NUMERO: 1891A - ANNO: 2016

A P P U N T I

STUDENTE: Casari Silvia

MATERIA: Elettronica (Appunti + temi esame) - Prof. Pirola

Elettronica

Maurizio MARTINA
(DET) 4205
maurizio.martina@polito.it

CONSULENZA
lunedì 15-17

Beccari Circ. Elettrici lineari - ANALISI DEL COMPORTAMENTO DINAMICO Clut
Jaeger Microelettronica
Graziano Zamboni Introduz. all'analisi dei sistemi elettronici

ESAME

Prova scritta SINGOLA O DOPPIA (esercizi anche sui laboratori)
DOPPIA → una di seguito all'altra
la prima dev'essere di minimo 15/30 per potere
fare la seconda
Prova orale obbligatoria tra 15 e 18

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 160

$R_1 = \min\{R_1, R_2\}$ — R_1 e R_2 sono in PARALLELO

$R_{TOT} = R_1 \frac{R_2}{R_1+R_2}$, con $\frac{R_2}{R_1+R_2} \leq 1$ $\Rightarrow$ per forza R_{TOT} sarà uguale o minore della resistenza più piccola

5 marzo 2015

PRINCIPIO DI SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

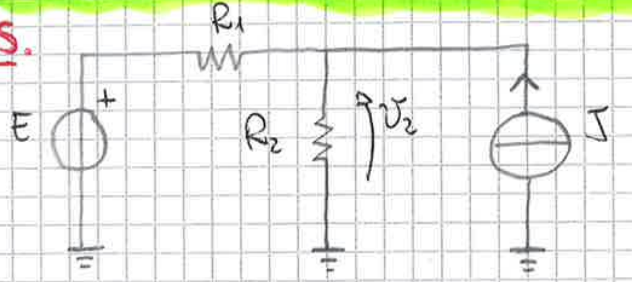
Si può applicare SOLO SE il circuito è LINEARE

$x_i \longrightarrow \boxed{\text{LIN.}} \longrightarrow y_i$

Metodo di analisi, NON di laboratorio

$\sum_i a_i x_i \qquad \sum_i a_i y_i$

es.



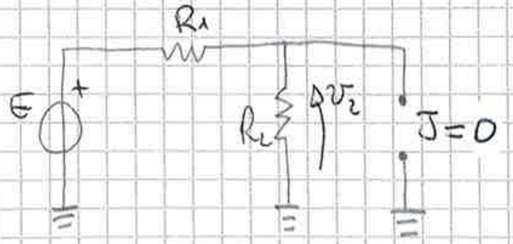
$v_2 = v_2\big|_E + v_2\big|_J$

$v_2\big|_E$: v_2 dovuta ad E

$v_2\big|_J$: v_2 dovuta a J

Analizzo il circuito COME SE avessi spento il generatore.

- $v_2\big|_E$

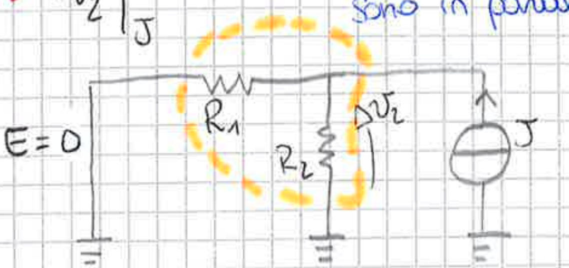


PARTITORE TENSIONE

$$v_2\big|_E = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot E$$

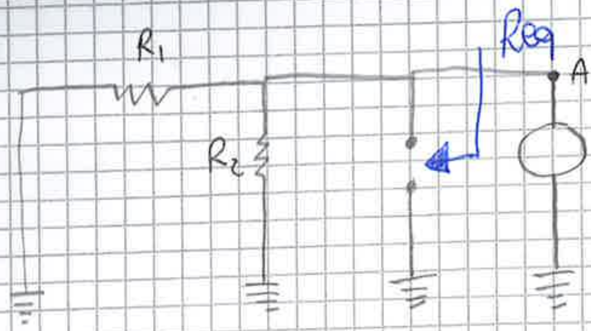
- $v_2\big|_J$

Sono in parallelo



$$v_2\big|_J = J \cdot (R_1 // R_2) = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \cdot J$$

$$v_2 = v_2\big|_E + v_2\big|_J = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot E + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2} \cdot J$$



ⓑ generatore di test

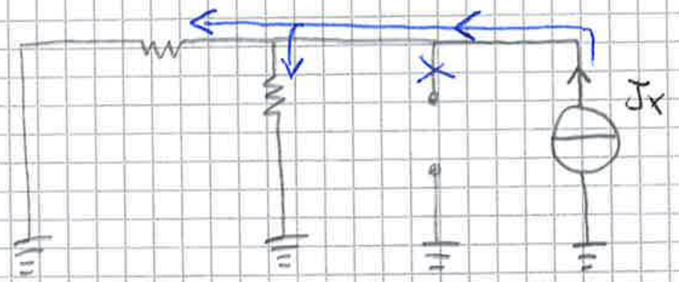
Se il generatore di test è

→ DI CORRENTE (preferibile)

$$v_A = \underbrace{f(R_1, R_2, J_x)}_{f'(R_1, R_2) \cdot J_x}$$

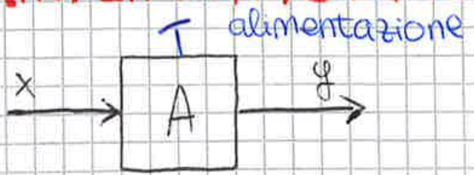
→ DI TENSIONE

$$I_y = g(R_1, R_2)\, v_x$$

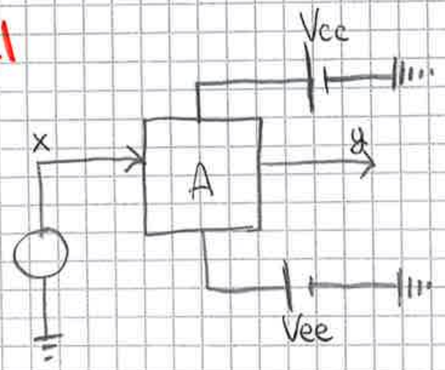


$$v_A = (R_1 \parallel R_2) \cdot J_x$$

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI



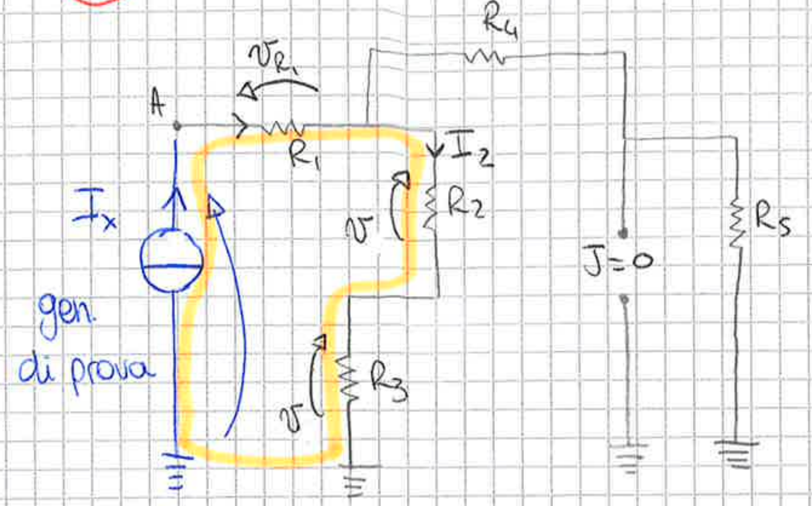
$$\left|\frac{y}{x}\right| > 1$$



alimentazione → fornisce energia,
per questo in uscita
ho un'energia maggiore

$$E_{eq} = V_A = \frac{R_5 (R_2+R_3)}{R_4+R_2+R_3+R_5} \cdot J$$

- R_{eq}



$$R_{eq} = \frac{V_A}{I_x}$$

$$(R_2+R_3) // (R_4+R_5)$$

v_A ?

$$v_A - v_{R_1} - v_{R_2} - v_{R_3} = 0 \implies v_A = v_{R_2} + v_{R_1} + v_{R_3} =$$
$$= R_1 \cdot I_x + (R_2+R_3) I_2$$

$$v_A = R_1 I_x + \frac{(R_2+R_3)(R_4+R_5)}{R_2+R_3+R_4+R_5} I_2$$

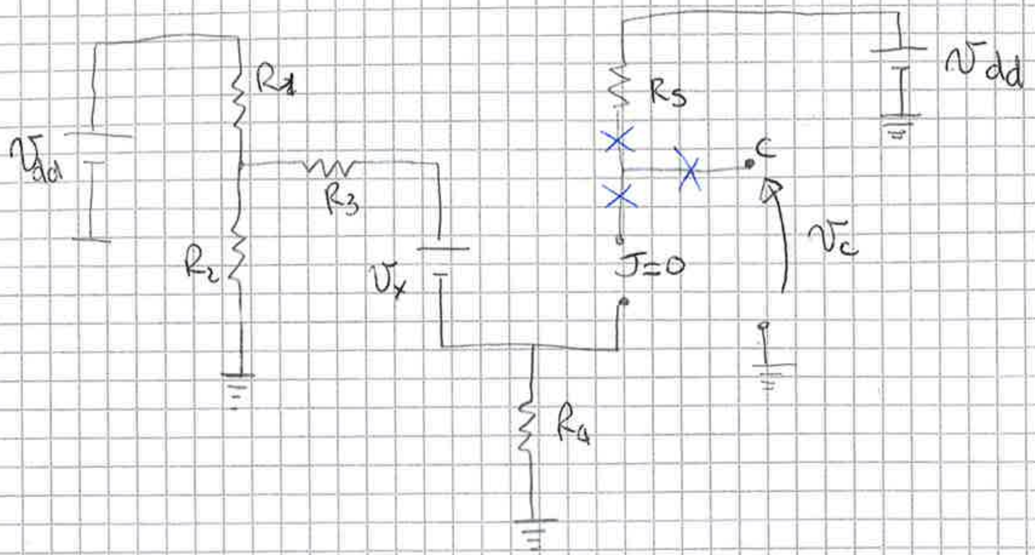
$$I_2 = I_x \cdot \frac{R_4+R_5}{R_2+R_3+R_4+R_5}$$

$$R_{eq} = \frac{v_A}{I_x} = R_2 + \frac{(R_2+R_3)(R_4+R_5)}{R_2+R_3+R_4+R_5}$$

9 Marzo 2015

... esercizio 2 - CONTINUAZIONE

3) Equivalente Thevenin al nodo C



$$v_C = v_C\Big|_{E_{eq}} + v_C\Big|_{v_x} + v_C\Big|_{J} + v_C\Big|_{v_{dd}}$$

$\to 0 \qquad \to 0 \qquad \to R_5\cdot(-J) \qquad \to v_{dd}$

$$v_C = v_{dd} - R_5 J$$

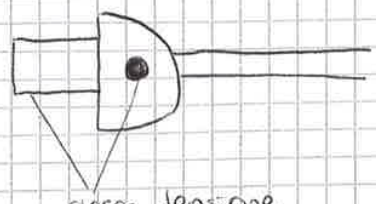
ANALISI della sperimentazione di laboratorio

ALIMENTATORE → oggetto che genera TENSIONI/CORRENTI COSTANTI

Una boccola collegata a un potenziometro permette di impostare il livello di tensione/corrente desiderato visualizzato poi su un display

$\boxed{\text{OUTPUT}}$ → tasto che dà il via alla tensione/corrente desiderata che impongo

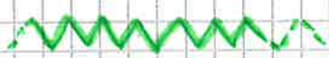
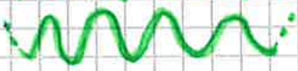
Vi sono due boccole +/− attraverso le quali si genera la tensione (differenza di potenziale)



GENERATORE DI SEGNALI → strumento che permette di imporre una TENSIONE NON COSTANTE

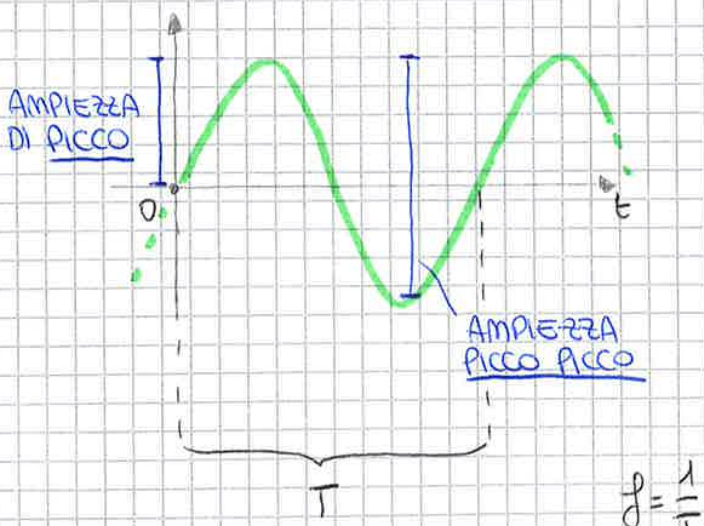
Ce ne sono di diversi tipi, ma tutti hanno delle caratteristiche comuni:

① tipo di segnale

a) ONDA QUADRA segnale a 2 livelli: basso o alto 
b) ONDA TRIANGOLARE 
c) SEGNALE SINUSOIDALE 

$\boxed{\text{OUTPUT}}$ per far uscire realmente il segnale impostato

② Parametri



$f = \frac{1}{T}$

a) AMPIEZZA

b) PERIODO (o FREQUENZA)

c) OFFSET → regola la traslazione verticale (lungo l'asse y)
È una tensione (traslata su o giù) perciò si esprime in Volt

Resistenza

↳ ANELLINO DORATO → TOLLERANZA

Ad ogni colore corrisponde un numero (ricavabili da una tabella)

$39 \cdot 10^{4}$ — arancione → esponente

Il VOLTMETRO potrebbe darmi la misura di picco o la misura picco picco o il VALORE EFFICACE, o un altro valore dato dal prodotto fra un parametro e il valore efficace.

