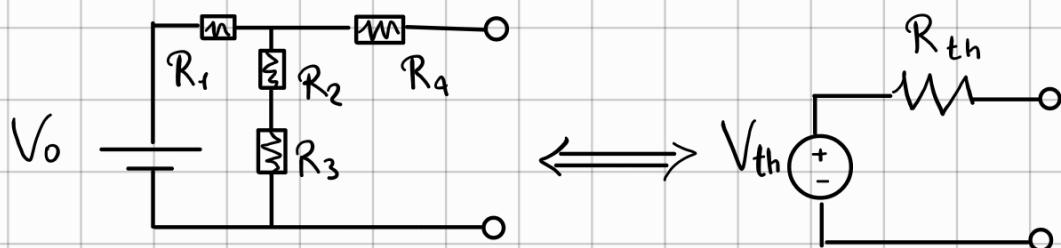


DISPENSE DI TD

TEOREMI DI THEVENIN E NORTON

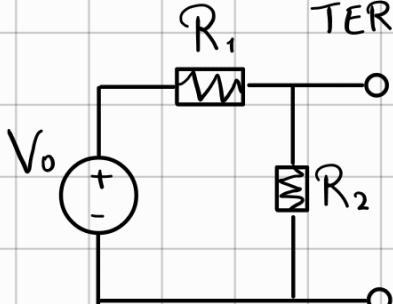
UN CIRCUITO LINEARE PASSIVO, COMPLESSO A PIACERE, VISTO DA DUE TERMINALI È EQUIVALENTE A UN GENERATORE DI TENSIONE IDEALE IN SERIE CON UNA RESISTENZA.



- V_{th} : TENSIONE A VUOTO MISURABILE DAI TERMINALI
- R_{th} : RESISTENZA EQUIVALENTE VISTA DAGLI STESSI TERMINALI QUANDO I GENERATORI SONO SPENTI

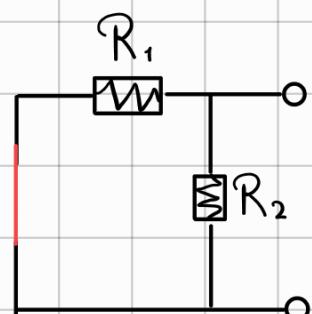
VEDIAMO LE REGOLE DI QUESTO TEOREMA APPLICATE A UN ESEMPIO SPECIFICO.

Esempio: 1) IN QUESTO CASO V_{th} SARÀ LA TENSIONE MISURABILE DAI TERMINALI DEL CIRCUITO :



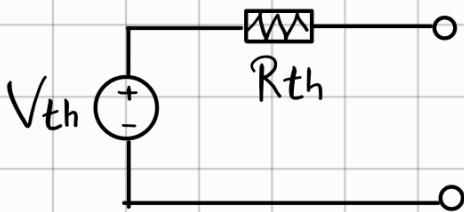
$$V_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_0$$

2) SOSTITUIAMO ORA IL GENERATORE CON UN CORTO. LA RESISTENZA CHE VEDIAMO DAI TERMINALI SARÀ LA NOSTRA R_{th} .



$$\text{IN QUESTO CASO ABBIAMO } R_{th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

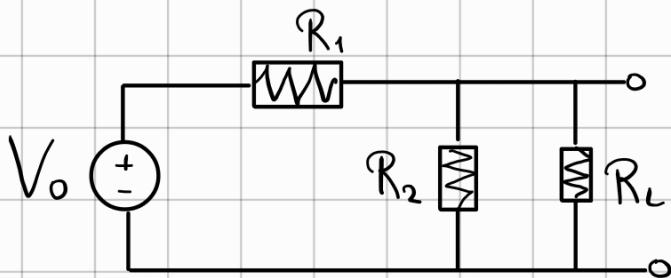
• ORA CHE SAPPIAMO R_{th} E V_{th} POSSIAMO DIRE CHE IL CIRCUITO IN QUESTIONE È EQUIVALENTE A:



PER CUI È MOLTO PIÙ FACILE CAPIRE LA TENSIONE CHE MISURIAMO AI CAPI DI UN CARICO ATTACCATO AL CIRCUITO:

$$\begin{aligned} \text{Circuit diagram: } & V_{th} \text{ in series with } R_{th}, \text{ then } R_L \text{ is connected in parallel with the output branch.} \\ \Rightarrow \Delta V_L &= \frac{R_L}{R_L + R_{th}} V_{th} = \\ &= \frac{R_L}{R_L + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_0 = \frac{R_L R_2}{R_1 R_2 + R_L (R_1 + R_2)} V_0 \end{aligned}$$

SI PUÒ VERIFICARE CHE SI OTTIENE LO STESSO RISULTATO SE RISOLVIAVAMO IL CIRCUITO:

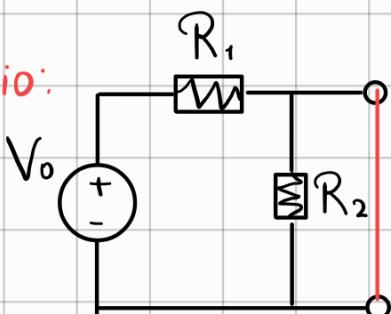


N.B. NEL SECONDO PASSAGGIO, EVENTUALI GENERATORI DI CORRENTE DEVONO ESSERE SOSTITUITI DA CIRCUITI APERTI

N.B. QUESTO TEOREMA VALE ANCHE PER CIRCUITI IN CORRENTE ALTERNATA E CON COMPONENTI CON IMPEDENZA COMPLESSA.

Teorema di Nontom: ESISTE UN TEOREMA EQUIVALENTE A QUELLO DI THEVENIN. SOTTO LE STESSE IPOTESI, UN QUALESiasi CIRCUITO PUÒ ESSERE SOSTITUITO DA UN GENERATORE DI CORRENTE IN PARALLELO A UNA RESISTENZA:

Esempio:

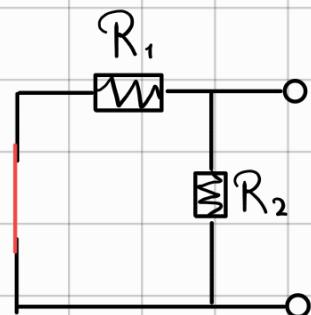


1) SI CORTOCIRCUITINO I TERMINALI E SI CALCOLI LA CORRENTE CHE SCORRE NEL CORTO. QUESTA SARÀ I_{th}

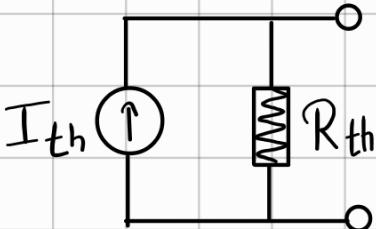
2) SI SOSTITUISCANO I GENERATORI

DI TENSIONE CON DEI CORTI E
QUELLI DI CORRENTE CON APERTI

, CALCOLARE LA RESISTENZA EQUIVALENTE
VISTA DAI TERMINALI: QUESTA SARÀ R_{th}



SI ARRIVA A



FUNZIONI DI RISPOSTA

ABBIANO UN CIRCUITO LINEARE: COME RISPONDE A UNA FORZANTE?

$\begin{cases} f(t): \text{FORZANTE} \\ r(t): \text{RISPOSTA DEL CIRCUITO} \end{cases}$

$$\Rightarrow r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} G(t-\tau) f(\tau) d\tau =$$

$= (G * f)(t)$ PRODOTTO DI CONVOLUZIONE

SE PASSIAMO IN TRASFORMATA DI FOURIER:

$$\tilde{Y}(w) = \underline{\tilde{G}(w)} \cdot \tilde{f}(w)$$

QUESTA È UNA

FUNZIONE COMPLESSA CHIAMATA "FUNZIONE DI TRASFERIMENTO"
CHE INFORMAZIONI CI DÀ?

$$|\tilde{G}(w)| = \left| \frac{\tilde{Y}(w)}{\tilde{f}(w)} \right| : \underline{\text{GUADAGNO}}$$

$$\tan(\Delta\varphi) = \frac{\text{Im}\{\tilde{G}(w)\}}{\text{Re}\{\tilde{G}(w)\}} : \underline{\text{SFASAMENTO}}$$

NOTA: SE $f(t) = \delta(t) \Rightarrow Y(t) = G(t)$

Osservazione: IN CIRCUITI LINEARI, PASSIVI HANNO UNA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO TIPICAMENTE DELLA FORMA

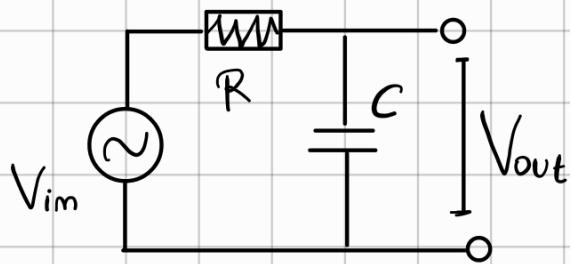
$$\tilde{G}(w) = \frac{P(jw)}{Q(jw)}$$

I VALORI PER CUI $Q(jw)$ SI ANNULLA SONO PETTI POLI E SONO QUELLI PER CUI LE FUNZIONI DEL TIPO:

$$f(t) = e^{j\omega t}$$

SONO SOLUZIONI OMogenee DEL CIRCUITO IN QUESTIONE

Esempio: FILTRO PASSA BASSO RC



$$G(\omega) = \frac{1}{1+j\omega\tau}, \text{ CON } \tau = RC$$

$$1+j\omega\tau = 0 \iff j\omega = -\frac{1}{\tau}$$

INFATTI LE SOLUZIONI ONOGENEE SONO DEL TIPO:

$$f(t) = e^{-t/\tau}, \tau = RC$$

TRASFORMATA DI FOURIER

LA TRASFORMATA DI FOURIER DISCRETA È UN POTENTE STRUMENTO CHE POSSIAMO USARE PER L'ANALISI IN FREQUENZA

$$X_k = \sum_{m=0}^{N-1} x_m \cdot \exp(-j\omega_k t_m) = \sum_{m=0}^{N-1} x_m \exp\left(-\frac{2j\pi m k}{N}\right)$$
$$\omega_k = \frac{2\pi k}{N \Delta t}$$

DOVE

• $T = N \Delta t$: DURATA DELLA MISURA

• $f_s = 1/\Delta t$: FREQUENZA DI CAMPIONAMENTO

X_k SARÀ QUINDI L'AMPIZZA COMPLESSA DELL'ARMONICA DI FREQUENZA $f_k = \frac{\omega_k}{2\pi} = \frac{k}{N} f_s$ DELLO SVILUPPO DISCRETO DI FOURIER

UNA SERIE DI OSSERVAZIONI:

1) L'ARRAY DELLE FREQUENZE AVRÀ RISOLUZIONE

$$\Delta f = f_s / N = \frac{1}{T}$$

PIÙ MISURO, MAGGIORE SARÀ LA RISOLUZIONE

2) $X_{k+N} = X_k \Rightarrow$ L'ALGORITMO NON FA DISTINZIONE
TRA UNA SINUSOIDA A FREQUENZA f_k E UNA A
FREQUENZA $f_k + f_s$

ALIASING !!! LE RIGHE SPECTRALI SI RIPETONO
DOPO MULTIPLI DI f_s

3) DAL PUNTO ② SI INTUISCE CHE LE COMPONENTI
DELLA DFT VANNO DA $f_0 = 0$ A $f_{N-1} = \frac{N-1}{N} f_s$

4) SE $x_k \in \mathbb{R} \Rightarrow X_{N-k} = X_{-k} = X^*_k$

LE AMPIZZEE COMPLESSE IN $[0; f_s/2]$
BASTANO A DEFINIRE IL SEGNALE
(SPECTRO UNILATERALE)

Criterio di Nyquist \rightarrow SEGUE DALL'ESISTENZA DELL'ALIASING

BISOGNA FARE ATTENZIONE QUANDO IL SEGNALE CONTIENE
FREQUENZE RILEVANTI OLTRE $f_s/2$

Il CRITERIO DICE:

$$f_s > 2.5 f_{\max}$$

→ MASSIMA FREQ.
RILEVANTE

Leakage spettrale

COSA SUCCIDE SE LA FREQUENZA DEL SEGNALE f_0 CADE TRA 2 COMPONENTI SPETTRALI ($f_k = k/T_N f_s$)

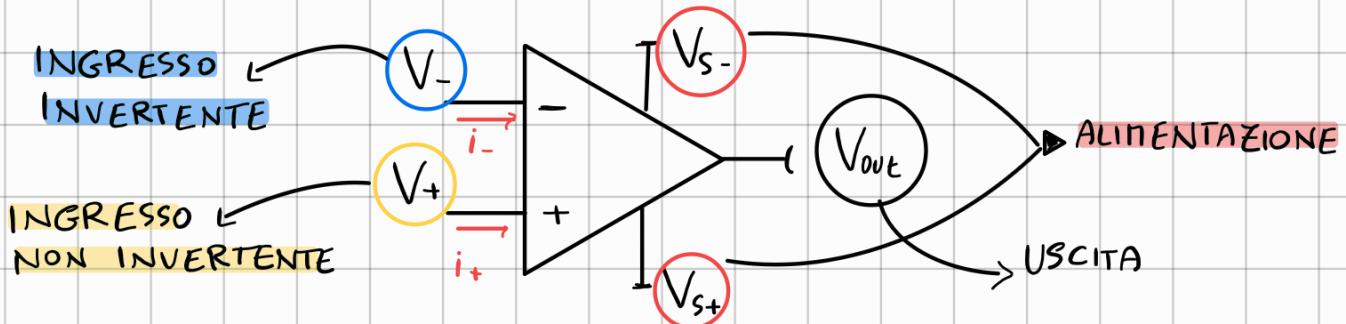
====> L'AMPIEZZA SPETTRALE SI "SPARPAGLIA" (LEAKAGE)

CONDIZIONE IDEALE: $f_0 = \frac{k f_s}{N} = \frac{K}{T} \iff T = K T_0$

LA DURATA DEL SEGNALE DEVE ESSERE UN NUMERO INTERO DI VOLTE IL PERIODO

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

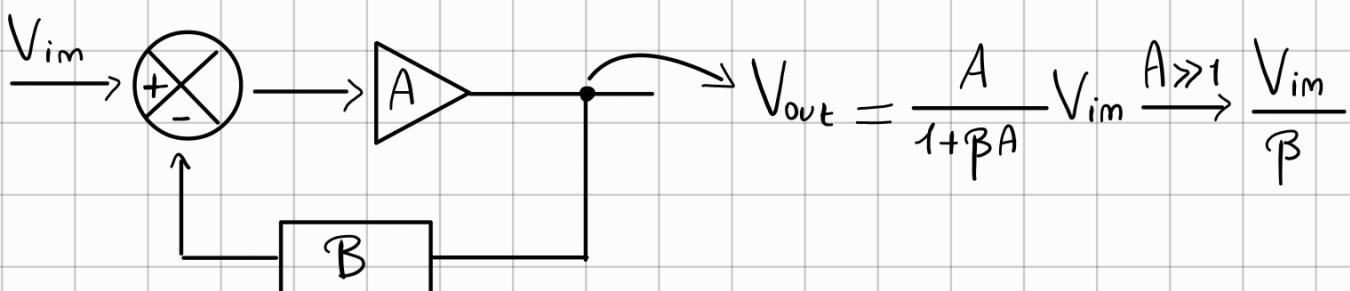
INTRODUCIANO UN COMPOONENTE CHIAMATO "AMPLIFICATORE OPERAZIONALE":



IDEALMENTE HA CARATTERISTICHE:

- 1) $R_{in} = \infty$
- 2) $R_{out} = 0$
- 3) G "GRANDE" REGOLABILE E INDIP. DA f
- 4) LINEARE

COME REGOLARE IL GUADAGNO? \rightarrow R_{ETE DI FEEDBACK}!



