V_d}{V_0} \right)^2} \right]$$

↓ DIVIDO TUTTO PER  $I_0$

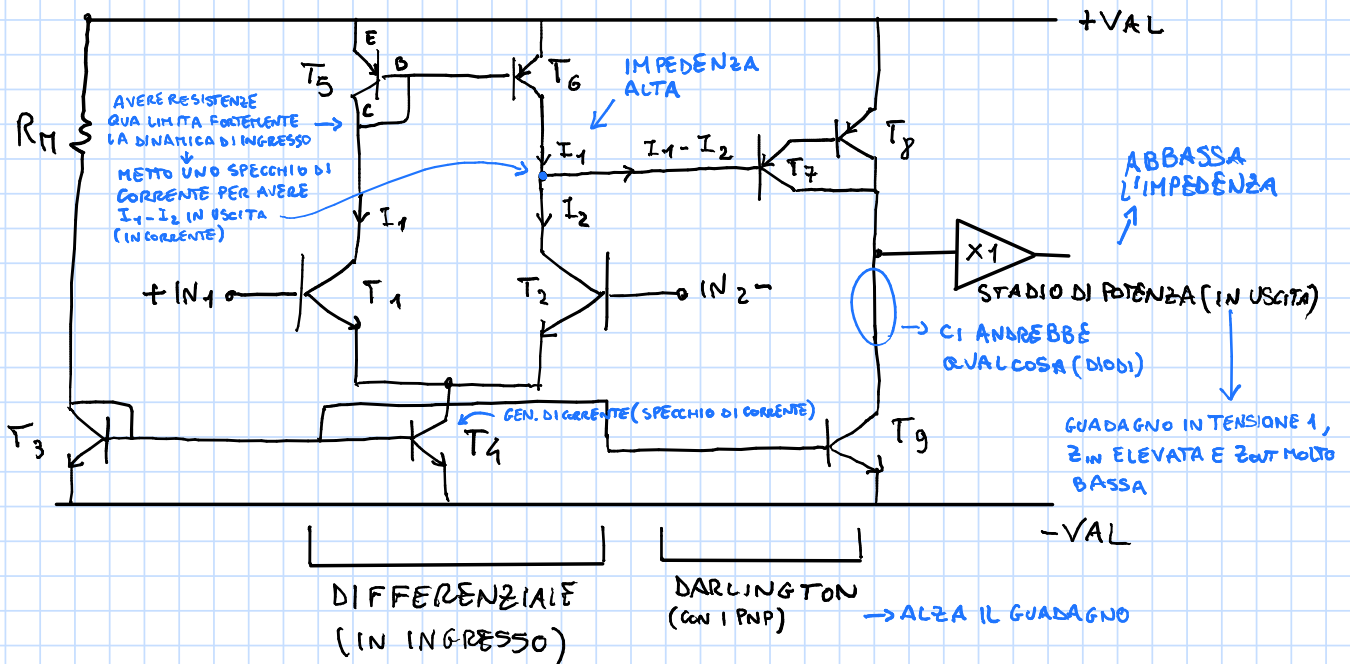
$$\frac{I_1}{I_0} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{V_d}{V_0} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{V_d}{V_0} \right)^2} \right]$$



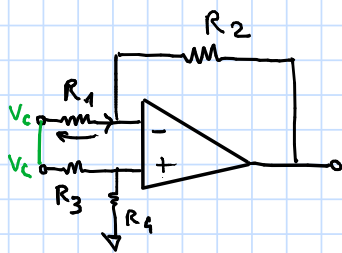
OLTRE  $\sqrt{2}$  LE EQ. NON SONO PIU' VALIDE

LINEARE IN UN INTORNO DELLO 0 (LA ZONA E' VARIABILE, DIPENDE DAI PARAMETRI DEL MOS)

### SCHEMA SEMPLIFICATO DI UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE



## MODO COMUNE IN CASO DI AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



$$R_1 = R_3$$

$$R_2 = R_4$$

CON  $V_d = 0$  QUANTO AMPLIFICA QUESTO CIRCUITO?

$$I_1 = \frac{1}{R_1} \left[ V_c - \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_c \right] = V_c \frac{R_3}{R_4 + R_3} \cdot \frac{1}{R_1}$$

$$V_u = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_c - I_1 R_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_c - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_c =$$

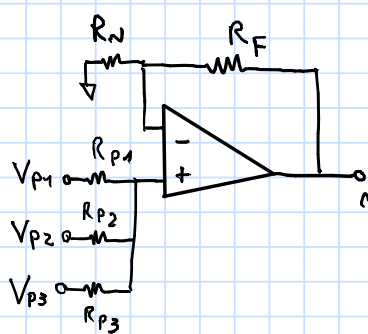
$$= \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_4} \right) V_c$$

$$\frac{V_u}{V_c} = A_c = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_4} \right) \rightarrow \text{SE } R_1 = R_3, R_2 = R_4$$

$$A_c = 0$$

IN REALTÀ NON FA 0 A CAUSA DELLE TOLLERANZE

CALCOLO IL CMRR



COMBINAZIONE LINEARE DI TENSIONI POSITIVE.

SOMMATORE NON INVERTENTE

$$V_u = 3V_1 + 2V_2 + 4V_3$$

$$V_u = \left( 1 + \frac{R_f}{R_n} \right) \frac{R_{p2} // R_{p3}}{R_{p1} + R_{p2} // R_{p3}} V_{p1} + \left( 1 + \frac{R_f}{R_n} \right) \frac{R_{p1} // R_{p3}}{R_{p2} + R_{p1} // R_{p3}} V_{p2} + \left( 1 + \frac{R_f}{R_n} \right) \frac{R_{p1} // R_{p2}}{R_{p3} + R_{p1} // R_{p2}} V_{p3}$$

$$K_{N1} = \frac{R_f}{R_{N1}}$$

$$K_{Ni} = \frac{R_f}{R_{Ni}}$$

$$\frac{R_f}{R_N} = A_N = \sum_{i=1}^N K_{Ni}$$

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

$$A_p = \sum_{j=1}^P K_{pj}$$

$$\underline{A_N + 1 = A_p}$$

NON REALIZZABILE  
CON QUESTO CIRCUITO,  
UGUAGLIANZA NON  
RISPETTATA

→ COME FACCIO? →

AGGIUNGO UN RAMO PER  
BILANCIARE I GUADAGNI

(METTO ZERO IN INGRESSO COST  
BILANCIA I GUADAGNI SENZA  
DARE ALCUN CONTRIBUTO IN USCITA)

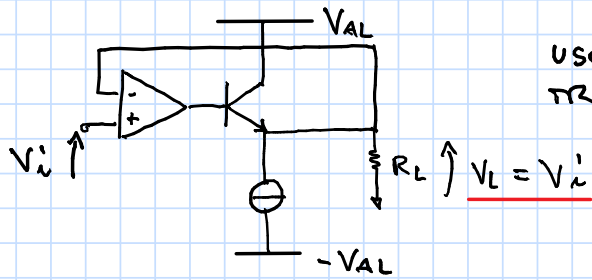
11/10/2016

## AMPLIFICATORI DI POTENZA

CLASSI:

- CLASSE A: UN SOLO ELEMENTO ATTIVO PER 360° (SEMPRE ATTIVO)
- CLASSE B: 2 ELEMENTI ATTIVI (OGNUNO ATTIVO PER 180°)  
(UN ELEMENTO GESTISCE LA PARTE ALTA, L'ALTRO QUELLA BASSA → LAVORANO IN PUSH/PULL); PROBLEMA: DISTORSIONE DI CROSSOVER
- CLASSE AB: 2 ELEMENTI ATTIVI (OGNUNO ATTIVO PER POCO PIÙ DI 180°)  
(RISOLVE PROBLEMA CROSSOVER)
- CLASSE C: FUNZIONA SOLO PER BANDA STRETTA, UN ELEMENTO NON SEMPRE ATTIVO. VANTAGGIO: RENDIMENTO MAGGIORE DI CLASSE A MA ELEVATA DISTORSIONE (NON ADATTO PER BASSA FREQUENZA)
- CLASSE D: NON USO AMPLIFICATORI PER AMPLIFICARE MA INTERRUITORI

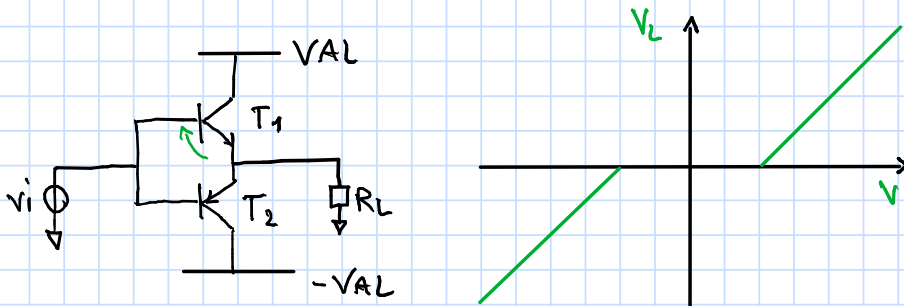
## COME RISOLVO IL PROBLEMA DELLA V<sub>BE</sub>?



USO UN OPERAZIONALE PER PILOTARE IL TRANSISTOR

↳ VOLTAGE FOLLOWER IN CUI LA RETROAZIONE VIENE CHIUSA SUL CARICO → TOGLIE IL PROBLEMA DELLO SCALAMENTO DI TENSIONE

## CLASSE B



2 BJT → 2 EL. ATTIVI  
(1 NPN E 1 PNP)

NON HO I<sub>0</sub> FISSA NEL RATIO NEGATIVO MA HO SOLO LA CORRENTE CHE MI SERVE → η MIGLIORE



## CALCOLO IL RENDIMENTO

$$I_L = I_P \sin \omega t$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$\begin{aligned} \bullet P_{AL}^+ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_{AL} \cdot I_P \sin \omega t \, dt = \frac{1}{T} V_{AL} I_P \frac{1}{\omega} \left[ -\cos \omega t \right]_0^{T/2} = \\ &= \frac{1}{T} \frac{T}{2\pi} V_{AL} I_P \cdot 2 = \frac{V_{AL} I_P}{\pi} \end{aligned}$$

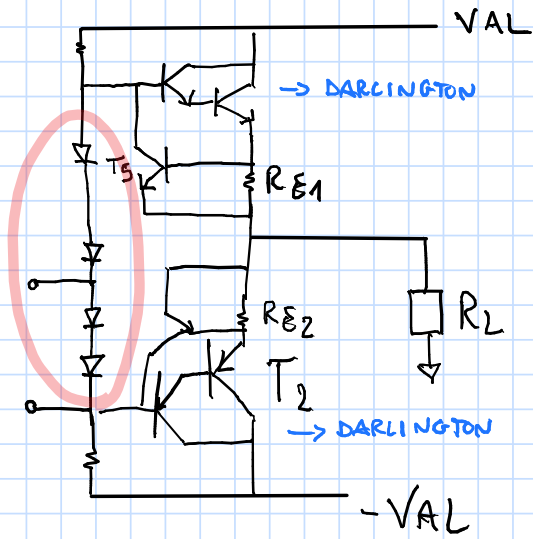
$$\bullet P_{AL}^- = \frac{V_{AL} I_P}{\pi} \quad (\text{NON CAMBIA})$$

$$\bullet P_{AL} = \frac{2 V_{AL} I_P}{\pi} = \frac{2 V_{AL} V_P}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{V_P I_P}{2} = \frac{V_P^2}{2 R_L}$$

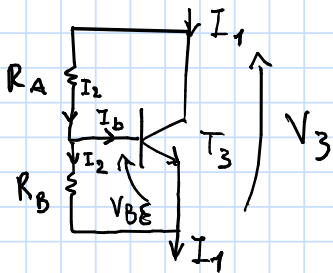
$$\eta = \frac{V_P^2}{2 R_L \cdot 2 V_{AL} V_P} = \frac{V_P}{V_{AL}} \cdot \frac{\pi}{4} \rightarrow \boxed{\eta_{MAX} = \frac{\pi}{4} = 78\%}$$

↳ SCENDE LINEARMENTE CON LA TENSIONE DI PICCO DEL SEGNALE DI USCITA



AL POSTO DEI 4 DIODI POSSO METTERE UN MOLTIPLICATORE DI VBE

MOLTIPLICATORE DI VBE



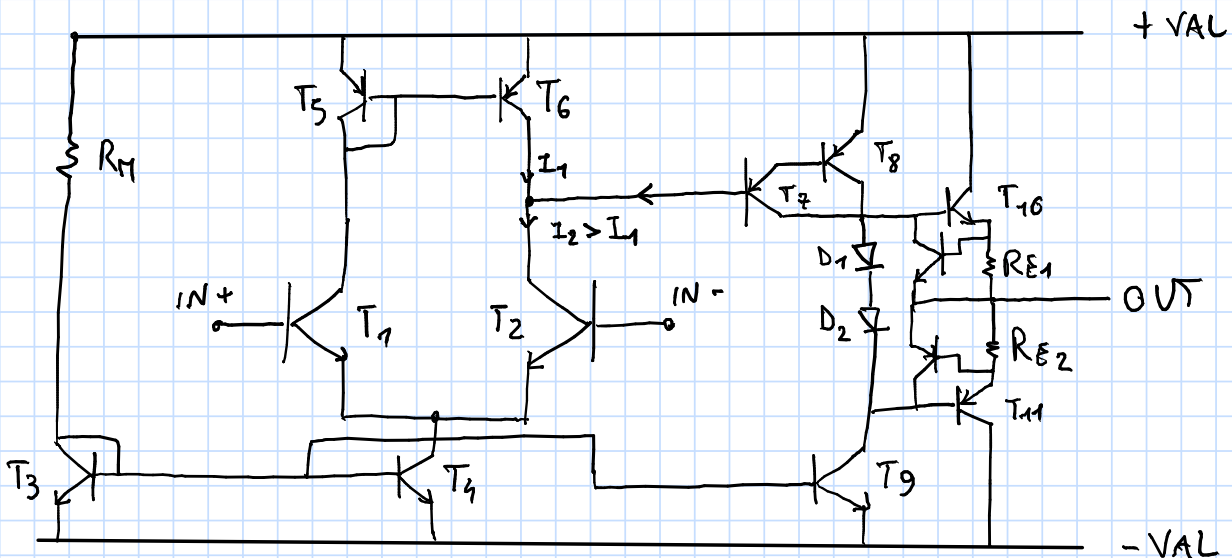
$$I_2 = \frac{V_{BE}}{R_B}$$

$$I_b \ll I_2$$

$$V_3 = V_{BE} + I_2 R_A = V_{BE} + V_{BE} \frac{R_A}{R_B} = V_{BE} \left( 1 + \frac{R_A}{R_B} \right)$$

AL POSTO DI METTERE 2 RESISTENZE FISSE RA E RB METTO UN POTENZIOMETRO IN MODO DA POTER TARARE IN MODO FINE LA CADUTA DI TENSIONE AI CAPI DI T3

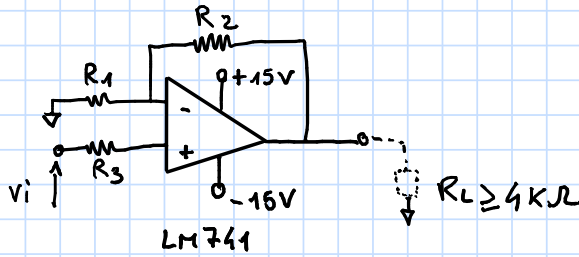
STADIO DI POTENZA COMPLETO



SENZA REAZIONE NON FUNZIONA , CON REAZIONE RISOLVE PROBLEMI

Vu NON SARÀ MAI VAL MA VIENE LIMITATA  $(V_u < VAL - 1V \text{ CIRCA})$   
 $(V_u > -VAL + 1V \text{ CIRCA})$

## DISEGNO LO SCHEMA ELETTRICO



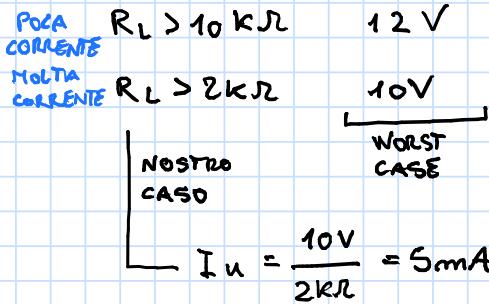
$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \quad R_2 = 9R_1$$

$R_1$  E  $R_2$  CHE VALORI HANNO?  
SE FOSSE IDEALE ANDREBBE BENE  
QUAUNQUE VALORE DI IMPEDENZA,  
MA È REALE

PER ESEMPIO USO:

$$V_{off} = 6\text{mV} \quad I_b = 500\text{mA}$$

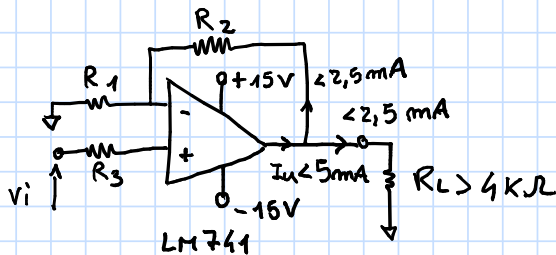
$$I_{off} = 200\text{mA}$$



OUTPUT VOLTAGE SWING (DINAMICA DI USCITA)

$R_L$ : PARALELO DI TUTTE LE RESISTENZE CHE VENGONO VISTE DALL'USCITA DELL'A.O. (QUANTA CORRENTE CHIEDO IN USCITA ALL'A.O.)