VALORE EFFICACE

↳ valore di tensione costante che dovrei mettere per avere la stessa potenza

Se la TENSIONE NON è costante

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)\,dt}$$

x(t) periodica

↳ spesso sinusoidi

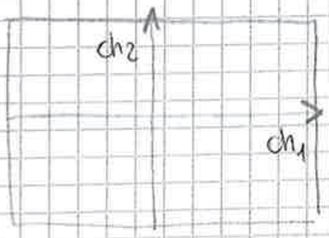
$$x(t) = \underbrace{V_{MAX}}_{\text{AMPIEZZA DI PICCO}} \operatorname{sen}(t)$$

$$V_{eff}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T V_{MAX}^2 \operatorname{sen}^2(t)\,dt = \frac{V_{MAX}^2}{2}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{MAX}^2}{2}} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

VALE SOLO per segnali sinusoidali $x(t) = \sin(\ldots)$

Modalità XY → utile per studiare amplificatori lineari

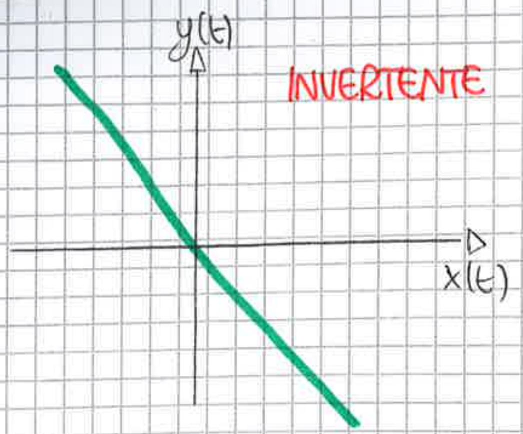


Come fa a visualizzare il segnale?

Generalmente scorre. Noi sincronizziamo il segnale con livello di refresh?

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 160

INVERTENTE



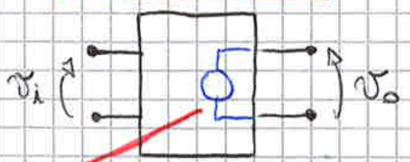
AMPLIFICA ma scambia la fase del segnale in ingresso

- Se ho un max in ingresso ho un min in uscita
- se ho un min in ingresso ho un max in uscita

AMPLIFICATORI

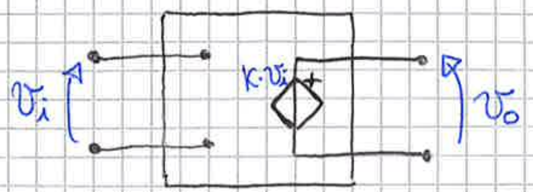
X	Y	
V	V	TENSIONE
I	I	CORRENTE
I	V	TRANS-IMPEDENZA
V	I	TRANS-AMMETTENZA

DOPPIO BIPOLO



- 2 morsetti in ingresso (PORTA)
- 2 morsetti in uscita (PORTA)

deve garantire che $v_o = k \cdot v_i$ $\quad |k| > 1$



Il gen. di segnali e l'utilizzatore non li posso modificare. Ciò che posso modificare è l'AMPLIFICATORE: scelgo al meglio i parametri.

lo scelgo con una R in uscita MOLTO PICCOLA, al limite NULLA

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + \underbrace{R_{eq}^{OUT}}_{\Downarrow}} \cdot A_v \cdot \frac{R_{eq}^{IN}}{\underbrace{R_{eq}^{IN}}_{\Downarrow} + R_s} \cdot v_s$$

R_{eq}^{OUT} PICCOLA $\approx \phi$

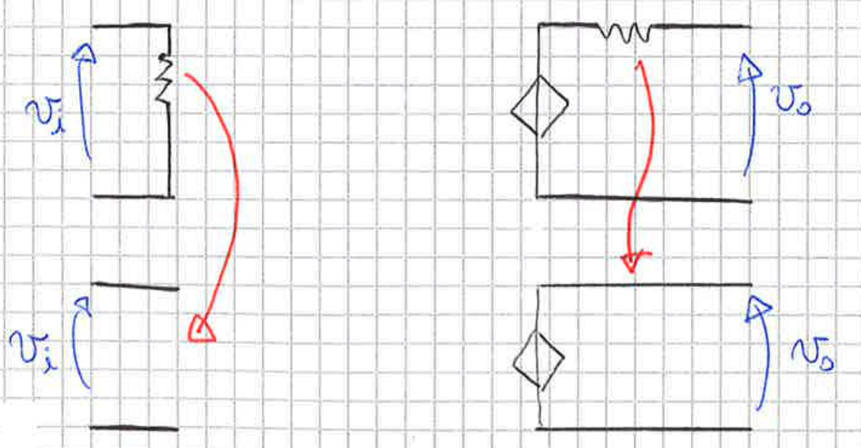
R_{eq}^{IN} GRANDE $\to \infty$

AMPLIFICATORE DI TENSIONE IDEALE

13 marzo 2015

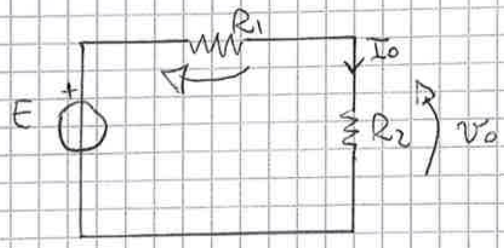
$R_{eq}^{IN} \to \infty$

$R_{eq}^{OUT} \approx 0$



Se volessimo massimizzare la potenza?

Consideriamo R_2 variabile



$$E - R_1 I_0 - R_2 \cdot I_0 = 0$$

$$I_0 = \frac{E}{R_1+R_2}$$

$$P = v_0 I_0 = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot E \cdot \frac{E}{R_1+R_2} = \frac{R_2}{(R_1+R_2)^2} \cdot E^2$$

ricordiamoci che R_2 è variabile...

...Derivo rispetto a R_2 e impongo $=0$.

$$\frac{\partial P_0}{\partial R_2} = \frac{(R_1+R_2)^2 - R_2 \cdot 2(R_1+R_2)}{(R_1+R_2)^4} \cdot E^2 = 0$$

Perché valga zero lavoro sul numeratore

$$(R_1+R_2)^2 - R_2 \cdot 2(R_1+R_2) = 0$$

$$(R_1+R_2) \cdot [(R_1+R_2) - 2R_2] = 0$$

$$(R_1+R_2) \cdot [R_1 + R_2 - 2R_2] = 0$$

$$(R_1+R_2) \cdot [R_1 - R_2] = 0$$

$$\boxed{R_2 = R_1}$$

La potenza è massima quando $R_2 = R_1$

CONDIZIONE DI ADATTAMENTO

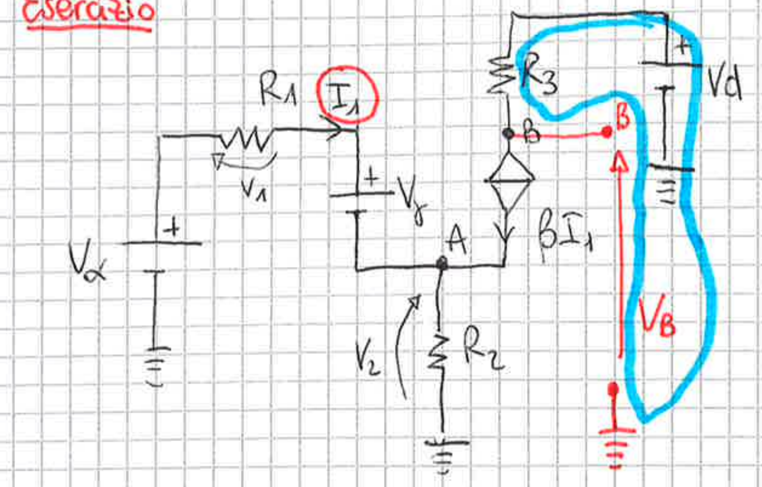
$$\boxed{P_0} = \frac{R_1}{(R_1+R_1)} E^2 = \frac{R_1}{4R_1^2} E^2 = \boxed{\frac{E^2}{4R_1}} \rightarrow \text{POTENZA DISPONIBILE}$$

$$P_0 = \frac{R_2}{(R_1+R_2)^2} E^2 = \frac{R_2 \cdot 4R_1}{4R_1(R_1+R_2)^2} E^2 = \frac{4R_1R_2}{(R_1+R_2)^2} \cdot \frac{E^2}{4R_1} =$$

$$= \frac{4R_1R_2}{R_1^2+R_2^2+2R_1R_2} \cdot \frac{E^2}{4R_1} = \frac{4\frac{R_2}{R_1}}{1+\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 + 2\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \cdot \underbrace{\frac{E^2}{4R_1}}_{P_{dis}}$$

19 Marzo 2015

Esercizio



$R_1 = 10\,k\Omega$ $\quad R_2 = 1\,k\Omega$

$R_3 = 2{,}2\,k\Omega$

$\beta = 100$ $\quad V_\alpha = 2V$

$V_\gamma = 0{,}6V$ $\quad V_B = ?$

$V_d = 12V$

- Metodo del pilota

↳ DETERMINO la grandezza PILOTA in funzione dei generatori INDIPENDENTI

$$I_1 = f(V_\alpha, V_\gamma, V_d)$$

$$I_1 = I_1\Big|_{V_\alpha} + I_1\Big|_{V_\gamma} + I_1\Big|_{gen\,pil.} + I_1\Big|_{V_d} = \frac{V_\alpha}{R_1+R_2} - \frac{V_\gamma}{R_1+R_2} - \frac{R_2}{R_1+R_2}\beta I_1$$

- $I_1\Big|_{V_\alpha}$ $\quad I_1' = \dfrac{V_\alpha}{R_1+R_2}$

- $I_1\Big|_{V_\gamma}$ $\quad V_1 + V_\gamma + V_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1'' = -\dfrac{V_\gamma}{R_1+R_2}$

- $I_1\Big|_{g.p.}$ $\quad$ Partitore corrente $\quad I_1''' = -\dfrac{R_2}{R_1+R_2}\cdot\beta\cdot I_1$

- $I_1\Big|_{V_d}$ $\quad I_1^{IV} = 0$

$$\Rightarrow I_1\cdot\left(1+\frac{R_2}{R_1+R_2}\beta\right) = \frac{V_\alpha - V_\gamma}{R_1+R_2} \quad \Rightarrow \quad I_1\left(R_1+R_2+R_2\beta\right) = V_\alpha - V_\gamma$$

$$I_1 = \frac{V_\alpha - V_\gamma}{R_1+R_2+R_2\beta}$$

$$v_2'' = R_2 i_2 = -R_2 \frac{R_1 // (R_2+R_3)}{}$$

$$v_2 = \frac{R_2}{R_2+R_3} \cdot \frac{R_1 // (R_2+R_3)}{R_S + [R_1 // (R_2+R_3)]} \cdot v_S - \frac{g_m R_2 R_3}{R_3 + [R_2 + (R_1 // R_2)]} \cdot v_2$$

$$v_2 \left(1 + \frac{g_m R_2 R_3}{R_3 + [R_2 + (R_1 // R_3)]}\right) = \frac{R_2}{R_2+R_3} \cdot \frac{R_1 // (R_2+R_3)}{R_S + [R_1 // (R_2+R_3)]} \cdot v_S$$

$$v_2 = \frac{R_3 + [R_2 + (R_1 // R_S)]}{R_3 + [R_2 + (R_1 // R_S)] + g_m R_2 R_3} \cdot \frac{R_2}{R_2+R_3} \cdot \frac{R_1 // (R_2+R_3)}{R_S + [R_1 // (R_2+R_3)]} v_S$$

$$A_{v'} = \frac{v_o'}{v_S} \qquad v_o' = f(v_S)$$

$$v_o' = R_4 \cdot i_4 = -g_m \cdot R_4 \cdot v_2$$

$$A''_v = \frac{v_o''}{v_S} \qquad v_o'' = f(v_S)$$

$$v_o'' = i_3 R_3 = R_3 \left(\frac{v_2}{R_2} + g_m v_2\right) =$$

$$= R_3 \left(\frac{1}{R_2} + g_m\right) \cdot v_2$$

- Analisi diretta

$$A_{v'} = \frac{v_o'}{v_S} \qquad v_o' = f(v_S)$$

$$v_o' = -g_m R_4 \cdot v_2$$

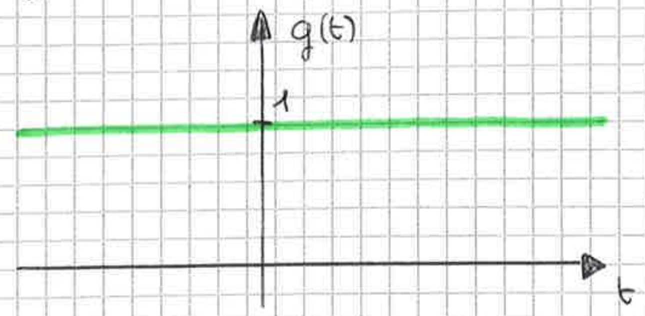
$$i_3 = \frac{v_2}{R_2} + g_m v_2 \qquad v_o'' = R_3 \cdot i_3$$

$$v_A = v_2 + v_o'' = v_2 + R_3 \cdot \left(\frac{v_2}{R_2} + g_m v_2\right)$$

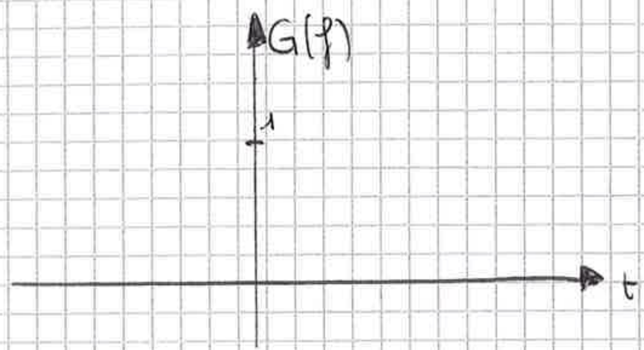
$$i_S = \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_A}{R_1}$$

$$v_S = R_S i_S + v_A = R_S \cdot \left(\frac{v_2}{R_2} + \frac{v_A}{R_1}\right) + v_A =$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi ft}\, dt = \delta(f)$$



$g(t) = 1$

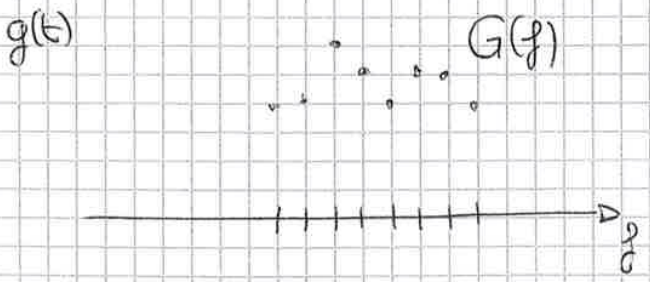


$G(f) = \delta(t)$

↳ Segnale costante, NON varia nell'unità di tempo

⇒ La velocità con cui varia nel tempo è NULLA

CONTINUA → segnale ~~CONTINUO~~ COSTANTE a FREQUENZA NULLA



Il risultato della trasformata mi dice qual è il contributo in frequenza contenuto in un segnale (frequenza per frequenza)

Nuova BASE più utile per rappresentare i segnali:

e^{st} $\quad s = \sigma + j\underset{\underset{2\pi f}{\shortparallel}}{\omega}$ $\quad$ se $\sigma = 0$ ho nuovamente $e^{j2\pi f t}$ (Fourier)

Dato il segnale $g(t)$:

$$g(t) \xrightarrow[\text{Unilatera}]{\mathcal{L}} G(s) = \int_0^{+\infty} g(t)\, e^{-st}\, dt$$ TRASFORMATA DI LAPLACE

Non tutti i segnali sono trasformabili secondo Fourier, perciò useremo Laplace

$s \rightarrow$ Variabile indipendente $\in \mathbb{C}$

$G(s) \rightarrow$ in generale $\in \mathbb{C}$

ANTITRASFORMATA SECONDO LAPLACE

$$G(s) \xrightarrow{\mathcal{L}^{-1}} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} \underline{G(s)}\, e^{st}\, \underline{ds}$$ $\left.\begin{matrix} ds \\ G(s) \end{matrix}\right\}$ complessi

↳ troppo complicata ⇒ NON si calcola

Proprietà:

• LINEARITÀ

Usiamo la trasformata per segnali ricavati dai circuiti (tensioni e/o correnti).