IN PARTICOLARE, L'USCITA DELL'OPAMP HA ESPRESSIONE:

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) + \cancel{A_{en}(V_+ + V_-)}$$

DETTO "AMPLIFICAZIONE"

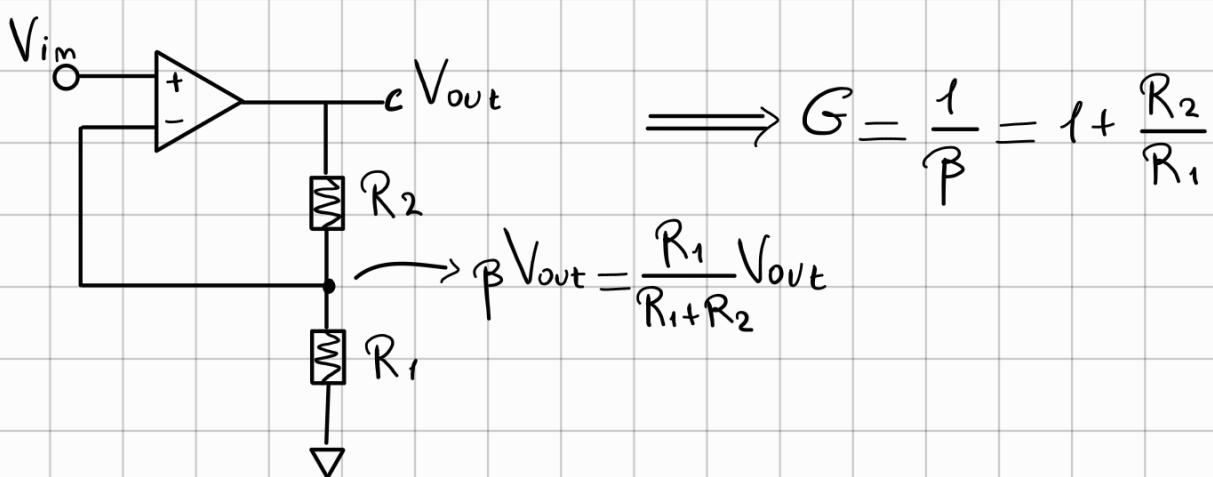
DI MODO COMUNE": È UN ESEMPIO

DI NON IDEALITÀ DEGLI OPAMP

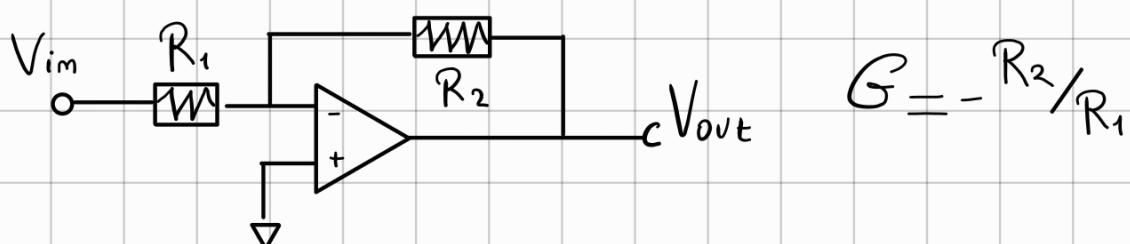
REGOLE D'ORO DEGLI OPAMP:

- 1) $V_+ = V_-$ (AMPLIFICAZIONE "INFINITA")
- 2) $i_+ = i_- = 0$ (CORRENTI IN INGRESSO NULLE)

ESEMPI: i) AMPLIFICATORE NON INVERTENTE

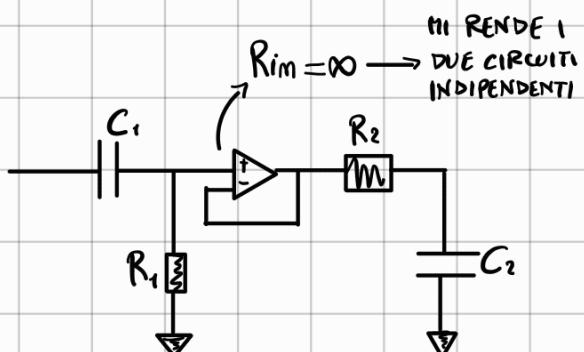


ii) AMPLIFICATORE INVERTENTE

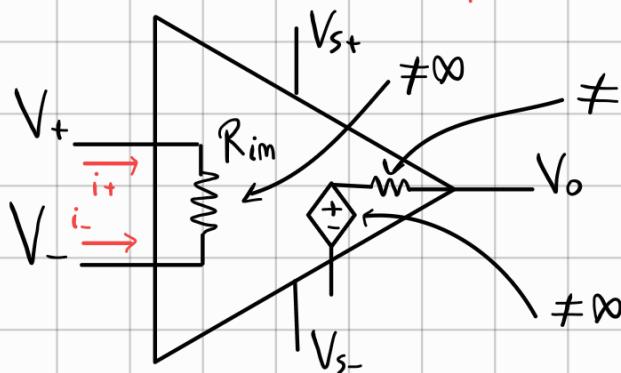


iii) PASSA-BANDA CON "BUFFER":

$$\tilde{G}(w) = \tilde{G}_1(w) \cdot \tilde{G}_2(w)$$



Nom idealità degli opamp



1) Offset: $V_{out} = A(V_+ - V_- + V_{os})$

2) RESISTENZA IN INGRESSO
NON INFINTA ($R_{in} \neq \infty$)

3) RESISTENZA IN USCITA NON NULLA ($R_{out} \neq 0$)

4) CORRENTI DI BIAS ($i_+ \neq 0$)

e tanto altro ancora...

Gain-bandwidth product

CAPACITÀ PARASSITE: $A \rightarrow A(\omega)$

DÀ CUI LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO DI UN CIRCUITO
OPAMP + FEEDBACK DIVENTA:

$$\tilde{G}(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta(\omega)A(\omega)}$$

SE $\varphi = \pi \implies$ FEEDBACK POSITIVO \implies OSCILLAZIONE

RICORDA: SE $1 + \beta(\omega)A(\omega) = 0 \implies$ HO OSCILLAZIONE CORRISPONDENTE
ALLE SOLUZIONI ONOGENEE DEL SISTEMA

Soluzione: INTEGRO UN PASSA BASSO NELL'OPAMP:

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega T_0}$$

Conseguenza: L'OPAMP OPERA COME VOLUTO IN UNA CERTA BANDA DI FREQUENZE

CALCOLIAMO ORA IL GUADAGNO RISULTANTE:

$$G(w) = \frac{A(w)}{1 + \beta A(w)} = \frac{A_0 / (1 + j\omega\tau_0)}{1 + \beta A_0 / (1 + j\omega\tau_0)} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + j\omega\tau_0} =$$

$$= \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega\tau_0}{1 + \beta A_0}} = \frac{G_0}{1 + \frac{j\omega\tau_0}{1 + \beta A_0}}$$

POLO: $j\omega = -\frac{1 + \beta A_0}{\tau_0}$

D'A QUEST'ESPRESSIONE SI VEDE CHE LA FREQUENZA DI TAGLIO È:

$$f_T = \frac{1 + \beta A_0}{2\pi\tau_0}$$

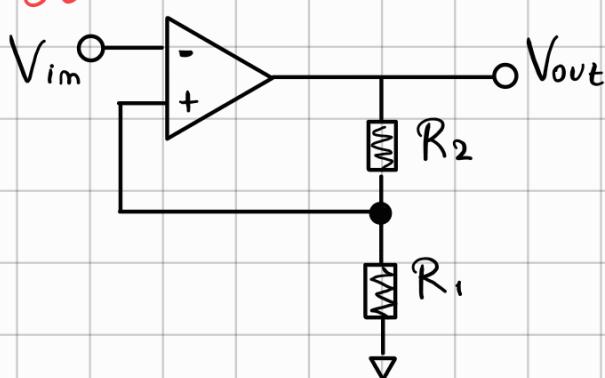
DEFINIANO IL PRODOTTO BANDA-GUADAGNO:

$$GBWP = G_0 \cdot f_T = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \cdot \frac{1 + \beta A_0}{2\pi\tau_0} = \frac{A_0}{2\pi\tau_0} = \text{COST.}$$

GUADAGNO E BANDA DELL'OPAMP SONO INVERSAMENTE PROPORZIONALI

CIRCUITI BISTABILI

Triggen di Schmidt



- SEMBRA UN AMPLIFICATORE NON INVERTENTE, MA I POLI SONO INVERTITI

Feedback positivo → INSTABILITÀ
 → SATURAZIONE
 → DIVERGENZE

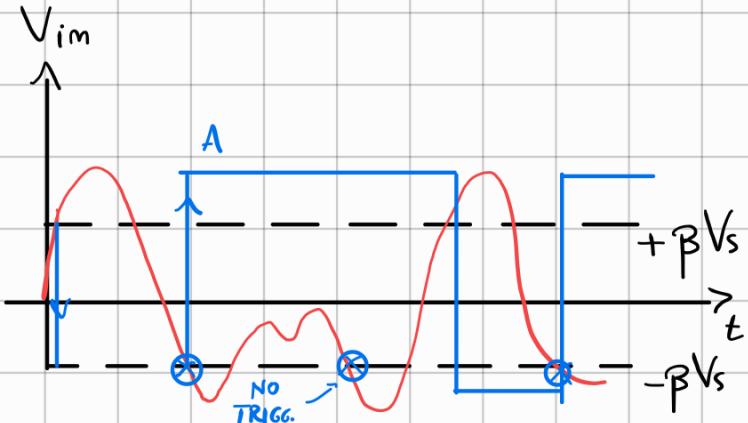
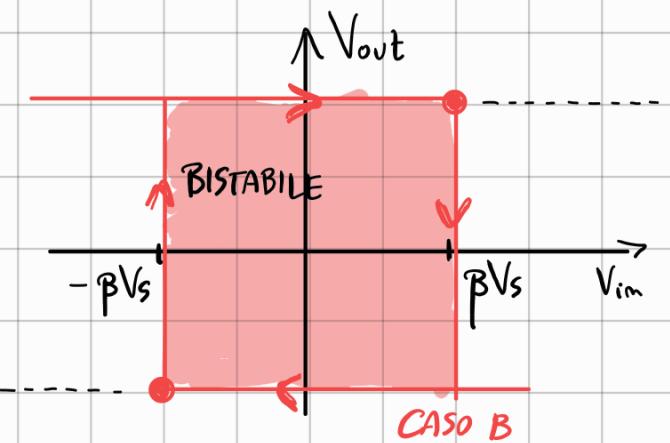
COME SI COMPORTA IL CIRCUITO?

Ⓐ ASSUMO $V_{out} = +V_s \Rightarrow V_+ = \beta V_s = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$

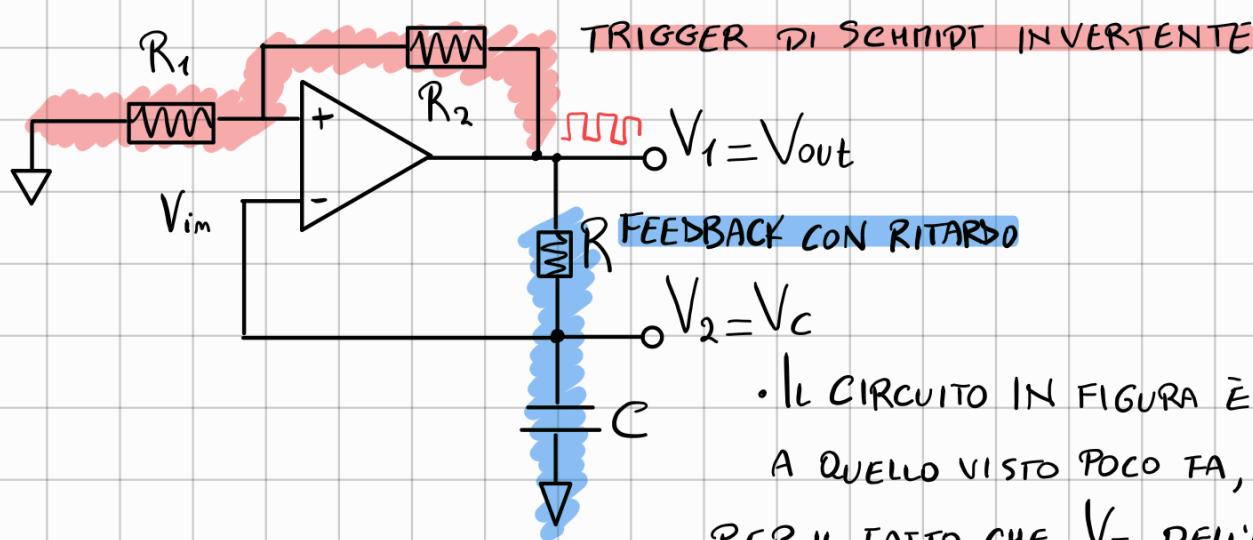
È SOL. VALIDA SE $V_{im} = V_- < V_+ = \beta V_s$

Ⓑ // // $V_{out} = -V_s \Rightarrow V_+ = -\beta V_s$

VALIDA SE $V_{im} = V_- \rightarrow V_+ = -\beta V_s$



Multivibratore astabile

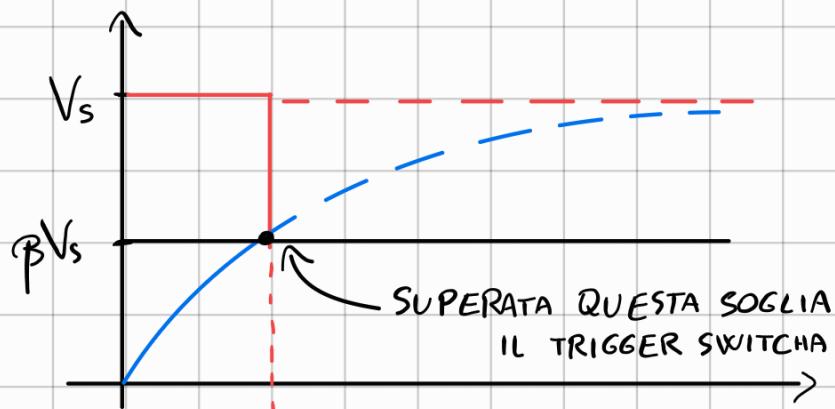


• IL CIRCUITO IN FIGURA È SIMILE
 A QUELLO VISTO POCO FA, SE NON
 PER IL FATTO CHE V_- DELL'OPAMP NON

È COLLEGATO A UN GENERATORE MA A UN RAMPO DI FEEDBACK RC.