(MASSIMA CORRENTE CHE POSSO AVERE SULL'USCITA DELL'A.O.)



IN BASE ALLE CORRENTI POSSO DIMENSIONARE

$R_1$  E  $R_2$

$$\frac{10\text{V}}{2,5\text{mA}} = 4\text{k}\Omega < R_1 + R_2 \quad \left( \text{INGENERE PERÒ NON SI FA COSÌ} \right)$$

REGOLA PRATICA:

CORRENTE NELLA RETE DI REAZIONE:

NON PIÙ DI  $\frac{1}{10}$  DELLA MASSIMA

CORRENTE CHE PUÒ USCIRE DALL'A.O.

↓ QUINDI

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

PERCHÉ NON HA SENSO CHE NELLA RETE DI REAZIONE PASSINO  $2,5\text{mA}$  → DISSIPAZIONE

↓ CALORE

↓

QUINDI SERVONO  $R_1$  E  $R_2$  MOLTO PIÙ GRANDI

$$\begin{aligned} \text{TOTALE: } V_{u_{off}} &= V_{off} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 \left(I_b + I_{off}/2\right) - R_3 \left(I_b - I_{off}/2\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \\ &= V_{off} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \underbrace{I_b \left(R_2 - R_3 \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1}\right)} + \frac{I_{off}}{2} \left(R_2 + R_3 \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1}\right) \end{aligned}$$

ESISTE UN VALORE OTTIMALE DI  $R_3$ , QUELLO CHE ANNULLA IL CONTRIBUTO DI  $R_2$  → ECCO PERCHÉ USIAMO UNA  $R_3$

$$R_2 = R_3 \frac{R_2 + R_1}{R_1} \rightarrow R_3 = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2$$

$$V_{u_{off}} \Big|_{I_b} = 0$$

QUINDI:

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

$$V_{u_{off}} = V_{off} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{off} R_2$$

QUALUNQUE SIANO  $R_1$  E  $R_2$ , CON UN GUADAGNO DI 10 E  $V_i = 0$

$V_{off}$  DOVRÀ ESSERE ENTRO 60 mV NOI NON CONOSCIAMO  $V_{off}$

QUINDI PERCHÉ NON CONVIENE AVERE  $R_2 \gg 20k\Omega$ ?

PIÙ È GRANDE  $R_2$  PIÙ AUMENTA IL CONTRIBUTO DELLA  $I_{off}$ , DEVO TROVARE UN COMPROMESSO

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

$$\text{ESEMPIO: } R_2 \ll \frac{6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-7}} \cdot 10 = 3 \cdot 10^5 \Omega = 300 k\Omega$$

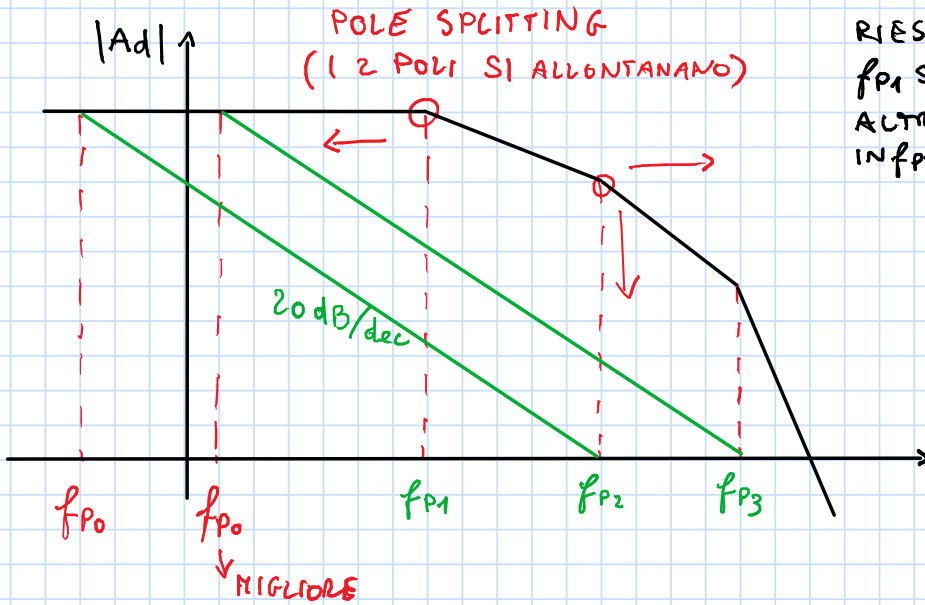
$$\text{USO LA REGOLA } \ll = \frac{1}{10} \rightarrow R_2 = 30 k\Omega$$

QUINDI:

$$20 k\Omega < R_2 < 30 k\Omega$$

→ BUONE PRESTAZIONI SIA DI CONSUMO SIA PER GLI OFFSET





RIESCO AD ABBASSARE  $f_{p1}$  SENZA INTRODURNE UN ALTRO FINCHÈ IL GUADAGNO IN  $f_{p2}$  È A 0dB

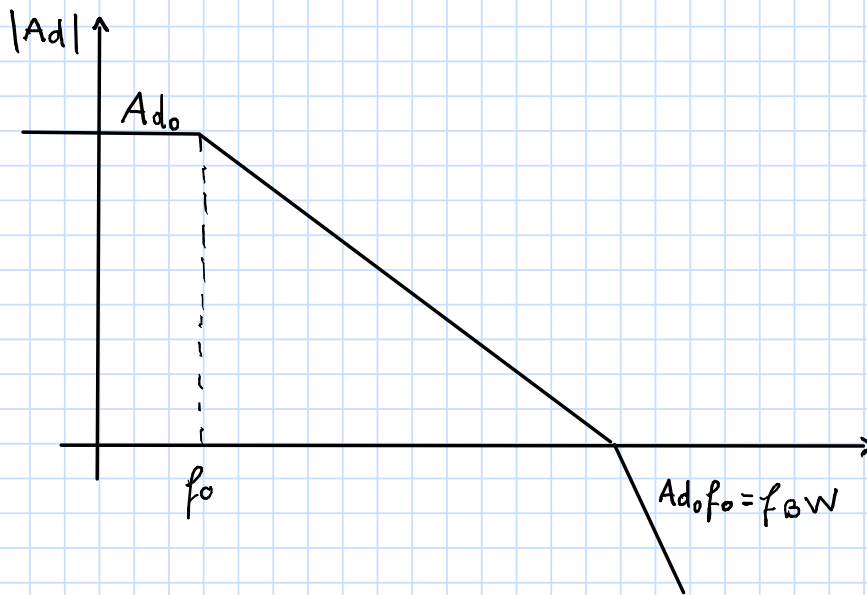
SI PUÒ FARE ANCORA MEGLIO INTRODUCENDO UN CONDENSATORE DI COMPENSAZIONE  $C_c$

↓  
USO MILLER

↓  
SPINGO INDIETRO IL PRIMO POLO E IN AVANTI IL SECONDO

↓  
**POLE SPLITTING**  
PER LA COSTRUZIONE GRAFICA PARTO DA  $f_{p3}$

**SOLUZIONE IDEALE**



$$Ad = \frac{Ad_0}{1 + j \frac{f}{f_0}} \rightarrow T = \beta Ad = \frac{Ad_0 \beta}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$A_v = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{T}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1 + j \frac{f}{f_0}}{Ad_0 \beta}} = \frac{1}{\beta} \frac{Ad_0 \beta}{Ad_0 \beta + 1 + j \frac{f}{f_0}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{Ad_0 \beta} + j \frac{f}{f_0 Ad_0 \beta}} = 0 \ll 1$$

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

$$f_T = \underbrace{f_0 Ad_0 \beta}_{f_{BW}} = f_0 \frac{Ad_0}{A_{v_0}}$$

$$A_{v_0} = \frac{1}{\beta}$$

$$f_T = \frac{f_{BW}}{A_{v_0}}$$

$$\rightarrow f_{BW} = \underbrace{f_T}_{\text{PRODOTTO}} A_{v_0}$$

PRODOTTO BANDA GUADAGNO

18/10/2016

**ESERCIZIO**

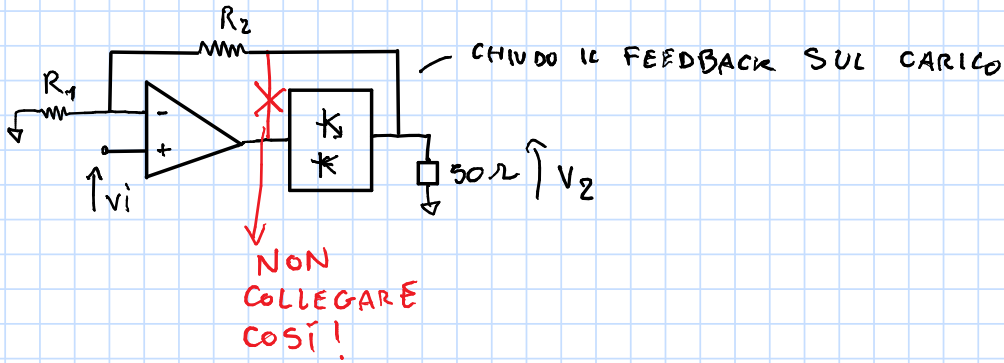
$A_v = 10$

$R_L = 50 \Omega$

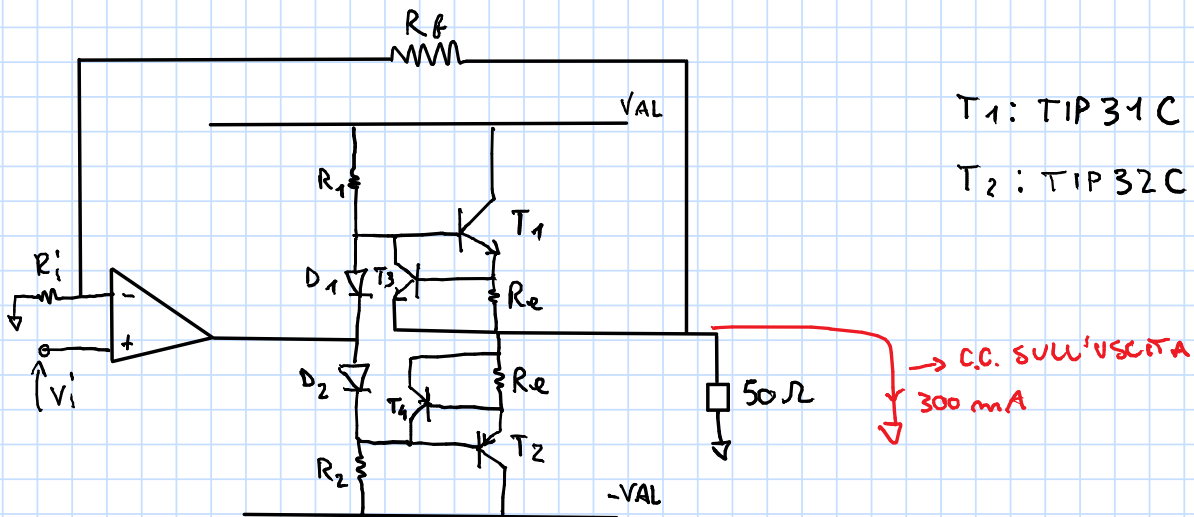
$|V_1| \leq 1V$

$0^\circ C < T_A < 50^\circ C$

LM741



L'IDEA È QUELLA DI AVERE UNO SCHEMA PIÙ SEMPLICE POSSIBILE



$P_{D\text{MAX}} \approx 0,3 A \cdot 15 V = 4,5 W$

$$\begin{cases} I_{C\text{MAX}} > 0,3 A \\ P_{D\text{MAX}} > 4,5 W \\ V_{CE\text{MIN}} > 15 V \end{cases}$$

VOGLIO LIMITARE LA CORRENTE DI USCITA A POCO PIÙ DI 200 mA:

$R_e I_{C1\text{MAX}} = V_{BE\text{ON}} \rightarrow R_e = \frac{V_{BE\text{ON}}}{I_{C1\text{MAX}}}$

$R_e = \frac{0,5 V}{0,3 A} = \frac{0,5 V}{0,3 A} \approx 1,67 \Omega$

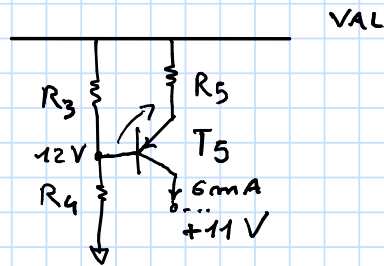
PARAMETRI CON CUI SCELGO I TRANSISTOR

$V_{BE\text{ONMIN}} = 0,5 V$  (A CAUSA DELLA TEMPERATURA)

ABBIAMO BISOGNO DI UN DISSIPATORE

1,5Ω    1,8Ω  
SONO SICURO CHE NON INTERVENGANO LE PROTEZIONI (MA ERO GIÀ LARGO) QUINDI USO 1,8Ω

## CON UN SOLO TRANSISTORE IN SELF BIAS



$$R_5 = \frac{15V - 11,6V}{6mA} = \frac{3,4V}{6mA} = 400\Omega \rightarrow 390\Omega$$

$$\frac{15R_4}{R_3 + R_4} = 12 \rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{12}{15} \rightarrow \frac{R_3}{R_4} = \frac{15}{12} - 1 = \frac{3}{12} = \frac{1}{4}$$

$$R_3 = \frac{1}{4} R_4$$

$$R_4 = 12k\Omega$$

$$R_3 = 3,3k\Omega$$

20/10/2016

## FORMATO RELAZIONI LABORATORIO

e <m> s <s> g <m>

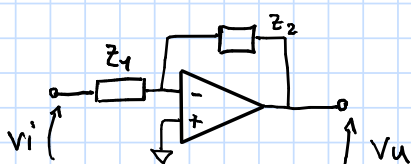
m = 1...8 N° ESERCITAZIONE

s = a, b, c, d NOME SQUADRA (MINUSCOLO)

mm = 01...16 (GRUPPO)

ES.: e3sbgy03 (.pdf)

## APPLICAZIONI DELL'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE



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

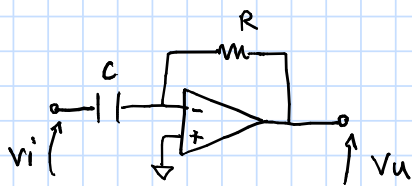
POSSO USARE Z GENERICHE  
(RESISTENZE O CONDENSATORI,  
INDUTTORI IN GENERE NO)

SE CI SONO ANCHE DEI CONDENSATORI LA RISPOSTA IN FREQUENZA  
NON È PIATTA MA DIPENDE DALLA FREQUENZA ANCHE IN BANDA PASSANTE

CI OCCUPIAMO DI 2 CIRCUITI: INTEGRATORE E DERIVATORE

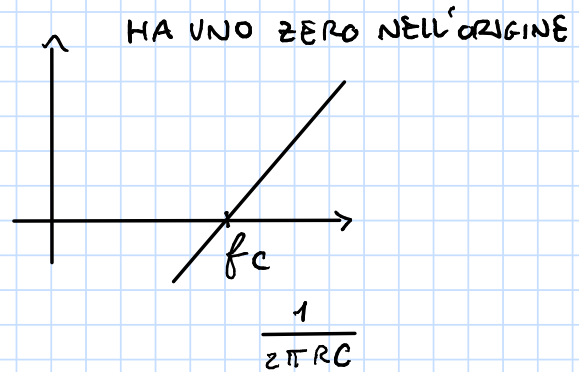
↳ DA SOLO NON FUNZIONA, LO FACCIAMO FUNZIONARE  
CON ALTRE COSE

## DERIVATORE

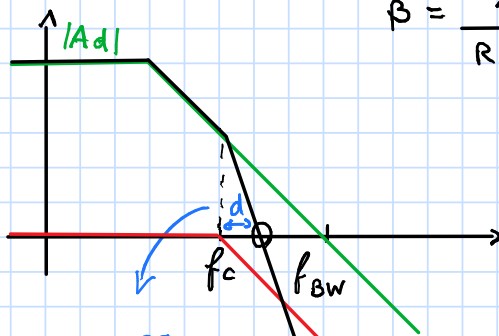


$$\frac{V_u}{V_i} = -sRC$$

$$V_u = -\frac{dV_i}{dt} RC$$



NON HA BANDA PASSANTE INFINITA,  
QUINDI A  $f = \infty$  SATURA



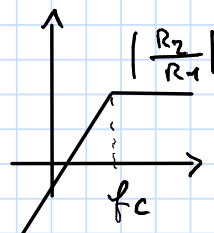
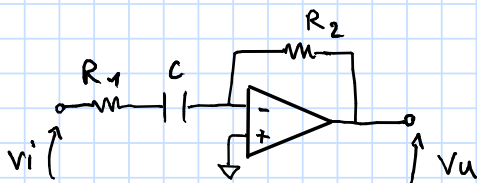
$$\beta = \frac{1/sC}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{sRC + 1}$$