↳ In elettronica $G(s)$ può essere SOLO una funzione RAZIONA[LE] ovvero una funzione del tipo

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

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 160

Vediamo cosa succede se applichiamo la trasformata di Laplace alle relazioni costitutive che caratterizzano induttore e condensatore:

$$v(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} V(s) \quad \square \quad V(s) = L \cdot s \cdot I(s)$$

$$i(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} I(s) \quad \triangle \quad I(s) = C \cdot s \cdot V(s)$$

da integro-differenziale ad algebrico

$\square$ divido ambo i membri per $I(s)$ $\qquad \dfrac{V(s)}{I(s)} = L \cdot s = \underbrace{L \cdot (\sigma + j\omega)}$

Puramente reale, puramente immaginario o complesso

IMPEDENZA Z

Re → RESISTENZA R

Im → REATTANZA X

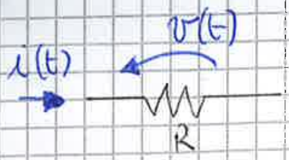
$\triangle$ divido ambo i membri per $V(s)$ $\qquad \boxed{\dfrac{I(s)}{V(s)} = C \cdot s} = C \cdot (\sigma + j\omega)$

AMMETTENZA Y

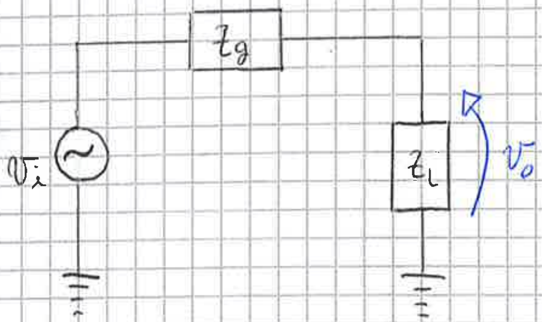
Re → CONDUTTANZA G

Im → SUSCETTANZA B

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 160



$$v(t) = R \cdot i(t)$$
$$\Downarrow \mathcal{L}$$
$$v(s) = R \cdot I(s)$$



$z_g, z_L \rightarrow$ impedenze

$$v_0 = \frac{z_L}{z_g + z_L} v_i \qquad i = \frac{v_i}{z_g + z_L}$$

$$|v_0| = \frac{|z_L|}{|z_g + z_L|} |v_i|$$

Ogni elemento z_i è della forma

$$z_i = R_i + jX_i \qquad |z_i| = \sqrt{R_i^2 + X_i^2}$$

PARTITORE

$$|v_0| = \frac{\sqrt{R_L^2 + X_L^2} \cdot |v_i|}{|R_g + jX_g + R_L + jX_L|} = \frac{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}\ |v_i|}{|(R_g + R_L) + j(X_g + X_L)|} =$$

$$= \frac{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}}{\sqrt{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2}} |v_i|$$

CORRETTA MA POCO INFORMATIVA

$$\frac{z_L}{z_g}, \frac{R_L}{R_g}, \frac{X_L}{X_g}$$

$$= \frac{|z_L|}{\sqrt{R_g^2 + R_L^2 + 2R_gR_L + X_g^2 + X_L^2 + 2X_gX_L}} |v_i| = \frac{|z_L| \cdot |v_i|}{\sqrt{|z_g|^2 + |z_L|^2 + 2(R_gR_L + X_g \ldots}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\frac{|z_g|^2 + |z_L|^2 + 2(R_gR_L + X_gX_L)}{|z_L|^2}}} |v_i| =$$

MASSIMIZZARE V_0

Dividendo sopra e sotto per sC otteniamo

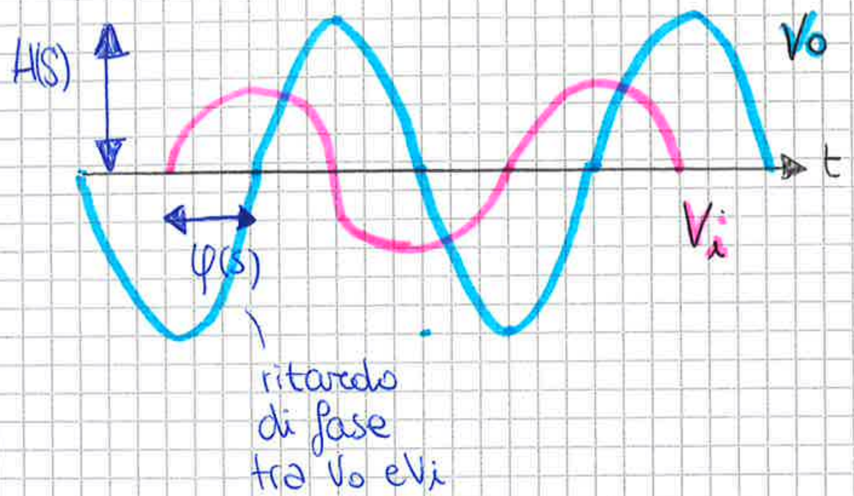
$$Z_c(s) = \frac{1}{sC}$$

$$= \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{sRC+1} \rightarrow \in \mathbb{C}$$

$H(s)$ è una funzione complessa

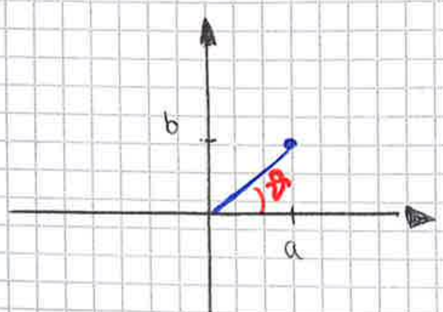
$|H(s)| \rightarrow$ dice quanto V_o è più o meno ampia di V_i

$\angle H(s) \rightarrow$ descrive la differenza di fase tra V_o e V_i



$$H(s) = \frac{1}{sRC+1} \qquad \sigma = 0 \qquad \omega = 2\pi f$$

$$H(f) = \frac{1}{j2\pi fRC + 1} \qquad |H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}}$$



$$C = a + jb$$

$$C = \sqrt{a^2+b^2} \cdot e^{j\vartheta}$$

$$\vartheta = \mathrm{arctg}\,\frac{b}{a}$$

$$\angle H(f) = \angle \frac{1}{j2\pi fRC+1} = \angle 1 - \angle 1 + j2\pi fRC = 0 - \mathrm{arctg}\,\frac{2\pi fRC}{1}$$

$$20\log_{10}|H(s)| = 20\log_{10}\left|K\cdot\frac{(s-z_1)^{\nu_1}(s-z_2)^{\nu_2}\cdots(s-z_{n_1})^{\nu_{n_1}}}{(s-p_1)^{\mu_1}(s-p_2)^{\mu_2}\cdots(s-p_{n_2})^{\mu_{n_2}}}\right|$$

$$= \underbrace{\cancel{20\log_{10}|K|}}_{\text{NON lo consideriamo perché è costante}} + \underbrace{\sum_i 20\log_{10}|(s-z_i)|\nu_i}_{\text{contributo NOMINATORE (+) ZERI}} - \underbrace{\sum_j \mu_j\, 20\log_{10}|(s-p_j)|}_{\text{contributo DENOMINATORE POLI}}$$

$$20\log_{10}|s-\underset{\text{zeri o poli}}{x_i}|$$

Il problema si riduce a studiare la funzione $20\log_{10}|s-x_i|$

$$s=\sigma+j\omega \xrightarrow{\sigma=0} 20\log_{10}|j2\pi f - x_i|$$

x_i → reale

x_i → complesso $\Rightarrow \exists\, x_j = x_i^*$

x_i REALE

$$20\log_{10}|j2\pi f - x_i| = 20\log_{10}(x_i^2+4\pi^2f^2)^{\frac{1}{2}} =$$

$$= 10\log_{10}(x_i^2+4\pi^2f^2) = 10\log_{10}\left[x_i^2\left(1+\frac{4\pi^2f^2}{x_i^2}\right)\right] =$$

$$= \underbrace{\cancel{10\log_{10}x_i^2}}_{\text{è un numero} \Rightarrow \text{NON INTERESSANTE}} + 10\log_{10}\left(1+\frac{4\pi^2f^2}{x_i^2}\right) \qquad \omega=2\pi f \quad \omega^2=4\pi^2f^2$$

$$= 10\log_{10}\left(1+\frac{\omega^2}{x_i^2}\right)$$

$\dfrac{|\omega|}{|x_i|} \ll 1 \quad |\omega| \ll |x_i| \qquad \left|\dfrac{\omega}{x_i}\right| \gg 1 \quad |\omega| \gg |x_i|$

Quando ω si muove verso zero $\Rightarrow$ va a zero

Quando ω si muove verso ∞ $\Rightarrow$ va a ∞

$H(s) \longrightarrow$ Modulo $(20 \log_{10} |H(s)|)$

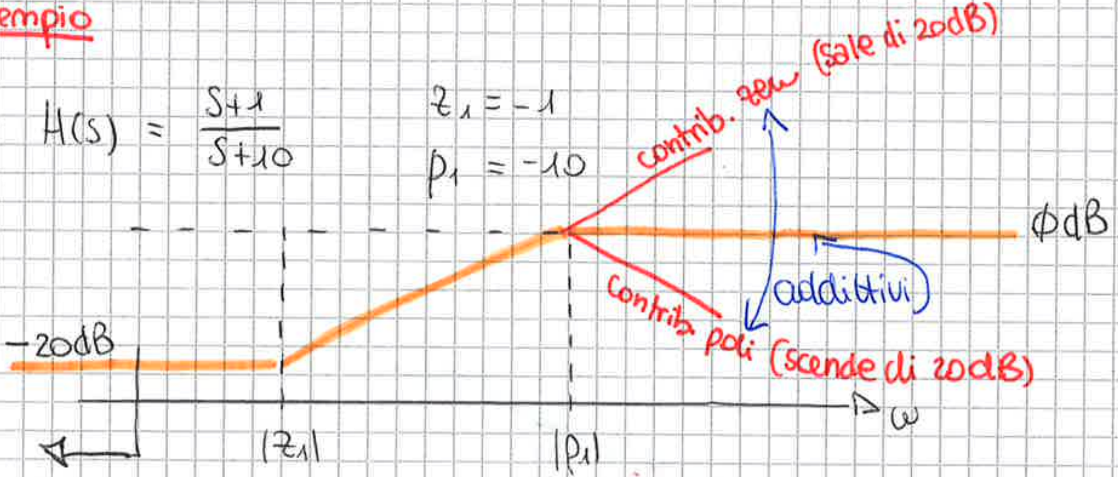
1) trovaimo zeri e poli di $H(s)$

i contributi di zeri e poli sono uguali < gli zeri si sommano / i poli si sottraggono

~~Sommando e sottraendo delle spezzate~~

Esempio

$$H(s) = \frac{s+1}{s+10} \qquad z_1 = -1 \qquad p_1 = -10$$



il contributo dello zero mi dà 0 dB, quindi NON SALE

Per trovare lo 0 dB bisogna fare il limite di $H(s)$:

$$\lim_{s \to 0} \frac{s-1}{s+10} = \frac{1}{10} \Rightarrow 20 \log_{10}\left(\frac{1}{10}\right) = -20$$

$\Rightarrow -20$ dB è lo zero

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 160

27 marzo 2015

$$H(s) = k \cdot \frac{(s-z_1)^{\nu_1}(s-z_2)^{\nu_2} \dots (s-z_n)^{\nu_{n_1}}}{(s-p_1)^{\mu_1}(s-p_2)^{\mu_2} \dots (s-p_n)^{\mu_{n_2}}}$$

$$20 \log_{10} |H(s)|$$

$$s = 0$$

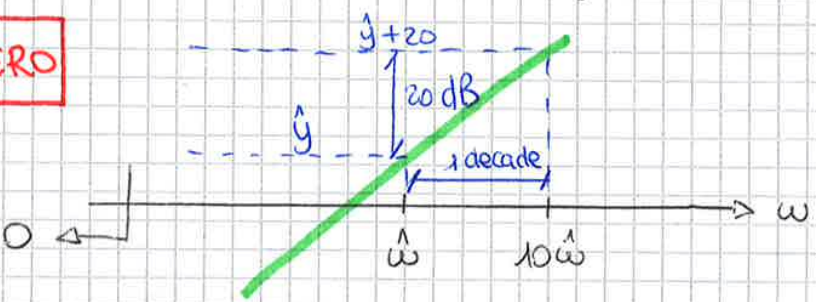
$$\angle H(s)$$

Studiamo il caso

$$20 \log_{10} |s| \qquad s = \underbrace{\sigma}_{0} + j\omega$$

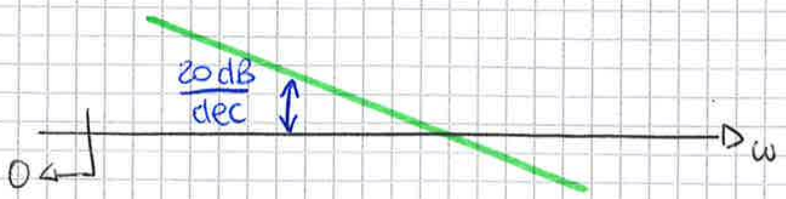
$$20 \log_{10} |j\omega| = 20 \log_{10} \omega$$