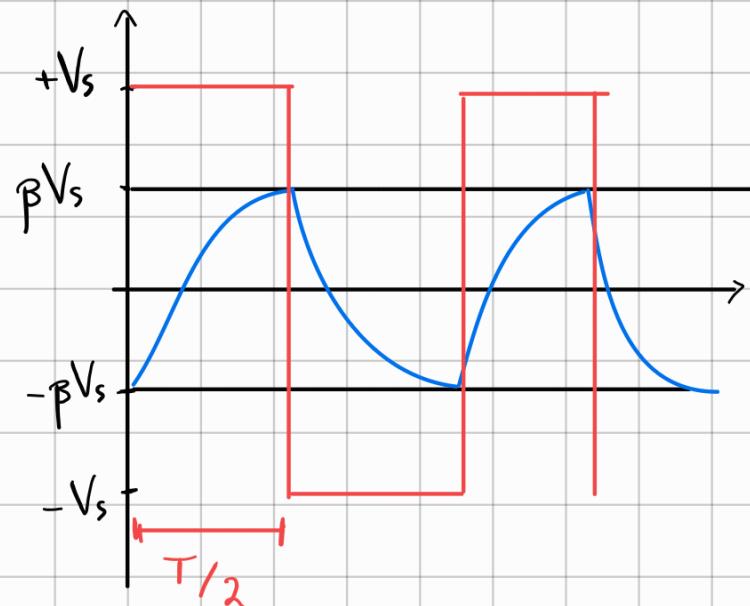
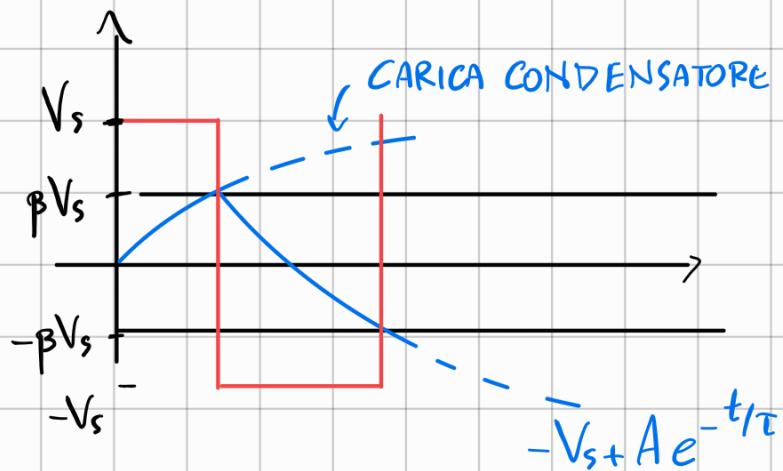
COME FUNZIONA?

- 1) SUPPONIAMO CHE $V_1 = V_s \Rightarrow$ IL CONDENSATORE (SUPPONIAMO SIA INIZIALMENTE SCARICO) SI CARICA CON LA NOTA CURVA ESPONENZIALE ($\tau = RC$)



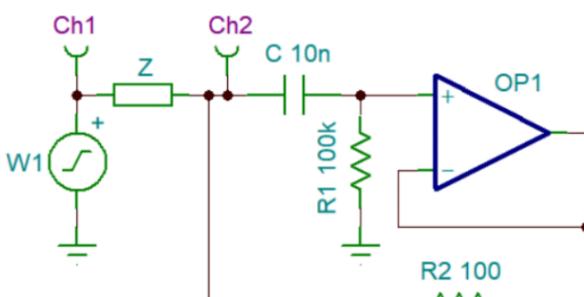
- 2) QUANDO $V_2 = V_c$ SUPERÀ βV_s (CON $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$) IL TRIGGER SCATTA E PASSA A LIVELLO BASSO: $V_{out} = V_1 = -V_s$
 \Rightarrow IL CONDENSATORE SI CARICA VERSO IL BASSO,
 V_c TENDE ESPONENZIALMENTE A $-V_s$

- 3) QUANDO V_c SCENDE SOTTO $-\beta V_s$ IL TRIGGER SCATTA DI NUOVO VERSO L'ALTO, E COSÌ VIA...

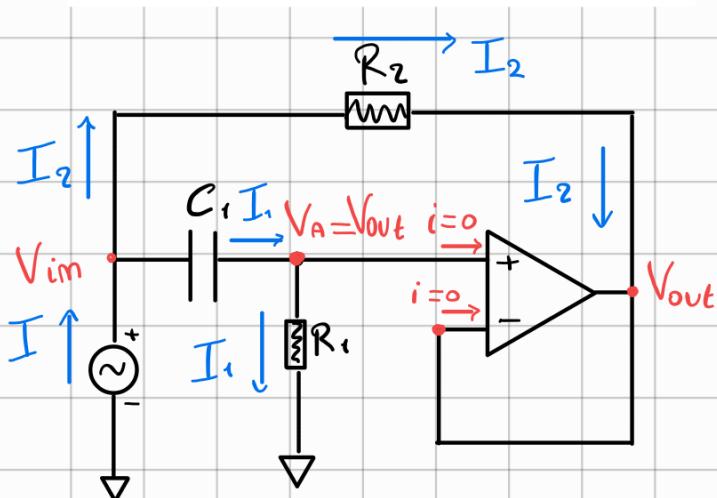


CIRCUITI OPERAZIONALI

Giratone & simulatore di induttanza



Primo step: RISOLVERE IL CIRCUITO CON LE REGOLE D'ORO DEGLI OPAMP.



REGOLE D'ORO:

- i) $V_+ = V_-$
- ii) $i = 0$ IN INGRESSO ALL'OPAMP

$$V_+ = V_- = V_{out} \Rightarrow V_A = V_{out}$$

$$\boxed{I = I_1 + I_2 = I_1 \left(1 + \frac{1}{j\omega R_2 C_1} \right)}$$

$$\boxed{I_1 = (V_{im} - V_{out}) j\omega C_1 = \frac{V_{out}}{R_1} \Rightarrow V_{im} = \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega R_1 C_1} I_1 R_1}$$

$$\boxed{I_2 = \frac{V_{im} - V_{out}}{R_2} \Rightarrow I_1 = I_2 \cdot j\omega R_2 C_1}$$

$$\Rightarrow Z = \frac{I}{V_{im}} = \frac{\frac{1}{j\omega R_2 C_1}}{\frac{1 + j\omega \tau}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega C_1 + \frac{1}{R_2}}{1 + j\omega \tau} =$$

$$= \boxed{\frac{1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}} + \boxed{\frac{1}{R_2 + j\omega R_2 \tau}} = (\underline{Z}_{par})^{-1} + (\underline{Z}_{sim})^{-1}$$

\Rightarrow È UN PARALLELO TRA UNA $Z_{sim} = R_2 + j\omega R_2 \tau$ E UNA $Z_{par} = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$

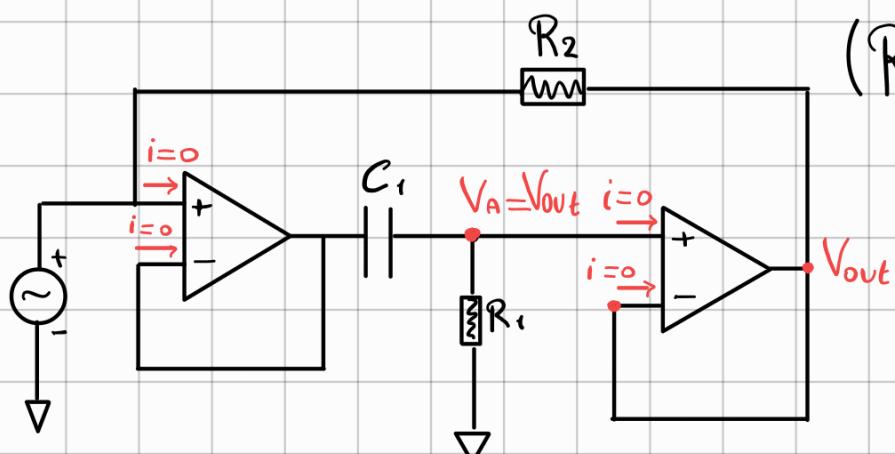
PERCIÒ, OTTENIAMO UN'INDUTTANZA SIMULATA SE $|Z_{\text{par}}| \gg |Z_{\text{sim}}|$

$$\frac{1}{Z_{\text{TOT}}} = \frac{Z_{\text{par}} + Z_{\text{sim}}}{Z_{\text{par}} \cdot Z_{\text{sim}}} \approx \frac{1}{Z_{\text{sim}}} \quad \text{SE} \quad |Z_{\text{par}}| \gg |Z_{\text{sim}}|$$

$$\frac{Z_{\text{par}}}{Z_{\text{sim}}} = \frac{1 + \frac{1}{J\omega\tau}}{\frac{R_2}{R_1} + J\omega R_2 C_1} \gg 1 \iff |J\omega R_2 C_1| \ll 1 \quad \text{e} \quad \omega \ll \frac{1}{C_1 R_2}$$

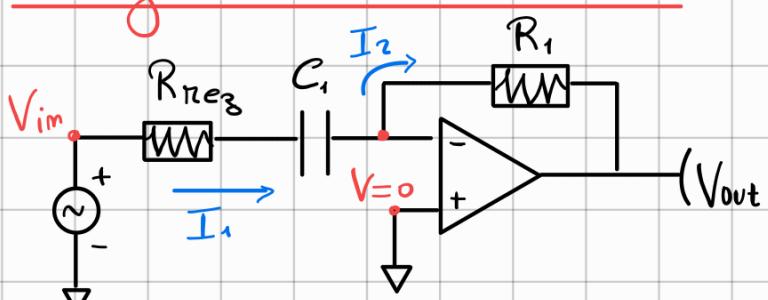
COME ELIMINARE L'EFFETTO DI Z_{par} ?

NETTO A MONTE DEL CONDENSATORE UN OPAMP, LA CUI IMPEDENZA È MOLTO GRANDE, COSÌ $Z'_{\text{par}} = Z_{\text{par}} + Z_{\text{opamp}} \gg Z_{\text{sim}}$



(RIFARE I CALCOLI E ACCERTARSI CHE $Z \approx Z_{\text{sim}}$)

Integratore e derivazione



• COMINCIANO CON

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{V_{\text{im}}}{R_{\text{neg}} + 1/J\omega C_1} = V_{\text{im}} \frac{J\omega C_1}{1 + J\omega R_{\text{neg}} C_1} \\ I_2 = -\frac{V_{\text{out}}}{R_1} \end{array} \right.$$

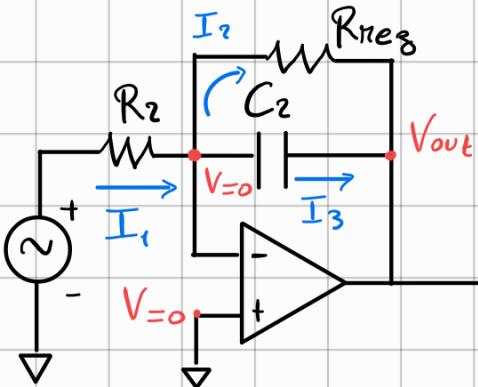
$$I_1 = I_2 \implies V_{out} = -\frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_{neg} C_1} V_{im} \underset{R_{neg} \approx 0}{\approx} -j\omega R_1 C_1 \tilde{V}_{im}$$

SAPENDO CHE $\mathcal{F}^{-1}(-j\omega \tilde{f}(w)) = \frac{df(t)}{dt}$

$$\boxed{V_{out}(t) = R_1 C_1 \frac{dV_{im}(t)}{dt}}$$

È UN DERIVATORE!

PASSIAMO ORA AL SECONDO CIRCUITO:



PARALLELO DI R_{neg} E C_2 :

$$Z_{par} = \left(\frac{1}{R_{neg}} + j\omega C_2 \right)^{-1} = \frac{R_{neg}}{1 + j\omega R_{neg} C_2}$$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_{im}}{R_2} \\ I_2 + I_3 = -V_{out} \frac{1 + j\omega R_{neg} C_2}{R_{neg}} \end{cases}$$

$$I_1 = I_2 + I_3 \implies V_{out} = -\frac{V_{im}}{R_2} \cdot \frac{R_{neg}}{1 + j\omega R_{neg} C_2}$$

SE $R_{neg} = \infty \implies V_{out} \approx -\frac{1}{j\omega R_2 C_2} \tilde{V}_{im}$

$$\implies \int V_{im}(t) dt = \int R_2 C_2 \frac{dV_{out}(t)}{dt} dt$$

$$\implies \boxed{V_{out} = \frac{1}{R_2 C_2} \int V_{im}(t) dt}$$

È UN INTEGRATORE!!

IN QUALE RANGE DI FREQUENZE IL CIRCUITO SI COMPORTA COME UN INTEGRATORE?

$$V_{out} = - \frac{V_{im}}{R_2} \cdot \frac{R_{neg}}{1 + j\omega R_{neg} C_2}; \text{ SI COMPORTA COME INTEGRATORE}$$

SE $\omega R_{neg} C_2 \gg 1$, cioè se

$\omega \gg \frac{1}{R_{neg} C_2}$

QUAL'È L'EFFECTO DI UN OFFSET SULL'OUTPUT DEL CIRCUITO?