SE  $f_c$  È BASSO È STABILE MA  
C'È IL PROBLEMA DEL GUADAGNO ELEVATO  
IN ALTA FREQUENZA CHE VIENE TAGLIATO

$d$  PICCOLA → NON OSCILLA  
 $d$  GRANDE → OSCILLA

MA IL MARGINE DI FASE È COMUNQUE ESTREMAMENTE RIDOTTO

## DERIVATORE CON PERDITE



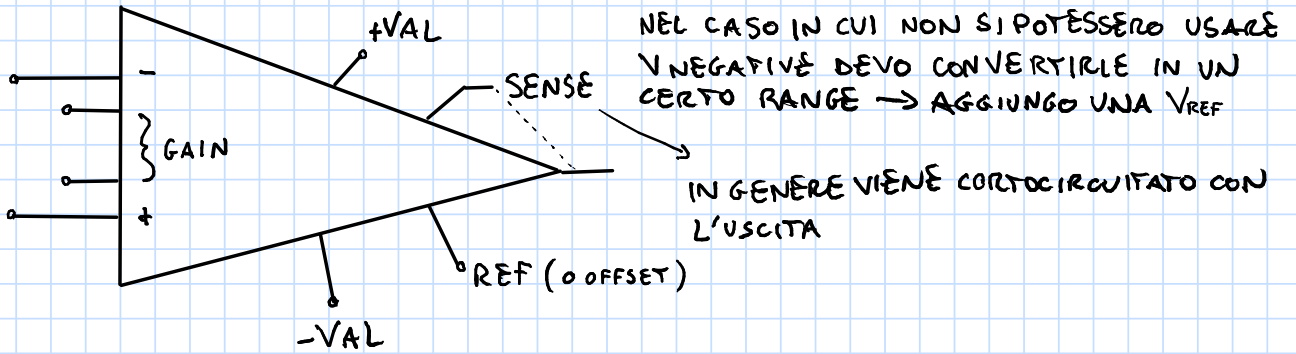
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC} = \frac{sR_1C + 1}{sC}$$

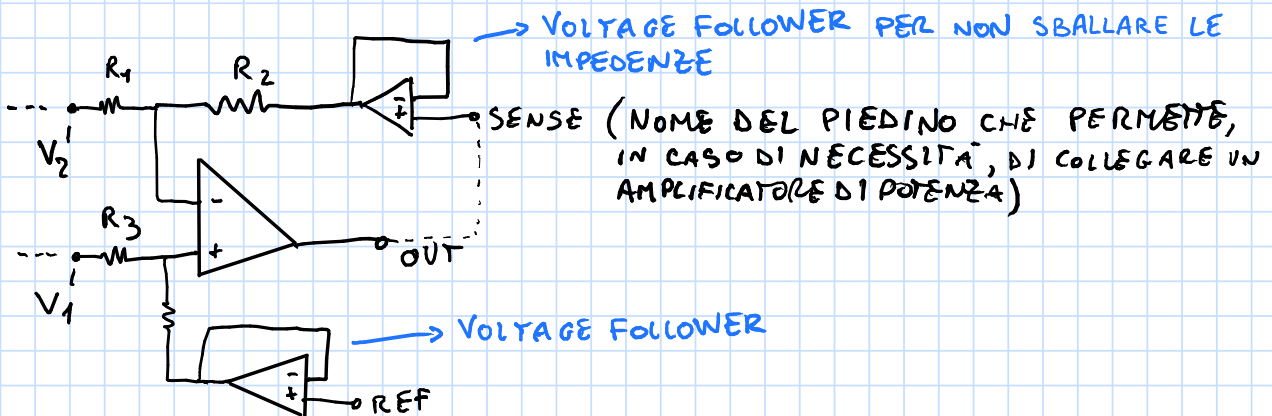
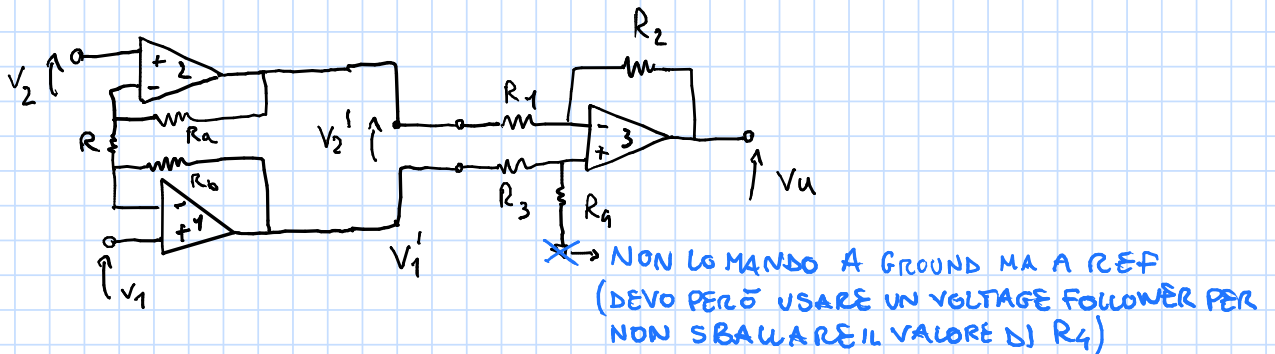
$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{sR_2C}{sR_1C + 1}$$

È UN DERIVATORE PER  $f$  BASSE FINO A  $f_c$ , PER ALTE FREQUENZE IL  
GUADAGNO È  $\left| \frac{R_2}{R_1} \right|$

POSSO METTERE UNA RESISTENZA IN PARALLELO A R PER ABBASSARE L'IMPIEDENZA TRA QUEI 2 MORSETTI MA IN QUESTO MODO ALZO IL GUADAGNO. INOLTRE NON MODIFICO IL MODO COMUNE MA SOLO QUELLO DIFFERENZIALE



COME OTTENGO UN CIRCUITO CON UNA CERTA  $V_{REF}$ ?



$$V_u = (V_1 - V_2) \frac{R_2}{R_5} + (V_1 - V_2) \frac{R_2 R_4}{R_1 R_5} + (V_1 - V_2) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + V_{REF}$$

$$V_u = (V_1 - V_2) \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + 2 \frac{R_2}{R_5}\right] + V_{REF}$$

PER LE CONDIZIONI TROVATE  
IN PRECEDENZA SAPPIAMO CHE  
 $G V_2 = -G V_1$

QUANDO SI SALE IN FREQUENZA  $V_2$  DEVE AFFRONTARE UN PASSAGGIO IN PIÙ (IL PRIMO STADIO LO RITARDA) E SI SOMMA SFRASATO A  $V_1$ , QUINDI SCE IL GUADAGNO DI MODO COMUNE NON FACENDO FUNZIONARE AL MEGLIO L'AMPLIFICATORE

### COSTRUISCO UN A.O. CON VAL NON DUALE (SINGOLA)

PER RIUSCIRE A FARE UN A.O. INVERTENTE CON UNA SOLA VAL DEVO SOMMARE ALLA TENSIONE DI USCITA UN QUALCHE OFFSET IN MODO CHE:  
-  $V$  NEGATIVA IN INGRESSO  $\rightarrow V$  POSITIVA IN USCITA  $> V_{OFF}$   
-  $V$  POSITIVA IN INGRESSO  $\rightarrow V$  POSITIVA IN USCITA  $< V_{OFF}$

PER ES.:  
 $\frac{1}{2} VAL$

$$V_i [1V \div 2V]$$

$$VAL = 5V$$

$$V_u = m V_i + q$$

$$m = 4$$

$$q = -3,5V$$

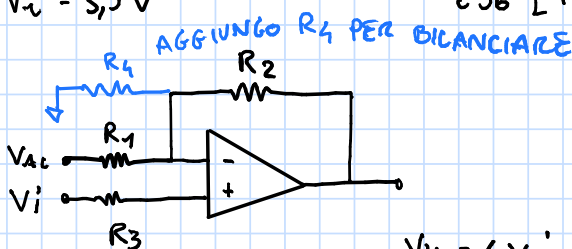
$$V_u = 4 V_i - 3,5V$$

$V_i$	$V_u$
1V	$\rightarrow$ 0,5V
2V	$\rightarrow$ 4,5V

DATI DI UN AMPLIFICATORE

LH6645

E96 [TOLL. 1%]



$$V_u = 4 V_i - 3,5V$$

DECIDIAMO CHE:

$$R_2 = 100k\Omega$$

$$R_1 = 143k\Omega$$

$$R_4 = 43,2k\Omega$$

$$R_3 = R_1 // R_4 // R_2 = 24,9k\Omega$$

$$\frac{V_u}{VAL} = \frac{3,5}{5} = \frac{7}{10}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{7}{10}$$

$$V_u = V_i \left(1 + \frac{R_2}{R_4 // R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1} VAL$$

= 4

$$\frac{R_2}{R_4} = 3 \cdot \frac{7}{10} = \frac{21}{10}$$

PERCHÉ LA SOMMA DEI GUADAGNI INVERTENTI DEVE ESSERE  $A_{V-1} = 4 - 1 = 3$

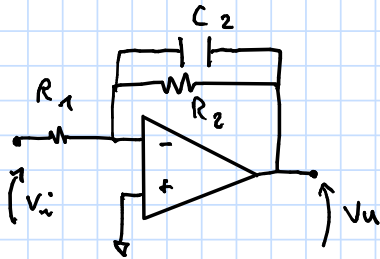
USCITA DELL'A.O. DEL 1° STADIO  
 STADIO SUCCESSIVO

ATTIVO

IL 1° STADIO NON INFLUISCE LA FDT DEL 2°

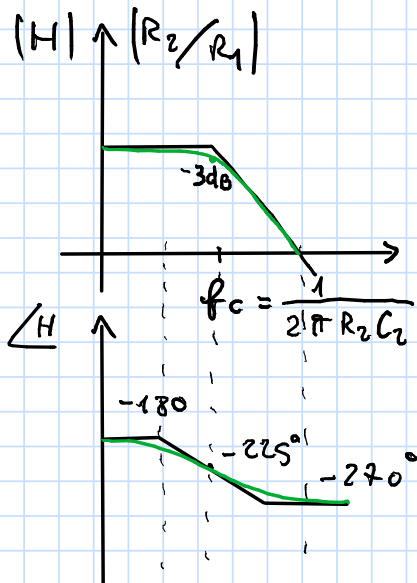
### AMPLIFICATORE INVERTENTE (FDT PIÙ FACILE)

• PASSA BASSO



$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC_2} = \frac{R_2}{1 + sC_2 R_2}$$

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{(1 + sC_2 R_2)R_1}$$

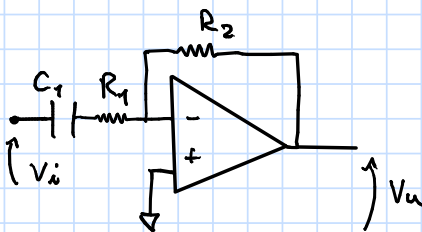


$H_0 \rightarrow$  GUADAGNO IN BANDA

↓

$$H_{LP}(jf) = H_0 \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

• PASSA ALTO

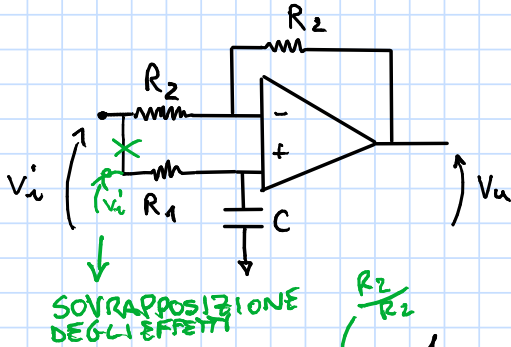


$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC_1} = \frac{sR_1 C_1 + 1}{sC_1}$$

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{sR_2 C_1}{1 + sR_1 C_1}$$

• **FILTRO PASSA TUTTO (FILTRRO ROTATORE DI FASE, AGISCE SOLO SULLA FASE)**



$f \rightarrow 0$  VOLTAGE FOLLOWER (C.A.)  
 $f \rightarrow \infty$   $A_v = -1$  (C.C.)

UGUALI IN MODULO

IL MODULO PASSA DA 1 A -1 QUINDI CAMBIA SOLO LA FASE AVENDO INTRODOTTO C

SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

$$V_u = -V_i + V_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -V_i + 2V_i \frac{1}{sCR_1 + 1} = V_i \cdot \frac{2 - 1 - sCR_1}{1 + sCR_1} \Rightarrow$$

$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$  CON  $R_2 = R_1$

$$\Rightarrow \frac{V_u}{V_i} = \frac{1 - sCR_1}{1 + sCR_1} \rightarrow \text{ZERO A DESTRA}$$

DAL PUNTO DI VISTA DELLA FASE SI COMPORTA COME UN POLO

DAL PUNTO DI VISTA DEL MODULO SI COMPORTA COME UNO ZERO

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR_1} \rightarrow \text{ROTAZ. DI FASE DI } 90^\circ \rightarrow \text{LA ROTAZIONE DI FASE COMPRESSIVA È } 180^\circ$$

25/10/2016

**FILTRI DEL 2° ORDINE (CELLE DEL 2° ORDINE)**

• **PASSA BASSO**

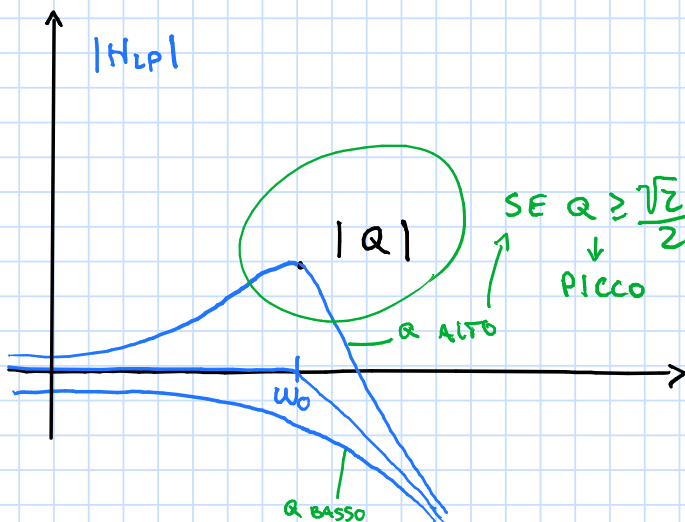
$$H_{LP}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1}$$

FATTORE DI MERITO

$$s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2$$

SMORZZAMENTO

$$Q = \frac{1}{2\zeta}$$



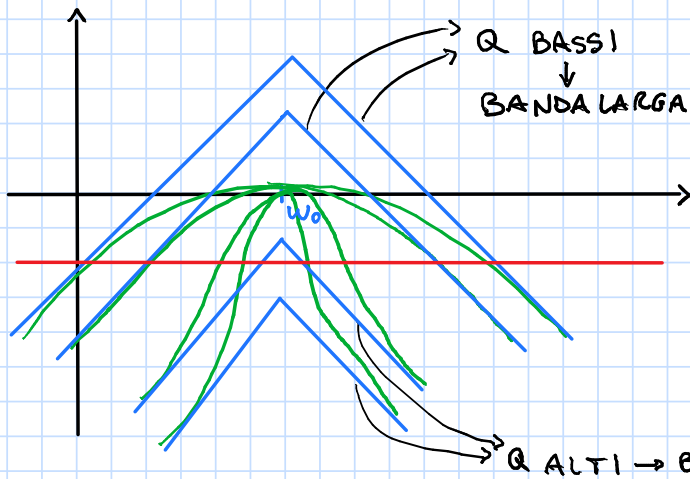
$$s \rightarrow 0 \rightarrow 0 \text{ dB}$$

$s \rightarrow \infty \rightarrow$  RETTA CON 40 dB/dec CHE INCRESCIA L'ASSE IN  $\omega_0$

Q NON C'ENTRA NÈ IN ALTA FREQ. NÈ IN BASSA FREQ.

