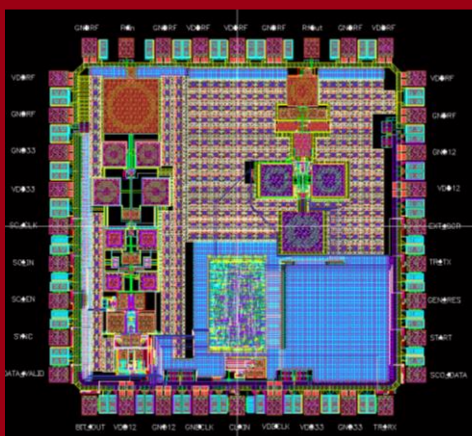
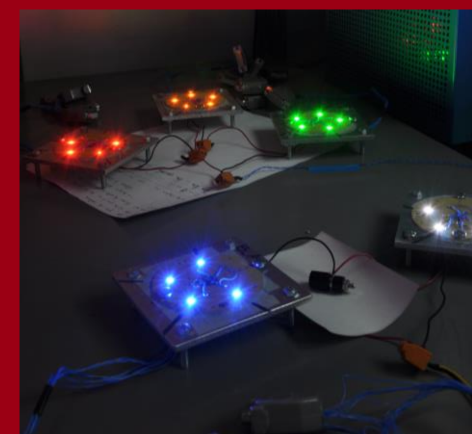
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA



Fondamenti di Elettronica

07
Risposta in frequenza degli amplificatori

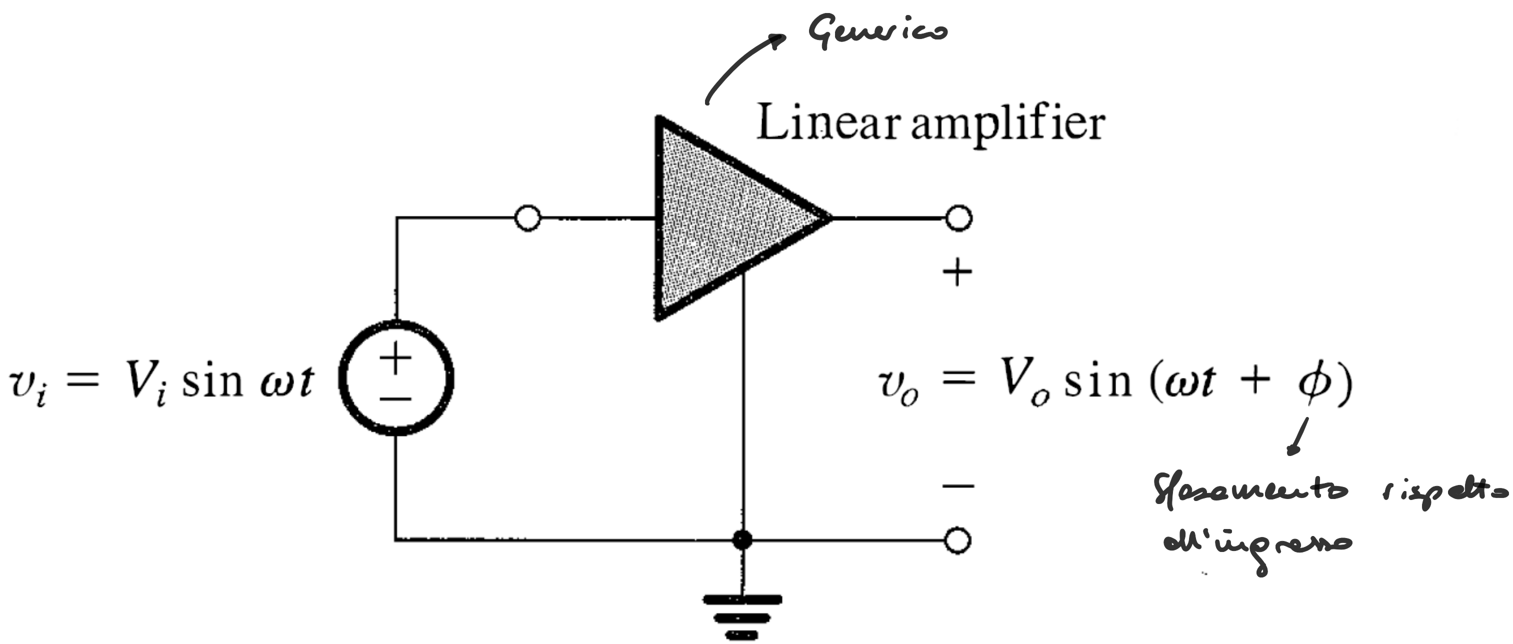


Enrico Zanoni

enrico.zanoni@unipd.it


584153

Risposta in frequenza degli amplificatori lineari

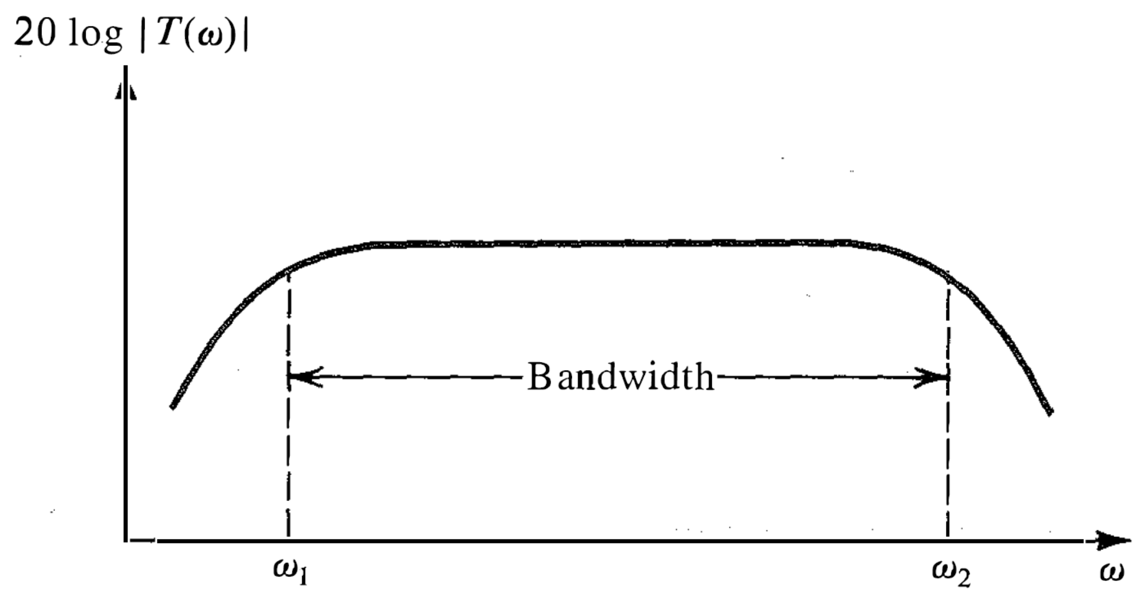


immaginiamo di utilizzare un segnale sinusoidale per «provare» il nostro amplficatore e di esplorare diversi valori di pulsazione ω [rad/s]:
in generale, il guadagno dell’amplificatore dipenderà dalla frequenza, e il segnale di uscita non sarà in fase con il segnale di ingresso

Il guadagno sarà caratterizzato da ampiezza $\frac{V_O}{V_i}$ e fase Φ

Risposta in frequenza dell’amplificatore e distorsione

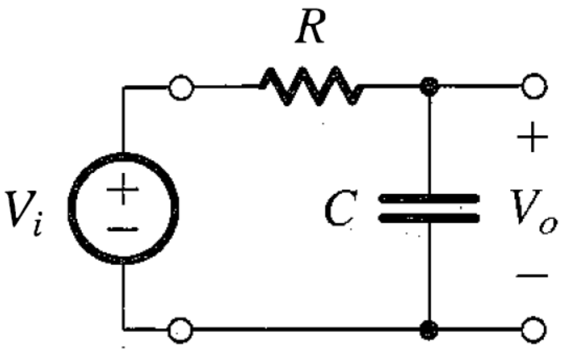
Se l’amplificatore è lineare, ad un segnale sinusoidale applicato all’ingresso corrisponde un segnale sinusoidale con la stessa pulsazione in uscita



- al variare della pulsazione misuro la «larghezza di banda» dell’amplificatore = come varia il guadagno (e la sua fase)

- se il segnale non è sinusoidale ma ha più «componenti» in frequenza, una larghezza di banda limitata introduce distorsione (le diverse componenti vengono amplificate in modo diverso e il segnale di uscita cambia e non rappresenta più fedelmente il segnale di ingresso

Circuito RC passa-basso



(a)

Rete passa-basso

lascia passare frequenze basse ma attenua frequenze alte

$V_o = v_C(t)$ = tensione ai capi del condensatore

$V_o = V_i - iR$;

$Q = CV \rightarrow$ $i = dQ/dt = C^*dV_o/dt$

supponiamo $V_i\,(t) = V_I \sin(\omega t)$; quindi

$V_I \sin(\omega t) = RC(dv_C(t)/dt) + v_c(t)$;

$$\frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{\tau} v_C(t) = \frac{V_I \sin(\omega t)}{\tau}$$ con τ=RC, costante di tempo

$$v_C(t) = v_C(0)e^{-\frac{t}{\tau}} + K\sin(\omega t + \theta)$$

soluzione generale

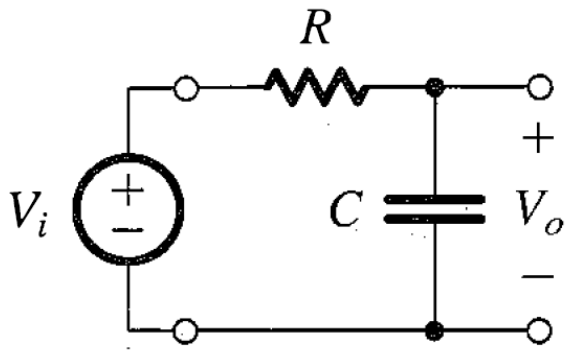
Circuito RC con la funzione di trasferimento (trasformata di Laplace)

$$\frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{\tau} v_C(t) = \frac{V_I \sin(\omega t)}{\tau}$$ con τ=RC, costante di tempo

se si applica la trasformata di Laplace a questa equazione differenziale, si ottiene un'equazione algebrica.