AVREMMO QUINDI $V_+ = V_- + V_{off}$, QUINDI DOBBIAMO MODIFICARE LE EQUAZIONI NEL SEGUENTE MODO:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_{im} + V_{off}}{R_2} \\ I_2 + I_3 = -(V_{out} + V_{off}) \frac{1 + j\omega R_{neg} C_2}{R_{neg}} \end{cases}$$

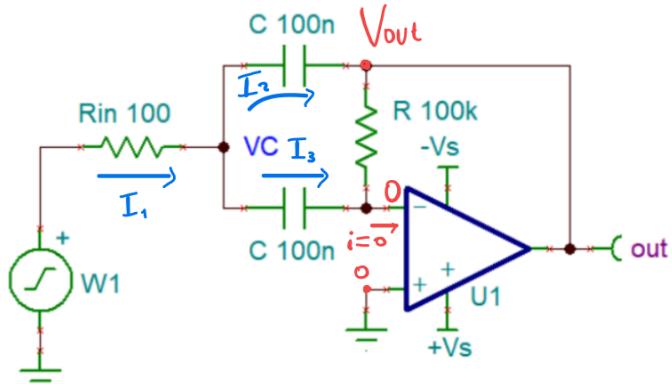
$$\Rightarrow \frac{V_{im} + V_{off}}{R_2} = -(V_{out} + V_{off}) \frac{1 + j\omega R_{neg} C_2}{R_{neg}}$$

$$\Rightarrow V_{out} = - \frac{V_{im} + V_{off}}{R_2} \cdot \frac{R_{neg}}{1 + j\omega R_{neg} C_2} - V_{off}$$

NEL RANGE IN CUI SI COMPORTA COME INTEGRATORE:

$$V_{out} = - \frac{V_{im} + V_{off}}{j\omega R_2 C_2} - V_{off} \quad ??$$

Filtro risonante



$$I_1 = I_2 + I_3$$

↓

$$I_1 = \frac{V_{im} - V_c}{R_{in}}$$

$$I_2 = (V_c - V_{out}) j\omega C$$

$$I_3 = j\omega C V_c = -\frac{V_{out}}{R}$$

$$\Rightarrow V_c = -\frac{V_{out}}{j\omega RC}$$

$$V_{im} = -V_{out} \left(2 \frac{R_{in}}{R} + j\omega R_{in} C + \frac{1}{j\omega R C} \right)$$

$$\Leftrightarrow \left| \frac{V_{out}}{V_{im}} \right| = \left| \frac{RC}{2R_{in}C + j\omega R R_{in} C^2 - \frac{j}{\omega}} \right| =$$

$$= G(\omega) = \frac{RC}{\sqrt{(2R_{in}C)^2 + \left(\frac{1}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}, \text{ CON } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_{in}RC^2}}$$

CHIARAMENTE SI HA RISONANZA PER

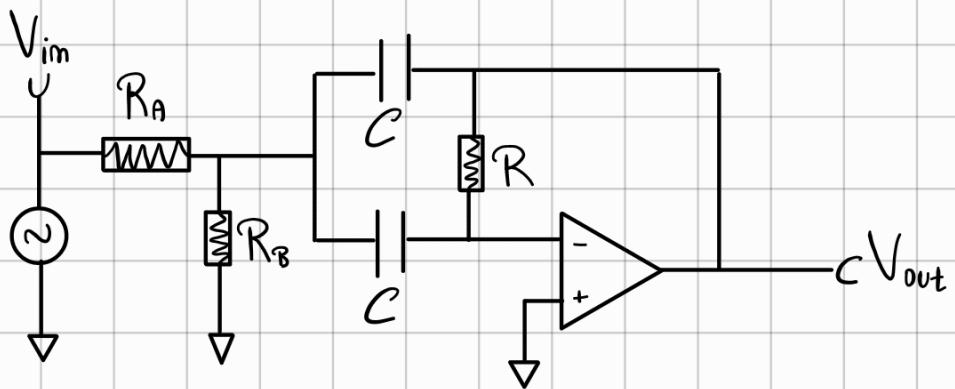
$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C^2 RR_{in}}}$$

$$\cdot G(\omega_0) = \frac{RC}{2R_{in}C} = \boxed{\frac{R}{2R_{in}}}$$

COME SI PUÒ RENDERE LA BANDA PIÙ STRINGENTE SENZA CAMBIARE IL GUADAGNO E LA FREQUENZA DI RISONANZA?

RISOLVIAMO IL CIRCUITO USANDO LE REGOLE D'ORO

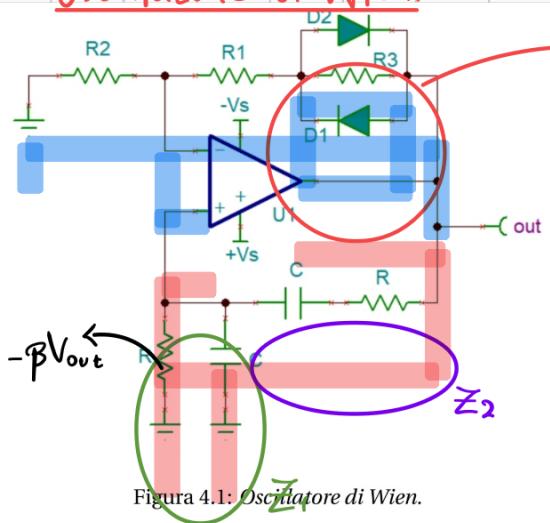
SI PUÒ MONTARE UN PARTITORE DI TENSIONE IN INGRESSO:



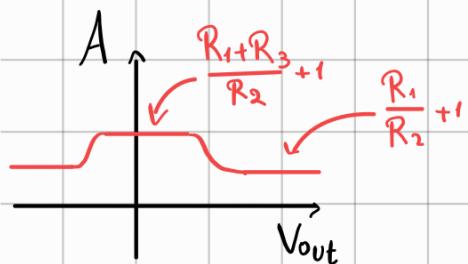
QUESTO È EQUIVALENTE A METTERE IN INGRESSO UNA RESISTENZA

$$R_{\text{in, eq}} = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B}$$

Oscillatore di Wien



LIMITA IL GUADAGNO SE L'AMPISSIMA AUMENTA OLTRE UNA CERTA SOGLIA :



QUESTO CIRCUITO È COSTITUITO DA DUE RAMI

CHE SVOLGONO FUNZIONI DIFFERENTI:

1) IN BLU VEDIAMO UN AMPLIFICATORE NON INVERTENTE CON GUADAGNO

$$A = \begin{cases} 1 + \frac{R_1 + R_3}{R_2} & \text{QUANDO I DIODI SONO IN INTERDIZIONE} \\ 1 + \frac{R_1}{R_2} & \text{QUANDO I DIODI SONO IN CONDUZIONE} \end{cases}$$

2) IN ROSSO VEDIAMO UN RAMO DI FEEDBACK CON DUE PARTITORI Z_1 E Z_2

$$Z_1: \text{PARALLELO DI } R \text{ E } C \longrightarrow Z_1 = \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right)^{-1} = \frac{R}{1 + j\omega\tau} \quad (\tau = RC)$$

$Z_2: \text{SERIE DI } R \text{ E } C$

$$\longrightarrow Z_2 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega\tau + 1}{j\omega C}$$

$$\Rightarrow -\beta(w) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R}{(1+j\omega\tau)} + \frac{(j\omega\tau+1)}{j\omega C}}{\frac{R}{(1+j\omega\tau)} + \frac{(j\omega\tau+1)}{j\omega C}} = \frac{j\omega\tau}{j\omega\tau + (1+j\omega\tau)^2}$$

• PER QUALI ω SI HANNO LE SOLUZIONI OMOGENEE?

Risposta: PER GLI ω PER CUI $1 + \beta(w)A = 0 \iff -\beta(w)A = 1$

RICORDA: LE SOLUZIONI OMOGENEE SI HANNO QUANDO IL DENOMINATORE

DI:

$$G(w) = \frac{A(w)}{1 + \beta(w)A(w)} \quad (A(w): "open loop gain")$$

SI ANNULLA. ($x(t) = e^{j\omega t}$)

IN QUESTO CASO, CHIAMANDO $j\omega\tau \equiv x$, ABBIANO CHE LA CONDIZIONE SCRITTA SOPRA DIVENTA:

$$\frac{x}{x + (1+x)^2} \cdot A - 1 \iff x^2 + (3-A)x + 1 = 0$$

QUESTA EQUAZIONE DI 11° GRADO HA DETERMINANTE:

$$\Delta = (3-A)^2 - 4 = (A-1)(A-5)$$

CHE È POSITIVO PER $A < 1 \vee A > 5$

D'A QUA L'EQUAZIONE HA SOLUZIONE:

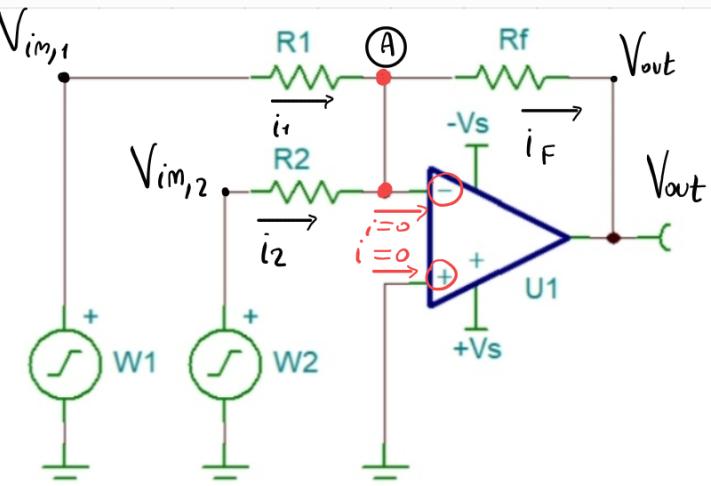
$$x_{1,2} = (j\omega\tau)_{1,2} = \frac{(A-3) \pm \sqrt{(A-1)(A-5)}}{2}$$

x SARÀ REALE / COMPLESSO / IMMAGINARIO PURO A SECONDA DEL VALORE DI A (GUADAGNO DELL'AMPLI NON-INV.)

IN PARTICOLARE SE $A = 3 \implies x$ IMMAGINARIO PURO \implies OSCILLATORE

NOTA BENE: ESISTONO SOLUZIONI PER OSCILLAZIONI DIVERGENTI.

NATURALMENTE QUESTI SEGNALI ANDRANNO INCONTRO A SATURAZIONE



Circuiti operazionali:

1) SOMMATORE

DIMOSTRARE CHE $V_{out} \propto (V_{im,1} + V_{im,2})$

$$i_1 + i_2 = i_F$$

$$i_F = \frac{V_A - V_{out}}{R_f}$$

$$i_1 = \frac{V_{im,1} - V_A}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{V_{im,2} - V_A}{R_2}$$

$$\Rightarrow \frac{V_{im,1} - V_A}{R_1} + \frac{V_{im,2} - V_A}{R_2} = \frac{V_A - V_{out}}{R_f}$$

★ Ricordiamo che $V_+ = V_-$ e che $V_+ = 0 \Rightarrow V_A = 0$

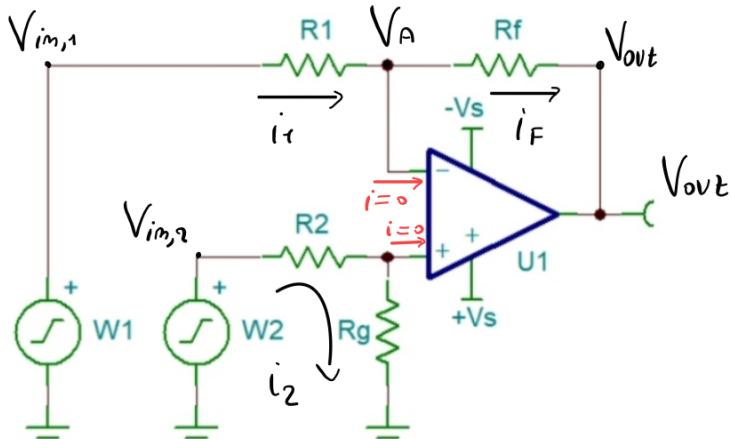
$$\Rightarrow \frac{V_{im,1}}{R_1} + \frac{V_{im,2}}{R_2} = -\frac{V_{out}}{R_f} \Rightarrow V_{out} = -R_f \left(\frac{V_{im,1}}{R_1} + \frac{V_{im,2}}{R_2} \right)$$

DA QUA SE $R_1 = R_2 = R$

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R} (V_{im,1} + V_{im,2}) \quad \rightarrow \text{FATTORE DI AMPLIFICAZIONE}$$

PER DI PIÙ, SE $R_f = R$

$$V_{out} = -(V_{im,1} + V_{im,2}) : \underline{\text{INVERTE!!!}}$$



2) AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE

$$\begin{cases} i_1 = i_F \\ i_1 = \frac{V_{im,1} - V_A}{R_1} \\ i_F = \frac{V_A - V_{out}}{R_f} \end{cases}$$

$$V_A = ?$$

$$i_2 = \frac{V_{im,2}}{R_2 + r_g} \implies V_+ - V_- - V_A = V_{im,2} \frac{r_g}{R_2 + r_g}$$

AUORA

$$\frac{V_{im,1} - V_A}{R_1} = \frac{V_A - V_{out}}{R_F}$$

$$R_F \left(V_{im,1} - V_{im,2} \frac{r_g}{R_2 + r_g} \right) = R_1 \left(V_{im,2} \frac{r_g}{R_2 + r_g} - V_{out} \right)$$

$$R_F \cdot V_{im,1} - V_{im,2} \frac{r_g R_F}{R_2 + r_g} \stackrel{?}{=} V_{im,2} \frac{R_1 r_g}{R_2 + r_g} - V_{out} R_1$$

$$\implies V_{out} = \frac{V_{im,2}}{R_1} \left(\frac{R_1 \cdot r_g}{R_2 + r_g} + \frac{r_g \cdot R_F}{R_2 + r_g} \right) - \frac{R_F}{R_1} V_{im,1}$$

$\downarrow \downarrow \downarrow$

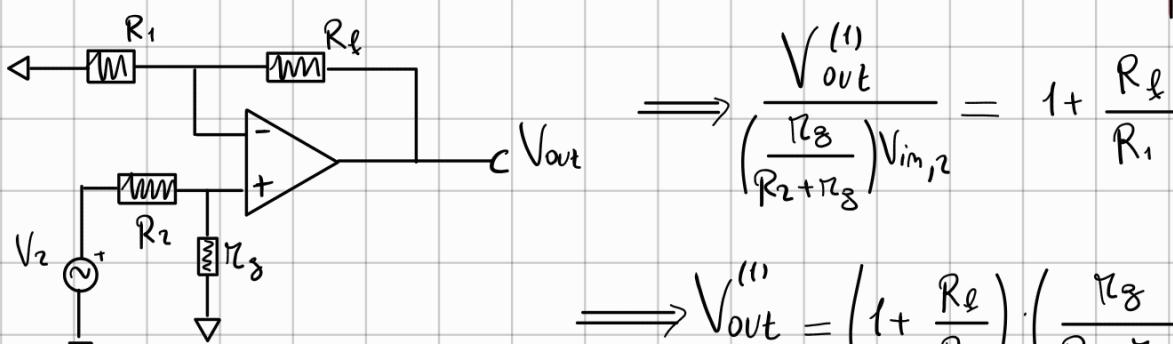
$$S_E \quad r_g = R_2 = r \implies V_{out} = V_{im,2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{R_F}{R_1} \right) - \frac{R_F}{R_1} V_{im,1}$$

$S_E \quad R_F = R_1 \implies V_{out} = V_{im,2} - V_{im,1}$: OTTENIAMO IL SOTTRATTORE!!!