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





12 ASINTOTI SI TOCCANO IN  $\omega = \omega_0$

LA FASE PER UN FILTRO BP VALE:

- +90 A f BASSE
- 0 IN  $\omega_0$
- -90 A f ALTE

$$\frac{f_L}{f_0} = \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} - \frac{1}{2Q}$$

$$\frac{f_H}{f_0} = \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q}$$

$$f_0 = \sqrt{f_L f_H}$$

LARGHEZZA DI BANDA

$$\rightarrow BW = f_H - f_L \rightarrow Q = \frac{f_0}{BW}$$

• ELIMINA BANDA

$$H_N(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$H_N(s) = H_{LP}(s) + H_{HP}(s) \quad (\text{STESSA } \omega_0 \text{ E } Q)$$

$$H_N(s) = 1 - H_{BP}(s)$$

LE CELLE DEL 2° ORDINE SI DIVIDONO IN DIVERSE CATEGORIE:

- GUADAGNO FINITO → SALLÉN-KEY
- GUADAGNO FINITO → K-RC
- GUADAGNO INFINITO → MF (MULTIPLE FEEDBACK)
- DOPPIO INTEGRATORE / VARIABILI DI STATO
- BIQUADRATICA / TOW-THOMAS

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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m} RC} \quad Q = \frac{\sqrt{m}}{m+1}$$

### ESEMPIO DI DIMENSIONAMENTO

$$f_0 = 2 \text{ KHz} \quad Q = 2$$

$$m = 1 \quad R = 22 \text{ k}\Omega$$

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

$$Q = \frac{\sqrt{m}}{2} \rightarrow \sqrt{m} = 4$$

$$m = 16$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 22 \text{ k}\Omega \cdot C} = 2 \cdot 10^3$$

$C = 904 \text{ pF} \rightarrow$  IL VALORE NORMALIZZATO PIÙ VICINO È  $1 \text{ nF}$  QUINDI

$$C = 1 \text{ nF}$$

$$mC = 1 \text{ nF} \cdot 16 = 16 \text{ nF}$$

↓  
SCELGO IL VAL. NORMALIZZATO MAGGIORE PIÙ VICINO A  $16 \text{ nF}$

↓  
 $18 \text{ nF}$

$$mC = 18 \text{ nF} \rightarrow m = 18 \text{ CON IL NUOVO VALORE, } m \text{ NON SARÀ PIÙ } 1$$

$$\text{E } Q \text{ SARÀ: } Q = \frac{\sqrt{m}}{m+1}$$

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

Si 2 < 1 NO

$$2 \cdot 10^3 = \frac{1}{2\pi \sqrt{18 \cdot 2} \cdot 1 \cdot 10^{-9} R}$$

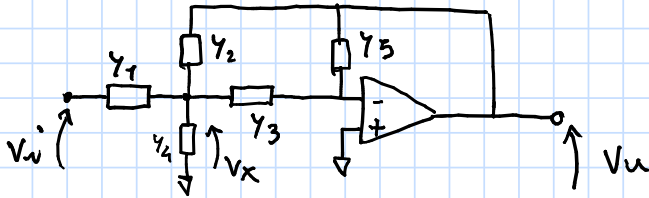
$$R = 13,3 \text{ k}\Omega$$

$$mR = 26,6 \text{ k}\Omega \rightarrow 27 \text{ k}\Omega \text{ (NORMALIZZATO)}$$

27/10/2016

CELLE A GUADAGNO INFINITO

REAZIONI MULTIPLE

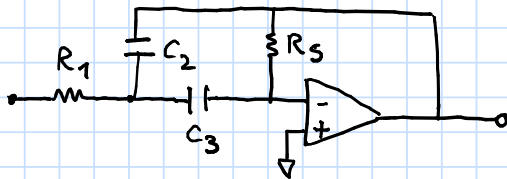


$$\begin{cases} (V_i - V_x) Y_1 = V_x (Y_4 + Y_3) + (V_x - V_u) Y_2 \\ V_u Y_5 = -V_x Y_3 \end{cases}$$

$$\frac{V_u}{V_i} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_2 Y_3}$$

FACCIAMO UN PASSA BANDA

Y3 E Y5 NO ENTRAMBI C



$$Y_3 = s C_3$$

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}$$

$$Y_2 = s C_2$$

$$Y_5 = \frac{1}{R_5}$$

Y4 = 0 → PUÒ ESSERE QUALUNQUE COSA

STESSA COMPLESSITÀ DI UN Sallen-Key MA HO UN PASSA-BANDA

$$C_2 = C_3 = C$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_5 R_4}}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_5}{R_1}}$$

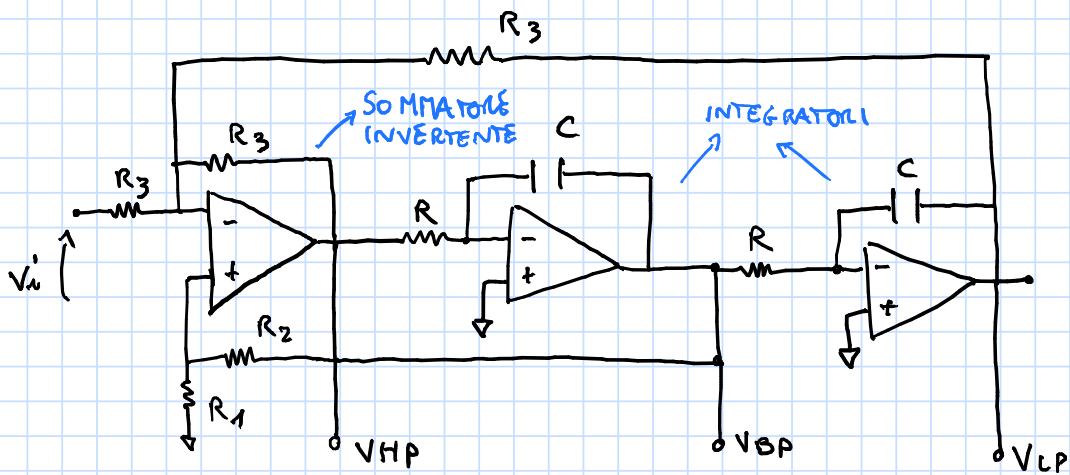
$$H_0 = - \frac{R_5}{2R_1} = -2 Q^2$$

→ IL FILTRO SATURA

GUADAGNO TROPPO ELEVATO, BISOGNA INSERIRE UNA R4 RESISTIVA PER ATTENUARE

$$R_4 \neq \infty$$

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{R_5 (R_1 // R_4)}}{R_1 // R_4}$$

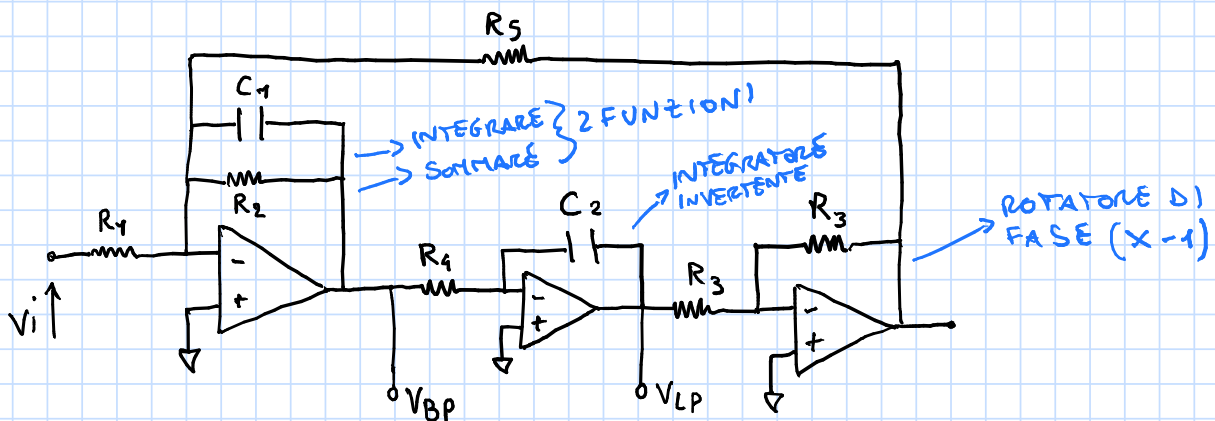


$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3}$$

$f_0, Q$  INDIPENDENTI

### CELLA DI FOW-THOMAS (CELLA BIQUADRATICA)

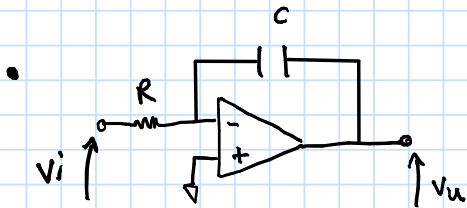


$$V_{BP} = - \frac{V_i}{\rightarrow C_1 R_1} - \frac{V_{BP}}{\rightarrow C_1 R_2} - \frac{(-V_{LP})}{\rightarrow C_1 R_5}$$

$$V_{LP} = - \frac{V_{BP}}{\rightarrow C_2 R_4}$$

TROVO  $\frac{V_{BP}}{V_i}$

## INTEGRATORE INVERTENTE

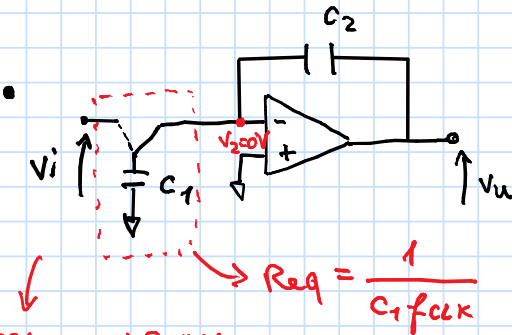


$$\frac{V_u}{V_i} = - \frac{1}{\Delta RC}$$

$$10^3 = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 C}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C = \frac{1}{2\pi} \cdot 10^{-8} = 1,6 \text{ mF}$$



NEL SECONDO CASO AVRO'

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{C_1 f_{CLK}}{C_2}$$

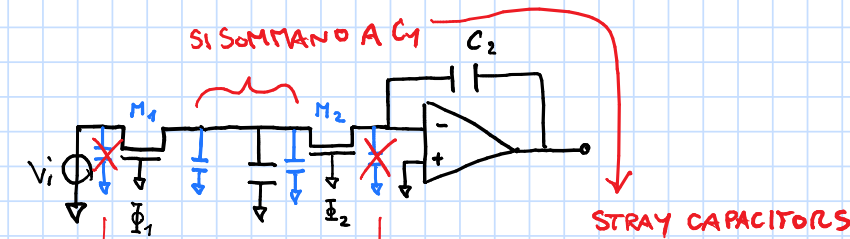
LA FREQUENZA DI GUADAGNO UNITARIO È PROGRAMMABILE

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{2\pi}{100} = 0,063$$

CIRCUITO DI PRIMA CON  $V_2 = 0V$

$$R_{eq} = \frac{1}{C_1 f_{CLK}}$$

AL POSTO DEGLI INTERRUITORI METTO DEI MOS

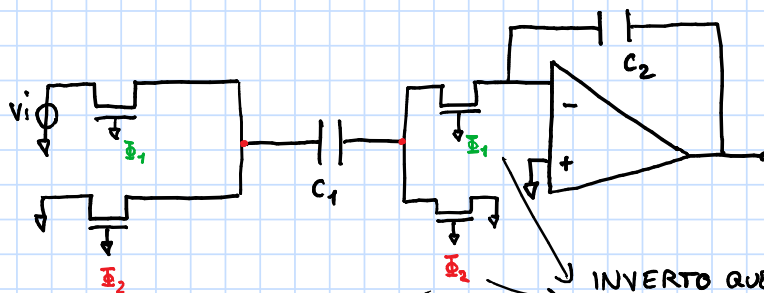


LA CARICA NON VA A FINIRE NEL CIRCUITO  
NON DA PROBLEMI

0V → NON SI CARICA MAI

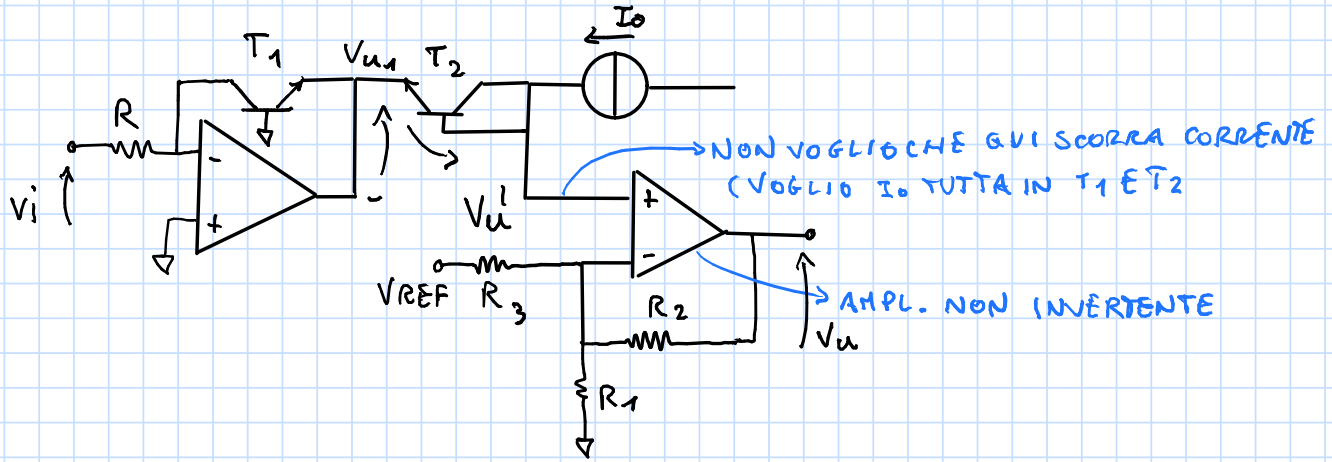
CI SONO DELLE CAPACITÀ PARASSITE

ALLORA PER ELIMINARE IL PROBLEMA:



INVERTO QUESTE 2 FASI, CAMBIA IL SEGNO DELL'INTEGRATORE (CAMBIA IL SEGNO DELLA  $R_{eq}$ ) → INTEGRATORE NON INVERTENTE

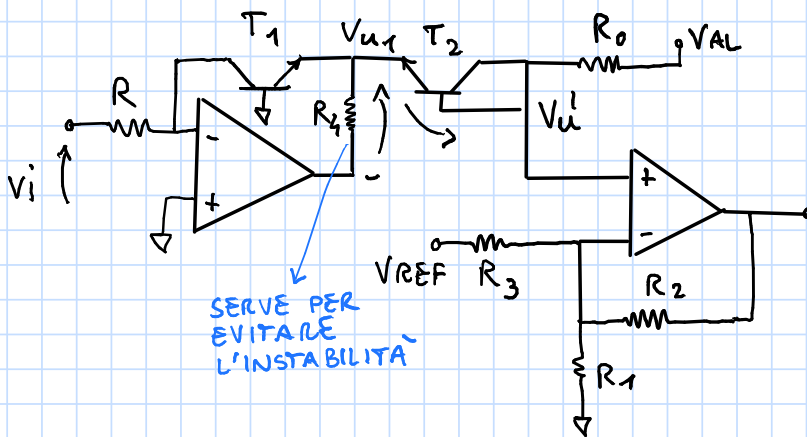
0 VOLT  
↓  
SE  $C_1$  È UGUALE, CIRCUITI SONO EQUIVALENTI



$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_0}{I_S}$$

$$V_{u'} = V_{u_1} + V_{BE2} = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_S} + V_T \ln \frac{I_0}{I_S} = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_S} \frac{I_S}{I_0} = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_0}$$

$$V_u = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1 // R_3}\right) V_T \ln \frac{V_i}{R I_0} - V_{REF} \frac{R_2}{R_3}$$



$$V_{u_1} = -V_{BE1}$$

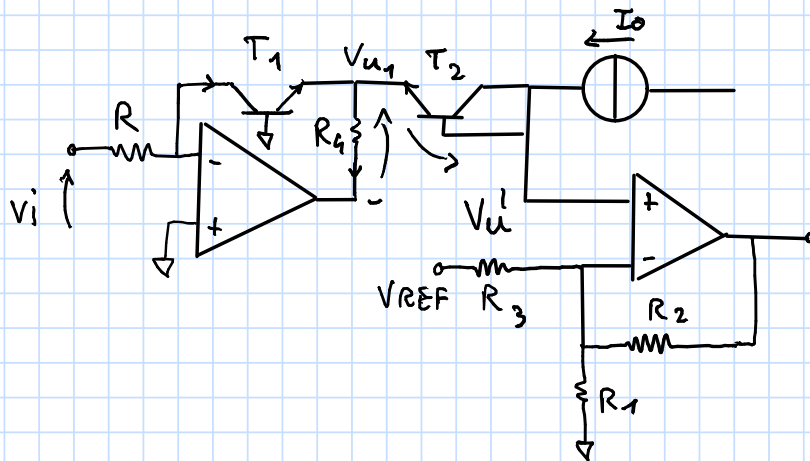
$$V_{u'} = -V_{BE1} + V_{BE2} \sim 0V$$

$$I_0 = \frac{VAL}{R_0}$$

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

ESISTE UN PUNTO A DERIVA TERMICA NULLA, CONVIENE CHE SIA NEL CENTRO DELLA CARATTERISTICA SICCOME CON LA TEMPERATURA CAMBIA IL GUADAGNO (COSI' MINIMIZZO L'EFFETTO DELLA TEMPERATURA SULLA CARATTERISTICA STESSA)

$$V_{REF} \text{ o } \bar{E} \text{ } 15 \text{ V } \text{ o } \bar{E} \text{ } -15 \text{ V}$$



$$I_4 = I + I_0$$

MINIMA CORRENTE CHE  
PASSA IN R

$$\frac{V_{iMIN}}{R} \gg I_b + \frac{I_{off}}{2}$$

$$R \ll \frac{V_{iMIN}}{I_b + \frac{I_{off}}{2}} = \frac{0,1 \text{ V}}{0,6 \text{ mA}} = 167 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_{iMAX}}{R} < I_{uMAX}$$

$$R > \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_0 = 220 \text{ k}\Omega$$