Più direttamente si può trasformare R → R e C → 1/sC

Rete passa-basso



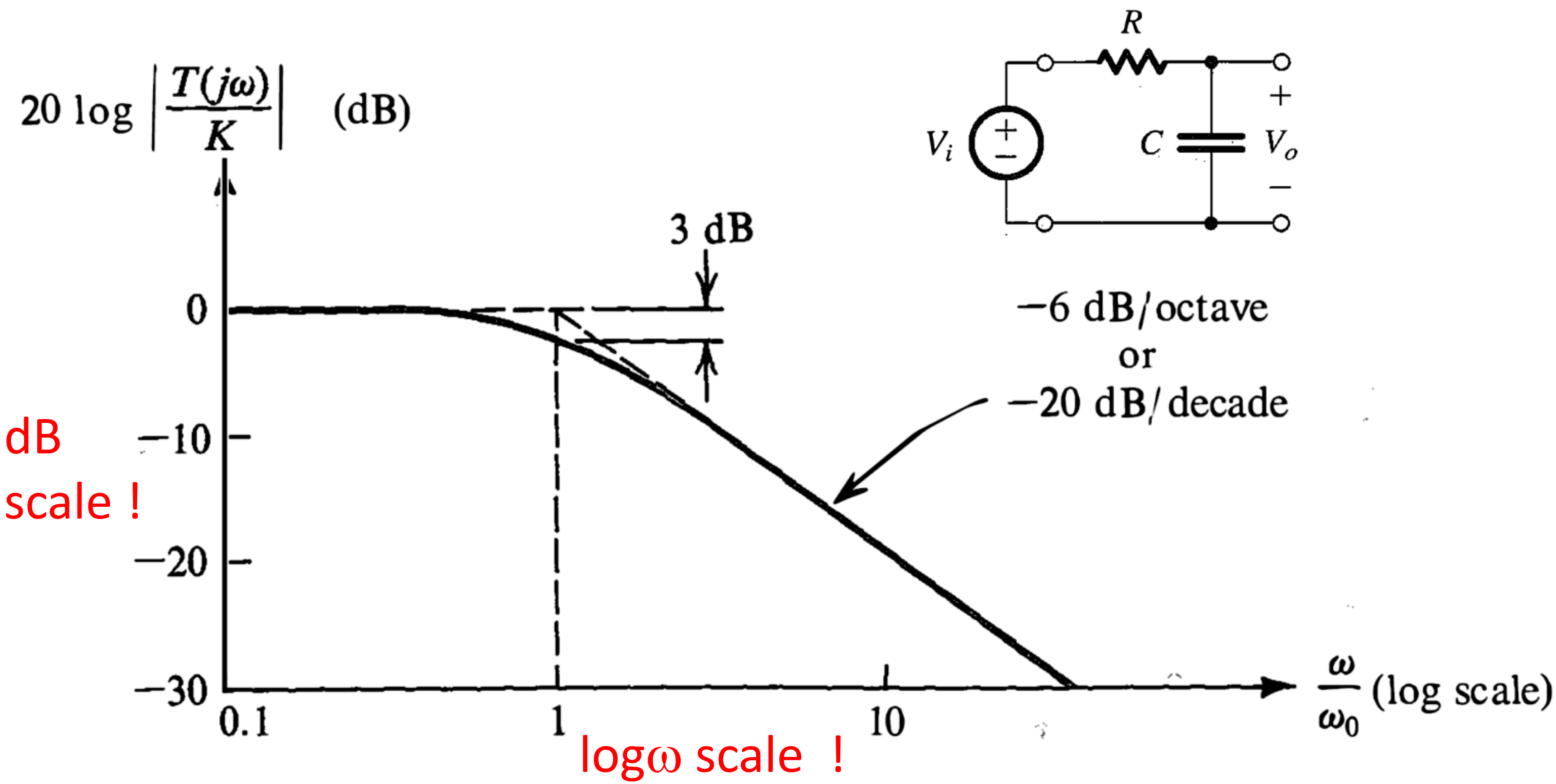
Si risolve il circuito come un partitore di tensione:

$$V_o(t) = v_C(t) = V_i(t)\frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = V_i(t)\frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}}$$

La funzione di trasferimento $H(s) = V_o(s)/v_i(s)$

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{v_i(s)} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{\frac{1}{\tau}}{s + \frac{1}{\tau}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_o}}$$

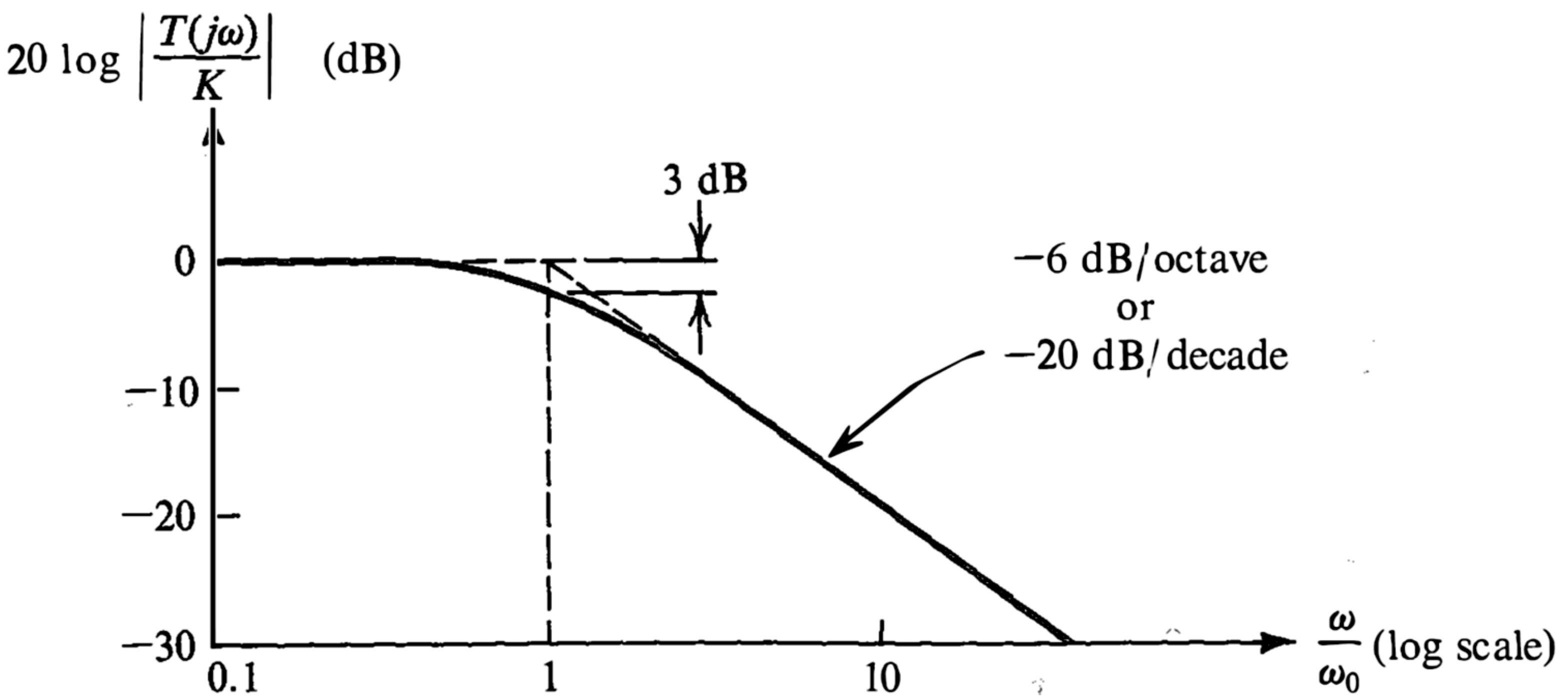
Diagramma di Bode del circuito passa-basso del 1mo ordine



$$\frac{V_2}{V_1} = 2 \;\Rightarrow 6\ dB\ ogni\ 6dB\ la\ tensione\ raddoppia\ ;\ \frac{V_2}{V_1} = \sqrt{2} \;\Rightarrow 3\ dB$$

$$\frac{V_2}{V_1} = 10 \;\Rightarrow 20\ dB\ ogni\ 20\ dB\ la\ tensione\ decuplica$$

perchè 20 dB/decade ?



$$H(s) = \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_o}};$$

$$|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}} \approx \frac{\omega_o}{\omega}$$

quindi ogni volta che ω cresce di una decade, $|H(s)|$ cala di $20\log_{10}10 = 20$ dB

Per $\omega = \omega_0$ $|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow$ *-3dB*

Circuiti passa basso (LP, sinistra) e passa alto (HP, destra)

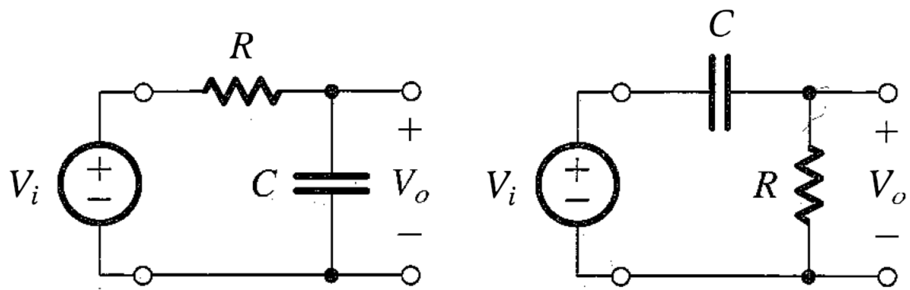


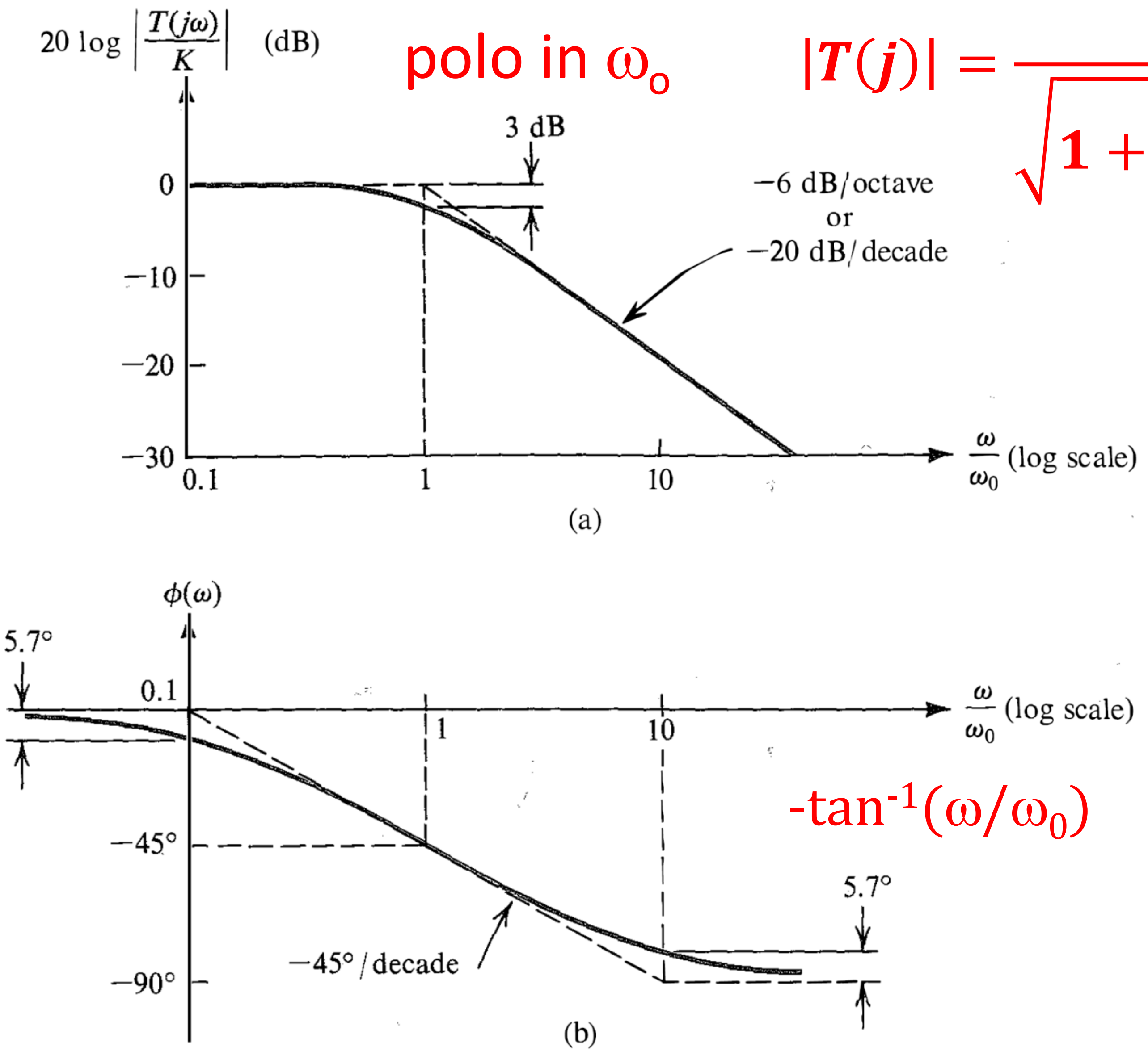
TABLE 1.2 Frequency Response of STC Networks

	Low-Pass (LP)	High-Pass (HP)
Transfer Function $T(s)$	$\dfrac{K}{1+(s/\omega_0)}$	$\dfrac{Ks}{s+\omega_0}$
Transfer Function (for physical frequencies) $T(j\omega)$	$\dfrac{K}{1+j(\omega/\omega_0)}$	$\dfrac{K}{1-j(\omega_0/\omega)}$
Magnitude Response $\lvert T(j\omega)\rvert$	$\dfrac{\lvert K\rvert}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}$	$\dfrac{\lvert K\rvert}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega)^2}}$
Phase Response $\angle T(j\omega)$	$-\tan^{-1}(\omega/\omega_0)$	$\tan^{-1}(\omega_0/\omega)$
Transmission at $\omega=0$ (dc)	K	0
Transmission at $\omega=\infty$	0	K
3-dB Frequency	$\omega_0 = 1/\tau;\ \tau \equiv$ time constant $\tau = CR$ or L/R	