II METODO PER IL SOTTRATTORE

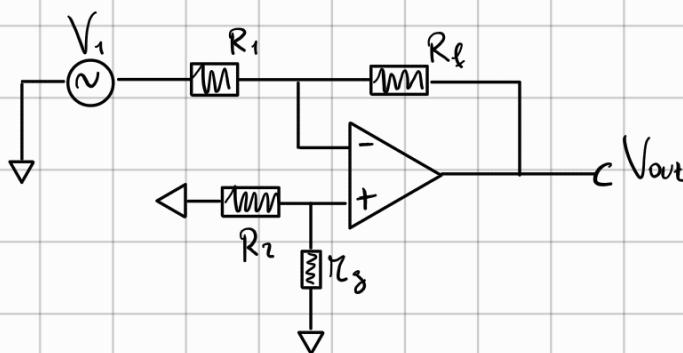
USIAMO IL PRINCIPIO DI SOVRAPPOSIZIONE: PRIMA VEDIAMO GLI EFFETTI DEL SOLO GENERATORE V_1 , Poi GLI EFFETTI DEL SOLO GENERATORE V_2 , INFINE LI SOVRAPPONIAMO

CASO 1: SOLO V_2 , V_1 CORTOCIRCUITATO : QUA ABBIANO UN AMPLIFICATORE NON INVERTENTE



CASO 2 : SOLO V_1, V_2 CORTOCIRCUITATO

: QUA ABBIAMO UN AMPLIFICATORE INVERTENTE

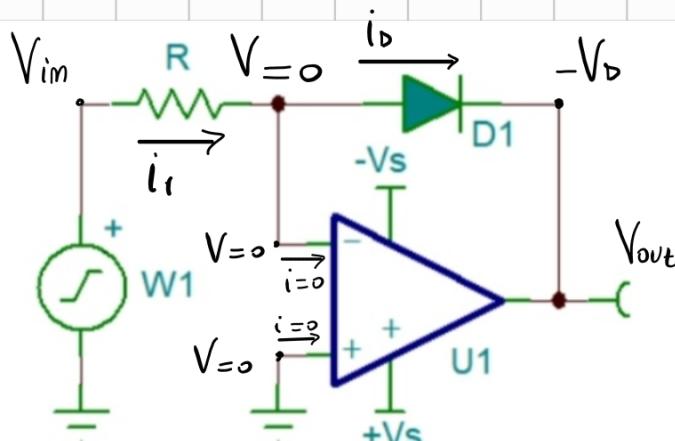


$$V_{\text{out}}^{(2)} = -\frac{R_f}{R_1} V_{\text{im},1}$$

IL GUADAGNO COMPLESSIVO SARÀ : $V_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{r_g}{R_2 + r_g}\right) V_{\text{im},2} - \frac{R_f}{R_1} V_{\text{im},1}$

$\mathcal{G}_E \quad \frac{R_f}{R_1} = \frac{r_g}{R_2} = A_d$ (AMPLIFICAZIONE DIFFERENZIALE)

$$\Rightarrow V_{\text{out}} = \left(1 + A_d\right) \left(\frac{A_d}{1 + A_d}\right) - A_d \cdot V_{\text{im},1} = A_d (V_{\text{im},2} - V_{\text{im},1})$$



3) AMPLIFICATORE LOGARITMICO

• PER UN DIODO:

$$I_d \approx I_s \exp\left(\frac{eV_d}{\eta k_B T}\right)$$

$$\frac{k_B T}{e} \approx 26 \text{ mV} \implies \text{APPROXIMAZIONE VALIDA SE } V_d \gg 52 \text{ mV}$$

$$\begin{cases} i_1 = i_d \\ i_1 = \frac{V_{\text{im}}}{R_1} \end{cases} \rightarrow$$

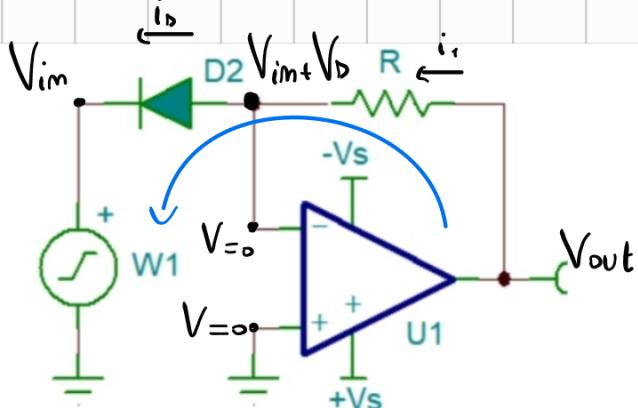
$$V_{\text{out}} = -V_d = -\frac{\eta k_B T}{e} \log\left(\frac{V_{\text{im}}}{I_s R_1}\right)$$

$$I_d = I_s \exp\left(\frac{eV_d}{\eta k_B T}\right) \implies V_d = \frac{\eta k_B T}{e} \log\left(\frac{V_{\text{im}}}{I_s R_1}\right)$$

PERCHÉ UTILIZZARE UN DENTE DI SEGA?

$$\text{NEI TRATTI IN SALITA ABBIAMO } y = \alpha x + b \Rightarrow -\log y = -\log(\alpha x + b)$$

VEDREMO IN LAB COSA ESCE FUORI...



4) AMPLIFICATORE ESPONENZIALE

$$\begin{cases} i_1 = i_D \\ V_{im} + V_D = 0 \\ i_1 = + \frac{V_{out}}{R_1} \end{cases}$$

$$i_D = I_s \exp\left(\frac{eV_D}{\eta K_B T}\right)$$

$$\Rightarrow V_{out} = i_D R_1 = i_D R_1 = + I_s R_1 \exp\left(\frac{-eV_{im}}{\eta K_B T}\right)$$

5) SUPPONIAMO DI COLLEGARE UN AMPL. LOGARITMICO
E UNO ESPONENZIALE IN CASCATA.

R_{exp} : RESISTENZA NELL'AMPLIFICATORE ESPONENZIALE

R_{log} : .. " " " LOGARITMICO

$$V_{exp} = + I_s R_{exp} \exp\left(\frac{-eV_{log}}{\eta K_B T}\right) = + I_s R_{exp} \cdot \frac{V_{gem}}{I_s R_{log}} = + \frac{R_{exp}}{R_{log}} V_{gem}$$

!!!

$$V_{log} = - \frac{\eta K_B T}{e} \log\left(\frac{V_{gem}}{I_s R_{log}}\right)$$

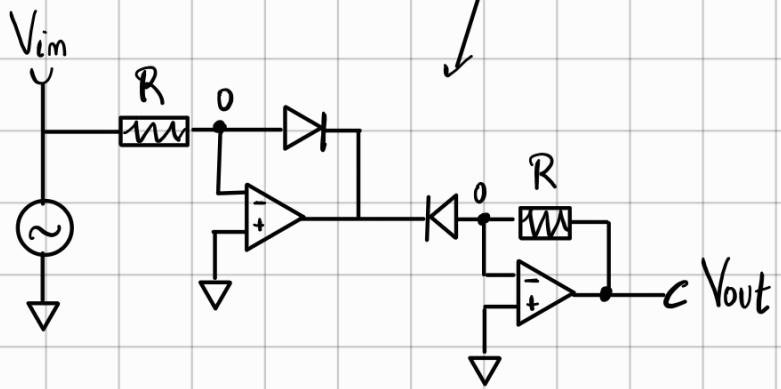
" "+
+ V_{gem} SE
LE RESISTENZE
SONO UGUALI

Achtung: STIAMO SUPPONENDO

CHE I DUE DIODI ABBIANO

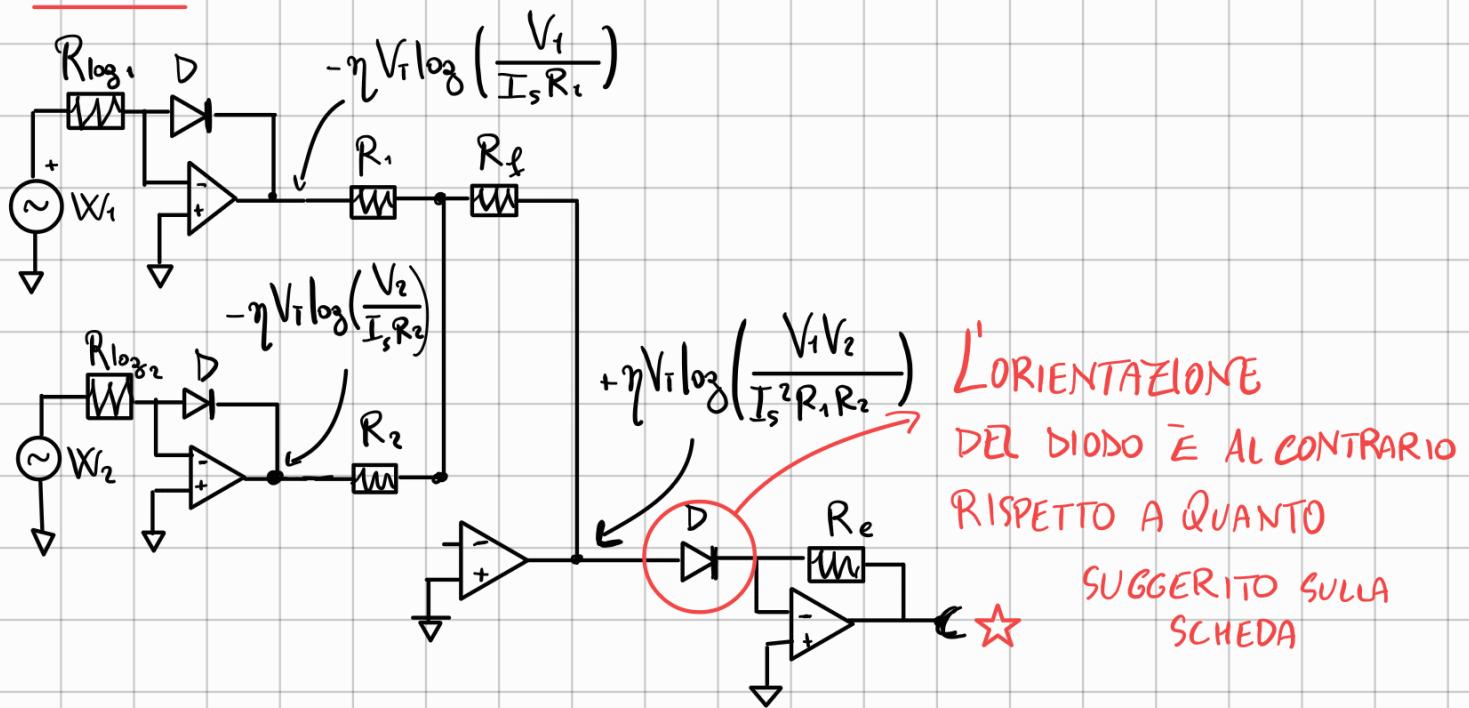
STESO η , I_s E T

È QUELLO CHE ABBIAMO
OSSERVATO !!!

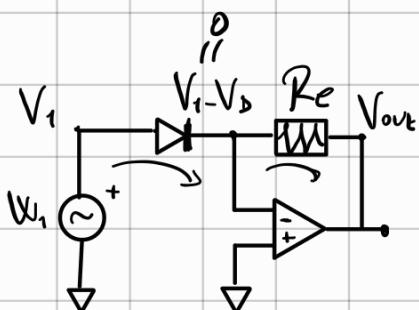


Il moltiplicatore

SCHEMA:



Focus sull'amplificazione esponenziale:



$$\begin{cases} V_1 = V_D \\ i_D = I_s \exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) = I_s \exp\left(\frac{V_1}{\eta V_T}\right) \\ i_I = -\frac{V_{out}}{R} = i_D \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_{exp} = -RI_s \exp\left(\frac{V_1}{\eta V_T}\right) \Rightarrow V_{out} = -R_c \frac{V_1 V_2}{I_s R_{log_1} R_{log_2}}$$

\Rightarrow ALLA FINE DEI CONTI OTTENIANO LA MOLTIPLICAZIONE DEI DUE
SEGNALI

Rettificatore

1) SEMPLICE SCHEMA DI UN RETTIFICATORE:

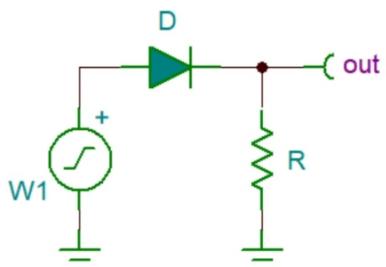


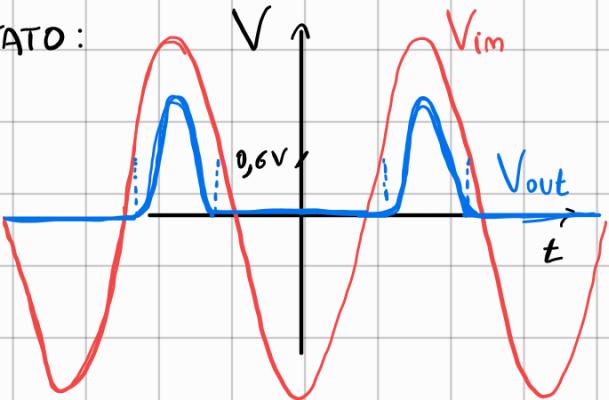
Figura 6.1: Rettificatore.