ZERO



$$\hat{y} = 20 \log_{10} \hat{\omega} \qquad \tilde{y} = 20 \log_{10} (10 \cdot \hat{\omega}) = 20 \log_{10} 10 + 20 \log_{10} \hat{\omega} = 20 + \hat{y}$$

POLO stesso grafico, ma con pendenza OPPOSTA



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 160

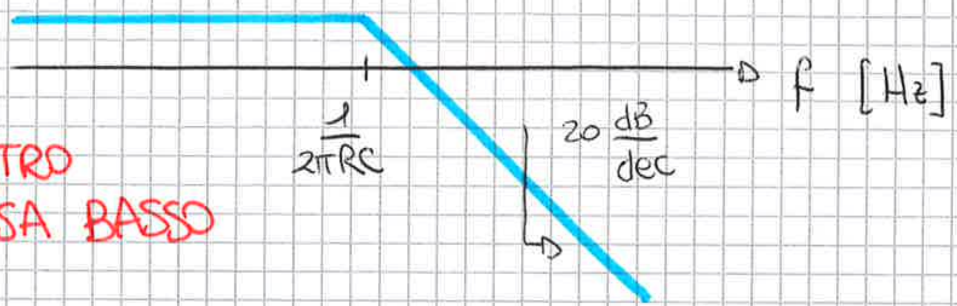
Diagramma di Bode del Modulo

$$20 \log_{10} |H(s)|$$

Per prima cosa rintracciamo le posizione di zeri e poli
In questo caso abbiamo solo un polo => un solo punto dove può esserci una variazione del grafico

qualunque pulsazione a sinistra di $|p_1|$ va bene per determinare il modulo

$$\omega = 2\pi f \Rightarrow f = \frac{\omega}{2\pi}$$



FILTRO PASSA BASSO

Per frequenze più basse di $\frac{1}{2\pi RC}$ lascia passare il segnale

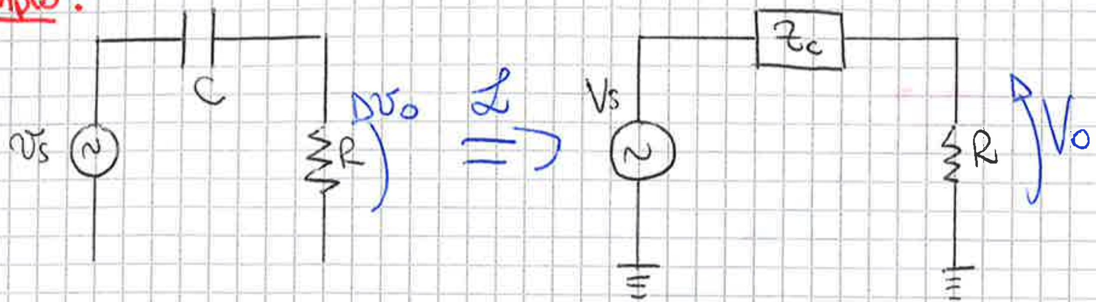
Per frequenze più alte di $\frac{1}{2\pi RC}$ attenua il segnale

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

$$20\log_{10}\left|\frac{V_o}{V_s}\right| = -3\,dB \Rightarrow \left|\frac{V_o}{V_s}\right| = 10^{-\frac{3}{20}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}7$$

Sfasamento di $-45°$

Esempio:



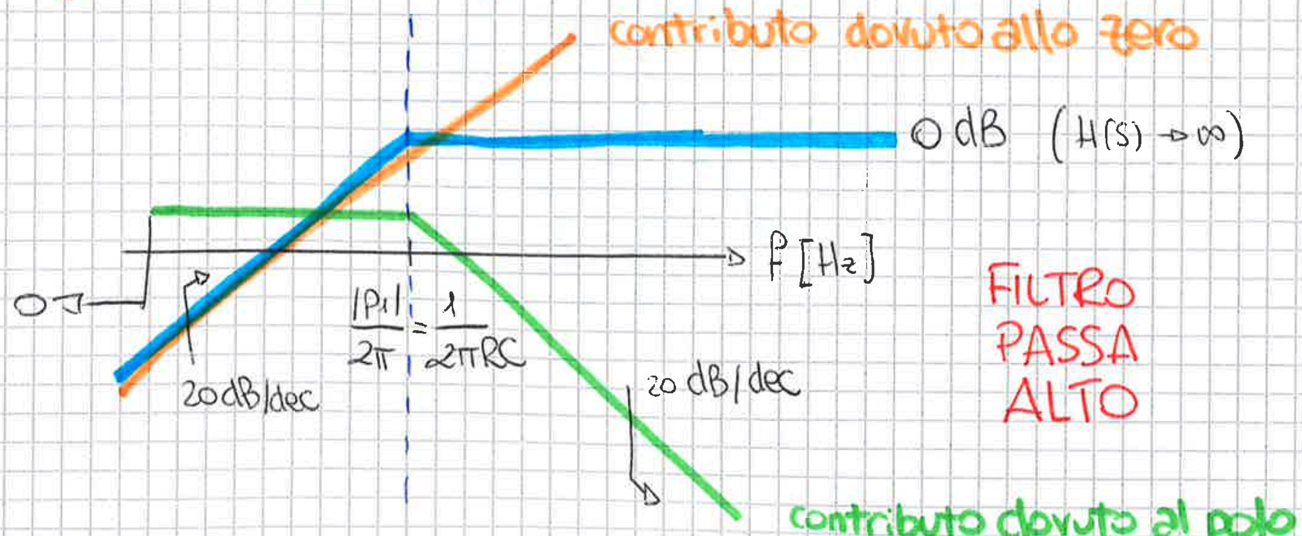
$$Z_C = \frac{1}{sC}$$

$$H(s) \triangleq \frac{V_o}{V_s} \Rightarrow V_o = \frac{R}{R+Z_C} V_s \Rightarrow H(s) = \frac{R}{R+Z_C}$$

$$H(s) = \frac{R}{R+\frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{sRC+1} = \frac{s}{s+\frac{1}{RC}}$$

$$z_1 = 0 \qquad p_1 = -\frac{1}{RC}$$

Diagramma di Bode del Modulo



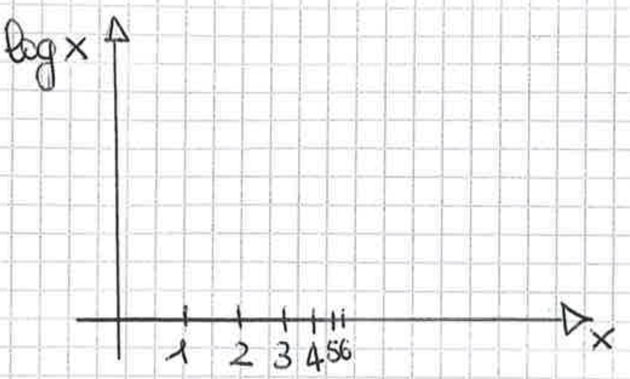
FILTRO PASSA ALTO

I 2 contributi sono additivi:

zero vuole far salire di 20 dB/dec
polo vuole far scendere di 20 dB/dec } => Si annullano

13 aprile 2015

CARTA MILLIMETRATA (LOGARITMICA) (all'esame è così)



l'intervallo si RIDUCE in larghez

Sui quadretti:

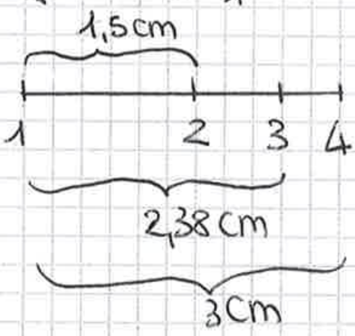
Stabilisco che la decade è .... cm

$$d \cdot \log \frac{f_2}{f_1}$$

d → quanti cm sono una decade

Per es. se una decade vale 5 cm

$$5 \cdot \log \frac{2}{1} \cong 1{,}5 \text{ cm}$$



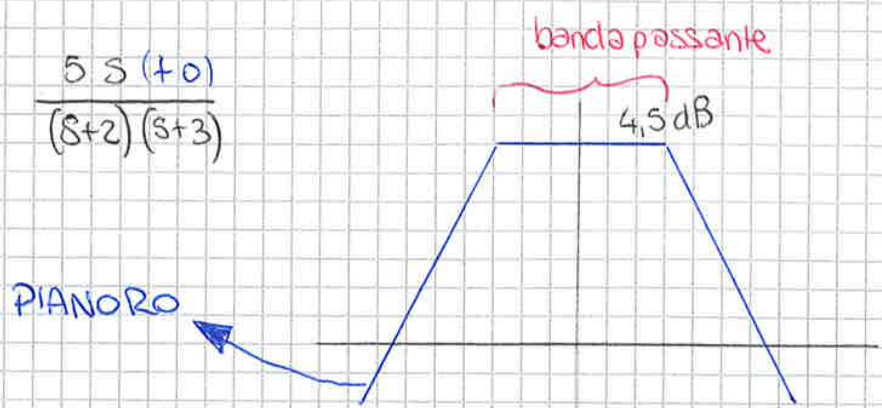
$$5 \cdot \log \frac{3}{1} \cong 2{,}38 \text{ cm}$$

$$5 \cdot \log \frac{4}{1} \cong 3 \text{ cm}$$

Data la funzione di funzione $G(f(x))$ NON HO PERDITA DI INFORMAZIONE se e solo se G è MONOTONA

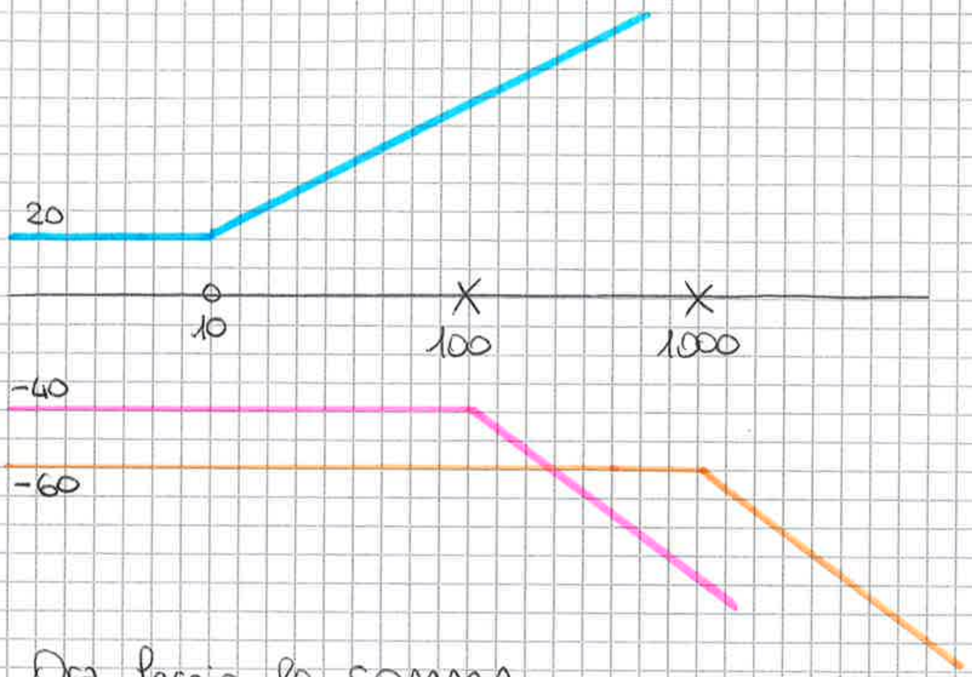
Se G è la funzione logaritmo NON ho perdita di informazio

$$\frac{5\, s\, (+0)}{(s+2)(s+3)}$$



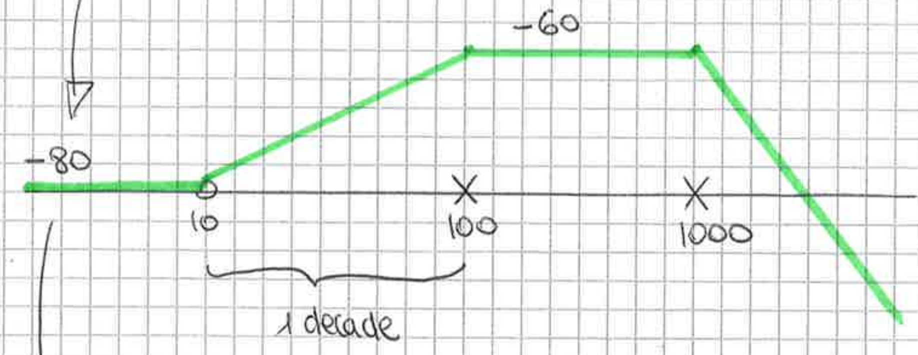
Esempio 2

$$H(s) = \frac{(s+10)}{(s+100)\,(s+1000)}$$



Polo va giù con pendenza di 20 dB per decade

Ora faccio la SOMMA



basterebbe vedere il COMPORTAMENTO DI H(s) a zero, ovvero:

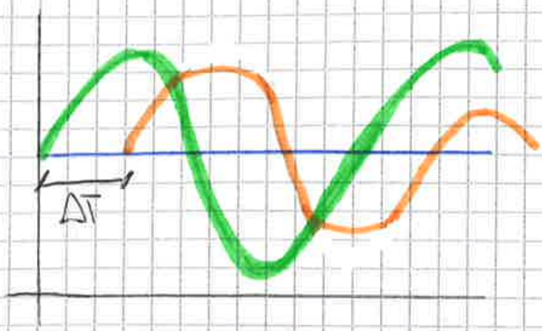
$$\frac{10}{100\,000} \quad (s \to 0)$$

* Ma se ho un circuito?