Diagramma di Bode ampiezza e fase – circuito passa basso

polo in ω_o

$$|T(j)| = \frac{|K|}{\sqrt{1+\left(\omega/\omega_0\right)^2}} \approx |K|\frac{\omega_0}{\omega}$$



$-\tan^{-1}(\omega/\omega_0)$

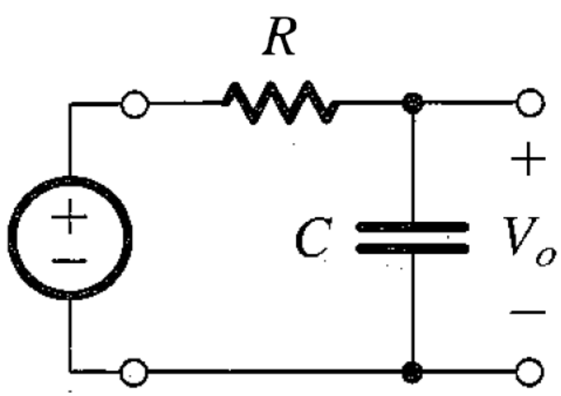
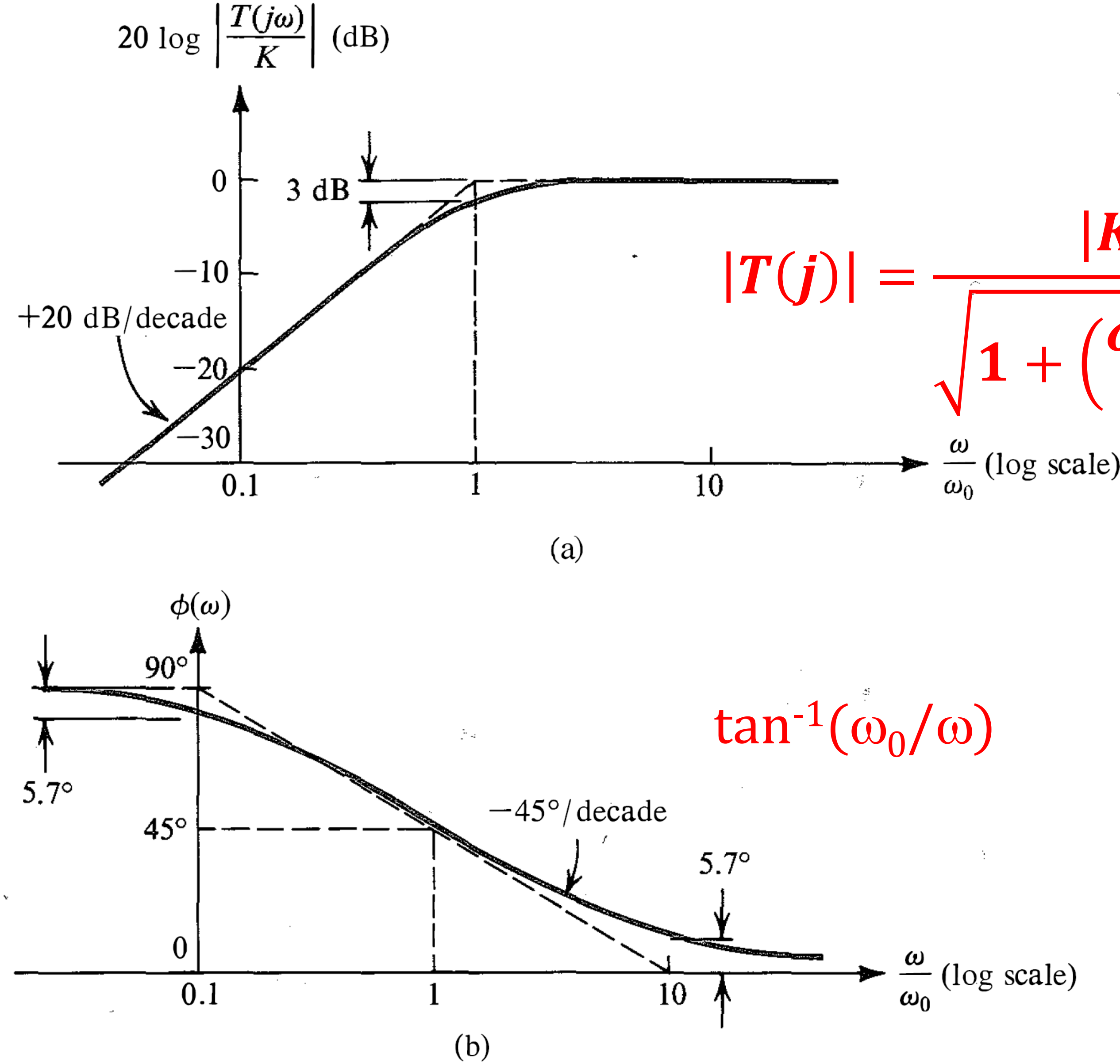
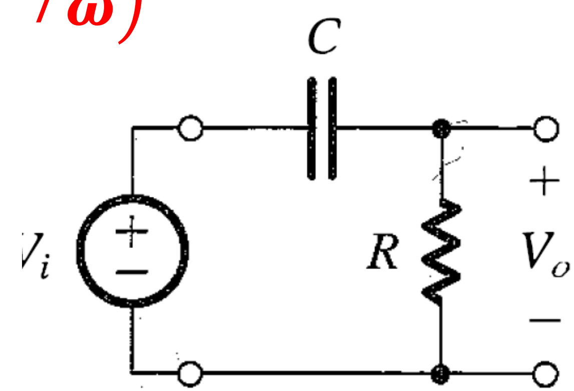


FIGURE D.6 (**a**) Magnitude and (**b**) phase response of STC circuits of the low-pass type.

Diagramma di Bode ampiezza e fase – circuito passa alto



$$|T(j)| = \frac{|K|}{\sqrt{1+\left({}^{\omega_0}/_{\omega}\right)^2}} \approx |K|\frac{\omega}{\omega_0}$$



$\tan^{-1}(\omega_0/\omega)$

FIGURE D.8 **(a)** Magnitude and **(b)** phase response of STC circuits of the high-pass type.