SUPPONIAMO CHE, SE SOTTOPOSTO A UN POTENZIALE $V_0 \lesssim 0,6\text{V}$, IL DIODO ABBAIA UNA RESISTENZA INFINTA; SE $V_0 \gtrsim 0,6\text{V}$, AVRÀ INVECE UNA RESISTENZA DINAMICA τ_D

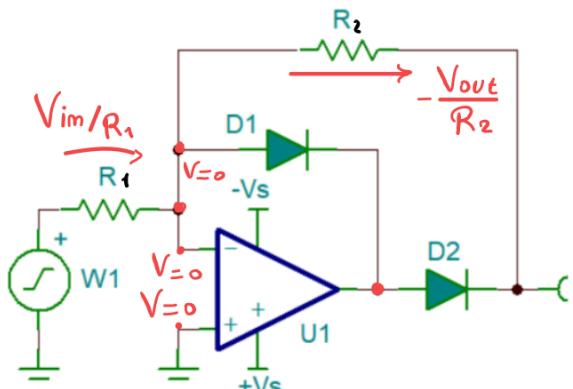
• SE $V_{im} < 0,6\text{V} \Rightarrow$ DIODO IN INTERDIZIONE $\Rightarrow V_{out} = 0$
 \Rightarrow LE SEZIONI DE NEGATIVE VENGONO PORTATE SULLO ZERO

• SE $V_{im} > 0,6\text{V} \Rightarrow$ DIODO IN CONDUZIONE $\Rightarrow V_{out} = \frac{R}{R + \tau_D} V_{im}$
 IL SEGNALE VIENE ABBASSATO

RISULTATO:



2) SCHEMA PER MIGLIORARE IL NOSTRO RETTIFICATORE



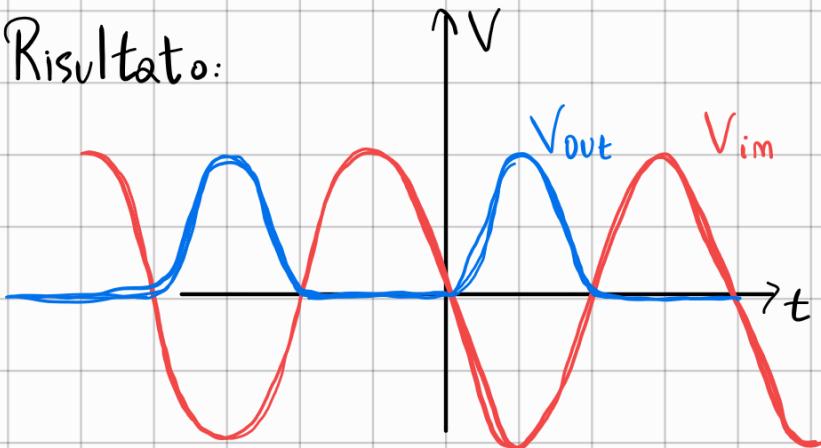
RISOLVIAMOLO CON LE REGOLE D'ORO DEGLI OPAMP:

$$\begin{cases} V_+ = V_- \\ I_+ = I_- = 0 \end{cases}$$

• SE $V_{im} > 0 \Rightarrow D_1$ È IN CONDUZIONE, MA IL SUO ANODO (\triangleright) È A POTENZIALE $V = 0 \Rightarrow D_2$ È IN INTERDIZIONE
 $\Rightarrow V_{out} = 0$

• SE $V_{im} < 0 \Rightarrow D_1$ INTERDETTO $\Rightarrow D_2$ IN CONDUZIONE
 \Rightarrow SOSTANZIALMENTE HO UN AMPLIFICATORE
 INVERTENTE CON GUADAGNO $G = -R_2/R_1 = -1$ SE
 SCEGLIAMO $R_1 = R_2$

Risultato:



OPTOELETTRONICA

NOTA: CONSULTARE LE SLIDE MOSTRATE A LEZIONE PER
 STUDIARE LA LEGGE DI LAMBERT-BEER

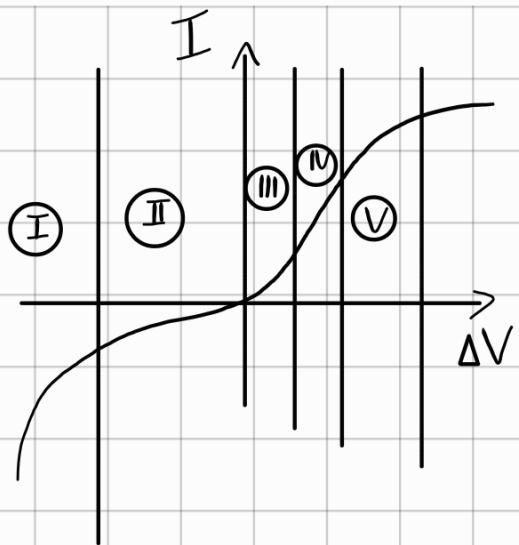
Diodo

EQUAZIONE DEL DIODO IDEALE:

$$I(\Delta V) = I_s \left[\exp\left(\frac{\Delta V}{\eta V_T}\right) - 1 \right]$$

CON V_T (VOLTAGGIO TERMICO) = $\frac{k_B T}{e} \approx 26 \text{ mV}$

NELLA REALTÀ:



- 5 REGIMI DEL DIODO
- 1) ZENER BREAKDOWN
 - ⋮
 - ⋮
 - ⋮
 - 5) RESISTIVE

Led

Led: "light emitting diode" → GIUNZIONE BIPOLARE OTTIMIZZATA
PER ENETTERE LUCE (NON POLARIZZATA)

LA GIUNZIONE È \Rightarrow PASSAGGIO DI CARICHE MINORITARIE
POLARIZZATA DIRETTAMENTE E RICOMBINAZIONE
 \downarrow
EMISSIONE DI FOTONI

Fotodiodo

\rightarrow GIUNZIONE POLARIZZATA INVERSAMENTE PER LA MISURA
DELL'INTENSITÀ LUMINOSA

LEGGE DEL FOTODIODO:

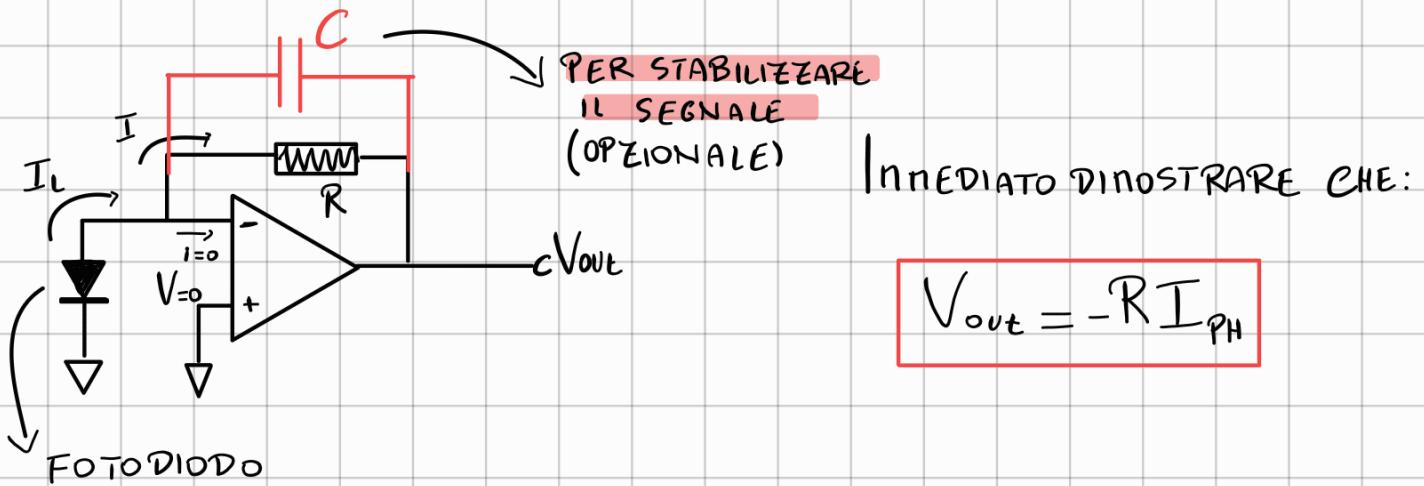
$$I_L = \eta(V) \frac{W}{h\nu} e$$

POTENZA LUCE INCIDENTE
ENERGIA DEL FOTONE

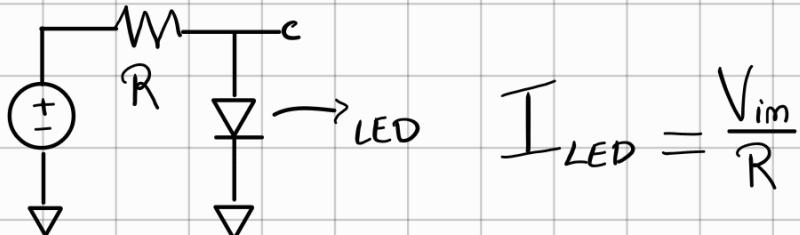
→ "QUANTUM EFFICIENCY":
CI DÀ IL NUMERO DI COPPIE ELETTR.-LACUNA GENERATE DA UN FOTONE

Amplificatore a transimpedenza

→ Q.K.Q. "CONVERTITORE CORRENTE-TENSIONE"



Il suo genelio è il "CONVERTITORE TENSIONE-CORRENTE"



TRANSISTOR A EFFETTO DI CAMPO

PER UNA SENPICE SPIEGAZIONE SUI TRANSISTOR A EFFETTO DI CAMPO ANDARE AL SEGUENTE LINK:

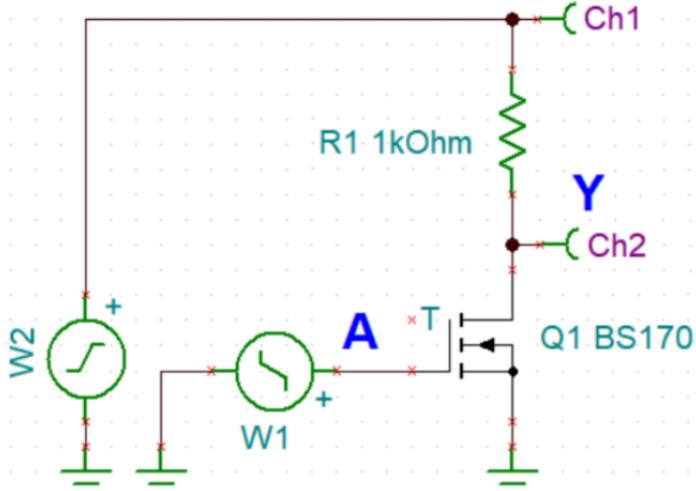
<https://www.edutecnica.it/elettronica/jfet/jfet.htm>

O CERCA "TRANSISTOR A EFFETTO DI CAMPO" SU EDUTECNICA

DALL'ANALOGICO AL DIGITALE

DIGITALE → VOLTAGGI SEGMENTATI SU LIVELLI DISCRETI ("0" E "1", O "FALSO" E "VERO")

Ponta NOT com um MOSFET



SUPPONIAMO $V_2 = 5V$

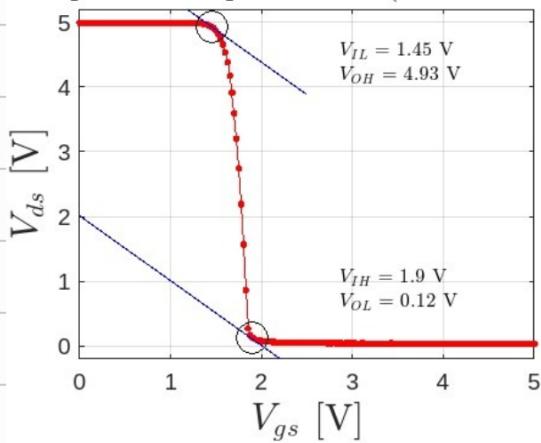
V_{GS} È IL VOLTAGGIO DI CONTROLLO:
DA ESSO DIPENDE LA CONDUTTIVITÀ
DEL MOSFET.

SIA V_{th} IL VOLTAGGIO DI SOGLIA
DEL MOSFET:

i) SE $V_{GS} < V_{th}$ IL MOSFET NON È CONDUTTIVO
 \implies Ch2 RIMANE A LIVELLO ALTO

ii) SE $V_{GS} > V_{th}$ IL MOSFET DIVENTA MOLTO CONDUTTIVO,
Ch2 VIENE PRATICAMENTE CORTOCIRCUITATO E REGISTRA
UN VOLTAGGIO NULLO

Risposta della porta NOT (FET BS107P)

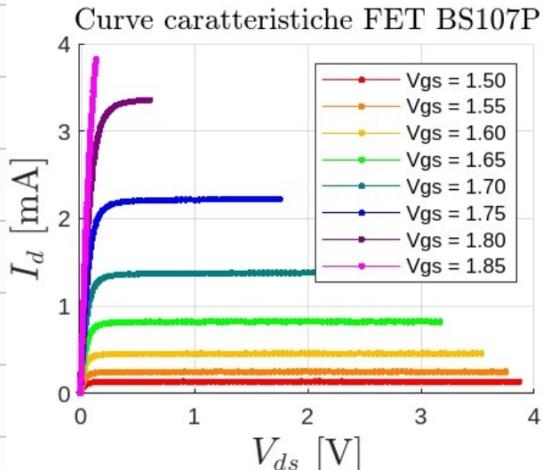


• IN ALTO TROVIAMO LA CURVA DI RISPOSTA
DELLA PORTA NOT COSTRUITA IN LAB.

• IN BASSO TROVIAMO LE CURVE
CARATTERISTICHE DEL MOSFET, PER
VARI VALORI DEL VOLTAGGIO DI GATE

LA CORRENTE DI SATURAZIONE SEGUE
LA LEGGE:

$$I_D \propto (V_{GS} - V_p - V_{DS}/2)V_{DS}$$



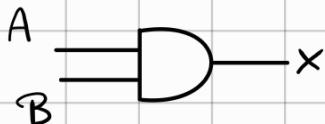
Un po' di Porte logiche

1) PORTE NOT: $x = \bar{A}$



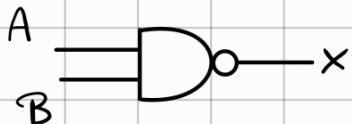
A	X
0	1
1	0

2) PORTE AND: $x = A \cdot B$



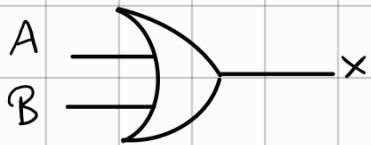
A	B	X
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

3) PORTE NAND: $x = \overline{A \cdot B}$



A	B	X
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

4) PORTE OR: $x = A + B$



A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

5) PORTE XOR: $x = A \oplus B$



A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

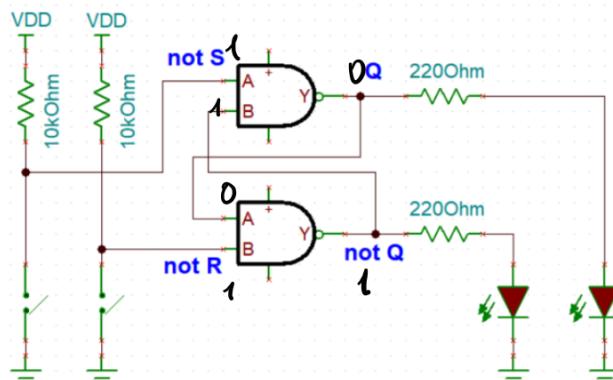
Leggi di De Morgan: $\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$

$$\overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

Espansione di Sheldom: $X = f(A, B, C, \dots) =$

$$A \cdot f(1, B, C, \dots) + \overline{A} \cdot f(0, B, C, \dots)$$

Latch SR: il punto di partenza per una cella di memoria



IL LATCH SR (MOSTRATO QUI, NELLA SUA VERSIONE REALIZZATA IN LABORATORIO) È UN ESEMPIO DI CIRCUITO LOGICO SEQUENZIALE.