SU  $R_4$  È MEGLIO CHE NON CADANO PIÙ DI 9 V

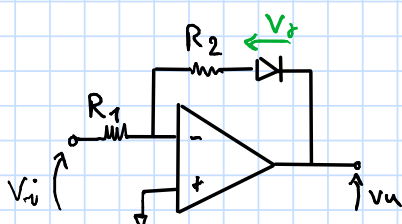
$$\left( \frac{V_{iMAX}}{R} + I_0 \right) R_4 < 9 \text{ V} \rightarrow R_4 < \frac{9 \text{ V}}{0,734 \text{ mA}} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

## RADDRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA (DIODO IDEALE)

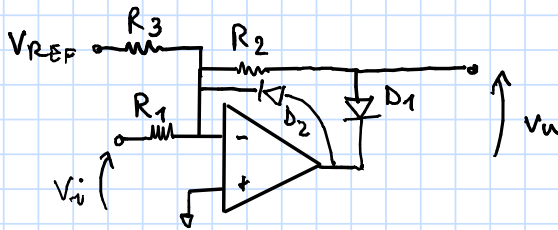
RADDRIZZA SENZA  $V_f$  IN MEZZO

NOTA: QUESTO CIRCUITO RADDRIZZA DEI SEGNALI, NON RADDRIZZA UN ALIMENTATORE



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

## TRASLAZIONE DEL PUNTO ANGOLOSO



IL CIRCUITO CONDUCE QUANDO

$$\frac{V_{REF}}{R_3} + \frac{V_i}{R_1} > 0$$

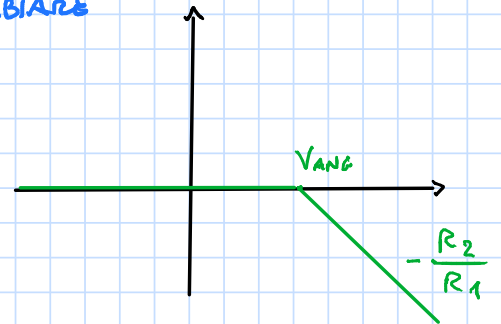
$I_3$ 
 $I_1$ 
 $I_2 = I_1 + I_3 \rightarrow I_2 > 0$

TENSIONE DI INGRESSO CHE FA CAMBIARE IL COMPORTAMENTO DEL CIRCUITO

$$\frac{V_{REF}}{R_3} + \frac{V_{ANG}}{R_1} = 0$$

$$V_{ANG} = -\frac{V_{REF} \cdot R_1}{R_3}$$

SE  $V_{REF} = 0 \rightarrow$  CASO PRECEDENTE



DIMENSIONO (ESEMPIO)

$$V_{ANG} = 3V$$

$$-\frac{R_2}{R_1} = -5 \rightarrow 3V = -15V \cdot \frac{R_1}{R_3} \rightarrow \frac{R_1}{R_3} = \frac{1}{5}$$

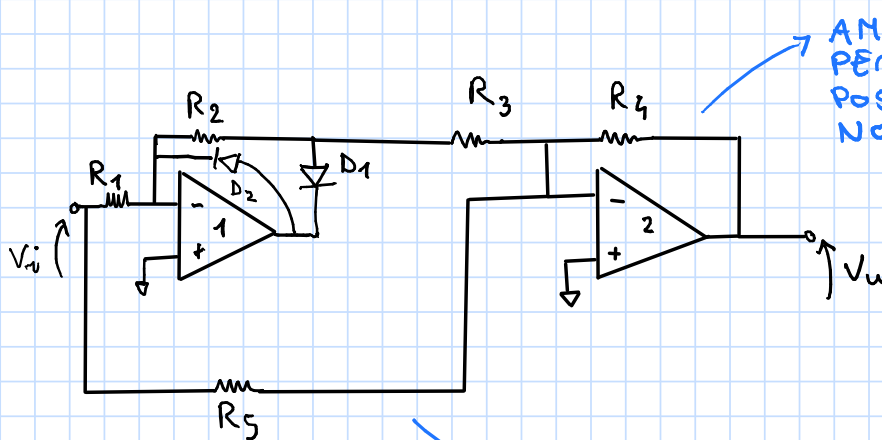
$$R_2 = 22K\Omega$$

$$R_1 = 4,7K\Omega$$

$$R_3 = 27K\Omega$$

NORMALIZZANDO

## RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA



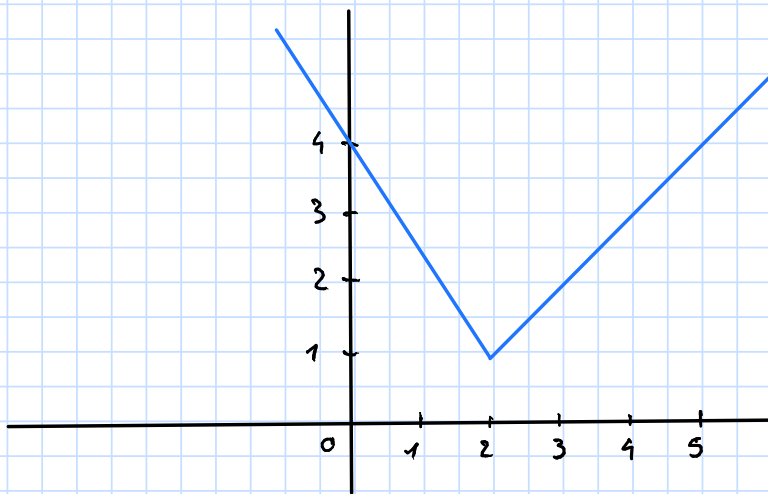
AMPLIFICATORE INVERTENTE PER OTTENERE LA SEMIONDA POSITIVA RADDRIZZATA MA NON INVERTITA

R<sub>5</sub> RENDE IL CIRCUITO A DOPPIA SEMIONDA

SENZA R<sub>5</sub> È UN CIRCUITO A SINGOLA SEMIONDA NON INVERTENTE



## ESERCIZIO SU RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA



$$V_A = (2, 1)$$

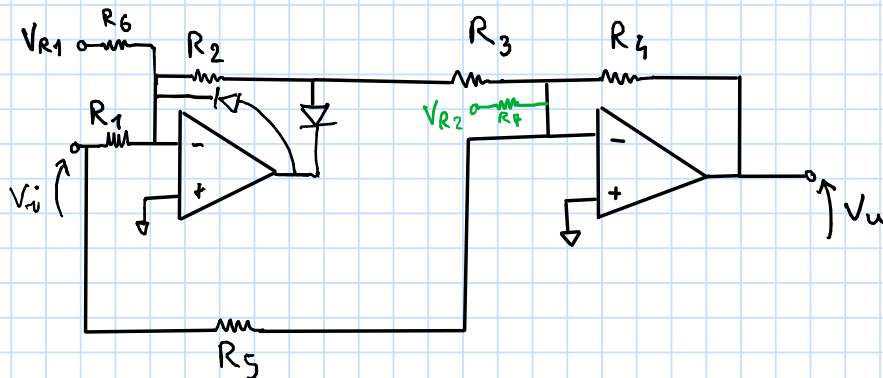
$$P_1 (0, 4)$$

$$P_2 (5, 4)$$

COEFF. ANGOLARE

$$G_1 = \frac{1-4}{2-0} = -\frac{3}{2}$$

$$G_2 = 1$$



$$G_1 = \frac{R_4}{R_5} = \frac{3}{2}$$

$$G_2 = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_4}{R_5} = 1$$

$$R_4 = \frac{3}{2} R_5$$

$$R_2 = R_1$$

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

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

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

$$\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_{R1}}{R_6} = i_2 \rightarrow \text{VOGLIO CHE } i_2 = 0 \text{ QUANDO } V_i = 2V$$

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

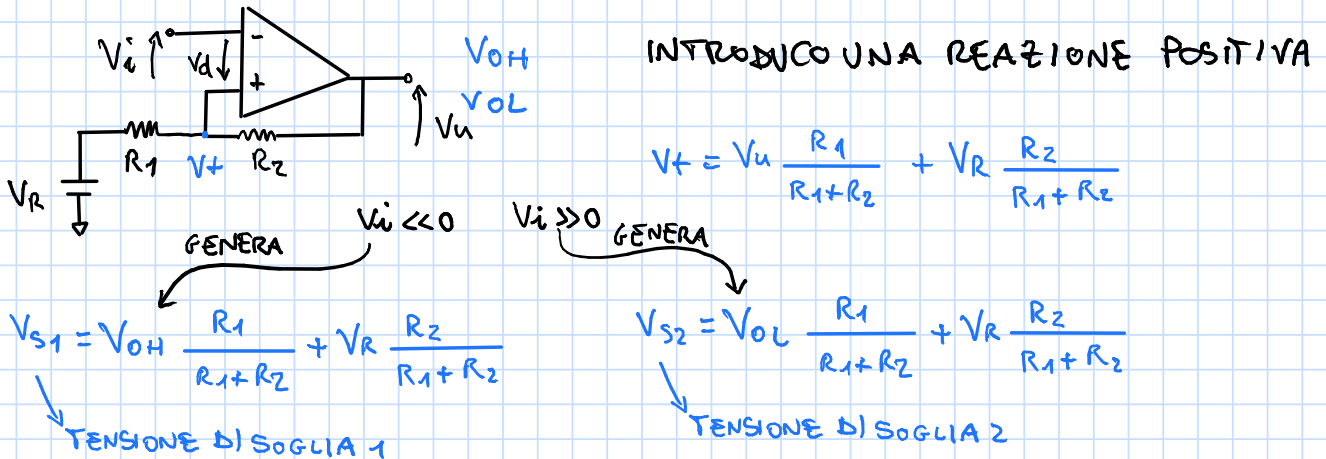
$$\downarrow$$

$$V_{R1} = -15V$$

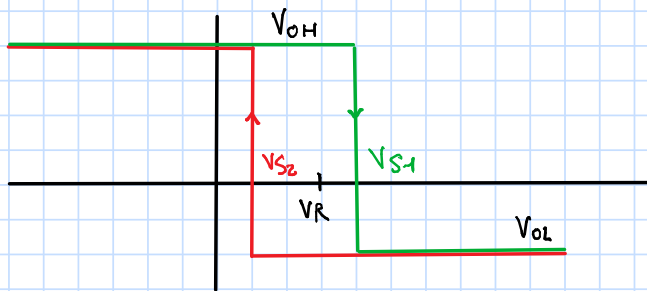
## COMPARATORE DI SOGLIA CON ISTERESI

MI PERMETTE DI INTRODURRE UN INTERVALLO DI TEMPO (PER ESEMPIO IN CUI SPENGO IL DISPOSITIVO)

### • INVERTENTE



### FORMA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO QUALITATIVA



$$V_{S1} = V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$V_{S1} - V_{S2} \rightarrow$  AMPIEZZA ISTERESI

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

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

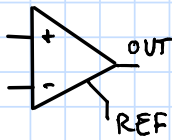
$$\text{SE } V_{OL} = -V_{OH} \rightarrow V_{S1} - V_{S2} = 2 V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

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

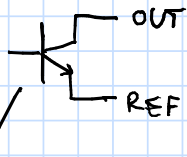
$\frac{V_{S1} + V_{S2}}{2} \rightarrow$  VALOR MEDIO

$$\text{SE } V_{OL} = -V_{OH} \rightarrow \frac{V_{S1} + V_{S2}}{2} = V_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

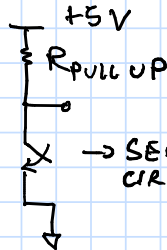
## VOLTAGE COMPARATORS



TRA OUT E REF C'È UN TRANSISTOR PILOTATO IN CORRENTE



IL TRANSISTOR FUNZIONA COME INTERRUITTOLE TRA OUT E REF

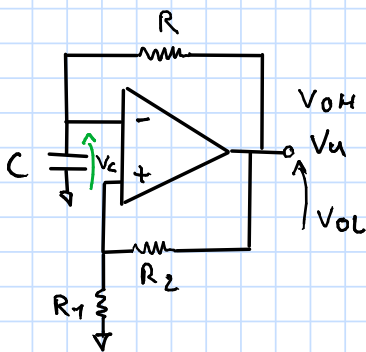


→ SERVE PER APRIRE E CHIUDERE IL CIRCUITO A UNA CERTA TENSIONE

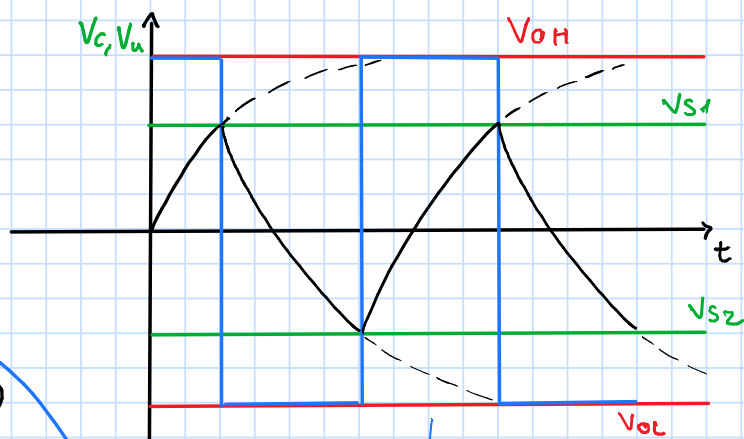
QUANDO CHIUSO SONO A 0V, QUANDO APERTO SONO A 5V

- COMANDO DI TIPO DIGITALE ON/OFF
- GENERATORE (ONDA QUADRA O TRIANGOLARE)

## MULTIVIBRATORE ASTABILE (GENERATORE DI ONDA QUADRA)



FUNZIONA SOLO CON ALIMENTAZIONI DUALI



$$A e^{-\frac{t}{T}} + B$$

$B = V_{\infty}$  (A TRANSITORIO FINITO)

$$A = V(0) - V_{\infty}$$

$$V_{S1} = (V_{S2} - V_{OH}) e^{-\frac{T}{2RC}} + V_{OH}$$

$$e^{-\frac{T}{2RC}} = \frac{V_{S1} - V_{OH}}{V_{S2} - V_{OH}} \rightarrow -T = 2RC \ln \frac{V_{S1} - V_{OH}}{V_{S2} - V_{OH}} \rightarrow T = 2RC \ln \frac{V_{OH} - V_{S2}}{V_{OH} - V_{S1}}$$

$$V_{S1} = V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad V_{S2} = V_{OL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{OH} - V_{S2} = V_{OH} \frac{R_2 + 2R_1}{R_1 + R_2} \quad V_{OH} - V_{S1} = V_{OH} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad T = 2RC \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_2}$$

CONSIDERARE QUESTA ZONA

### ESEMPIO

$f = 500 \text{ Hz}$        $V_{AL} = \pm 15V$        $V_{OH} = +12V$   
 $V_{TPP} = 8V$       LM741       $V_{OL} = -12V$   
 $V_{S1} - V_{S2} = 2 V_{OH} \frac{R_1}{R_2}$        $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$   
     $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$

$$\frac{8}{24} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{3}$$

$$\frac{1}{500 \text{ Hz}} = \frac{4}{3} RC \qquad C = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 3}{4R} = \frac{3}{2} \frac{10^{-3}}{R}$$

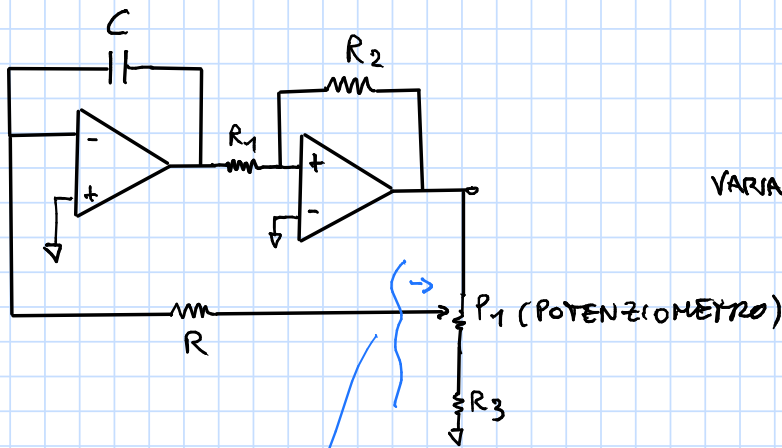
$R = 100 \text{ k}\Omega$        $C = 15 \text{ nF}$