Funzioni di trasferimento notevoli

$T(s) = s$

$s = j\omega$

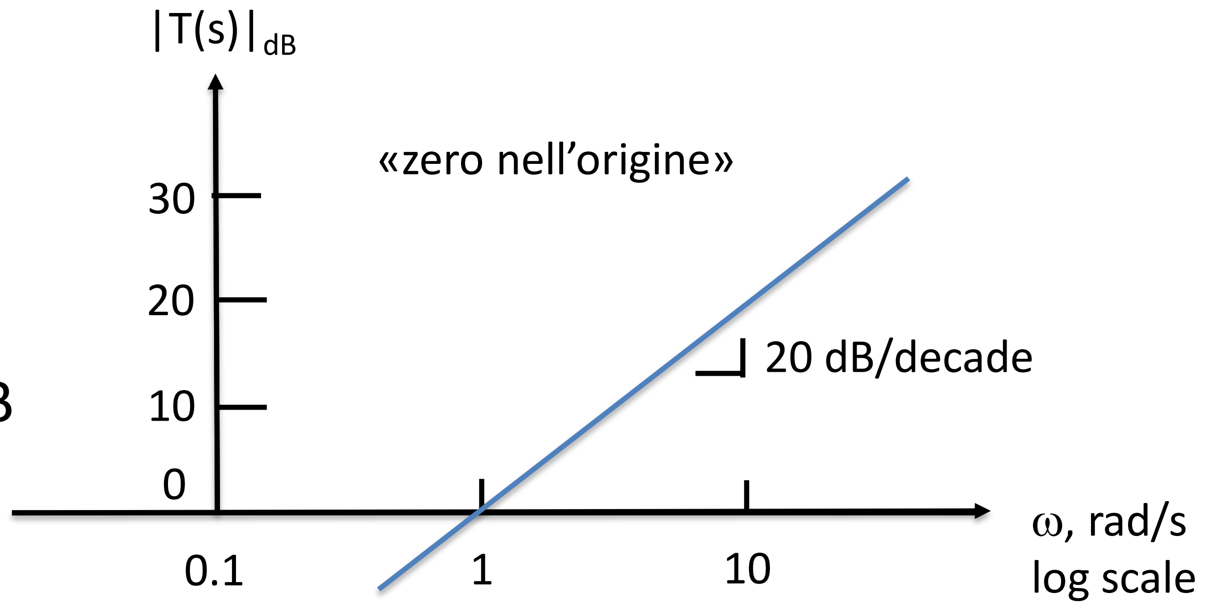
quando $\omega = 1$

$20\log_{10}(1)= 0dB$

per $\omega = 10$

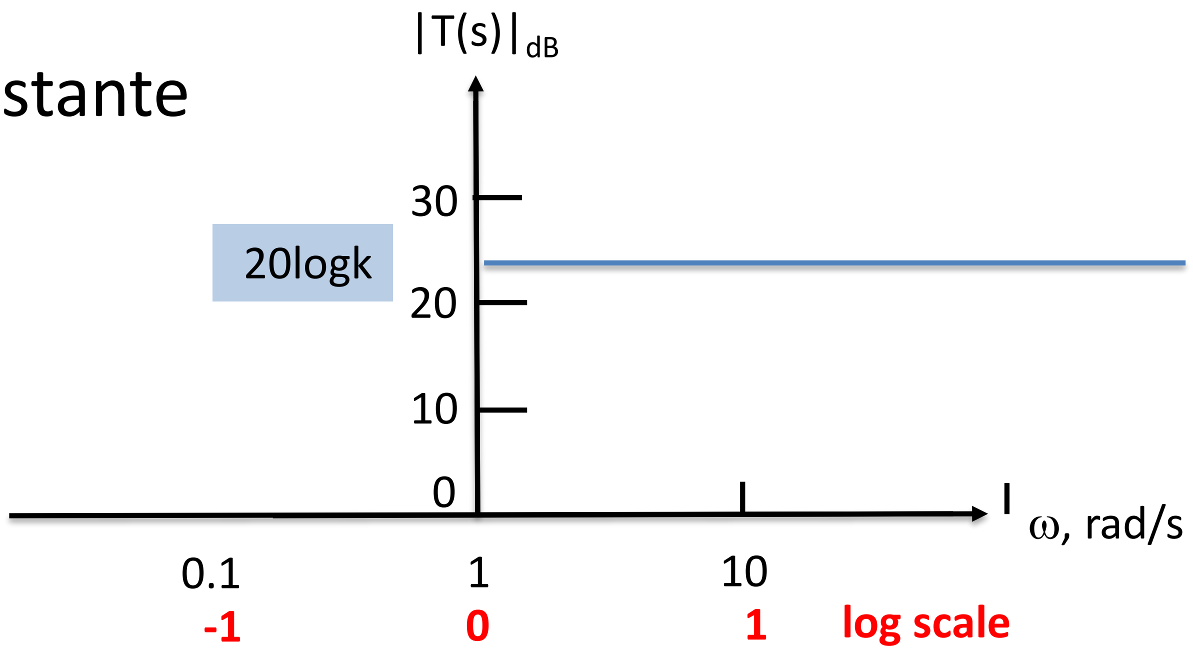
$20\log_{10}(10)= 20dB$

La pendenza è
20 dB/decade



Funzioni di trasferimento notevoli

$T(s) = k$, costante



Funzioni di trasferimento notevoli

$T(s) = s$

$s = j\omega$

quando $\omega = 1$

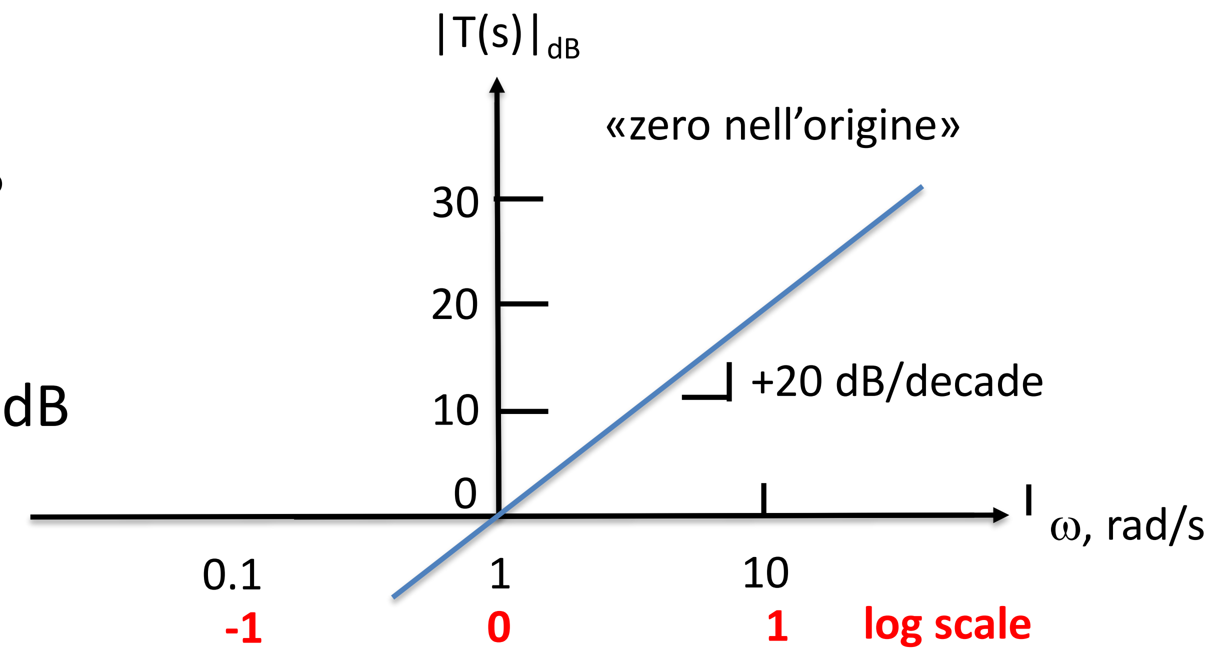
$20\log_{10}(1) = 0\text{dB}$

per $\omega = 10$

$20\log_{10}(10) = 20\text{dB}$

La pendenza è

20 dB/decade



Funzioni di trasferimento notevoli

$T(s) = 1/s$

$s = j\omega$

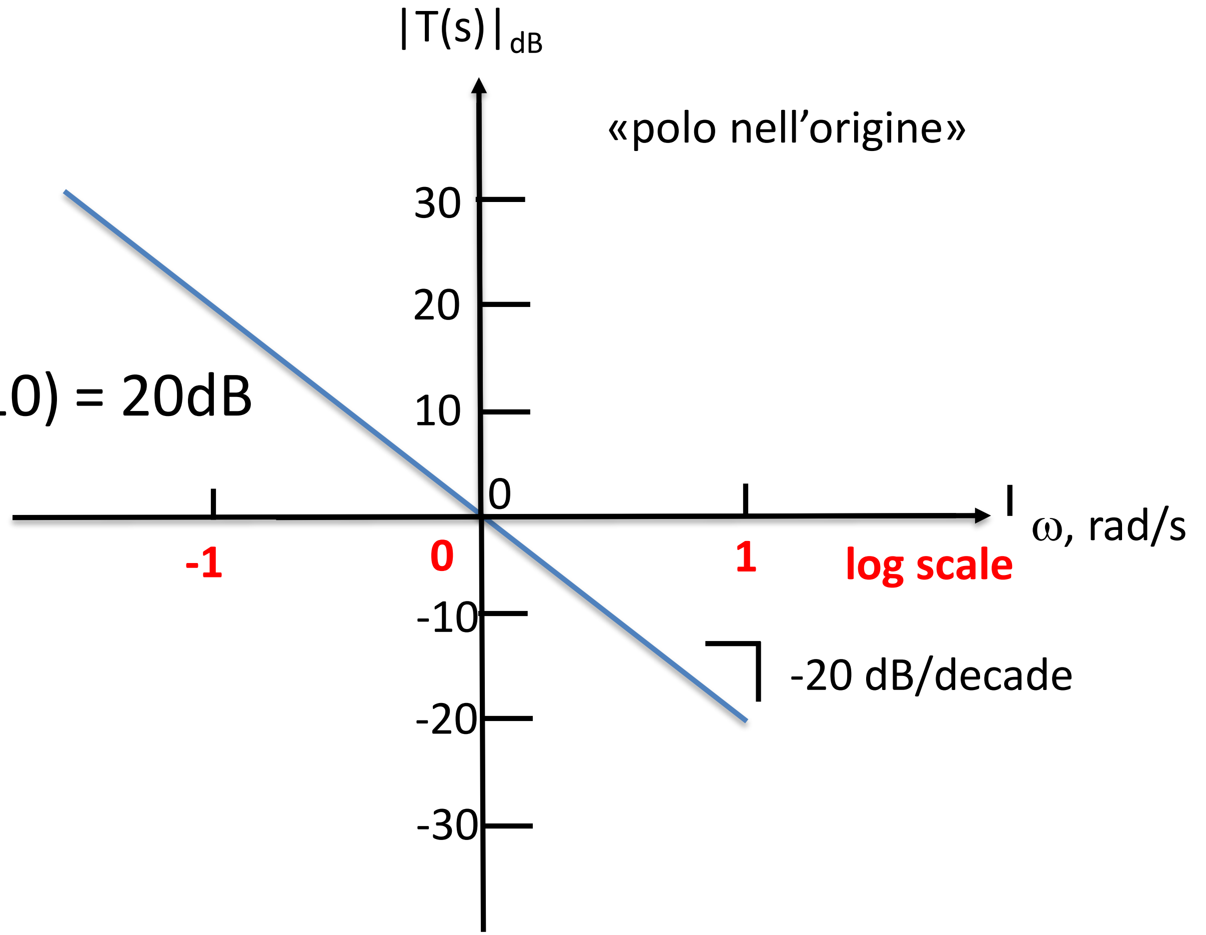
per $\omega = 0.1$

$20\log_{10}(1/0.1)=20\log_{10}(10) = 20\text{dB}$

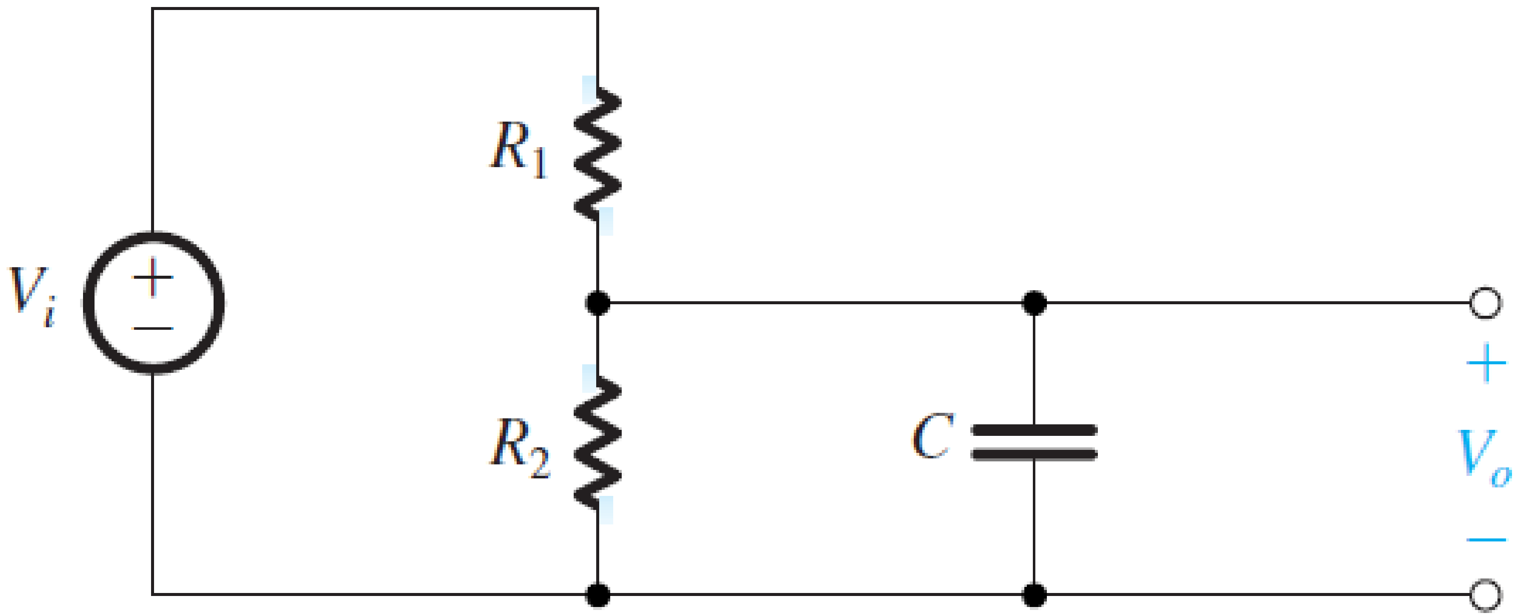
quando $\omega = 1$

$20\log_{10}(1/1)= 0\text{dB}$

La pendenza è
-20 dB/decade



Esercizio



Dimostrare che la funzione di trasferimento T(s) di questo circuito è data da:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{CR_1}}{s + \frac{1}{C(R_1||R_2)}}$$

Funzione di trasferimento: poli e zeri

Descrivere la risposta in frequenza di un amplificatore → scrivere il guadagno dell'amplificatore come funzione della frequenza complessa s

Nel dominio s, la capacità C → diventa l'impedenza 1/sC;
L'induttanza L → si trasforma nell'impedenza sL

Si scrive la funzione di trasferimento $T(s) = V_o(s) / V_i(s)$
Per recuperare il significato fisico di T(s) si sostituisce a s → $j\omega$
(ω = frequenza angolare, rad/s)

In generale

$$T(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \cdots + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \cdots + b_0}$$

a, b numeri reali; ordine m del numeratore minore dell'ordine n del denominatore;
n è l'ordine della rete; per un circuito stabile il denominatore deve avere solo radici a parte reale negativa.

Funzione di trasferimento : poli e zeri

$$T(s) = a_m \frac{(s - Z_1)(s - Z_2) \dots (s - Z_m)}{(s - P_1)(s - P_2) \dots (s - P_n)}$$

$Z_1 \dots Z_n$ «zeri della funzione di trasferimento»; $Z_i = -\dfrac{1}{T_i}$

$P_1 \dots P_n$ «poli della funzione di trasferimento»; $P_i = -\dfrac{1}{\tau_i}$

$$T(s) = \frac{k}{s^g} \frac{(1 + sT_1)(1 + sT_2) \dots (1 + sT_m)}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2) \dots (1 + s\tau_n)}$$

s^g rappresenta l'effetto complessivo dei poli e degli zeri all'origine con g positivo o negativo

Funzione di trasferimento e guadagno

$$T(s) = \frac{k}{s^g} \frac{(1 + sT_1)(1 + sT_2) \dots (1 + sT_m)}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2) \dots (1 + s\tau_n)}$$

$$|T(s)|_{dB} = 20 \log|k| \pm g 20 \log \omega$$

$$+20 \log|1 + sT_1| + 20 \log|1 + sT_2| + \cdots + 20 \log|1 + sT_m|$$

$$-20 \log|1 + s\tau_1| - 20 \log|1 + s\tau_2| - \cdots - 20 \log|1 + s\tau_n|$$

s = jω → $|1 + sT_i| = \sqrt{1 + (\omega T_i)^2}$ *cresce con ω e fa aumentare il guadagno*

s = jω → $|1 + s\tau_i| = \sqrt{1 + (\omega \tau_i)^2}$ *cresce con ω e fa diminuire il guadagno*

Come tracciare il diagramma di Bode

1. Per ogni zero e polo della funzione, tracciare il «diagramma asintotico» corrispondente ad uno dei quattro diagrammi precedentemente identificati = +20 dB/decade per uno zero, -20 dB/decade per un polo.