Studio a $s=0$ => frequenza NULLA

CAPACITÀ -> C.TO APERTO INDUTTANZA -> CORTO C.TO

L'offset è una continua
Il diagramma di Bode vale 0

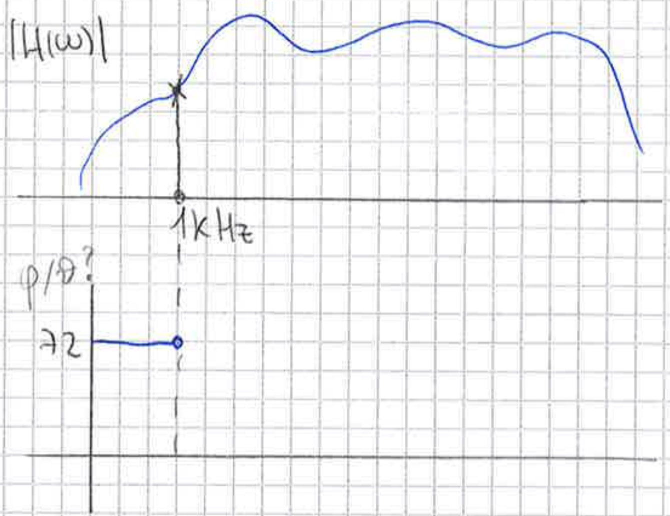


1 kHz → 1 ms
200 μs

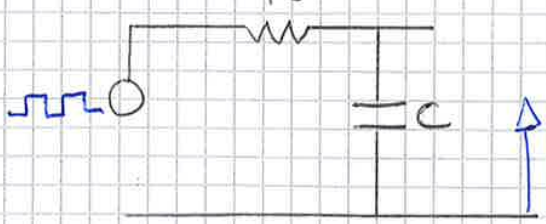
$\Delta T : P = \varphi_x : 360°$

$$\varphi_x = \frac{\Delta T \cdot 360°}{P}$$

P → periodo
ΔT → differenza di fase



Esempio:



$C = 1\mu F$

$R = 1k\Omega$

partizione

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC}+R} = \frac{1}{1+RsC} = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{s+\frac{1}{RC}}$$

polo

$$-10^3 \cdot s^{-1} = p = -\frac{1}{RC}$$
(secondi)

$$a_n = \frac{2}{T}\left[\int_0^{T/4} \cos(n\omega_0 t)\,dt + \int_{\frac{T}{4}}^{3/4 T} (-\cos(n\omega_0 t))\,dt + \int_{\frac{3}{4}T}^{T} \cos(n\omega_0 t)\,dt\right]$$

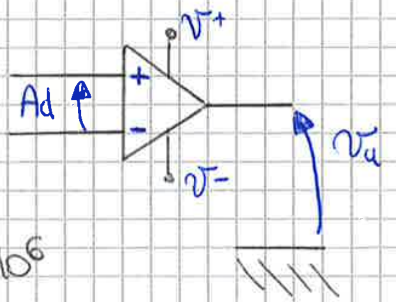
16 aprile 2015

2° LABORATORIO

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Gli amplificatori operazionali hanno anche altri due ingressi che alimentano la tensione, collegati a un generatore

L'ENERGIA TOTALE dev'essere positiva

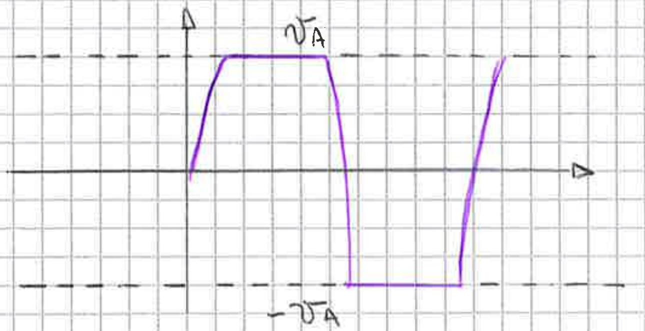


$$v_u = A_d v_i$$

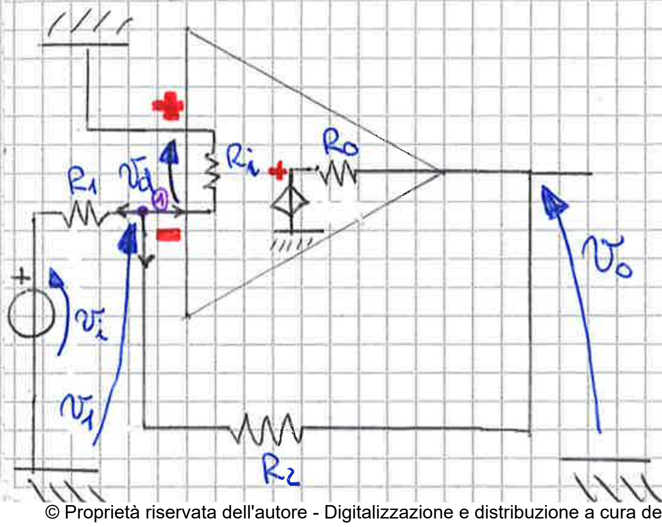
$$v_i = \frac{v_u}{A_d}$$

$A_d = 10^6$

La v_u dev'essere compresa tra i valori di v^- e v^+

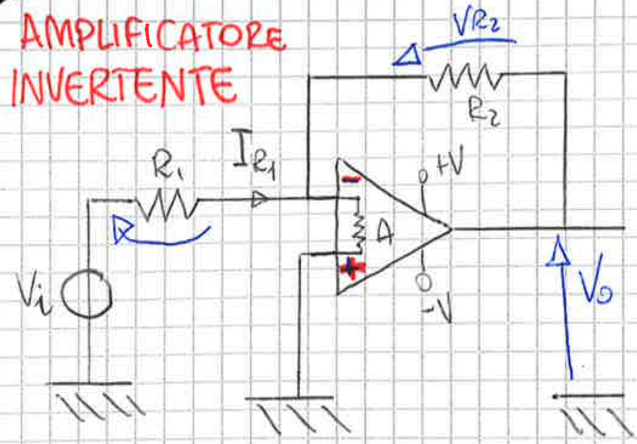


Se $A_d = 10^6$ e alimento v^+ con $+10$ o $+15$ e v^- con -10 o -15 => v_u NON PU[ò] SUPERARE $-15/+15$ o $-10/+$



$$\begin{cases} \dfrac{v_1 - v_i}{R_1} + \dfrac{v_1 - v_o}{R_2} + \dfrac{v_1}{R_1} = \phi \\ v_1 + v_d = \phi \quad \text{perché sono entramb[i] collegati a massa} \\ \dfrac{v_o - A_d v}{R_o} + \dfrac{v_o - v_1}{R_2} = 0 \end{cases}$$

AMPLIFICATORE INVERTENTE



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

L'amplificatore deve guadagnare tanto.

imposto dalle resistenze esterne, non da A

$$V_{R_2} = I_{R_1} R_2 = \frac{V_i}{R_1} R_2$$

$$V_o + V_{R_2} = 0$$

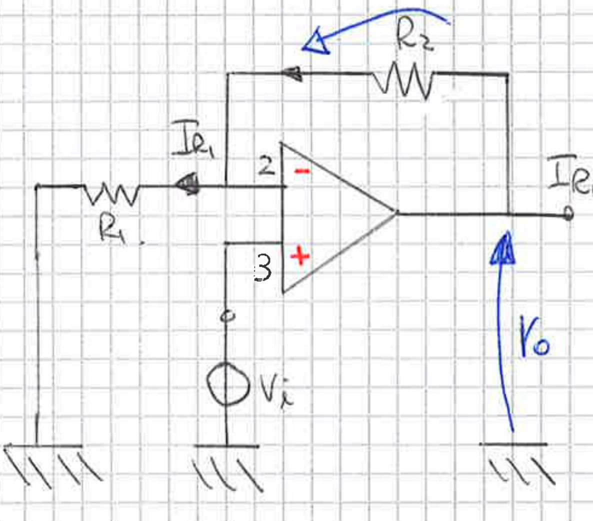
$$V_o = -V_{R_2} \rightarrow V_o = -\frac{V_i}{R_1} R_2$$

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

NON SI PUÒ FARE UN FEEDBACK COL +

↳ Se voglio fare un NON INVERTENTE devo CAMBIARE CIRCUITO

AMPLIFICATORE NON INVERTENTE



C'è un feedback negativo

$$I_{R_1} = \frac{V_i}{R_1} = I_{R_2}$$

$$V_{R_1} = -V_i$$

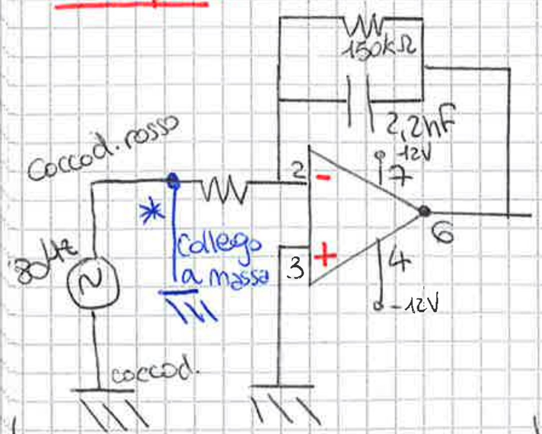
$$V_o + V_{R_2} + V_{R_1} = 0$$

$$V_o + (-I_{R_2}) R_2 + V_{R_1} = 0$$

$$V_o + \left(-\frac{V_i}{R_1}\right) R_2 - V_i = 0$$

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

esempio:



* dopo va tolto

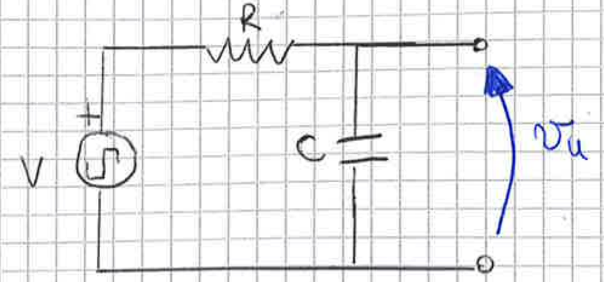
$$Z_2 = \frac{R_2}{R_2 SC + 1}$$

$$\text{f.z trasf.} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{(R_2 SC + 1) R_1} = -\frac{\cancel{R_2}}{R_1 \cancel{R_2} C} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{R_2 C}} =$$

$$p = -\frac{1}{R_2 C}$$

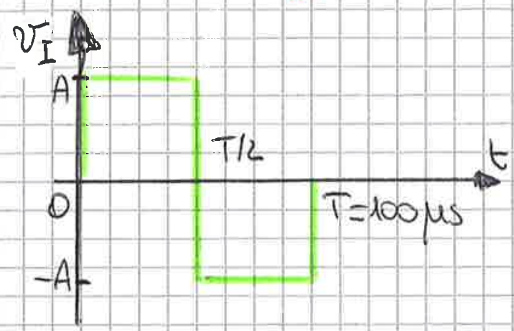
23 aprile 2015

RISPOSTA ONDA QUADRA



$$H(\omega) = \frac{1}{Rj\omega C + 1}$$

- Sviluppiamo il segnale di ingresso in serie di Fourier



$$v_I(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)\omega_0 t]$$

- Determiniamo i fasori di ingresso a partire dallo sviluppo

$$v_I(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)\omega_0 t]$$

Scriviamo $v_I(t)$ nel formato $A\cos(n\omega_0 t + \varphi)$ e il fasore risulta $Ae^{j\varphi}$

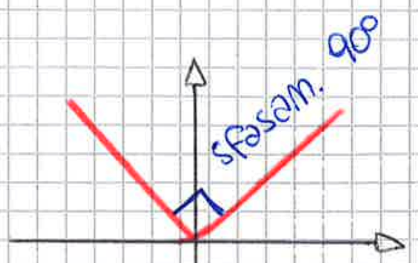
Siccome $\sin(x) = -\cos\left(x + \frac{\pi}{2}\right)$

abbiamo che i fasori sono:

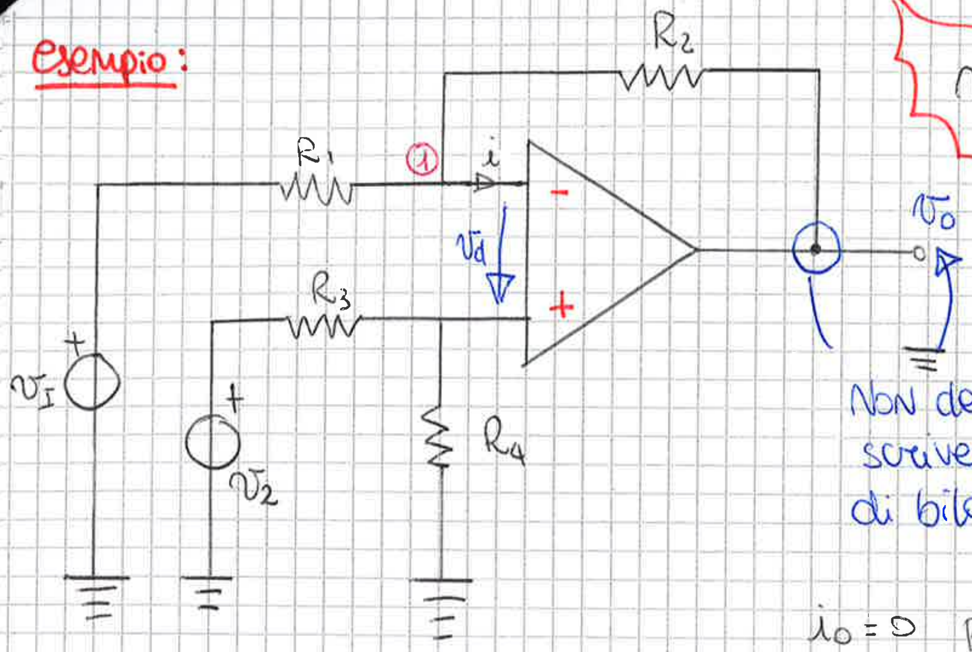
$$V_I[(2n-1)\omega_0 t] = -j\,\frac{4A}{\pi}\,\frac{1}{2n-1}$$