1) CIRCUITI LOGICI COMBINATORI

LO STATO DELLE USCITE DIPENDE SOLAMENTE DALLO STATO DEGLI INGRESSI NELL'ISTANTE IN CUI FACCIO LA mia MISURA

2) CIRCUITI LOGICI SEQUENZIALI

LO STATO DELLE USCITE DIPENDE NON SOLO DALLO STATO ATTUALE (TEMPO t_m) DEGLI INGRESSI MA ANCHE DALLO STATO PRECEDENTE (TEMPO t_{m-1}) DI INGRESSI / USCITE

VA DA SÌ CHE QUESTI CIRCUITI HANNO MEMORIA DEL LORO PASSATO; QUESTO COMPORTAMENTO È OTTENIBILE TRAMITE NECCANISMI DI RETROAZIONE, COME NELL'ESEMPIO DI SOPRA

TORNIAMO AL LATCH SR E MOSTRIAMO LA SUA TABELLA DI VERITÀ:

\bar{S}	\bar{R}	Q	\bar{Q}
0	0	1	1
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	HOLD	

CONFIGURAZIONE ILLEGALE \star

MANTIENE LO STATO PRECEDENTE
(MEMORIZZA UN BIT)

- GLI INGRESSI 'S' E 'R' STANNO RISPECTIVAMENTE PER "SET" E "RESET"

★ ESSENDO Q E \bar{Q} COMPLEMENTARI, LA CONFIGURAZIONE IN CUI $\bar{S} = \bar{R} = 0$ NON È PERMESSA, IN QUANTO AVREBBERO $Q = \bar{Q} = 1$ (ASSURDO)

==> SE PASSASSIMO ALLA CONFIGURAZIONE $\bar{S} = \bar{R} = 1$, CHE DOVREBBE MEMORIZZARE LO STATO PRECEDENTE, NON AVREBBERO CERTEZZA DELLO STATO DELLE USCITE

==> CI PIACEREBBE AVERE UNA CELLA DI MEMORIA SENZA UNA CONFIGURAZIONE ILLEGALE.

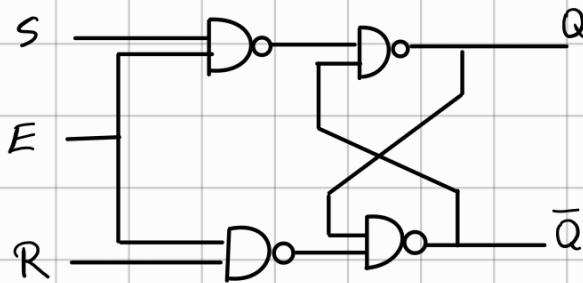
Gated latch

- NEI GATED LATCH LO STATO DELLE USCITE Q E \bar{Q} PUÒ CAMBIARE SOLO SE È ATTIVO UN SEGNALE CHE CHIAMIAMO "ENABLE" (SIMBOLO "E"), CHE APPUNTO ABILITA IL PASSAGGIO DELLE USCITE DA UNO STATO ALL'ALTRO.

DI SEGUITO DEGLI ESEMPI DI VARI "GATED LATCH" CON

RISPETTIVE TABELLE DI VERITÀ.

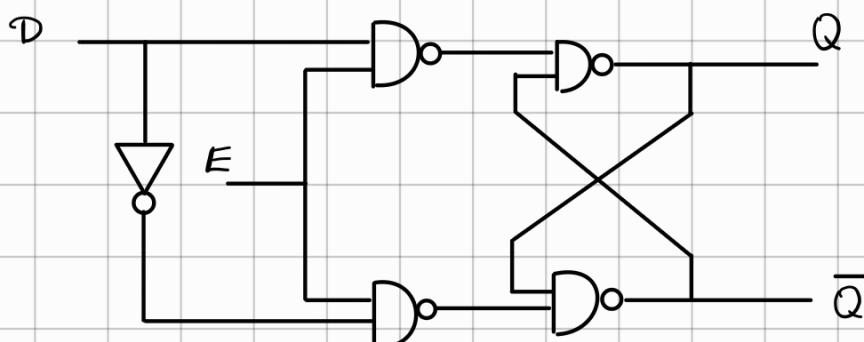
1) Gated-latch SR



E	S	R	Q	\bar{Q}
0	/	/	HOLD	
1	1	1	HOLD	
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

ILLEGALE

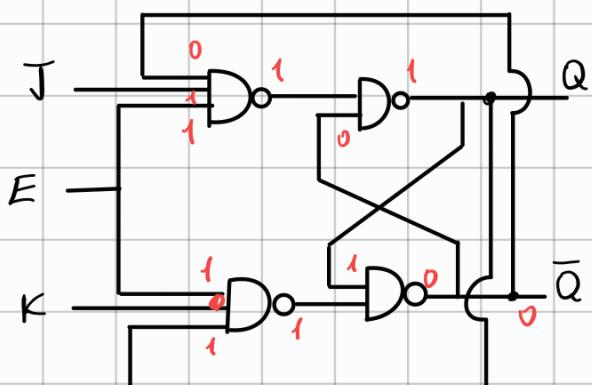
2) Gated-latch D



E	D	Q	\bar{Q}
0	/	HOLD	
1	1	1	0
1	0	0	1

N.B.: QUESTO LATCH NON
HA STATI INEGALI

3) Gated-latch JK



E	J	K	Q	\bar{Q}
0	/	/	HOLD	
1	0	0	HOLD	
1	1	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	1	TOGGLE	



★ MANTIENE LO STATO PRECEDENTE ($Q_m = Q_{m-1}$)

★ COMMUTA RISPETTO ALLO STATO PRECEDENTE ($Q_m = \bar{Q}_{m-1}$)

Flip-flop

→ I FLIP-FLOP SONO CELLE DI MEMORIA MOLTO SIMILI AI GATED-LATCH:
ABBIAMO UN SEGNALE DI CONTROLLO SIMILE A "ENABLE", CHE QUANDO
È ATTIVO PERMETTE ALL'USCITA Q DI CAMBIARE STATO

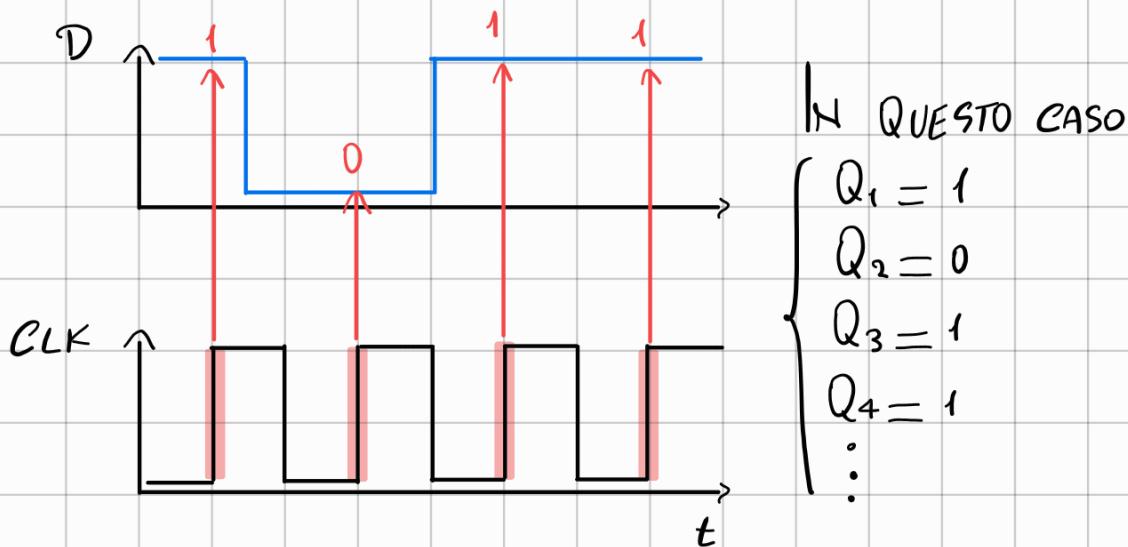
LA DIFFERENZA STA NEL FATTO CHE COME SEGNALE DI CONTROLLO
VIENE USATO UN CLOCK, CIOÈ UN SEGNALE AD ONDA QUADRA CON
UNA CERTA FREQUENZA.

LO STATO DI Q VIENE CAMBIATO IN CORRISPONDENZA DEL FRONTE
DI SALITA DEL CLOCK

ESEMPIO: FLIP-FLOP DI TIPO D



CLK	D	Q
0	/	HOLD
1	1	1
1	0	1



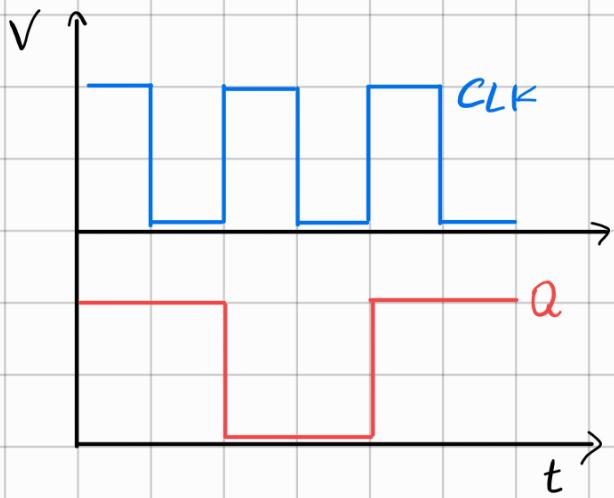
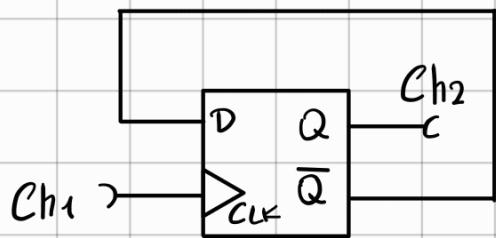
UN ESEMPIO DI APPLICAZIONE DEL FLIP-FLOP DI TIPO D È
LA REALIZZAZIONE DI UN DIVISORE DI FREQUENZA

P
ER SAPERNE DI PIÙ SU LATCH E FLIP-FLOP ANDARE SU:
<https://www.edutecnica.it/sistemi/latch/latch.htm>

O CERCA "LATCH O FLIP-FLOP DI TIPO SR" SU EDUTECNICA

Divisioni di frequenza

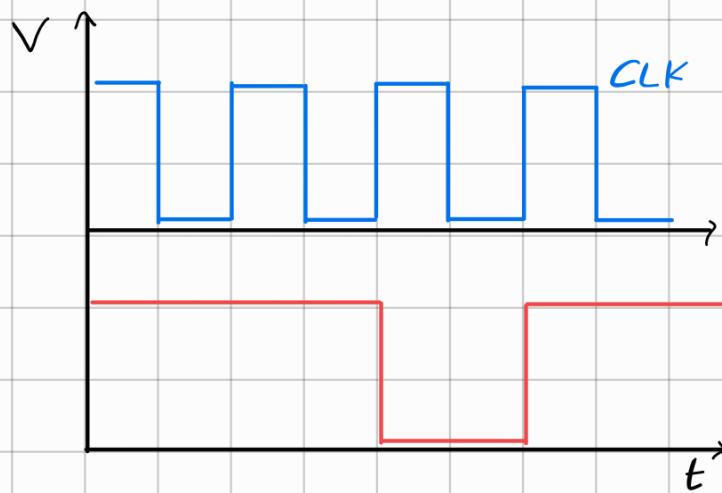
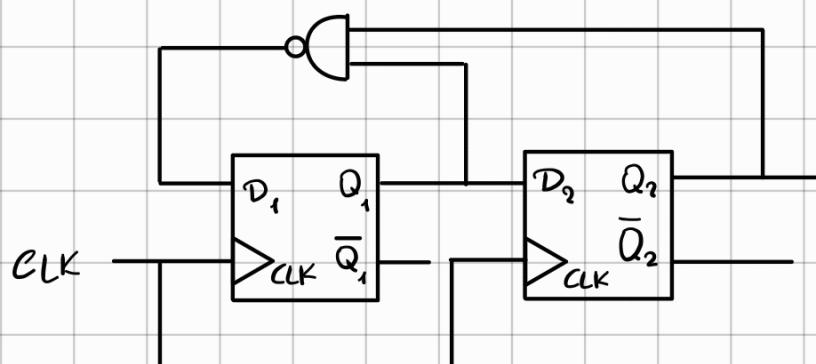
1) DIVISORE $f/2$



CLK	D	Q	\bar{Q}
1	1	1	0
0		HOLD	
1	0	0	1
0		HOLD	
1	1	1	0
0		HOLD	

$$f_Q = \frac{f_{clk}}{2}$$

2) DIVISORE $f/3$

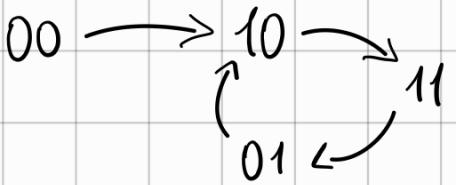


CLOCK	D ₁	Q ₁	D ₂	Q ₂
1		1	1	1
0			HOLD	
1		0	0	1
0			HOLD	
1		1	1	0
0			HOLD	
1		1	1	1
0			HOLD	

$$f_{V_{out}} = f/3$$

$$\text{DUTY CYCLE} = 66\%$$

DIAGRAMMA DI STATO:



Osservazioni:

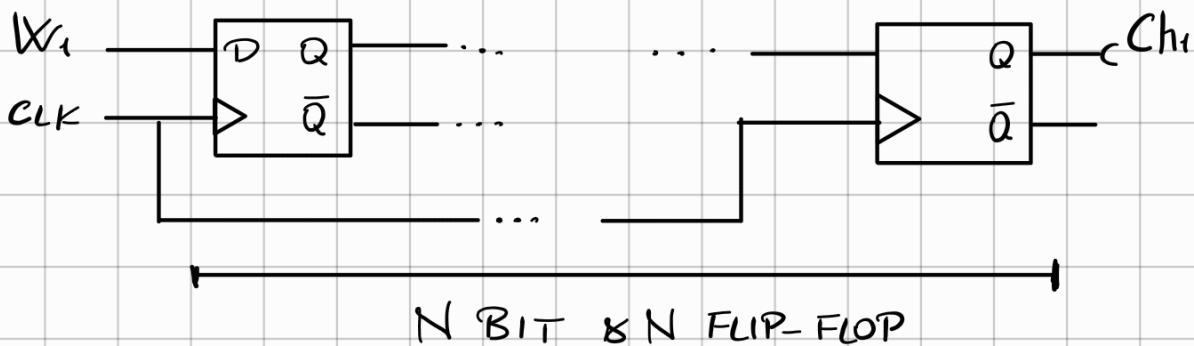
- 1) IL CIRCUITO NON TORNA PIÙ NELLO STATO 00
- 2) SE MISURO IL SEGNALE IN USCITA DA Q_2 MISURO 110 \Rightarrow ABBIAMO UN DIVISORE DI FREQUENZA CHE ME LA DIVIDE PER 3 \Rightarrow IL DUTY-CYCLE È DEL 66,6 %

Registro a scorrimento

PER SAPERNE DI PIÙ ANDARE ALLA PAGINA:
(O CERCA "REGISTRI A SCORRIMENTO" SU EDUTECNICA)

<https://www.edutecnica.it/sistemi/registri/registri.htm>

- RITARDO NEL REGISTRO A SCORRIMENTO:

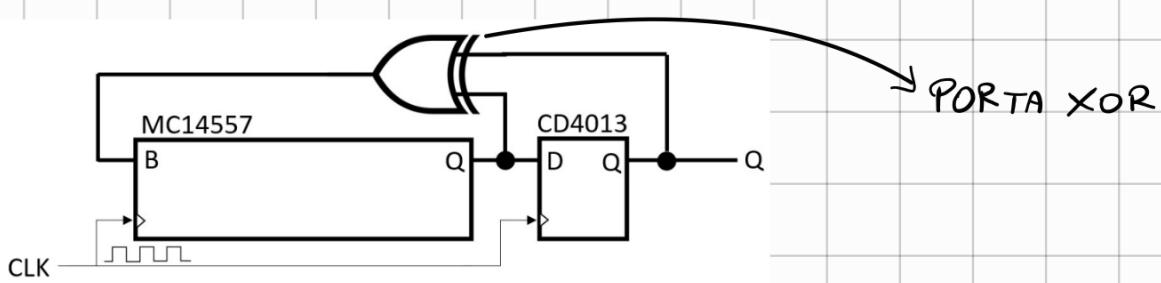


RITARDO TRA W_i E $Ch_i = \frac{N \cdot T_{clk}}{T}$

PERIODO DEL SEGNALE DI CLOCK

NUMERO DI BIT

Generazione di numeri pseudo-casuali



QUELLO MOSTRATO SOPRA IN FIGURA È UN ESEMPIO DI GENERATORE DI NUMERI PSEUDOCASUALI.