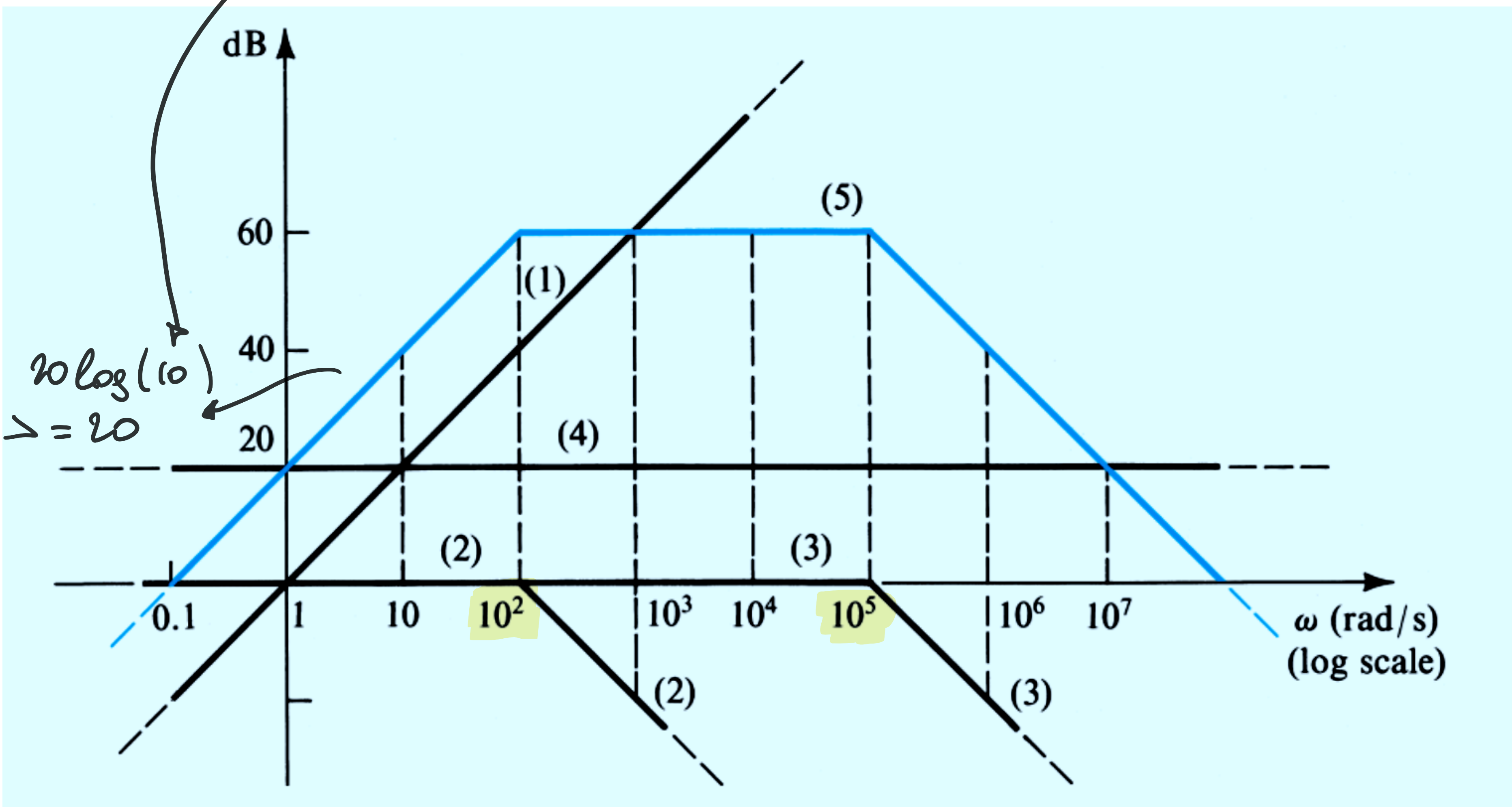
2. Si sommano i vari contributi in dB

3. Si sposta la curva in alto di 20logk, dove k è la costante moltiplicativa della funzione

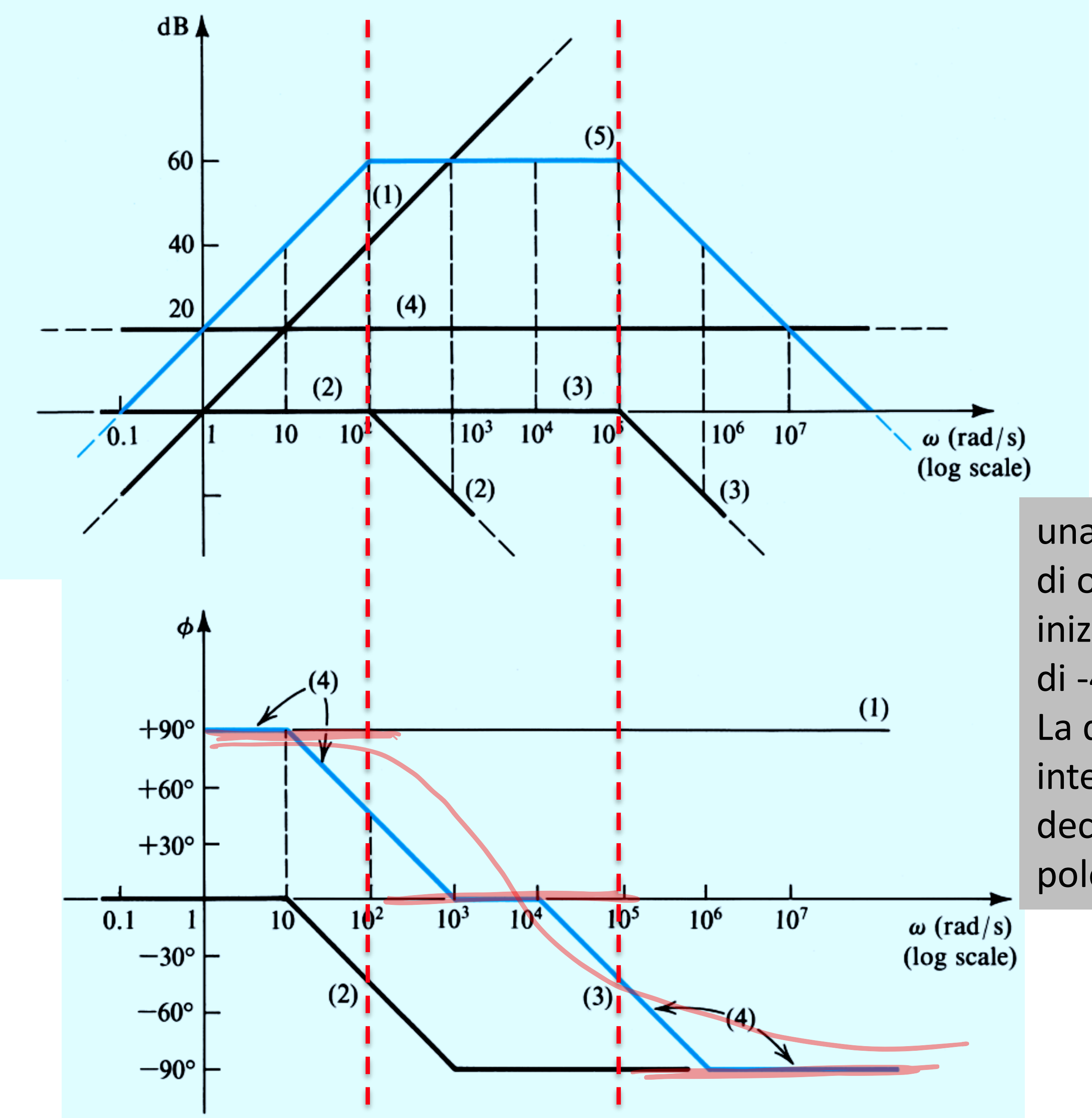
Esempio

$$T(s) = \frac{10s}{\left(1 + {s}/{10^2}\right)\left(1 + {s}/{10^5}\right)}$$

zero nell'origine
poli per 10^2 rad/s e 10^5 rad/s



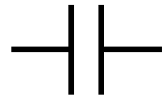
Esempio



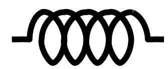
una decade prima
di ogni polo, la fase
inizia a diminuire
di -45°/decade
La diminuzione si
interrompe alla
decade successiva al
polo

Amplificatori operazionali con elementi reattivi (L, C)

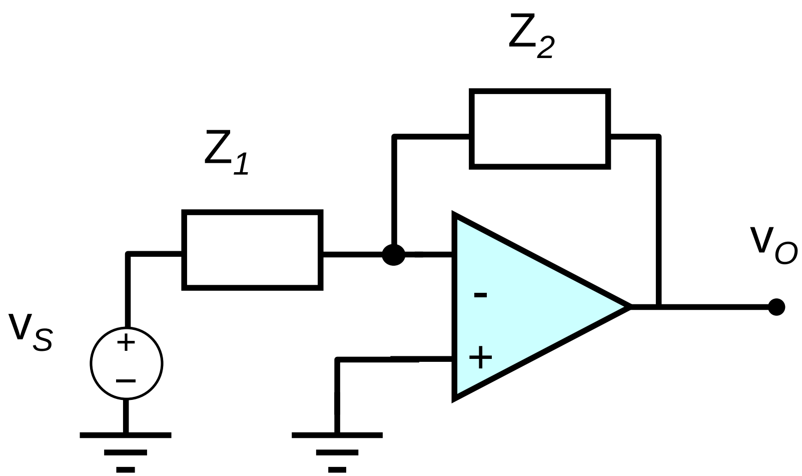
$$Z_R = R$$

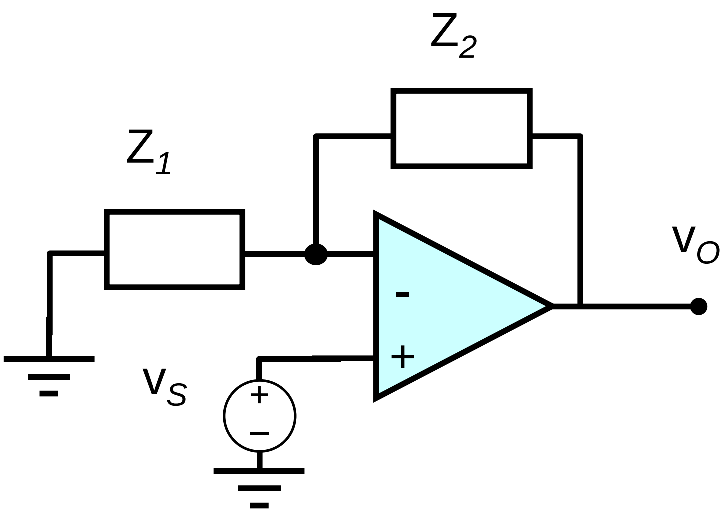


$$Z_C = \frac{1}{sC} \xrightarrow[s=j\omega]{} \frac{1}{j\omega C}$$



$$Z_L = sL \xrightarrow[s=j\omega]{} j\omega L$$

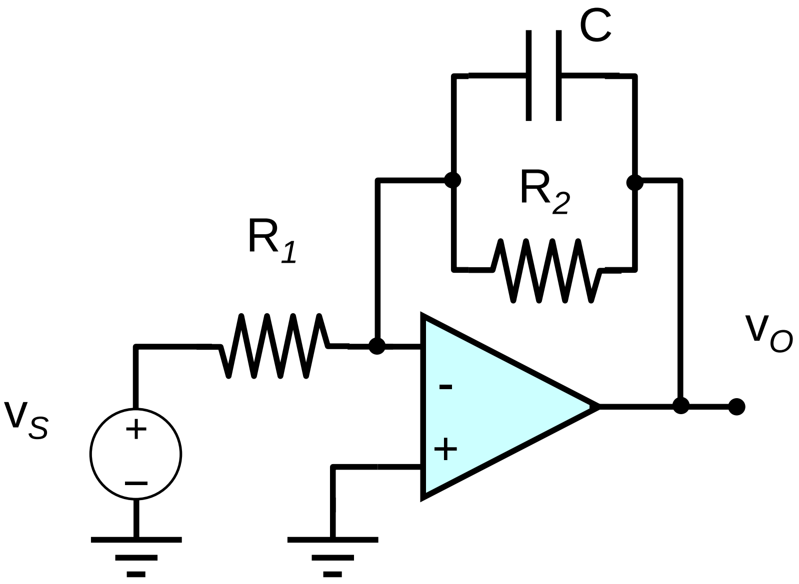




$$W(s) = \frac{v_O}{v_S} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$W(s) = \frac{v_O}{v_S} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

Amplificatore (filtro) passa-basso



c // R_2

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}} = \frac{R_2}{1 + sCR_2}$$

$$W(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sCR_2}$$

$$W_{PB}(s) = \frac{A_0 \omega_H}{s + \omega_H} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$

Funzione di trasferimento generica di un filtro passa basso.