$A\cos(\omega t + \varphi)$ $\qquad$ $Ae^{j\varphi}$ FASORE

$A\sin(\omega t + \varphi)$



esempio:



$$v_0 = A(v_2 - v_1)$$
$$A = \frac{R_2}{R_1}$$

Non devo mai scrivere l'eq. di bilancio qui

$i_0 = 0$ per la RETROAZIONE

Scrivo l'eq. di bilancio in 1

$$\begin{cases} (1)\ \dfrac{v^+ - v_0}{R_2} + \dfrac{v^+ - v_1}{R_1} = 0 \\ (2)\ \dfrac{v^+}{R_4} + \dfrac{v^+ - v_2}{R_3} = 0 \end{cases}$$

2 equazioni, 3 incognite
ma so che $v^- = v^+$
quindi correggo l'eq. 1

$$v^+ = \frac{v_2}{R_3}\left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3}\right)^{-1} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_2$$

$$-\frac{v_0}{R_2} = \frac{v_1 - v^+}{R_1} - \frac{v^+}{R_2} \Rightarrow v_0 = R_2 \frac{v^+ - v_1}{R_1} + v^+$$

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\frac{R_4}{R_4 + R_3} v_2$$

li eguaglio => amplificatore

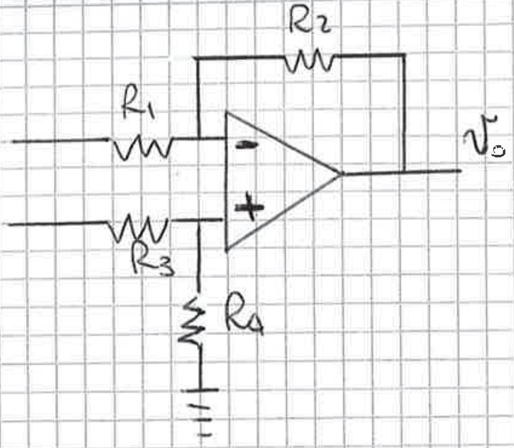
$$\frac{R_2}{R_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_4 + R_3} \Rightarrow (R_4 + R_3) R_2 = (R_1 + R_2) R_4$$

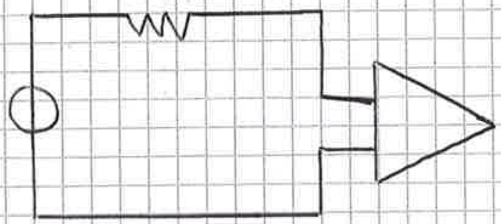
$$\Rightarrow R_3 R_2 = R_1 R_4 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

fattore di amplificazione → $v_0 = \dfrac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$

$$v_u = v_d \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_d = \frac{R_2}{R_1}$$





L'amplificatore NON assorbe corrente, NON VA A PERTURBARE (o comunque deve perturbare nel minor modo possibile)

$$v_u = -v_1 \frac{R_2}{R_1} + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_2$$

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

$$R_1 = R_1 + \Delta R$$

$$R_2 = R_2 + \Delta R$$

$$v_u = 0 + \alpha \Delta R$$

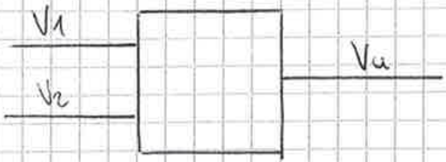
$$f(R_1, R_2, R_3, R_4) = \underbrace{f(R_1, R_2, R_3, R_4)_{\text{Nominali}}}_{0} + \frac{\partial f}{\partial R_1} \Delta R + \frac{\partial f}{\partial R_2} \Delta R + \frac{\partial f}{\partial R_3} \Delta R + \frac{\partial f}{\partial R_4} \Delta R$$

$$A = \frac{\partial f R_1}{\partial R_1} \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

fattore di errore relativo della resistenza si trasforma in errore assoluto

ampiezza $20 \log_{10}$

4 maggio 2015



$V_{u_c}\big|_{V_1=V_2}$

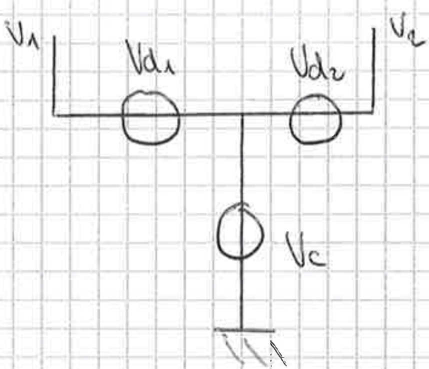
$V_{u_d}\big|_{V_1=-V_2}$

$A_c = \dfrac{V_u\big|_{V_1=V_2}}{V_1}$ guadagno quando $V_1=V_2$

GUADAGNO COMUNE

$A_d = \dfrac{V_u\big|_{V_1=-V_2}}{V_1}$ guadagno quando $V_1=-V_2$

GUADAGNO DIFFERENZIALE



$$\begin{cases} V_1 = V_c + \dfrac{V_d}{2} \\ V_2 = V_c - \dfrac{V_d}{2} \end{cases}$$

$V_c = \dfrac{V_1+V_2}{2}$ $\qquad V_d = V_1 - V_2$

$A_d = 20\ dB$
$CMRR = 60\ dB$
$V_1 = 1V$
$V_2 = 1{,}1V$

$$A_c V_c + A_d V_d = A_c \frac{V_1+V_2}{2} + A_d (V_1 - V_2)$$

$A_d = 20\ dB \rightarrow$ significa che lo amplifica di 10

$A_d = 10$

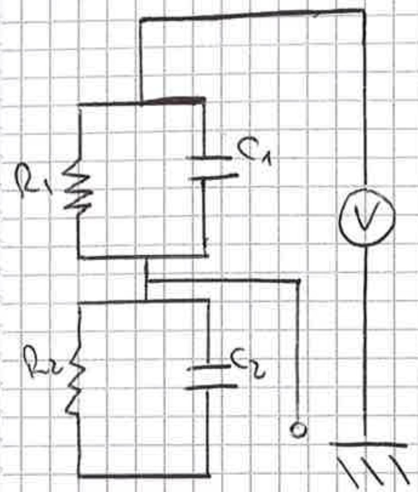
$\dfrac{A_d}{A_c} = 1000$

$$V_u = 10 \cdot 0{,}1 + 10^{-2} \cdot \frac{1+1{,}1}{2} = 1V + 1{,}05 \cdot 10^{-2}$$
$$= 1V + 10{,}5\ mV$$

SOVRAPP. DEGLI EFFETTI

$z_{1,2} = -a \pm jb$

$$(s+a+jb)(s+a-jb) = (s+a)^2 + b^2 = s^2 + \underbrace{2as}_{\frac{\omega_0}{Q}s} + \underbrace{a^2+b^2}_{\omega_0^2}$$

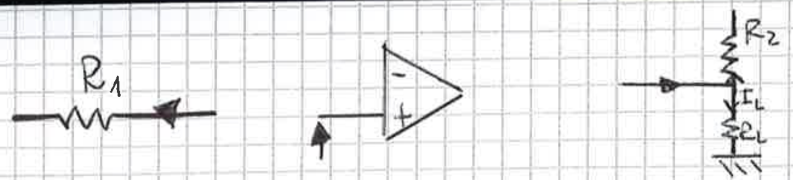


$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{\dfrac{R_2}{R_2 SC_2+1}}{\dfrac{R_2}{R_2SC_2+1}+\dfrac{R_1}{R_1SC_1+1}} =$$

$$= \frac{R_2\,(R_1SC_1+1)}{R_2\,(R_1SC_1+1)+R_1\,(R_2SC_2+1)} =$$

$$= \frac{R_2R_1C_1}{R_2R_1(C_1+C_2)}\;\frac{S+\dfrac{1}{R_1C_1}}{S+\dfrac{R_1+R_2}{R_1R_2(C_1+C_2)}}$$

$$\frac{R_2\,(R_1SC_1+1)}{R_2\,(R_1SC_1+1)+R_1(R_2SC_2+1)}$$



$$\frac{v^+ - v_{INP}}{R_1} + 0 + \frac{v^+ - v_u}{R_2} + \frac{v}{R_L} = 0$$

$$v^+ = v^- = \frac{v_u R_3}{R_3 + R_4}$$

$$\frac{v^-}{R_L} = \frac{v^+}{R_L}$$

$$\frac{v^- - v_{INP}}{R_1} + \frac{v^+ - \left(\frac{R_3+R_4}{R_3}\right) v^+}{R_2} + \frac{v^+}{R_L} = 0$$

$$\frac{v^\pm v_{INP}}{R_1} - \frac{v^+ R_4}{R_3 R_2} + \frac{v^+}{R_L} = 0$$

$$v^+ \left(\frac{1}{R_1} - \frac{R_4}{R_3 R_2} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{v_{INP}}{R_1}$$

$$v^+ = \frac{v_{INP}/R_1}{\frac{1}{R_1} - \frac{R_4}{R_3 R_2} + \frac{1}{R_2}}$$

$$I_L = \frac{v^+}{R_L} = \frac{v_{INP}/R_1}{\frac{1}{R_1} - \frac{R_4}{R_3 R_2} + \frac{1}{R_2}} \frac{1}{R_L} = \frac{\cancel{R_3 R_2}\, v_{INP}}{\cancel{R_3 R_2} R_L - \cancel{R_4 R_1} R_L + R_1 \cancel{R_3 R_2}}$$

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

$$I_L = \frac{v_{INP}}{R_1} \qquad v^+ = \frac{v_{INP}}{R_1} R_L$$

$$v_u = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{v_{INP}}{R_1} R \qquad V_u < V_{AL}$$

$$R_L < \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{R_1}{V_{INP}}\right) V_{AL} \qquad R_L < \frac{V_{AL}}{I_L} \frac{1}{2}$$

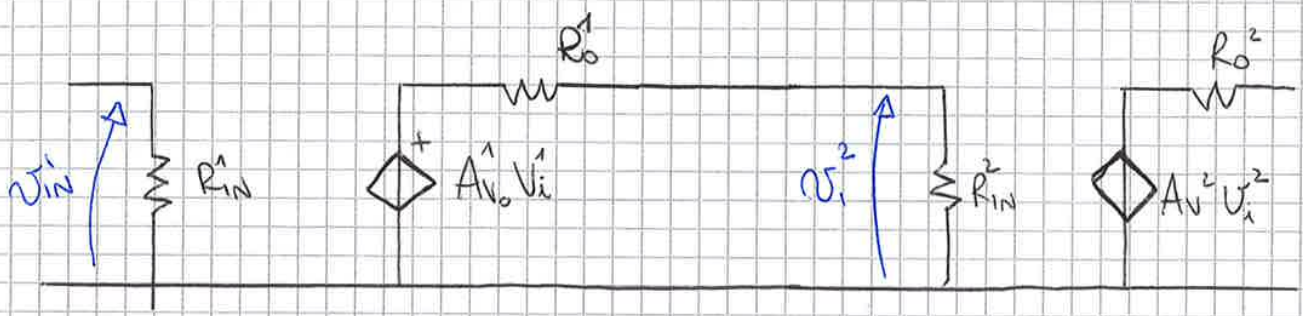
$$\left(\frac{R_1}{V_{INP}}\right) = I_L^{-1}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 160

$$\frac{v_u}{v_{IN}} \frac{v_x}{v_x} = \overbrace{\frac{v_u}{v_x}}^{\text{GUADAGNO I}} \overbrace{\frac{v_x}{v_{IN}}}^{\text{GUADAGNO II}}$$

Se a un amplificatore metto in cascata un altro amplificatore => MOLTIPLICO I GUADAGNI

Nella parte destra del circuito arrivano valori già amplificati



$$v_i^2 = A_V^1 v_i^1 \frac{R_{IN}^2}{R_{IN}^2 + R_o^1}$$

$$v_{u_o} = A_V^2 A_V^1 \frac{R_{IN}^2}{R_{IN}^2 + R_o^1} v_{IN}^1$$

Si moltiplicano quando la quantità di riduzione è 1

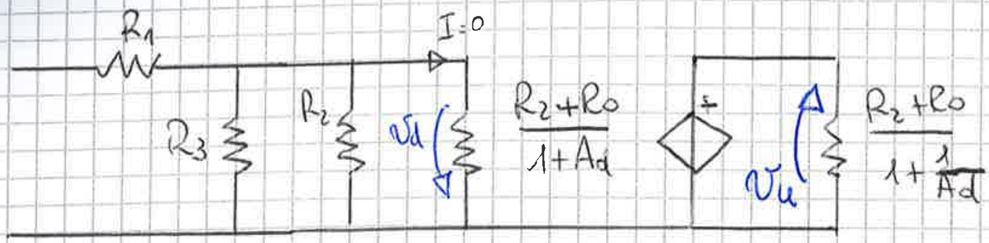
Il secondo pezzo mi dà un guadagno che vale

$$G_2 = \frac{R_u}{R_S} + 1$$ → guadagno in continua

Consideriamo il nodo ①:

$$\begin{cases} \frac{v_1 - v_{IN}}{R} + \frac{v_1 - v^+}{R} + (v_1 - v^+) sC = 0 \\ v^+ sC + \frac{v^+ - v_1}{R} = 0 \end{cases}$$

L'operazionale NON assorbe corrente né dal − né dal +



$A_d \to \infty$

$$v_{OUT} = v_u - \frac{(v_u + v_d)}{R_2+R_o} \cdot R_o$$

$$v_u = A_d v_d - A_d \frac{R_3 // R_i // \frac{R_2+R_o}{1+A_d}}{R_1 + R_3 // R_4 // \frac{R_2+R_o}{1+A_d}} =$$