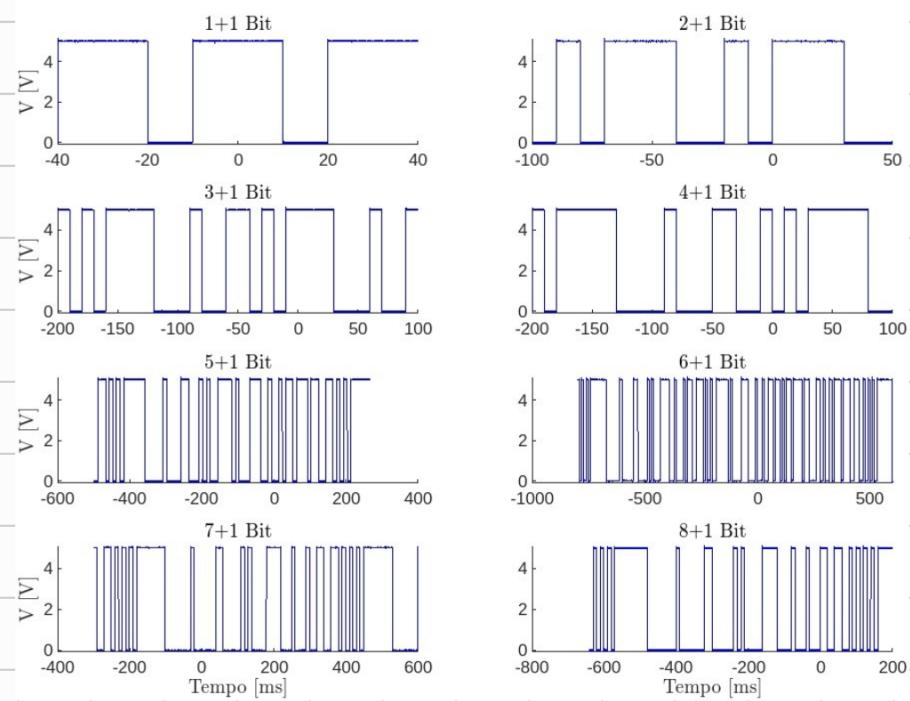
CONSISTE SOSTANZIALMENTE IN UN REGISTRO A SCORRIMENTO DOVE L'USCITA DEGLI ULTIMI DUE FLIP-FLOP DI TIPO D VIENE MANDATA IN UNA PORTA XOR: L'USCITA DI QUESTO XOR VIENE Poi MANDATA NELL'INPUT DEL REGISTRO.

COME IN UN NORMALE REGISTRO A SCORRIMENTO, LA MEMORIA VIENE AGGIORNATA AD OGNI FRONTE DI SALITA DEL CLOCK

Di SEGUITO LA TABELLA DI VERITA NEL CASO DI UN REGISTRO COMPOSTO DA 3 BIT:

Di SEGUITO UN PLOT DEL SEGNALE IN USCITA DALL'ULTIMO FLIP-FLOP, AL VARIARE DEL NUMERO m DEI BIT DEL REGISTRO;

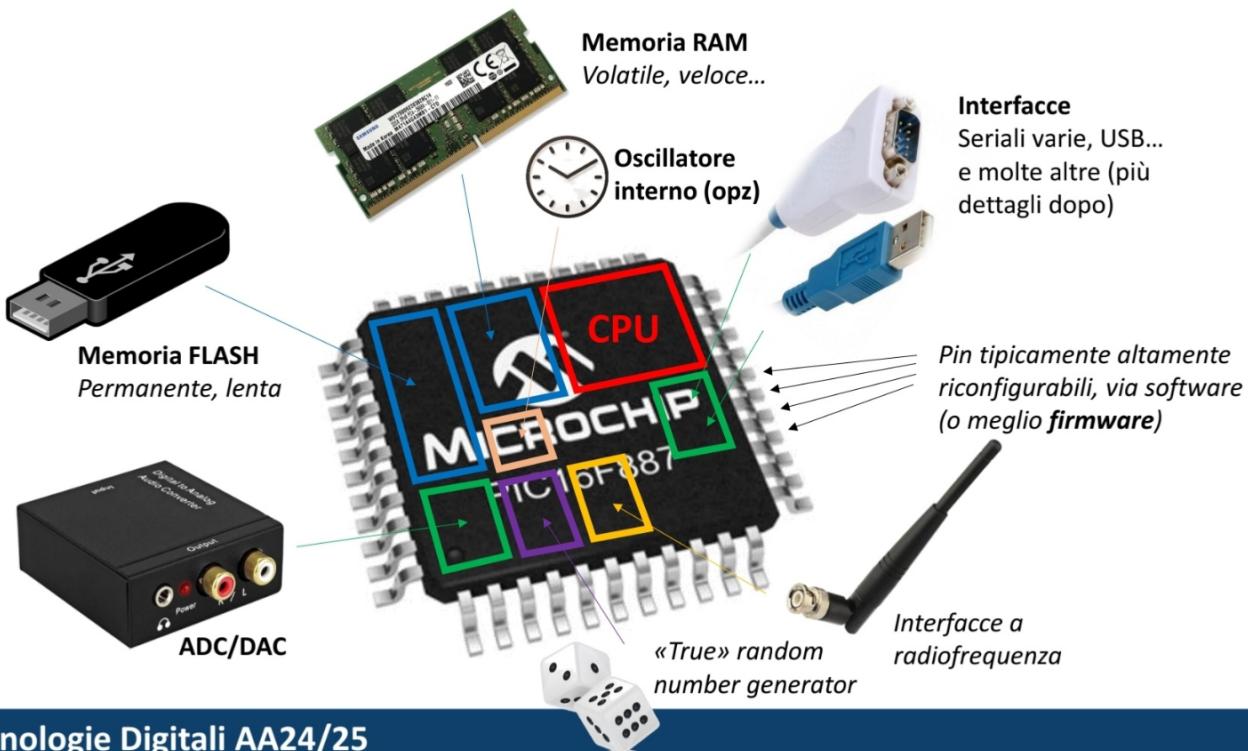
Generatore numeri pseudocasuali



2+1	D ₁	D ₂	D ₃	Y
I	1	1	1	0
II	0	1	1	0
III	0	0	1	1
IV	1	0	0	0
V	0	1	0	1
VI	1	0	1	1
VII	1	1	0	1
	1	1	1	

MICROPROCESSORI E I₂C

MCU = Micro Controller Unit... «dispositivo che integra un microprocessore»

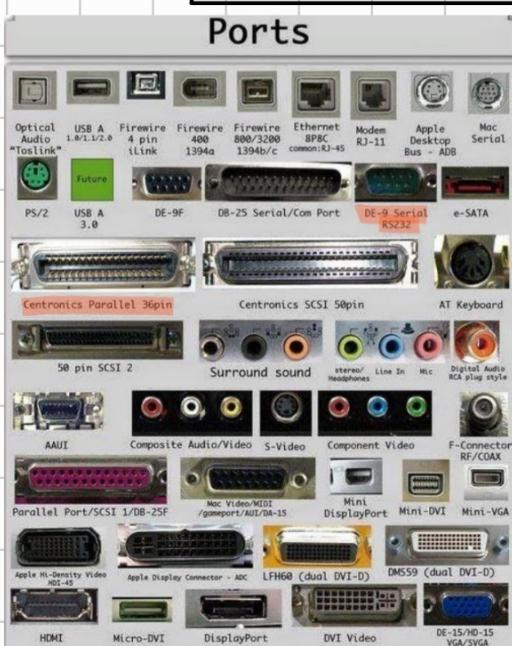


Tecnologie Digitali AA24/25

COME AVVIENE LA COMUNICAZIONE TRA DUE UNITÀ?
(PER ESEMPIO, TRA DUE COMPUTER)

1) PARALLELA / SERIALE

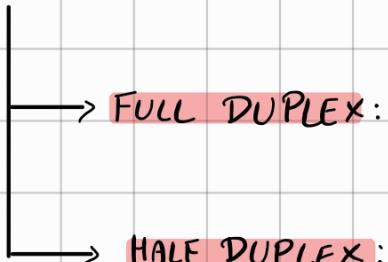
→ PARALLELA: ABBIANO UN CAVO DEDICATO AD OGNI BIT DA TRASFERIRE
→ SERIALE: I BIT VENGONO TRASFERITI IN SEQUENZA LUNGO UN UNICO CANALE



2) SINCRONA / ASINCRONA

→ SINCRONA: LA TRASMISSIONE DEL DATO VIENE SCANDITA DA UN CLOCK
→ ASINCRONA: L'INFORMAZIONE VIENE ACCOMPAGNATA DA UN BIT DI START E DI STOP

3) FULL / HALF DUPLEX



→ FULL DUPLEX: 2 CANALI DI COMUNICAZIONE (*esempio: TELEFONO*)

→ HALF DUPLEX: 1 SOLO CANALE, LE DUE UNITÀ DEVONO ALTERNARSI NELLA COMUNICAZIONE (*esempio: WALKIE-TALKIE*)

Protocollo I₂C

• L'I₂C ("INTER INTEGRATED CIRCUIT") È UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE SERIALE BIFILARE USATO TRA CIRCUITI INTEGRATI.

TALE SISTEMA È BASATO SULLA COMUNICAZIONE **MASTER-SLAVE**

• LE DUE LINEE DI COMUNICAZIONE SONO:

- SDA ("SERIAL DATA"), PER I DATI
- SCL ("SERIAL CLOCK"), PER IL CLOCK

• VAI AGGIUNTA INOLTRE LA LINEA DI TERRA ("GND") E QUELLA DI ALIMENTAZIONE ("V_{DD}")

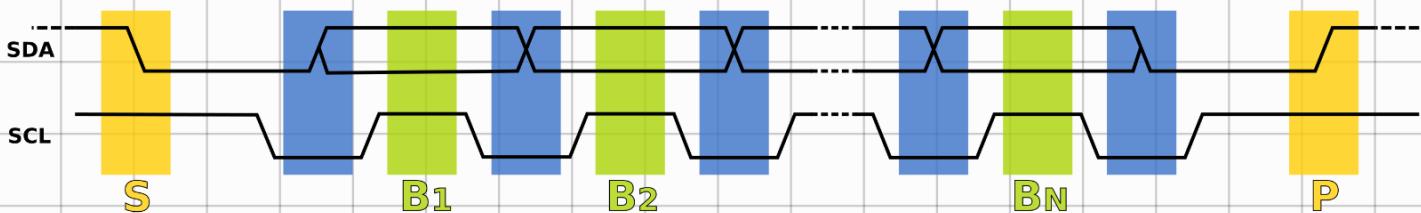
• IL BUS I₂C È COMPOSTO DA 7 BIT DI INDIRIZZO ($2^7 = 128$ INDIRIZZI POSSIBILI) + BIT DI LETTURA/SCRITTURA ("0" PER LA SCRITTURA, "1" PER LA LETTURA)

QUESTO BUS VIENE INVIAZIO DAL MASTER QUANDO VUOLE COMUNICARE CON UNO SLAVE: SE L'INDIRIZZO INVIAZIO DAL MASTER È GIUSTO, LO SLAVE RISPONDE CON UN "ACK" (BIT "0") ED È PRONTO A RICEVERE O TRASMETTERE, ALTRIMENTI RISPONDE CON UN "NACK" (BIT "1")

• IL MASTER CONTROLLO IL CLOCK; NELL'ENTRE PUÒ INVIARE O RICEVERE DATI DALLO SLAVE. LO SLAVE NON CONTROLLO IL CLOCK MA PUÒ USARLO PER RICEVERE O TRASMETTERE

• Lo START (S) è dato da un fronte di discesa di "SDA" mentre il CLOCK è alto, lo STOP (P) da un fronte di salita mentre il CLOCK è alto.
 LA LETTURA DEL DATO AVVIENE QUANDO IL CLOCK È A LIVELLO ALTO, MENTRE LA SUA MODIFICA AVVIENE QUANDO IL CLOCK È A LIVELLO BASSO

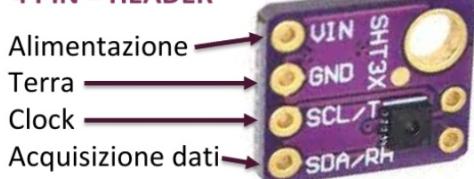
Di seguito uno schema di quanto spiegato in questo punto:



Di seguito una slide riassuntiva sul protocollo I₂C,
 estratta da una presentazione sul sensore di umidità
 (autori: Alice D'Autilio e Pietro Panpanoni)

COMUNICAZIONE CON IL SENSORE – interfaccia I₂C

4 PIN = HEADER



CARATTERISTICHE COMUNICAZIONE

- Seriale
- Sincrona
- Half duplex

MASTER - SLAVE

- Master controlla il clock (\rightarrow acquisizione dati sullo 0)
- Slave address = **SAD** = 7 bit
- Risposta slave:
 ACK = 0 = ci sono
 NACK = 1 = scordatelo
- + 1 bit
 • Scrivere = 0
 • Leggere = 1

MASTER SLAVE

Bit di start	1 byte SAD + scrittura	ACK	1 byte SAD + scrittura	ACK	1 byte SAD + lettura	ACK	Risposta slave Lettura	ACK
S	7 BIT	0 0	7 BIT	0 0	7 BIT	1 0	1 BYTE	0

PER MAGGIORI INFORMAZIONI ANDARE A:
<https://it.m.wikipedia.org/wiki/I%C2%B2C>

O CERCA "Protocollo I₂C" su WIKIPEDIA