#### • VARIAZIONE DELLA FREQUENZA

$f [50 \text{ Hz} \div 500 \text{ Hz}]$        $T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$

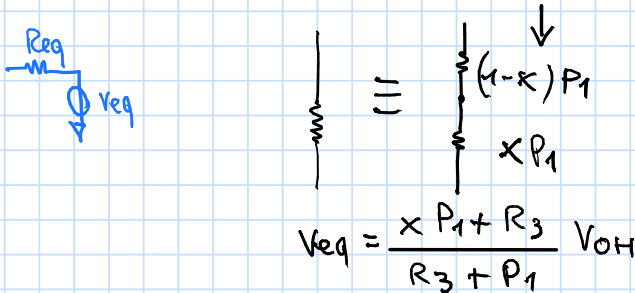
$T = 2RC \frac{V_{S1} - V_{S2}}{V_{OH}}$        $f = \frac{1}{2RC} \frac{V_{OH}}{(V_{S1} - V_{S2})}$

→ PER AVERE UNA VARIAZIONE LINEARE DI  $f$  DEVO CAMBIARE  $V_{OH}$



VARIANDO IL  $P_1$  VARIO  $V_{OH}$

LO RAPPRESENTO CON UN EQ. THEVENIN



LA  $R_{eq}$  PERÒ È COME SE FOSSE IN SERIE A  $R$  (NON È PROPRIO LINEARE); RISOLVO O CON UN VOLTAGE FOLLOWER O MEGLIO IMPOSTANDO  $R_{eq MAX} \ll R$  (NON USO UN A.O. IN PIÙ)

$$R_{eq} = \frac{(x P_1 + R_3) (1-x) P_1}{R_3 + P_1}$$

$$R_{eq MAX} = \frac{P_1 + R_3}{4} \ll 100 \text{ k}\Omega$$

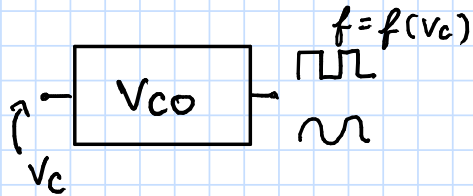
$P_1 + R_3 \ll 400 \text{ k}\Omega$

14/11/2016

## VCO (VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR)

È UN GENERATORE DI ONDA QUADRA (MA ANCHE SINUSOIDALE)

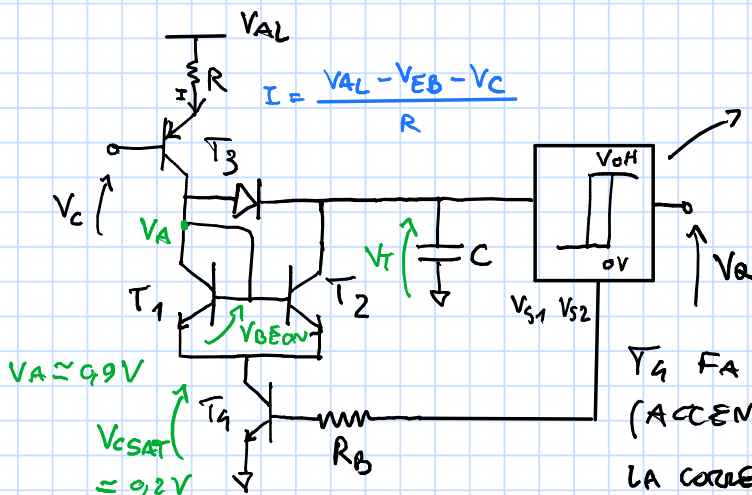
GENERA UN'USCITA A PARTIRE DA UNA TENSIONE DI CONTROLLO  $V_C$



GENERATORE D'ONDA QUADRA LA CUI FREQUENZA DI USCITA È CONTROLLATA DA UNA TENSIONE DI INGRESSO

IL PLL È UN DISPOSITIVO CHE DATA UNA FREQUENZA DI INGRESSO TE NE RESTITUISCE UNA MULTIPLA (O DIVISA) DI QUELLA INIZIALE

VCO → CONVERTITORE TENSIONE-FREQUENZA

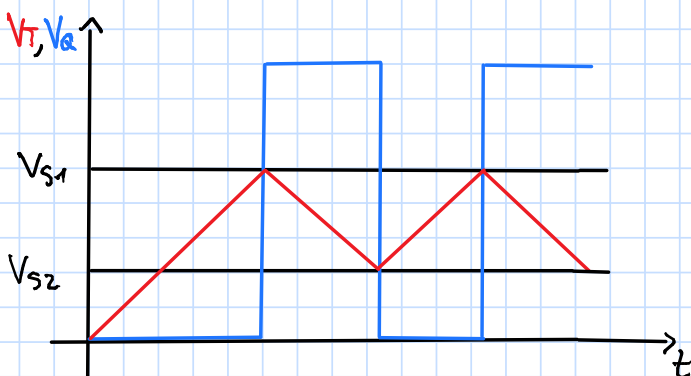


COMPARATORE NON INVERTENTE CON ISTERESI, ACCENDE O MENO  $T_4$  ( $V_{OH} = 0V$ )

$T_4$  FA FUNZIONARE O MENO IL CIRCUITO (ACCENDE LO SPECCHIO)

LA CORRENTE O  $I_A$  NELLO SPECCHIO DI CORRENTE O NEL DIODO, DOPODI CHE FINISCE NEL CONDENSATORE

$T_4$  IN SATURAZIONE



ALL' INIZIO  $V_T < V_{S2}$

$$\Delta V = \frac{I}{C} \Delta t$$

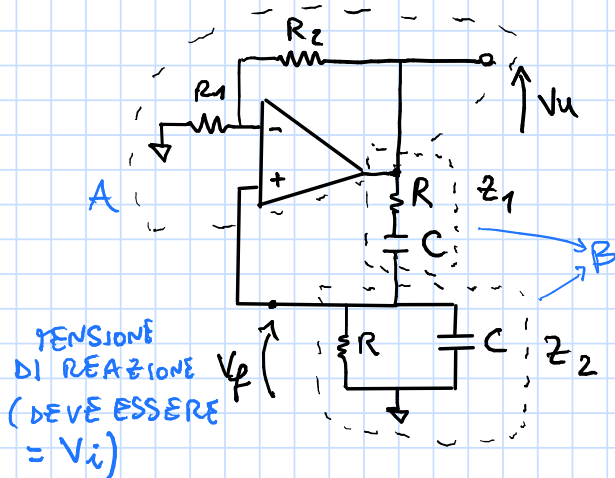
$$V_{S2} - V_{S1} = \frac{V_{AL} - V_{EB} - V_C}{RC} \frac{T}{2}$$

$$T = \frac{2(V_{S2} - V_{S1})RC}{V_{AL} - V_{EB} - V_C}$$

$$f = \frac{V_{AL} - V_{EB} - V_C}{2(V_{S2} - V_{S1})RC}$$

*f dipende da  $V_C$*

DIMINUENDO  $|A|$  L'AMPIEZZA DEL SEGNALE CHE ENTRA DOPO DIMINUISCE  
 E CON QUESTO EQUILIBRIO POSSO AVERE UN'OSCILLAZIONE CICLICA DEL  
 SEGNALE GENERATO



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

$$V_p = V_u \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

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

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

$$V_p = V_u \frac{\frac{R}{sRC + 1}}{\frac{R}{sRC + 1} + \frac{sRC + 1}{sC}} = V_u \frac{\frac{R}{sRC + 1}}{\frac{(sRC + 1)^2 + sRC}{sC(1 + sRC)}}$$

$$V_p = V_i$$

$$\frac{V_p}{V_u} = \frac{sRC}{s^2 R^2 C^2 + 3sRC + 1}$$

$$T = \frac{V_p}{V_i} = \frac{sRC}{s^2 R^2 C^2 + 3sRC + 1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$T(j\omega) = \frac{j\omega RC}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

NUMERATORE:  $\angle N = 90^\circ$   
 DENOMINATORE:  $\angle D = 90^\circ$

DEVE ESSERE IMM. PURO

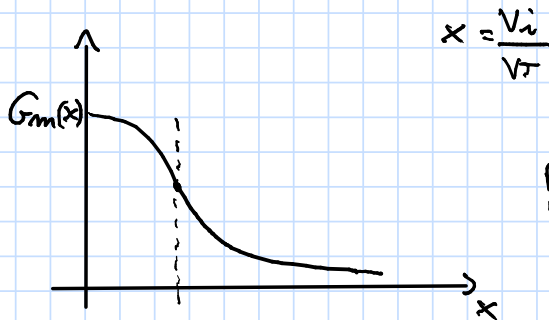
$$\omega_0 \rightarrow \omega_0^2 R^2 C^2 = 1 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad \beta(j\omega_0) = \frac{1}{3} \rightarrow \frac{V_p}{V_i} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{3} = 1 \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2$$

SOSTITUENDO  $j\omega_0 = \frac{j}{\sqrt{6}RC}$  in  $T$  ho:

$$T(j\omega_0) = -\frac{R_2}{R} \frac{\left(-\frac{1}{6\sqrt{6}}\right)}{-\frac{1}{6\sqrt{6}} + \frac{s}{\sqrt{6}}} \rightarrow T(j\omega_0) = -\frac{R_2}{R} \cdot \frac{1}{29} \rightarrow \boxed{\frac{R_2}{R} = 29}$$

### NON LIBERTÀ

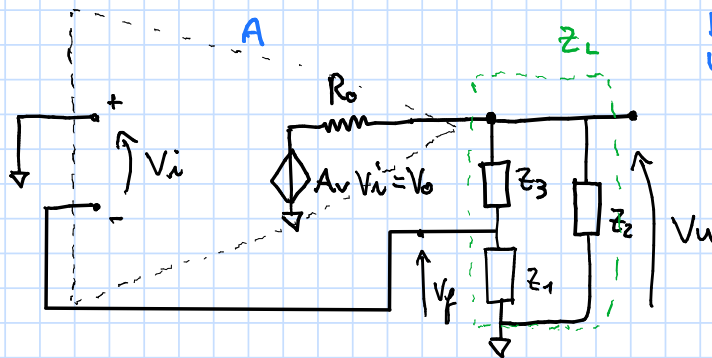


$$x = \frac{V_i}{V_T}$$

$G_m$  DIPENDE DALL'AMPIEZZA DEL SEGNALE  $V_i$

POSSO USARE UN SINGOLO TRANSISTOR PER FARE UN OSCILLATORE PERCHÉ POSSO SODDISFARE LE CONDIZIONI DI BARKHAUSEN

### OSCILLATORI A TRE PUNTI



DISEGNO IL TRANSISTOR COME UN AMPLIFICATORE

$V_0$ : TENSIONE DI USCITA A VUOTO

$$V_u = \frac{Z_L}{R_0 + Z_L} V_0$$

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

$$V_f = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} V_u \rightarrow V_f = -\frac{Z_L}{R_0 + Z_L} A_v V_i \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \rightarrow$$

$$\rightarrow V_f = -\frac{Z_1 Z_2 A_v V_i}{R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)} \rightarrow \frac{V_f}{V_i} = -\frac{Z_1 Z_2 A_v}{R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)}$$

SOSTITUISCO LE IMPEDENZE CON  $jX_m$

SI SEMPLIFICA COL -1 DEL GUADAGNO INVERTERE

$$\frac{V_f}{V_i} = \frac{j^2 X_1 X_2 A_v}{j R_0 (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_3)}$$

LA FASE DEVE ESSERE 0: VISTO CHE IL NUM. È REALE DEVE ESSERLO ANCHE IL DEN.

ALLA FREQ.  $\omega_0 \rightarrow X_1 + X_2 + X_3 = 0 \rightarrow \boxed{X_1 + X_3 = -X_2}$

↓  
ANNULLO LA PARTE IMMAGINARIA DEL DEN.

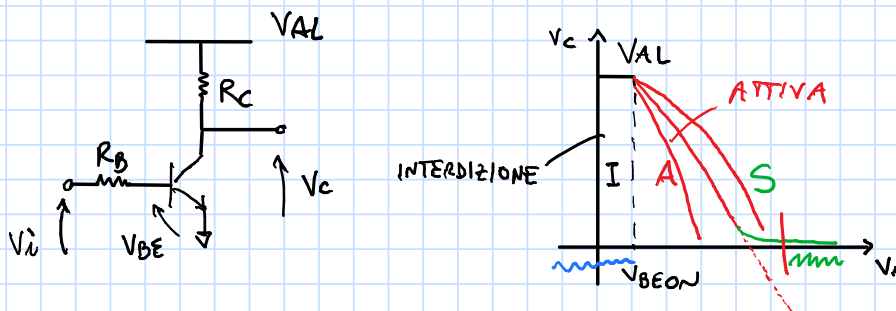
15/11/2016

## BJT IN COMMUTAZIONE



LOW SIDE: BASE DI CIRCUITI LOGICI

COME USO UN BJT PER FARE UN INTERRUITTORE?



$$I_B = \frac{V_i - V_{BEON}}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$V_C = V_{AL} - I_C R_C = V_{AL} - R_C \beta \frac{V_i - V_{BEON}}{R_B}$$

I e S → POCA POTENZA (IN I BASSA CORRENTE, IN S BASSA CADUTA DI TENSIONE)

PER FARE UN INTERRUITTORE MAI IN ZONA ATTIVA (I e V ALTE → AGTA POTENZA)

$$I_{C\text{MAX}} = \frac{V_{AL}}{R_C} \rightarrow \text{IN SATURAZIONE}$$

IN SATURAZIONE CONOSCO SIA  $I_B$  (TRAMITE  $V_i$ ) SIA  $I_C$  (TRAMITE  $V_{AL}$ ), FACENDONE IL RAPPORTO TROVO  $\beta_{\text{FORZATO}}$  E COSÌ FACENDO NOTO CHE ESSO È MINORE DI QUELLO CHE HO IN LINEARITÀ. SICCOME  $I_C$  È FISSA E  $I_B$  LA SCELGO IO DIRÒ CHE:  $\beta_{\text{FORZATO}} = \frac{I_C}{I_B} \ll \beta_{\text{MIN}}$ .

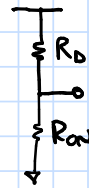
SCELGO  $V_i$  e  $R_B$

$$I_B = \frac{V_i}{R_B}$$



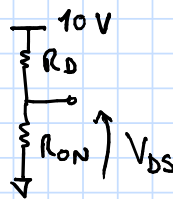
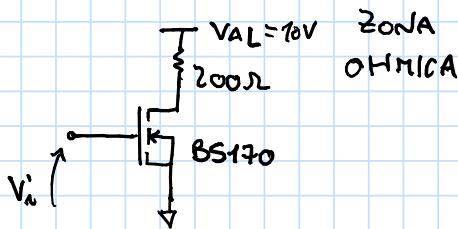
$$I_D = \mu C_{OX} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \rightarrow \text{ZONA OHMICA}$$

$$R_{ON} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\mu C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TN})}$$



TROVO IL MOSFET CON LA  $R_{ON}$  CHE MI INTERESSA

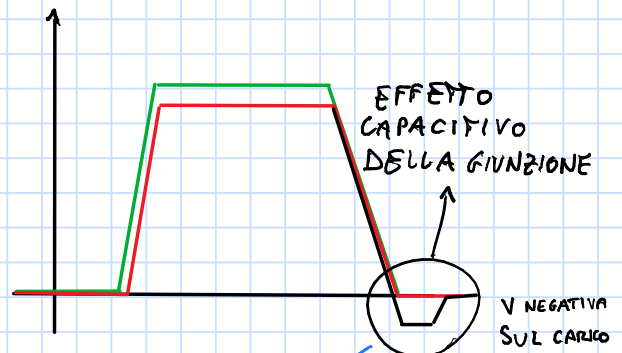
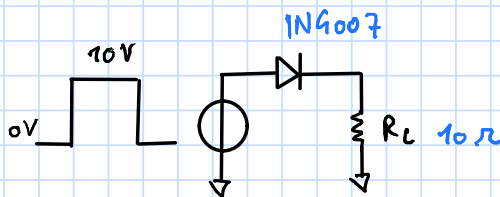
### INTERRUTTORE MOS ESEMPIO



$$V_{DS} = 10V \cdot \frac{R_{ON}}{R_D + R_{ON}} \leq 0,5V$$

$$R_{ON} < 10\Omega$$

### COMPORTAMENTO DINAMICO



2 PARAMETRI:

- REVERSE RECOVERY TIME: TEMPO CHE IMPIEGA IL DIODO A SPEGNERSI
- QRR: QUANTITÀ DI CARICA CHE IO DEVO ESTRARRE DAL DIODO AFFINCHÈ ESSO SI SPENGA

DIODO SCHOTTKY  $\left\{ \begin{array}{l} V_f \text{ PIÙ PICCOLA} \\ \text{CARICA IMMAGAZZINATA RIDICOLA} \end{array} \right.$

SE IL DIODO SCHOTTKY È MEGLIO DI QUELLO AL SILICIO PERCHÈ NON LO USO?