$v_1 = -v_i$

$$= \frac{A_d \frac{R_2+R_o}{1+A_d}}{R_1 + \frac{R_2+R_o}{1+A_d}} v_1 = -A_d v_1 \frac{(R_2+R_o)}{R_1(1+A_d)+R_2+R_o} =$$

$$= -\frac{v_1 (R_2+R_o)}{R_1}$$

$$v_{OUT} = -\frac{v_1 (R_2+R_o)}{R_1} \left(1 - \frac{R_o}{R_2+R_o}\right)$$

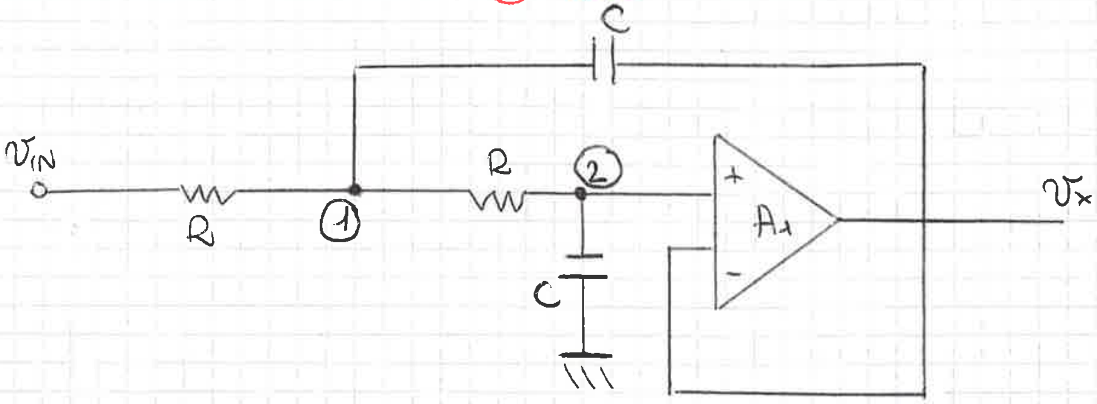
$$I_{R_o} = \frac{A_d v_d}{R_o}$$

La corrente di corto circuito è uguale a I_{R_o} perché l'altra è nulla.

$$\frac{v_o}{I_{cc}} = 0$$

8 Maggio 2015

... continuo esercizio (2) del 06/05



$R = 3{,}3\,k\Omega$
$R_3 = R_5 = R_7 = 1\,k\Omega$
$R_4 = R_6 = 10\,k\Omega$
$C = 1\,nF$

$$\frac{v_1 - v_{IN}}{R} + \frac{v_1 - v_x}{R} + (v_1 - v_x)\,SC = 0$$

$$\frac{v_x - v_1}{R} + v_x\,SC = 0$$

$$\begin{pmatrix} \frac{2}{R} + SC & -\frac{1}{R} - SC \\ -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} + SC \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_x \end{pmatrix} = \frac{v_{IN}}{R} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$v_x = \frac{-\frac{v_{IN}}{R}\left(-\frac{1}{R}\right)}{\left(\frac{2}{R} + SC\right)\left(\frac{1}{R} + SC\right) - \frac{1}{R}\left(\frac{1}{R} + SC\right)} =$$

← determinante matrice con $\begin{pmatrix} \frac{v_{IN}}{R} \\ 0 \end{pmatrix}$ al posto della 2ª colonna

← determinante matrice

$$= \frac{\frac{v_{IN}}{R^2}}{S^2C^2 + S\left(\frac{C}{2R} + C\cancel{\frac{1}{R}}\right) + \frac{\cancel{2}}{R^2} - \cancel{\frac{1}{R^2}} - \frac{S\cancel{C}}{R}}$$

La mia funzione di trasferimento sarà:

$$\frac{v_x}{v_{IN}} = \frac{1}{R^2} \cdot \frac{1}{S^2C^2 + \frac{2SC}{R} + \frac{1}{R^2}}$$

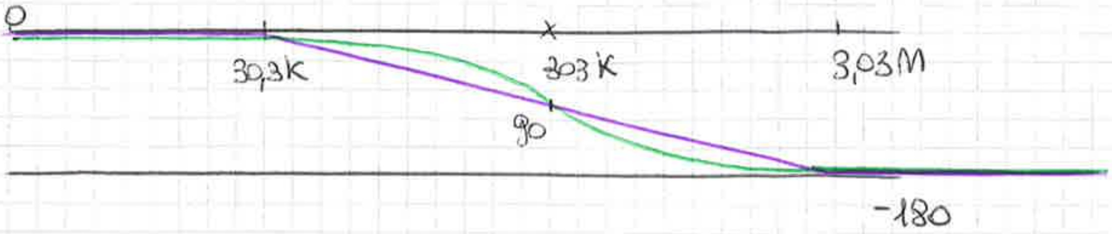
$$\frac{v_x}{v_{IN}} = \frac{1}{R^2} \frac{1}{\left(SC + \frac{1}{R}\right)^2} = \frac{1}{R^2C^2} \frac{1}{\left(S + \frac{1}{R}\right)^2}$$

ha un doppio polo

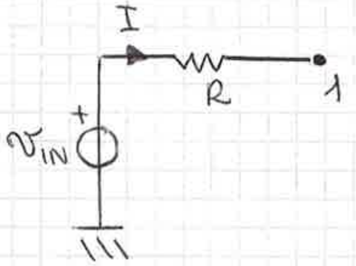
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 160

FASE

reale: $2 \operatorname{arctg} \omega RC$



$$R_{IN} = \frac{v_{IN}}{\frac{v_{IN} - v_1}{R}} = \frac{R}{1 - \frac{v_1}{v_{IN}}}$$



$$R_{IN} = \frac{v_{IN}}{I} \qquad I = \frac{v_{IN} - v_1}{R}$$

Ora devo fare il determinante della matrice con $\begin{pmatrix} \frac{v_{IN}}{R} \\ 0 \end{pmatrix}$ al posto della 1ª colonna

$$\frac{\frac{1}{R}\left(\frac{1}{R} + SC\right)}{S^2C^2 + \frac{2SC}{R} + \frac{1}{R^2}} = \frac{v_1}{v_{IN}}$$

$$\frac{R}{\frac{S^2C^2 + \frac{2SC}{R} + \frac{1}{R^2} - \frac{SC}{R}}{S^2C^2 + \frac{2SC}{R} + \frac{1}{R^2}}} = R\,\frac{S^2C^2 + \frac{2SC}{R} + \frac{1}{R^2}}{S^2C^2 + \frac{SC}{R}}$$

$$\frac{R\left(SC + \frac{1}{R}\right)^{\cancel{2}}}{SC\cancel{\left(SC + \frac{1}{R}\right)}} = \frac{R\left(S + \frac{1}{RC}\right)}{S}$$

In continua i condensatori sono CIRCUITI APERTI

MODO COMUNE

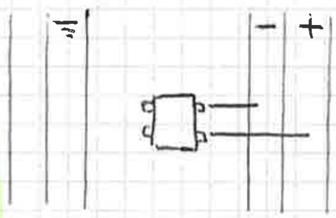
v_{IN1} e v_{IN2} in corto → collego a v_{e2}

L'inseguitore (OA 2) NON perturba
↳ collego a v_{e2} e NON al filo che entra nel + dell'OA2 perché vedrei i 50 Ω del generatore V_e che NON è ideale (in laboratorio)

Siccome dovrebbe guadagnare poco ≃ 0 dovrei scegliere una V_e molto grande

→ Nel modo differenziale, invece,
V_e piccolo (100 mV)
se metto 1V → $1-(-1)=2$
e moltiplicato per ~24 ⇒ 56 dB!

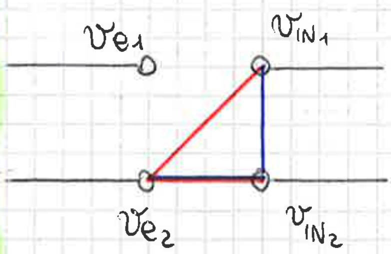
Siccome abbiamo 3 operazionali ⇒ 3 integrati



PL 081 1 operazionale all'interno
PL 082 2 operazionali all'interno

Fig. 4 circuito da ottenere

ATTENZIONE!
$V_d = 2V_e$



MODO COMUNE: 2 modi per collegare, lascio perdere v_{e1} che serve solo per quello DIFFERENZIALE

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

L'errore relativo è lo stesso, l'errore assoluto cambia da resistenza a resistenza

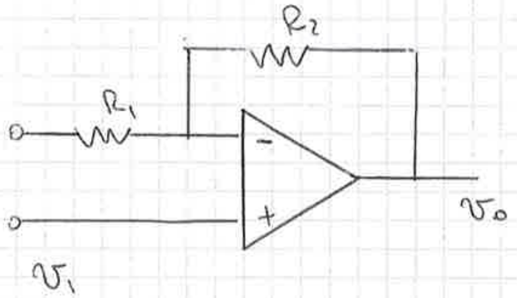
$$\Delta R_{31} = \underbrace{\frac{\Delta R}{R}}_{=0,05} R_{31} = 165\ \Omega$$

$$\Delta R_{41} = \frac{\Delta R}{R} R_{41} = 4,1\,k\Omega$$

$$\Delta A_c = \frac{A_d}{1+A_d}\left(2\Delta R_{31} + 2\Delta R_{41}\right)$$

Calcoliamo ora il CMRR

$$CMRR = \frac{A_d}{A_d} \; \frac{(1+A_d)}{2(\Delta R_{31}+\Delta R_{41})}$$



$$A_N = 1 + \frac{R_{2max}}{R_{max}}$$

$R_{1max} \rightarrow R_1\left(1+\frac{\Delta R}{R}\right)$

$R_{1min} \rightarrow R_1\left(1-\frac{\Delta R}{R}\right)$

$R_{2max} \rightarrow R_2\left(1+\frac{\Delta R}{R}\right)$

$R_{2min} \rightarrow R_2\left(1-\frac{\Delta R}{R}\right)$

$A_{max}\left(R_{2max}, R_{1min}\right)$

$A_{min}\left(R_{2min}, R_{2max}\right)$

$$\frac{\partial A}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{A} = \frac{1}{R_1} \frac{R_2}{1+\frac{R_2}{R_1}} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

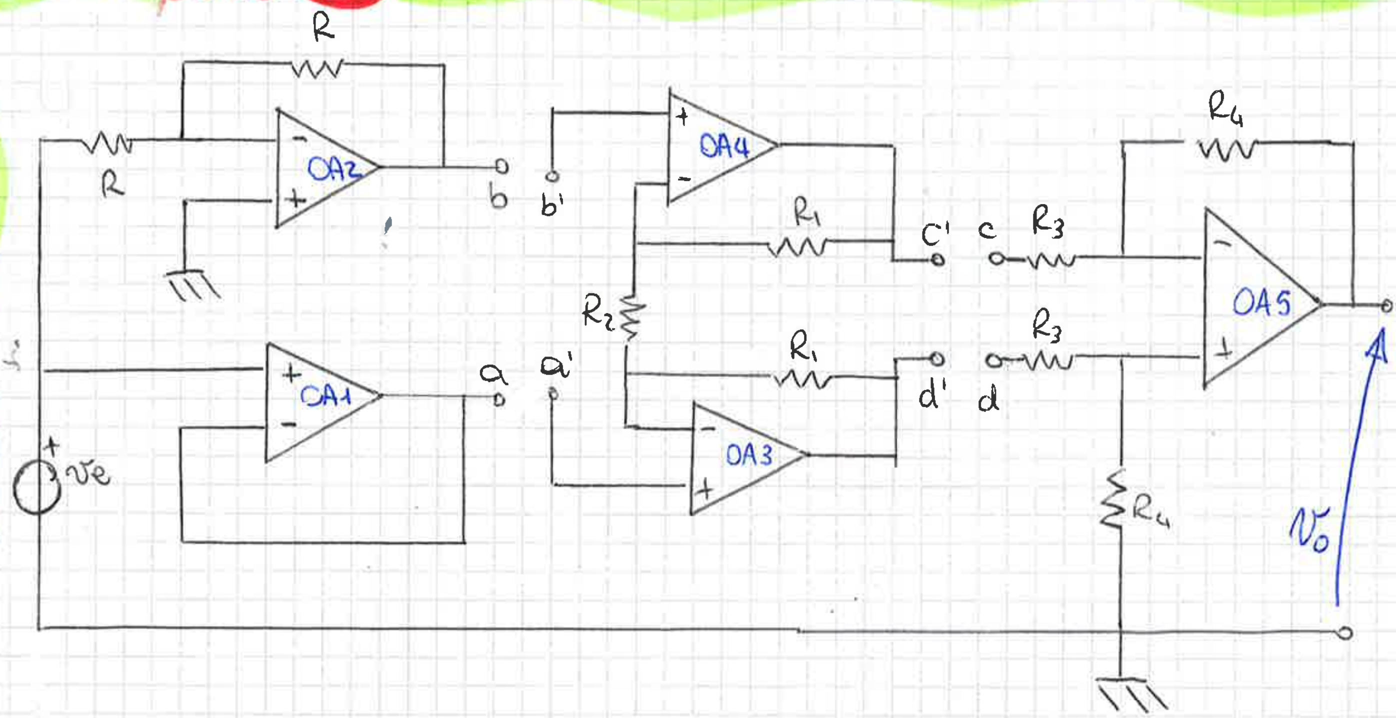
$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{2R_2}{R_1+R_2} \frac{\Delta R}{R} = \frac{2 \cdot 10}{11} \frac{\Delta R}{R} = 0{,}018$$

$\frac{\Delta R}{R} = 0{,}1$

dividido per R_1 sopra e sotto

$$\frac{2\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_2}{R_1}} = 2\frac{(A-1)}{A}$$

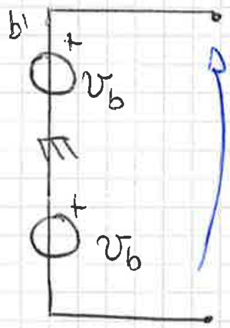
LAB 4



$R = 10\,k\Omega$ $\quad R_1 = 4{,}7\,k\Omega$ $\quad R_2 = 1\,k\Omega$ $\quad R_3 = 3{,}3\,k\Omega$ $\quad R_4 = 15\,k\Omega$

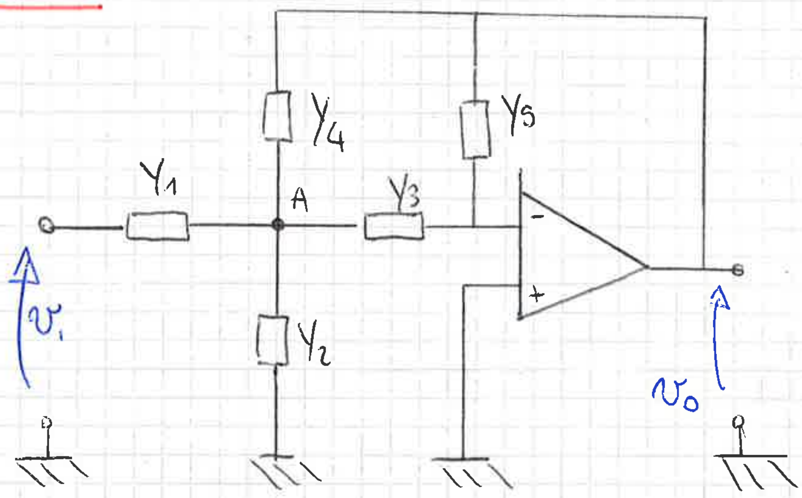
$$\frac{v_c'}{v_b'} = \left(1+\frac{R_1}{\frac{R_2}{2}}\right)$$

$$\frac{v_c' - v_d'}{v_b'} = 2\left(1+\frac{R_1}{\frac{R_2}{2}}\right)$$



$$\frac{v_c' - v_d'}{2v_b'} = 1+\frac{R_1}{R_2}\cdot 2$$

Esercizio



$$(v_A - v_I)Y_1 + (v_A - v_o)Y_4 + (v_A - 0)Y_3 + (v_A - 0)Y_2 = 0$$

$$(0 - v_A)Y_3 + (0 - v_o)Y_5 = 0$$

$$-v_A Y_3 - v_o Y_5 = 0$$

$$v_A = -\frac{v_o Y_5}{Y_3}$$

$$-\frac{v_o Y_5}{Y_3}(Y_1 + Y_3 + Y_2 + Y_4) - v_o Y_4 = v_1 Y_1$$

$$-\frac{v_o}{Y_3}\left[Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4\right] = v_1 Y_1$$

$$\frac{v_o}{v_1} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

PASSA BASSO

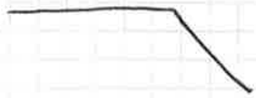
guadagno

$$\frac{A\omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2}$$

21 maggio 2015

LAB 6

Diagramma di Bode si comporta come un FILTRO poi inizia a scendere.