A_0=Guadagno a bassa frequenza;
ω_H=Frequenza di taglio

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_H = \frac{1}{R_2 C}$$

Filtro passa-basso

$$W_{PB}(s) = \frac{A_0 \omega_H}{s + \omega_H} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$

Obiettivo: tracciare il diagramma di Bode del Modulo

Sostituiamo s con jω e calcoliamo il modulo:

$$|W_{PB}(j\omega)| = \left| \frac{A_0 \omega_H}{j\omega + \omega_H} \right| = \frac{|A_0 \omega_H|}{\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}}$$

Il modulo della funzione di trasferimento va espresso in dB:

$$|W_{PB}(j\omega)|_{dB} = 20 \log |A_0 \omega_H| - 20 \log \sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}$$

Filtro passa-basso

Usando un qualsiasi foglio elettronico o foglio matematico è possibile graficare le funzioni appena ottenute.

E' comunque molto utile (e immediato) disegnare il diagramma asintotico alle basse e alte frequenze):

$\omega << \omega_H$

$$\left.\frac{A_0\omega_H}{\sqrt{\omega^2+\omega_H^2}}\right|_{\omega<<\omega_H} \cong \frac{A_0\omega_H}{\sqrt{\omega_H^2}} = A_0$$

$$(20\log A_0)\text{dB}$$

$\omega >> \omega_H$

$$\left.\frac{A_0\omega_H}{\sqrt{\omega^2+\omega_H^2}}\right|_{\omega>>\omega_H} \cong \frac{A_0\omega_H}{\sqrt{\omega^2}} = \frac{A_0\omega_H}{\omega}$$

decresce come $1/\omega$

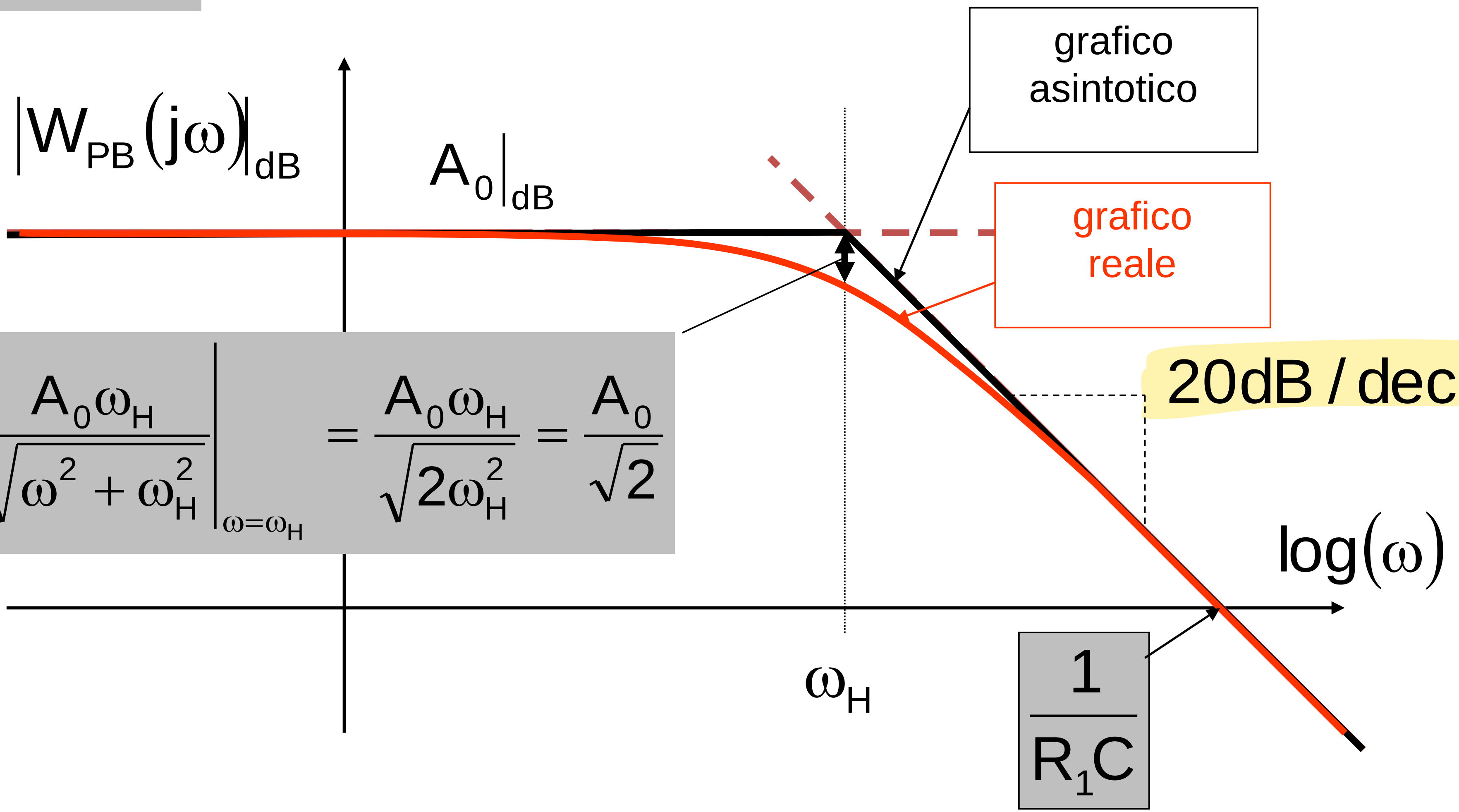
$$(20\log A_0 + 20\log\omega_H - 20\log\omega)\text{dB}$$

$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}, \omega_H = \frac{1}{R_2C} \Rightarrow A_0\omega_H = -\frac{1}{R_1C}$ **quindi** quando $\omega = A_0\omega_H = \frac{1}{R_1C} \Rightarrow |W(j\omega)| = 1$

Filtro passa-basso

$\omega \ll \omega_H$ $\quad (20 \log A_0)\,\mathrm{dB} = A_0\big|_{dB}$

$\omega \gg \omega_H$ $\quad (20 \log A_0 + 20 \log \omega_H - 20 \log \omega)\,\mathrm{dB}$



$$\left.\frac{A_0\omega_H}{\sqrt{\omega^2+\omega_H^2}}\right|_{\omega=\omega_H} = \frac{A_0\omega_H}{\sqrt{2\omega_H^2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

Filtro passa-basso

$$W_{PB}(s) = \frac{A_0 \omega_H}{s + \omega_H} = \frac{A_0}{1 + \dfrac{s}{\omega_H}}$$

Diagramma di Bode della fase

Sostituiamo s con jω

$$\angle W_{PB}(j\omega) = \angle \frac{A_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_H}} = \angle A_0 - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)$$

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_H = \frac{1}{R_2 C}$$

$\omega << \omega_H$ $\quad \angle W_{PB}(j\omega) = \angle A_0$

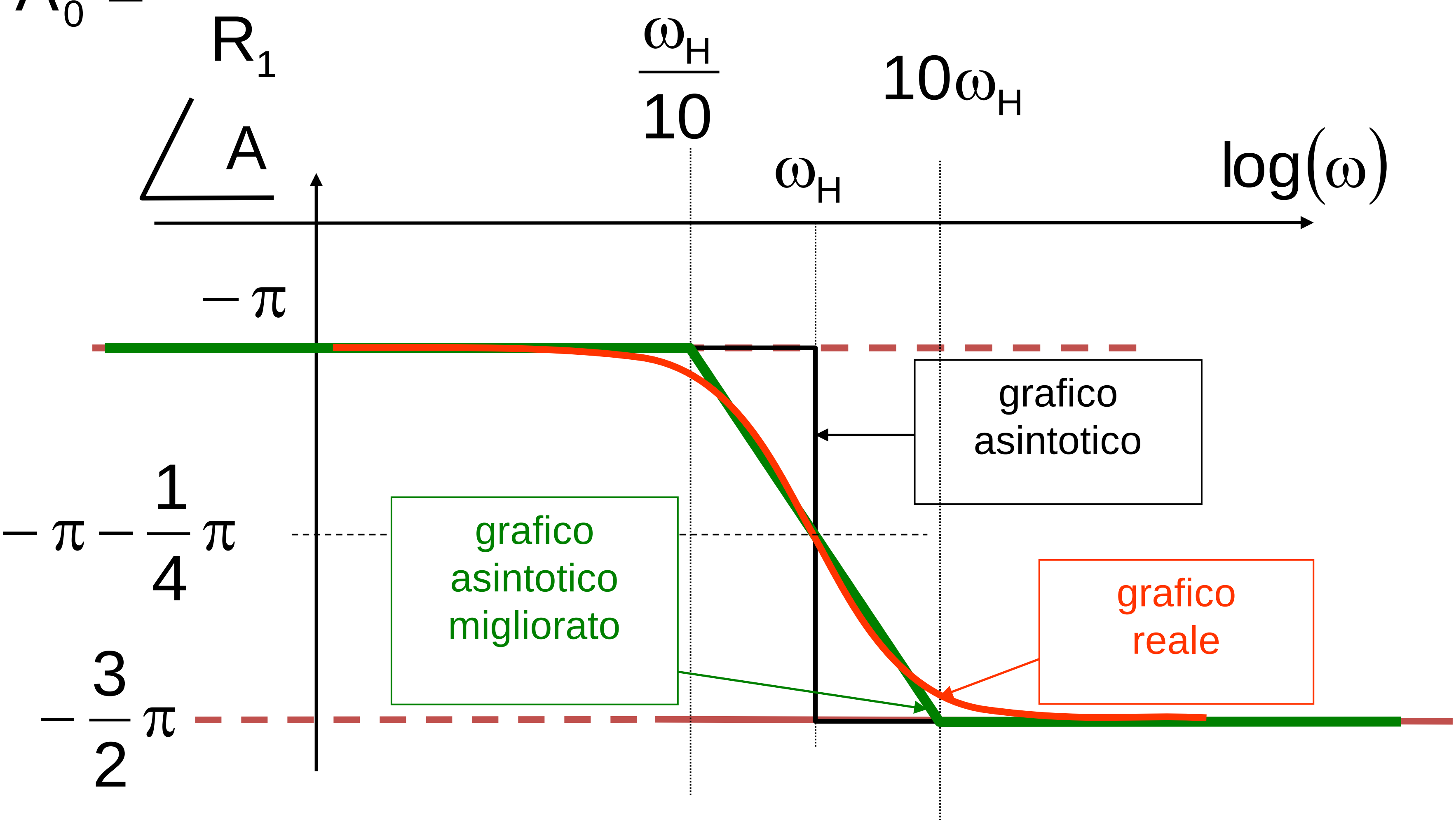
$\omega >> \omega_H$ $\quad \angle W_{PB}(j\omega) = \angle A_0 - \dfrac{\pi}{2}$

Filtro passa-basso

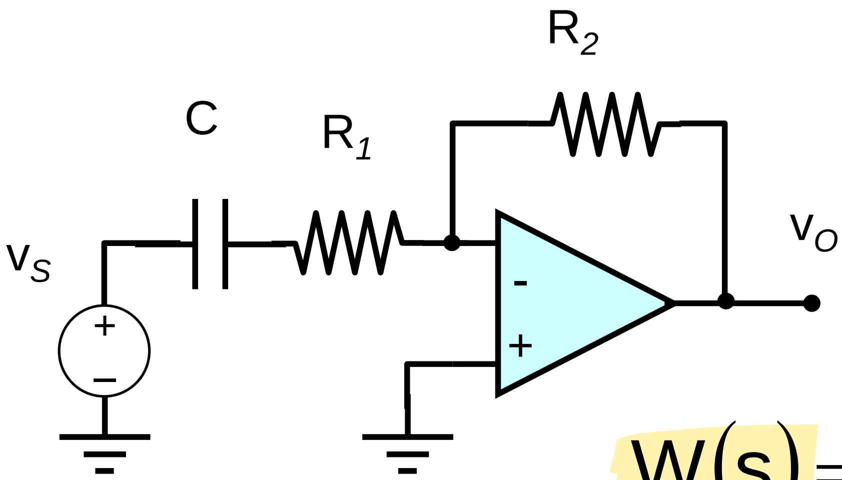
$\omega \ll \omega_H$ $\quad \angle A_0$

$\omega \gg \omega_H$ $\quad \angle A_0 - \dfrac{\pi}{2}$

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$



Amplificatore (filtro) passa-alto



$$Z_1 = \frac{1}{sC} + R_1 = \frac{1 + sCR_1}{sC}$$

$$W(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{sR_2C}{1 + sR_1C} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}s}{s + \frac{1}{R_1C}}$$

$$W_{PA}(s) = \frac{A_\infty s}{s + \omega_L}$$

$$A_\infty = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_L = \frac{1}{R_1C}$$

Funzione di trasferimento generica di un filtro passa alto.