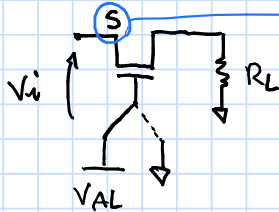
- SVANTAGGI:
- CORRENTE INVERSA DI SATURAZIONE PIÙ ALTA (NON VA BENE PER ALCUNI CIRCUITI)
  - NON SOPPORTANO UNA ELEVATA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE INVERSA (NON PIÙ DI 200V)

17/11/2016

## INTERROTTORE CHE COLLEGA PARTI DI CIRCUITO



CON UN n-mos



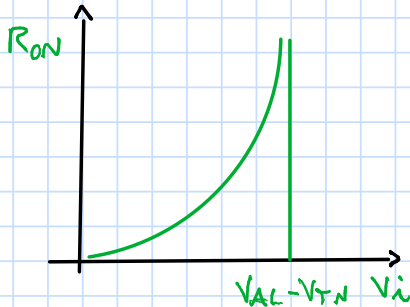
ZONA RESISTIVA

MI È COMODO CONSIDERARE QUANTO IL SOURCE (TANTO LA CADUTA DI TENSIONE SU S/D È PICCOLA)

SE  $V_G = 0$   $V_{GS} = -V_i$

SE  $V_G = VAL$   $V_{GS} = VAL - V_i$

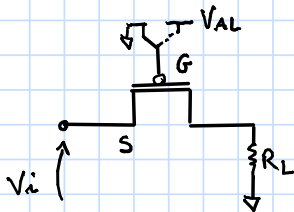
$V_i = [0 \dots VAL]$



$$R_{ON} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W_n}{L_n} (VAL - V_i - V_{TN})}$$

PASS-TRANSISTOR  $R_{ON}$

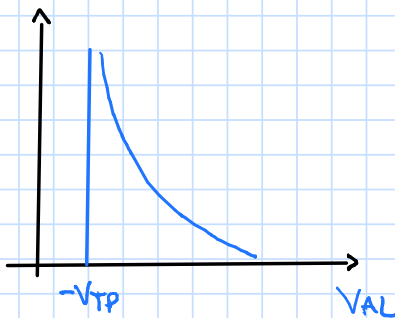
CON UN p-mos



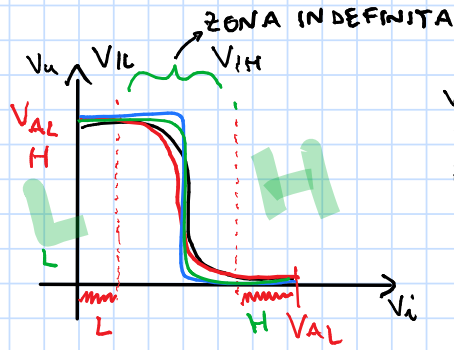
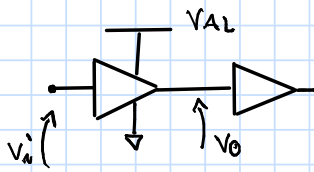
SE  $V_G = VAL$   $V_{GS} = VAL - V_i \geq 0$

SE  $V_G = 0$   $V_{GS} = -V_i$

$$R_{ON} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} \frac{W_p}{L_p} (V_{TP} + V_i)}$$



FUNZIONA BENE SOLO QUANDO LA TENSIONE DI INGRESSO È ALTA



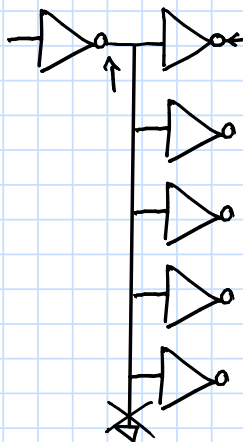
VOGLIO CHE IL PASSAGGIO DA H A L E VICEVERSA SIA VELOCE

TUTTE QUESTE CURVE HANNO 2 REGIONI IN COMUNE: L E H

$V_{IL}$  → MASSIMA TENSIONE BASSA IN INGRESSO

$V_{IH}$  → MINIMA TENSIONE ALTA IN INGRESSO

INDIGITALE IL RUMORE (SE È BASSO) NON DISTURBA



$V_{OH}, I_{OH}$

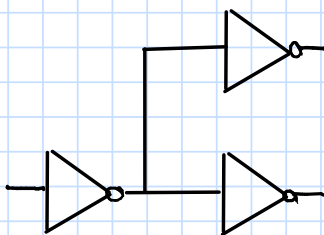
$V_{OL}, I_{OL}$

$I_{OH}$  È LA MASSIMA CORRENTE CHE POSSO ESTRARRE DALLA PORTA LOGICA PERCHÉ L'USCITA NON SCENDA AL DI SOTTO DI  $V_{OH}$

SE  $I_{OL}$  NON È SUPERATA DALLA CORRENTE DI USCITA NON SUPERERÒ MAI  $V_{OL}$

LA CORRENTE IN UNA PORTA LOGICA PUÒ ANCHE ENTRARE  
UTILIZZATORI: ENTRANTE POSITIVA, USCENTE NEGATIVA

21/11/2016



$V_{IL}, V_{IH}$

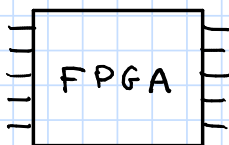
$I_{IH}, I_{IL}$

$V_{OH}, I_{OH}$

$V_{OL}, I_{OL}$

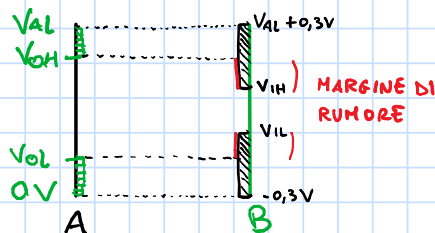
} LI TROVO  
SUL DATASHEET

## LOGICHE PROGRAMMABILI (FPGA)

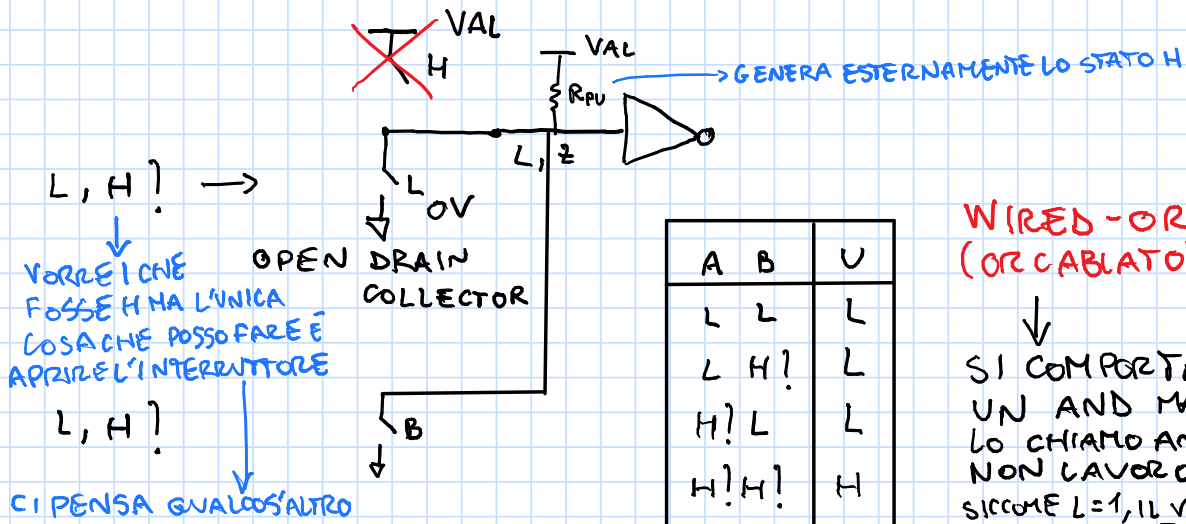


CONDIZIONI DI COMPATIBILITÀ SULLE TENSIONI

HO 2 PORTE, A E B



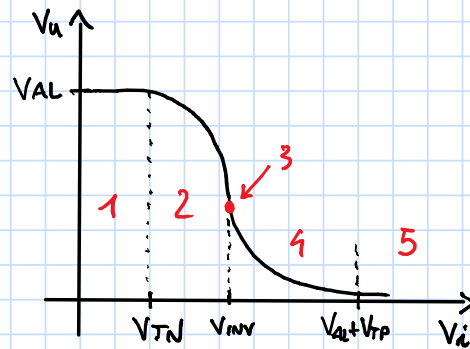
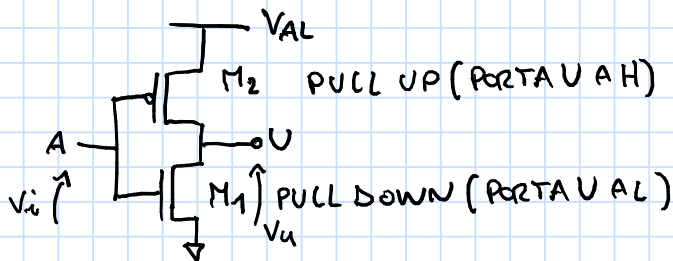
SE IL SEGNALE DELLE OUT È CONTENUTO NEL RANGE DELLE IN NON HO PROBLEMI DI RICONOSCIMENTO, ANCHE SE HO DEL RUMORE O DELLE LINEE DI COLLEGAM. LUNGHE.  
SE QUESTO NON SUCCEDE DOVRÒ ABBAFFARE IL CIRCUITO



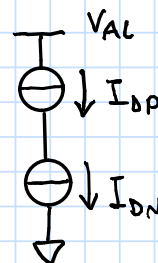
**WIRED-OR (OR CABLATO)**

↓  
 SI COMPORTA COME UN AND MA NON LO CHIAMO AND PERCHÉ NON LAVORO CON 0 E 1 SICCOME L=1, IL VALORE ATTIVO È L, QUINDI È L'OPPOSTO DI UN AND.

**INVERTER CMOS**



	$V_i$	$M_1$	$M_2$
1	0V = $V_{TN}$	OFF	R (RESISTIVA)
2	$V_{TN}$	⊖	R → T
3	$V_{INV}$	⊖	⊖
4	$V_{INV} = V_{AL} + V_{TP}$	T → R	⊖
5	$V_{AL} + V_{TP}$	R	OFF



$$\begin{cases}
 I_{DN} = \frac{1}{2} K_N (V_{GS} - V_{TN})^2 \\
 I_{DP} = \frac{1}{2} K_P (V_{GS} - V_{TP})^2 \\
 I_{DP} = I_{DN}
 \end{cases}$$

T → TRIODO

⊖ = SATURAZIONE DI CANALE

$$\frac{1}{2} K_N (V_{INV} - V_{TN})^2 = \frac{1}{2} K_P (V_{INV} - V_{AL} - V_{TP})^2$$

$$K_N = K_P$$

$$(V_{INV} - V_{TN})^2 = (V_{INV} - V_{AL} - V_{TP})^2$$

$$V_{INV} - V_{TN} = V_{AL} - V_{INV} + V_{TP}$$

$$2 V_{INV} = V_{AL} + V_{TN} + V_{TP}$$

$$V_{INV} = \frac{V_{AL}}{2} \rightarrow \text{POSIZIONAMENTO OTTIMO}$$

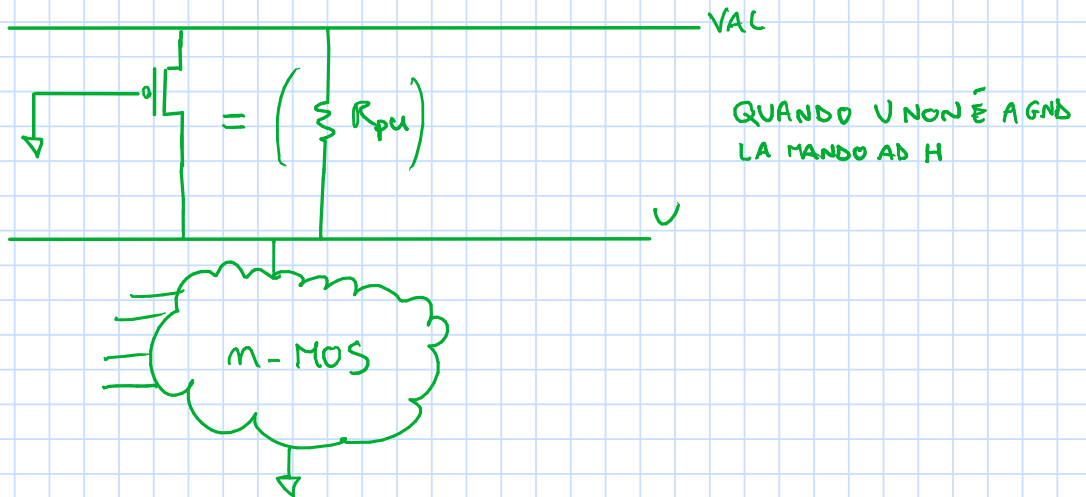
POSSO RENDERLE UNA L'OPPOSTO DELL'ALTRA

VOGLIO USARE L'INVERTER IN 1 E IN 5 PERCHÉ NON CONSUMA. VANNO BENE ANCHE 2 E 4 BASTA STARE LONTANO DA  $V_{INV}$   
 ↓  
 LA TROVO

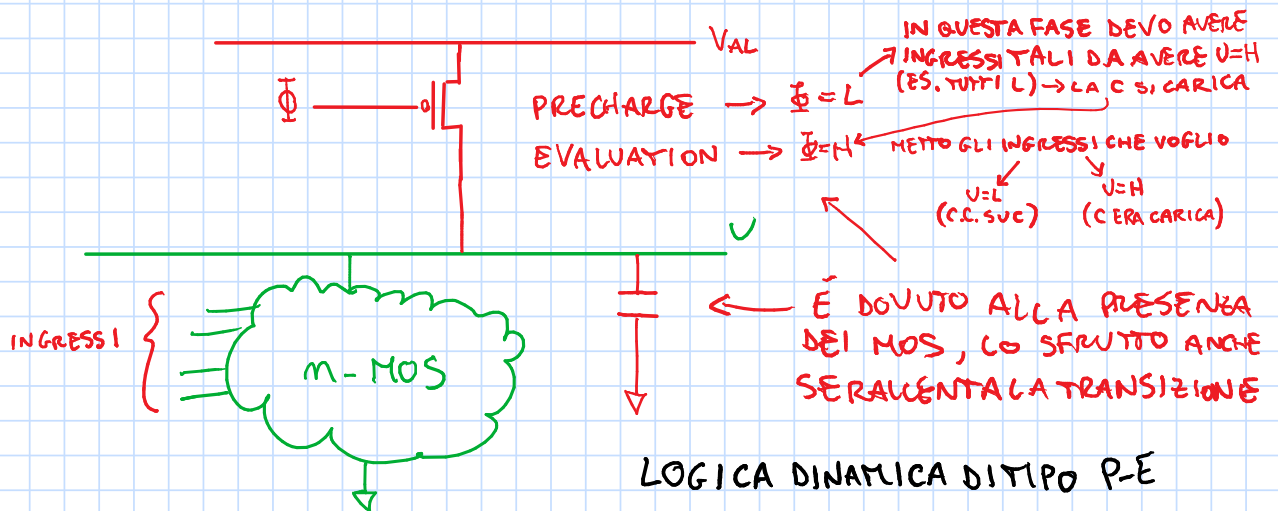
$$F = \overline{A B + C}$$

NON POSSO RINUNCIARE AI VANTAGGI DEI P-MOS, IN CONDIZIONE DI STATICITÀ NON PASSA CORRENTE PERCHÉ SONO SPENTI E RISPARMIO.