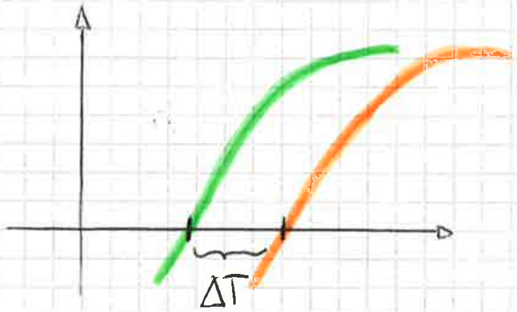


Deve prendere l'ingresso e portarlo in uscita così com'è

D. DI BODE

rapporto di trasferimento → $\dfrac{\text{uscita}}{\text{ingresso}}$

Posso misurare col multimetro in AC uscita e ingresso e poi fare il rapporto



$\Delta T : \underbrace{x}_{\text{fase cercata}} = T \cdot 360$

lo misuro con l'oscilloscopio

$$x = \frac{\Delta T \cdot 360}{T} = \Delta T \cdot 360 \cdot f$$

LAB 5

Questo filtro è un "IMBUTO" e dev'essere centrato a 50 Hz

Gen. segnali → 50 Hz

Devo avere un'ampiezza minima di uscita

3° → l'uscita va collegata al passa basso
2° → l'uscita dell'amplificatore per strumentazione va collegata a quello che taglia i 50 Hz
1° → l'uscita va collegata a $\overset{+}{\Phi}$ve

Per essere un PASSA BASSO

$$A \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2}$$

Q fattore di merito

Y_1, Y_3, Y_4 → resistenze

Y_2, Y_5 → condensatori

Per essere un PASSA ALTO

$$A \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

Y_1, Y_3 → condensatori

Y_2, Y_4, Y_5 → resistenze

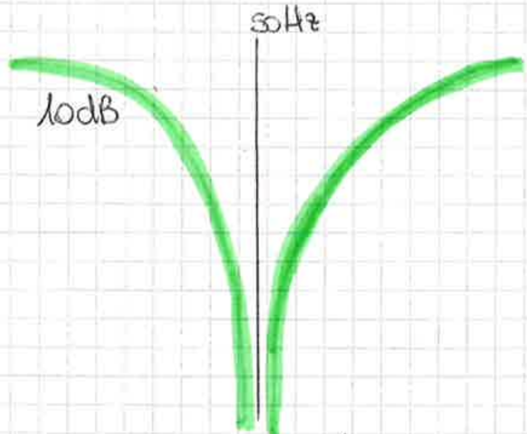
Per essere un PASSA BANDA

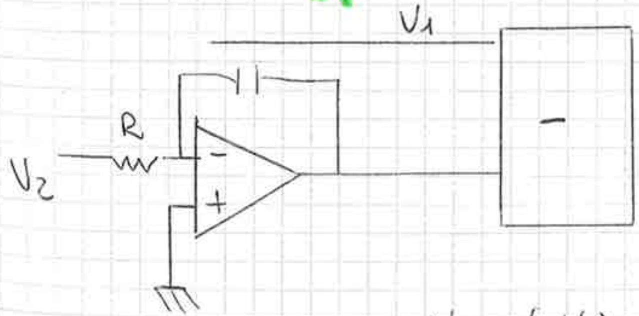
Y_2, Y_1, Y_5 → resistenze

Y_3, Y_4 → condensatore

Esercizio 3 pag 101

Rigetta banda → fa passare tutto e ad una certa frequenza stoppa la banda





$V_1 - (-V_2)$

Il 3° nodo "non parla" con V_{OA1}

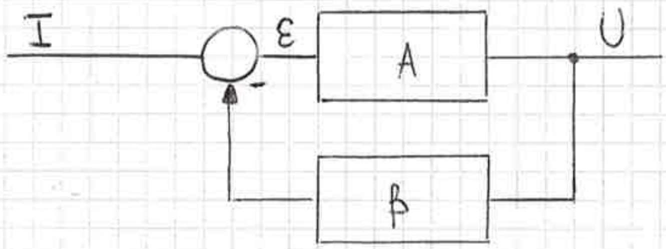
termine noto

Incognita: la 3ª => Vado a mettere V_e nella 3ª colonna CRAMER

$$\begin{pmatrix} pC_2 & 0 & \frac{1}{R_2} \\ \frac{1}{R_3} & \frac{1}{R_1}+pC_1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_7} & \frac{1}{R_8} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{OA1} \\ V_{OA2} \\ V_u \end{pmatrix} = -V_e \begin{pmatrix} 1/R_5 \\ 1/R_4 \\ 1/R_6 \end{pmatrix}$$

Il picco-picco di uscita è uguale al picco-picco di ingresso, ma la fase sarà diversa

TRASDUTTORE pag. 37 dispense!



$U = \varepsilon A$ $\qquad\qquad \varepsilon = I - U\beta$

errore

$\boxed{A \cdot \beta}$ guadagno dell'anello $\qquad (A\beta \gg 1)$

il guadagno viene fissato solo dal trasduttore β

$$A_f = \frac{U}{I} = \frac{A}{1+A\beta} \qquad\qquad U = (I - U\beta)A$$

$$A\beta + 1 \simeq A\beta$$

$$\frac{U}{I} \simeq \frac{1}{\beta} \qquad\qquad \varepsilon = \frac{U}{A} \qquad\qquad \frac{\varepsilon}{I} = \frac{1}{1+A\beta}$$

Esempio Amplificatore con $f_P = 5\,Hz$ e $A_0 = 110\,dB$

$$A = \frac{10^{\frac{110dB}{20dB}}}{1+j\frac{f}{5Hz}} = \frac{3{,}2\cdot 10^5}{1+j\frac{f}{5Hz}}$$

$$\frac{A}{1+A\beta} = \frac{\frac{A_0}{1+S}}{1+\beta\frac{A_0}{1+S\tau}} = \frac{A_0}{1+S\tau+\beta A_0} = \frac{\frac{A_0}{1+A_0\beta}}{1+S\frac{\tau}{1+A_0\beta}}$$

$A\cdot\beta = 1$ INSTABILITÀ

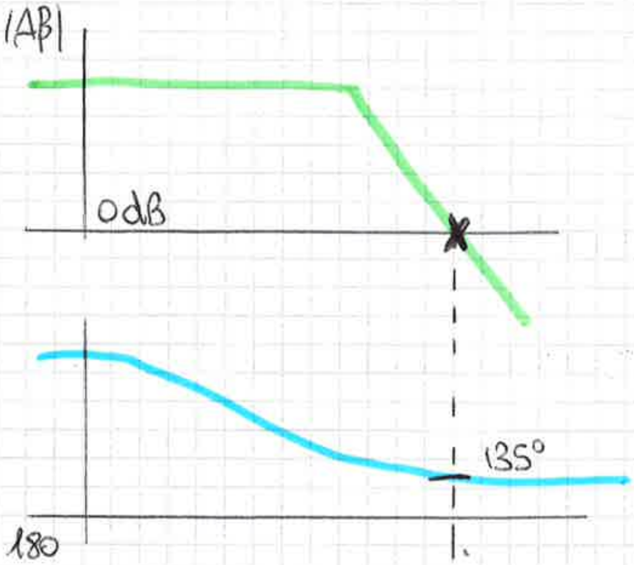
$A\cdot\beta > 1$ quasi sempre INSTABILITÀ

MARGINE DI GUADAGNO (GM) → valore di $|A\beta|$ in dB alla frequenza per la quale la fase φ vale $-180°$

$GM < 0$ → indica il valore in dB di cui potrebbe aumentare $|A\beta|$ senza avere delle oscillazioni

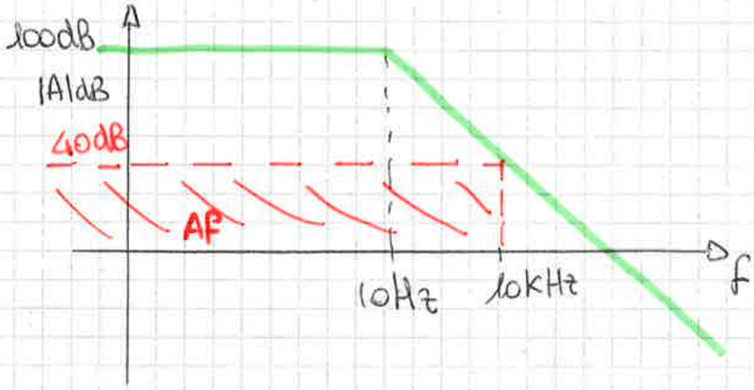
$GM \geq 0$ → il SISTEMA AD ANELLO CHIUSO è STABILE

MARGINE DI FASE (φ_M) → $180°$ meno la fase di $A\beta$ alla frequenza corrispondente alla quale $A\beta = 1$, ovvero $|A\beta|_{dB} = 0$



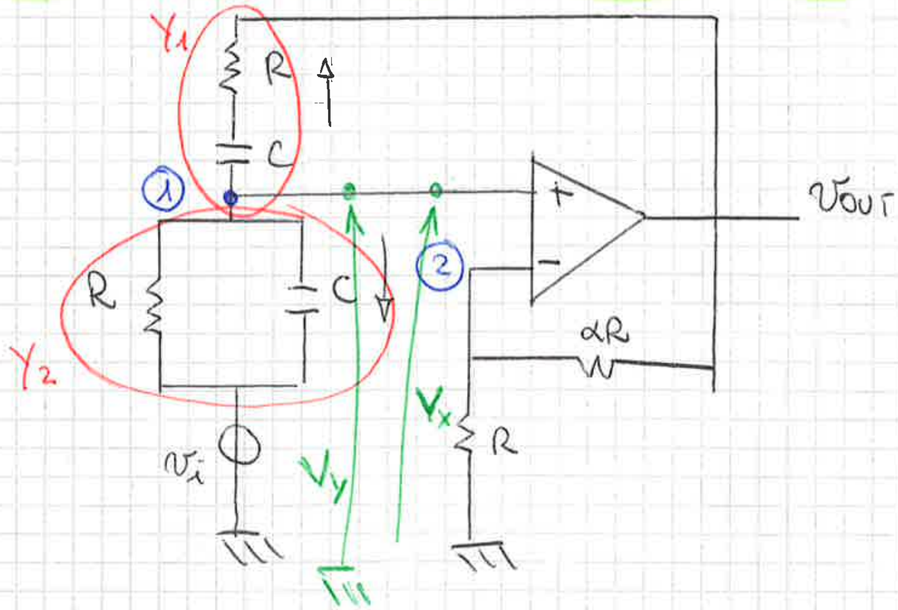
180 - 135
Margine di fase

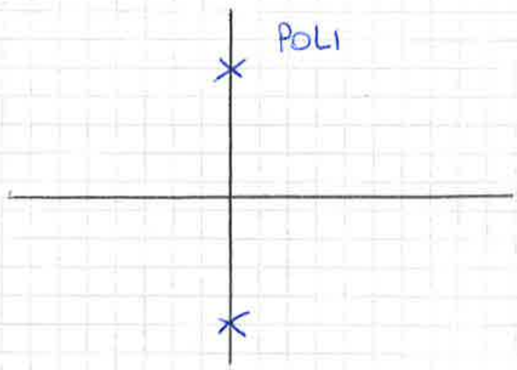
Prodotto banda guadagno → sempre uguale, anche senza reazione
↳ perché cambi, devo usare un operazionale diverso



Esercizio

$\frac{v_{OUT}}{v_i} = ?$





se $\alpha < 2 \rightarrow 2$ poli complessi coniugati sul piano sinistro

se $\alpha > 2 \rightarrow$ poli a destra

Oscillatore con frequenza $\omega = \frac{1}{RC}$

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

$$\frac{V_y}{V_x} = (1+\alpha)\frac{\frac{SC}{RSC+1}}{\frac{SC}{RSC+1} + \frac{RSC+1}{R}} = (1+\alpha)\frac{RSC}{RSC + (RSC+1)^2} =$$

$$= \frac{(1+\alpha)RSC}{3RSC + \cancel{1 + S^2C^2R^2}} = \frac{1+\alpha}{3}$$

$$S^2C^2R^2 = -1$$

Tutti gli oscillatori iniziano con guadagno >1

Esercizio