A_∞=Guadagno ad alta frequenza;
ω_L=Frequenza di taglio

Filtro passa-alto

$$W_{PA}(s) = \frac{A_\infty s}{s + \omega_L}$$

Diagramma di Bode del Modulo

$$\left|W_{PA}(j\omega)\right| = \left|\frac{A_\infty j\omega}{j\omega + \omega_L}\right| = \frac{A_\infty \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_L^2}}$$

razionalizzato

$\omega << \omega_L$

$$\left.\frac{A_\infty \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_L^2}}\right|_{\omega << \omega_L} \cong \frac{A_\infty \omega}{\omega_L} \rightarrow \text{aumenta di 20dB/dec}$$

$$20 \log A_\infty - 20 \log \omega_L + 20 \log \omega$$

$\omega >> \omega_L$

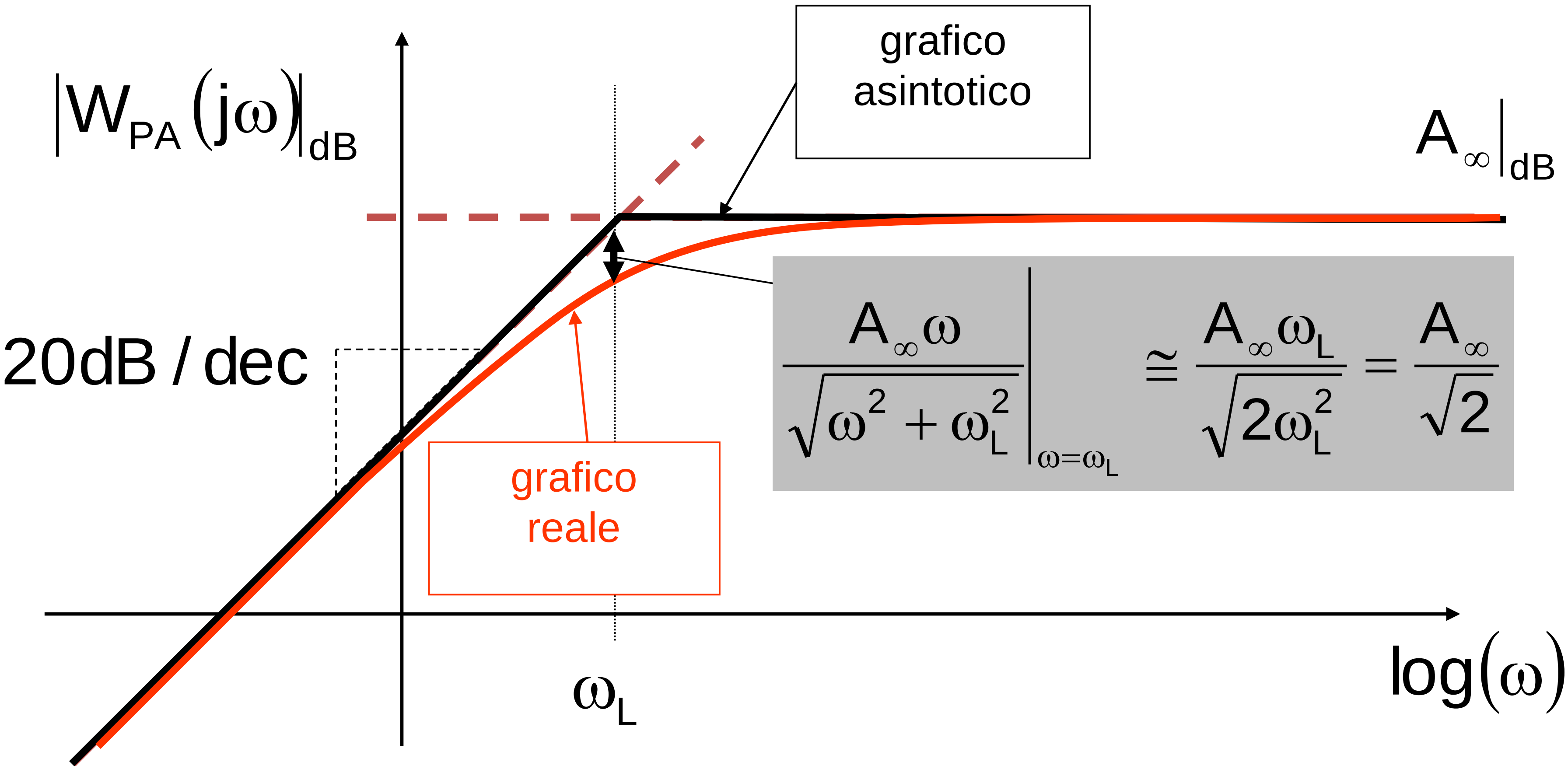
$$\left.\frac{A_\infty \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_L^2}}\right|_{\omega >> \omega_L} \cong \frac{A_\infty \omega}{\sqrt{\omega^2}} = A_\infty \rightarrow \text{costante}$$

$$20 \log A_\infty$$

Filtro passa alto

$\omega \gg \omega_L$ $\quad \left(20\log A_\infty\right)\text{dB} = A_\infty\big|_{dB}$

$\omega \ll \omega_L$ $\quad \left(20\log A_\infty - 20\log\omega_L + 20\log\omega\right)\text{dB}$



Filtro passa-alto

$$W_{PA}(s) = \frac{A_\infty s}{s + \omega_L}$$

Diagramma di Bode della fase

$$\angle W_{PA}(j\omega) = \angle \frac{j\omega A_\infty}{j\omega + \omega_L} = \angle A_\infty + \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)$$

$\omega << \omega_L$ $$\angle W_{PA}(j\omega) = \angle A_\infty + \frac{\pi}{2}$$

$\omega >> \omega_L$ $$\angle W_{PA}(j\omega) = \angle A_\infty + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2}$$

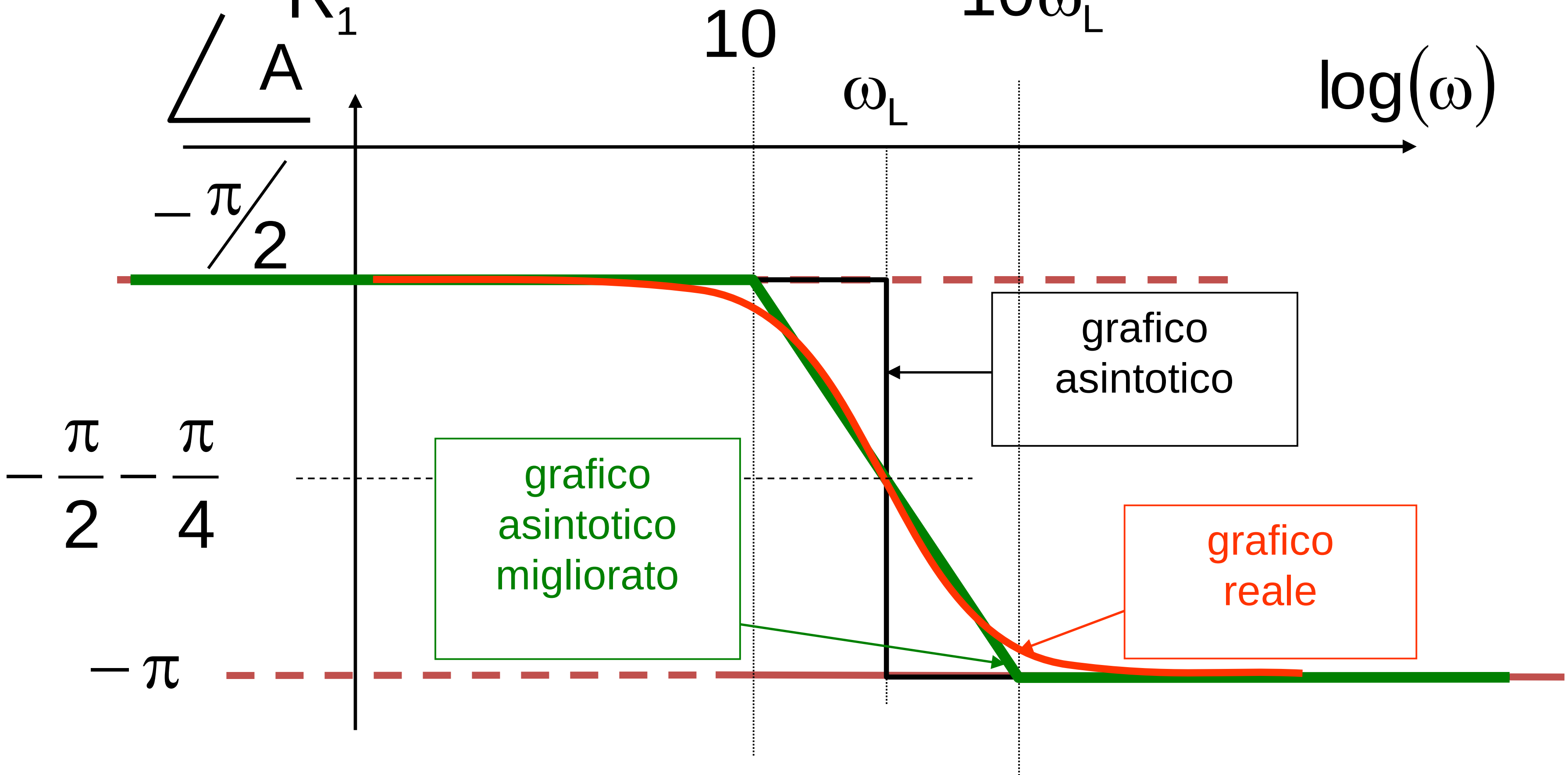
$$A_\infty = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_L = \frac{1}{R_1 C}$$

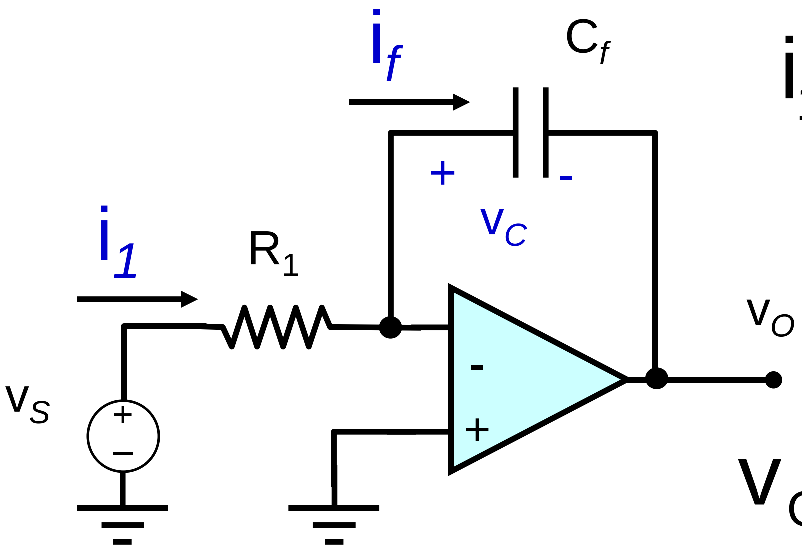
$\omega << \omega_L$ $\qquad \angle A_\infty + \frac{\pi}{2}$

$\omega >> \omega_L$ $\qquad \angle A_\infty - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}$

$$A_\infty = -\frac{R_2}{R_1}$$



Integratore



$$i_1 = i_f = \frac{v_S}{R_1} \qquad i_f = \frac{v_s}{R_1} = C_f \frac{dv_C}{dt}$$