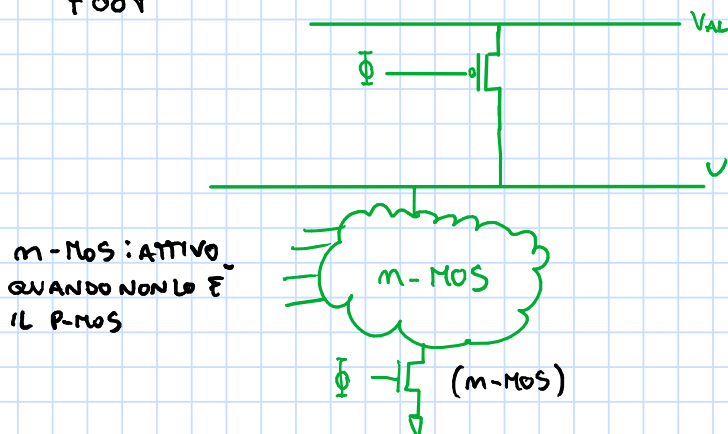
USO IL METODO M-MOS LIKE (MA NON SI USA TANTO)



POSSO ANCHE NON METTERE LA RESISTENZA (METTO IL P-MOS CHE È PIÙ PICCOLO)



FOOT



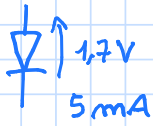
AVERE INGRESSI NON ATTIVI DURANTE LA FASE DI PRECHARGE È UNA CONDIZIONE DIFFICILE DA REALIZZARE

MA È BASTA CHE L'IMPEDENZA TRA L'USCITA DEGLI INGRESSI E  $GND$  NON SIA BASSA → ULTERIORE m-MOS IN SERIE

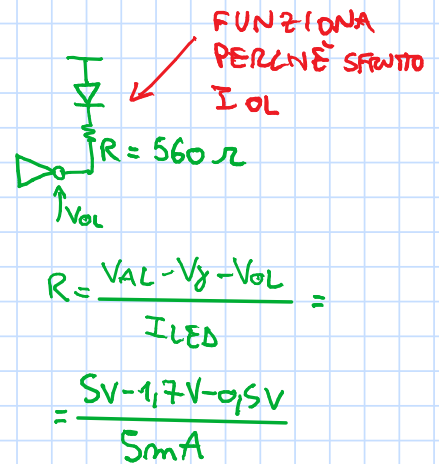
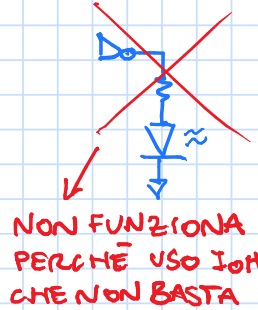
VA BENE QUALUNQUE COMBINAZIONE DEGLI INGRESSI

# VOGLIO PILOTARE UN LED

TTL-LS → LED (DIODO NON AL SILICIO)  
 TRASFORMO LEH IN SEGNALI LUMINOSI

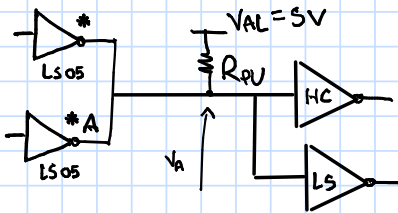


$V_{AL} = 5V$   
 $I_{OL} = 8mA$   
 $I_{OH} = -400\mu A$   
 $V_{OL} = 0,5V$   
 $V_{OH} = 2,7V$



OPEN DRAIN 0 SI INDICA COSÌ

## ESERCIZIO:



LS05 È UNA PORTA OPEN COLLECTOR

$R_{PU}$  CI DEVE ESSERE QUANDO UNA PORTA È OPEN COLLECTOR

$V_{OL} = 0,5V$

$I_{OL} = 8mA$

$R_{PU} = ?$

$V_{OH}$  E  $I_{OH}$  NON SONO QUELLE SOLITE

$V_{OH} = 5,5V$  → MAX V CHE IL MONDO ESTERNO PUÒ APPLICARE ALL'USCITA PRIMA CHE LA PORTA DEFUNGA

$I_{OH} = 400\mu A$  → MAX CORRENTE ASSORBIBILE QUANDO IN USCITA METTO UNA TENSIONE ALTA

HC  $\left\{ \begin{array}{l} V_{IH} = 3,15V \\ I_{IH} = 1mA \\ V_{IL} = 1,35V \\ I_{IL} = -1mA \end{array} \right.$

LS  $\left\{ \begin{array}{l} V_{IH} = 2V \\ I_{IH} = 20\mu A \\ V_{IL} = 0,8V \\ I_{IL} = -400\mu A \end{array} \right.$

← CARATTERISTICHE DI INGRESSO

### • LIVELLO ALTO

$$\frac{V_{AL} - V_A}{R_{PU}} = 2 I_{OH_{LS05}} + I_{IH_{HC}} + I_{IH_{LS}} = 200\mu A + 1mA + 20\mu A = 221\mu A$$

$V_A > V_{IH_{HC}}$

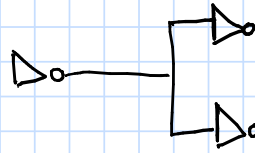
$5V - R_{PU} \cdot 221\mu A = V_A > 3,15V$

$$R_{PU} < \frac{(5 - 3,15)V}{0,221mA} \approx 8,2K\Omega$$

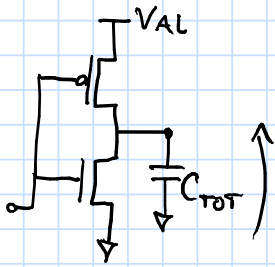
$$t_p = t_{p\text{STO}} + \Delta t_p$$

$$\Delta t_p = K \Delta pF \rightarrow \text{PROPORZIONALE ALLA CAPACITÀ}$$

$$K = \frac{P_S}{PF}$$



### DISEGNO DI NUOVO L'INVERTER



$$E = \frac{1}{2} C V_{AL}^2$$

$$E_c = C V_{AL}^2$$

POTENZA

$$P = f_{CLK} \cdot m \cdot C \cdot V_{AL}^2$$

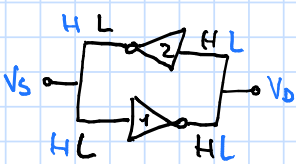
LA VOGLIO PIÙ BASSA POSSIBILE

E' PICCOLA PERCHÉ LE PORTE SONO PICCOLE

LA VOGLIO PIÙ ALTA POSSIBILE (LA ABBASSO PER RISPARMIARE)

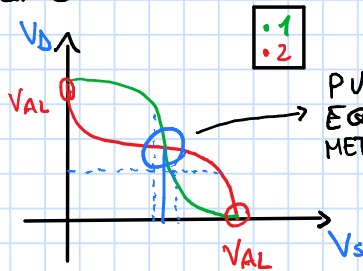
### CIRCUITI SEQUENZIALI

USO 2 INVERTER → IL PIÙ SEMPLICE

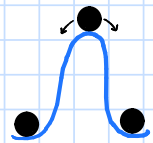


BISTABILE

NON È DETTO CHE IN USCITA CI SIA L O H

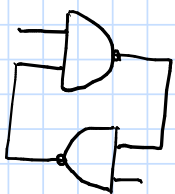


PUNTO DI EQUILIBRIO METASTABILE

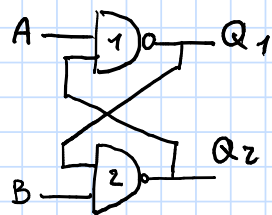


NON POSSO ANNULLARE DEL TUTTO LA METASTABILITÀ È PRESENTE IN TUTTI I CIRCUITI SEQUENZIALI

AGGIUNGO 2 INGRESSI



=



LATCH

PROIBITA

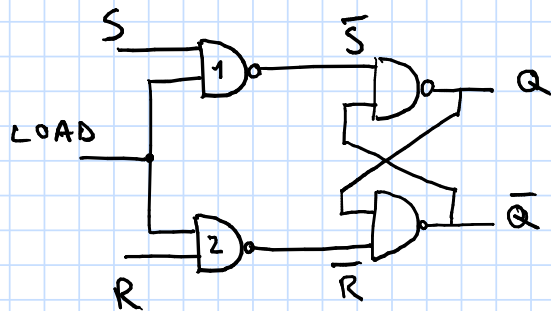
MEMORIA

A	B	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>
L	L	H	H
L	H	H	L
H	L	L	H
H	H	Q <sub>1m-1</sub>	Q <sub>2m-1</sub>

PROIBITA  
METASTABILITÀ  
OSCILLATORIA

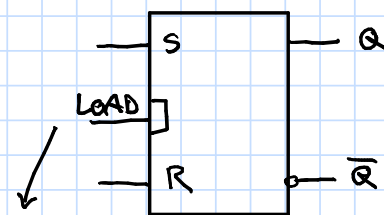
GLI INGRESSI POSSONO ESSERE H-H SOLO SE Q<sub>1</sub> E Q<sub>2</sub> NON SONO H-H (N L-L)

MI INTERESSA ABILITARE IL LATCH SOLO QUANDO VOGLIO CHE VEDA GLI INGRESSI → AGGIUNGO 2 PORTE:



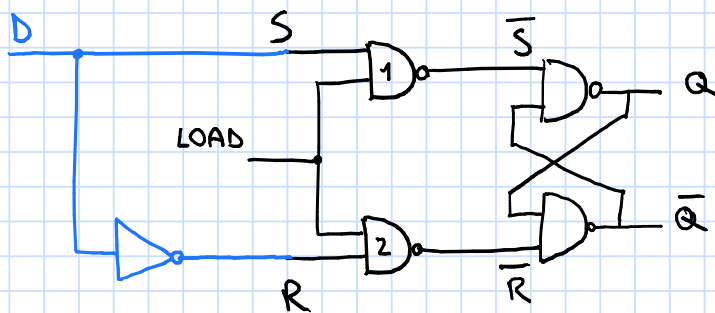
S	R	LOAD	Q	$\bar{Q}$
-	-	L	$Q_{m-1}$	$\bar{Q}_{m-1}$
L	H	H	L	H
H	L	H	H	L
H	H	H	H	H
L	L	H	$Q_{m-1}$	$\bar{Q}_{m-1}$

SR-TRANSPARENT LATCH



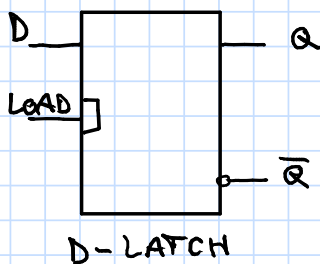
ABILITO IL LATCH QUANDO LOAD È H (SEGNALE DI ABILITAZIONE A LIVELLO)

SE VOLESSI MEMORIZZARE UN BIT D'INFORMAZIONE:



D	S	R
H	H	L
L	L	H

MA SE LOAD È L IL SISTEMA NON VEDE D

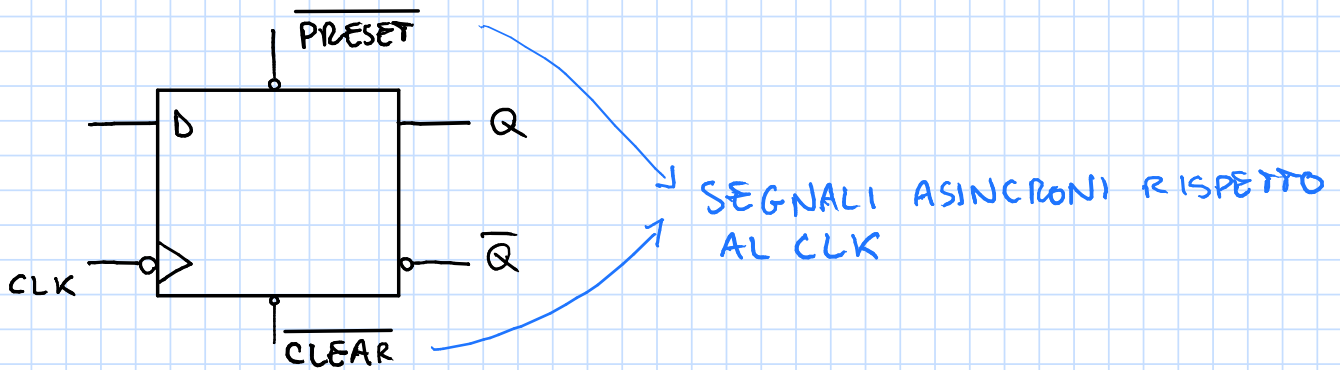


D TYPE TRANSPARENT LATCH

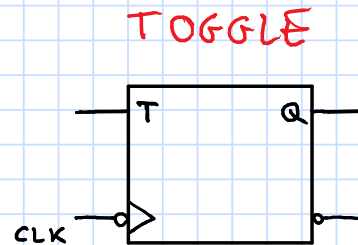
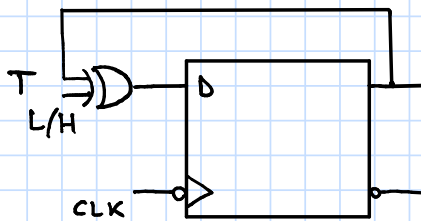
PUÒ ENTRARE IN METASTABILITÀ, L'IMPORTANTE È CHE QUANDO LOAD PASSA DA H A L, D NON DEVE CAMBIARE IN CONTEMPORANEA



QUANDO VOGLIO FAR PARTIRE IL SISTEMA DA UNO STATO NOTO:



D-FLIPFLOP CON EXOR:

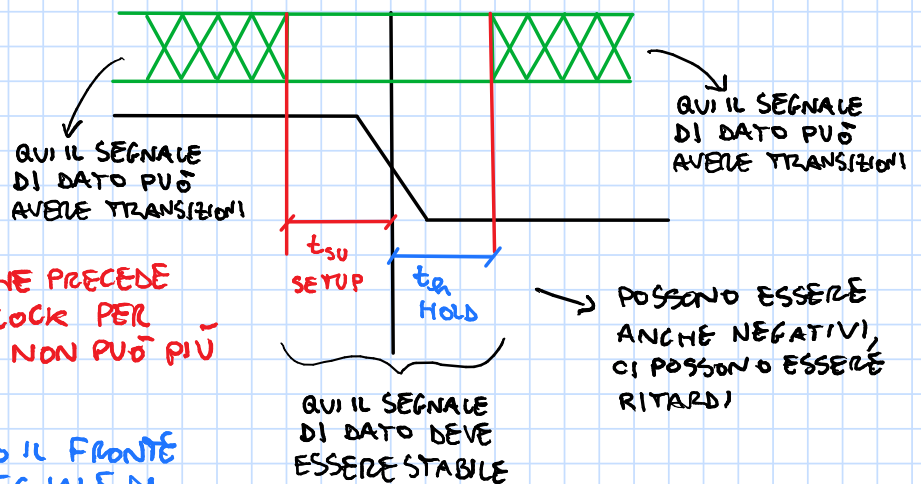


T	CLK	$Q_{n-1}$	Q
L	↑	L	L
L	↑	H	H
H	↑	L	H
H	↑	H	L

COSA SUCCÈDE SE D CAMBIA PROPRIO SUL FRONTE ATTIVO DEL CLOCK?

ANCHE IL FLIPFLOP VA IN METASTABILITÀ

IN TUTTE LE MACCHINE SINCRONE QUESTO NON SI PUÒ FARE



$t_{su}$ : INTERVALLO DI TEMPO CHE PRECEDE IL FRONTE ATTIVO DEL CLOCK PER CUI IL SEGNALE DI DATO NON PUÒ PIÙ CAMBIARE

$t_{ch}$ : PER QUANTO TEMPO DOPO IL FRONTE ATTIVO DEL CLOCK IL SEGNALE DI DATO DEVE RIMANERE STABILE

ES.:

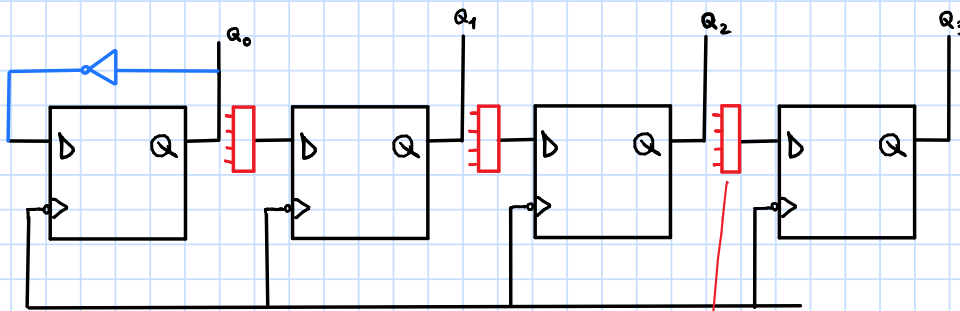
CONTATORE MODULO 10

MI SERVONO 4 BIT, 4 FLIPFLOP

Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>0</sub>
0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	1	1
0	0	1	1	0	1	0	0
0	1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	1
1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

$$D_0 = \bar{Q}_0$$

$$D_1 = Q_0 \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 + \bar{Q}_0 Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 + Q_0 \bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 + \bar{Q}_0 Q_1 Q_2 \bar{Q}_3 = Q_0 \oplus Q_1 \cdot \bar{Q}_3$$



FUNZIONE COMBINATORIA DELLE USCITE

PROVO A FARE UN CONTATORE MODULO 16 CON I FLIPFLOP DI TIPO T:

Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>	T <sub>3</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>
0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	1	1	1
0	1	0	0	0	0	0	1
0	1	0	1	0	0	1	1
0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1
1	0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	0	1	1
1	1	0	1	0	0	0	1
1	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0