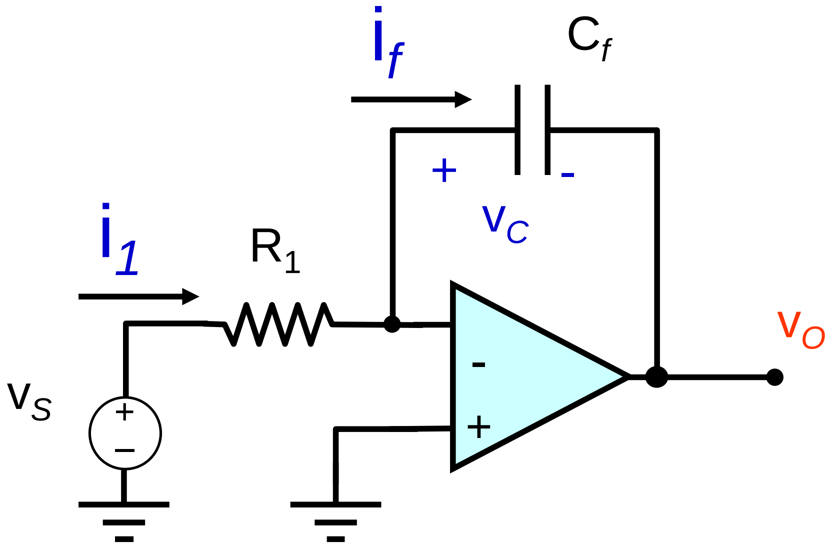
$$v_O(t) = -\frac{1}{C_f}\int_0^t \frac{v_S(\tau)}{R_1} d\tau - v_C(0)$$

Se $v_C(0)=0$ otteniamo:

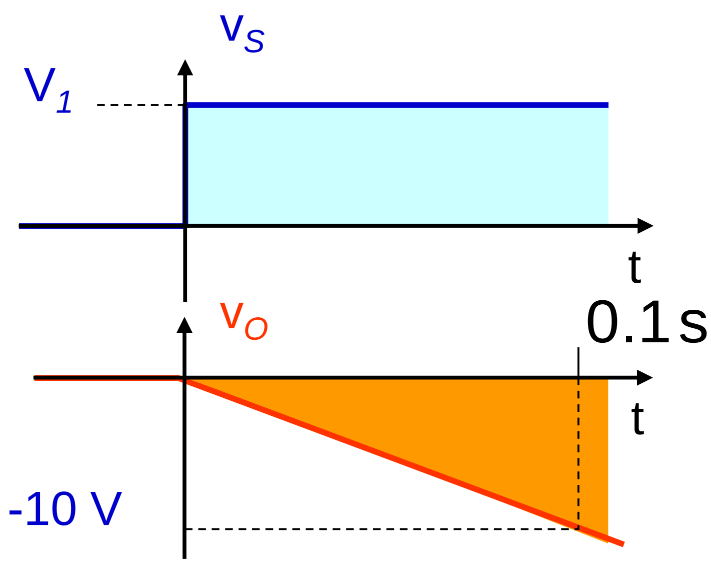
$$v_O(t) = -\frac{1}{R_1 C_f}\int_0^t v_S(\tau) d\tau$$

$$W(s) = -\frac{Z_f}{Z_{in}} = -\frac{\frac{1}{sC_f}}{R_1} = -\frac{1}{sR_1C_f}$$

Integratore



$$v_O(t) = -\frac{1}{R_1 C_f}\int_0^t v_S(\tau)\,d\tau$$



$$v_S(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ V_1 & t \geq 0 \end{cases}$$

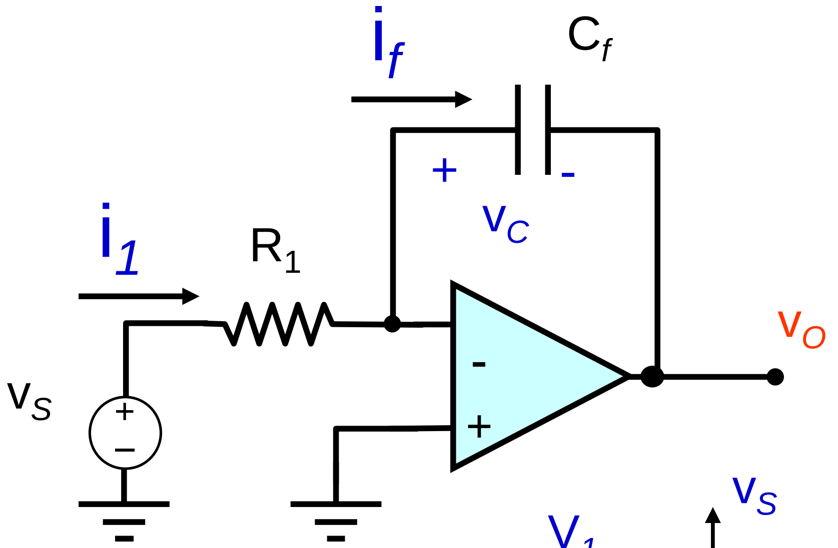
$$v_O(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ -\dfrac{V_1}{R_1 C_f}t & t \geq 0 \end{cases}$$

se:

$$R_1 = 10\text{k}\Omega, C_f = 1\mu\text{F}, V_1 = 1\text{V}$$

$$v_O(0.1\text{s}) = -\frac{1\text{V}}{10^4\,\Omega\,10^{-6}\,\text{F}}0.1\text{s} = -10\text{V}$$

Integratore

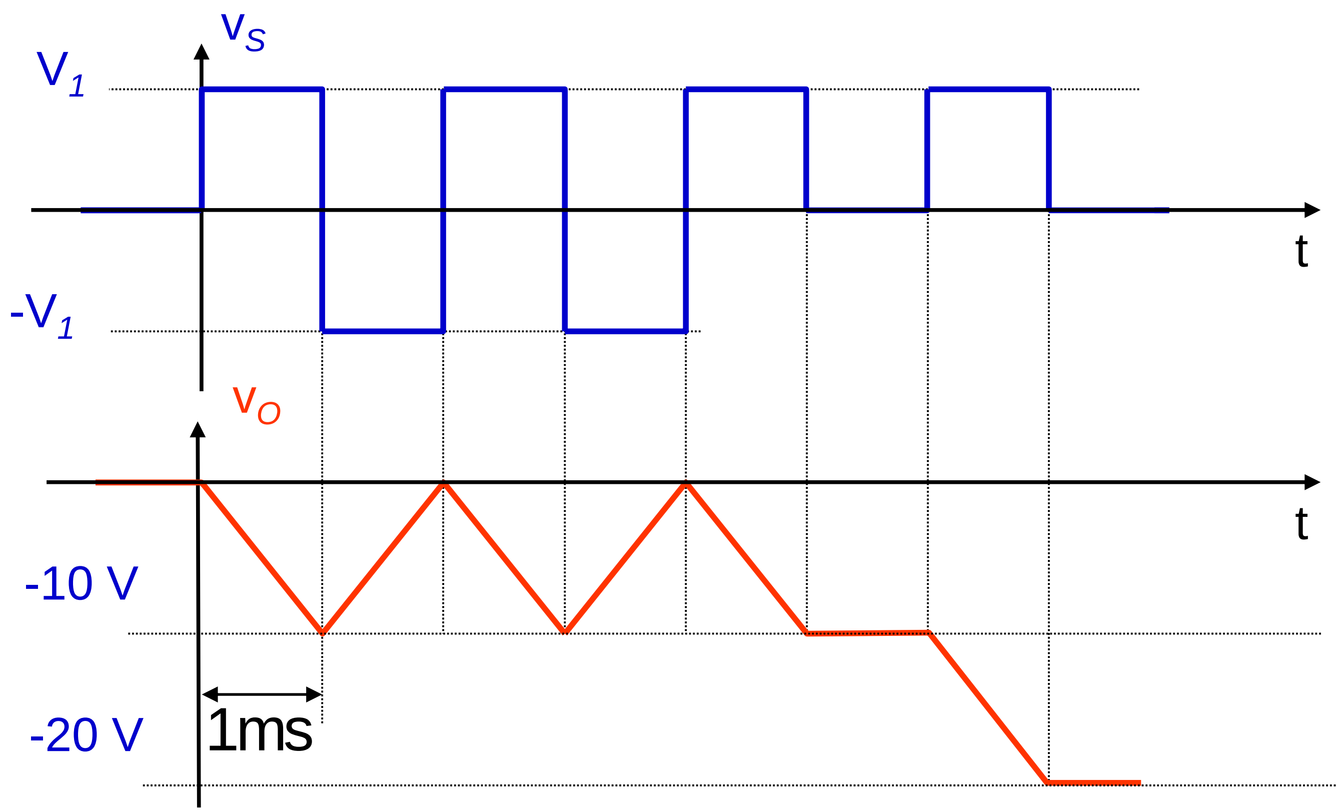


$$v_O(t) = -\frac{1}{R_1C_f}\int_0^t v_S(\tau)d\tau$$

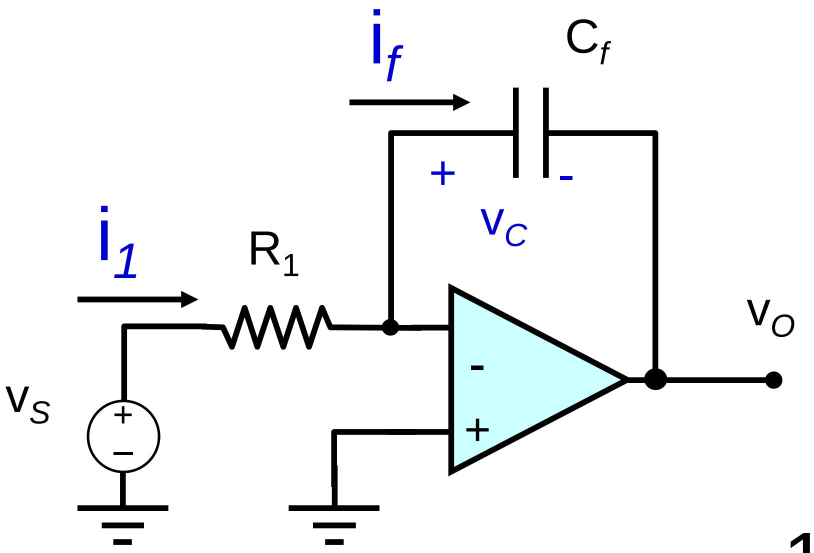
$$\text{se}: \quad R_1 = 10k\Omega, C_f = 10nF, V_1 = 1V$$

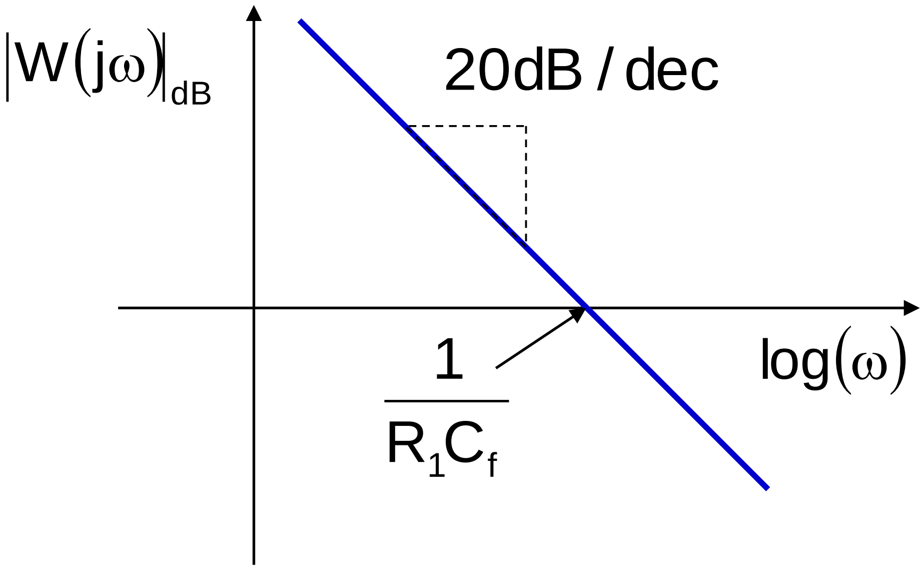
$$R_1C_f = $$
$$= 10k\Omega \cdot 10nF$$
$$= 0.1ms$$

$$v_O(1ms) =$$
$$= -\frac{1V}{0.1ms}1ms$$
$$= -10V$$

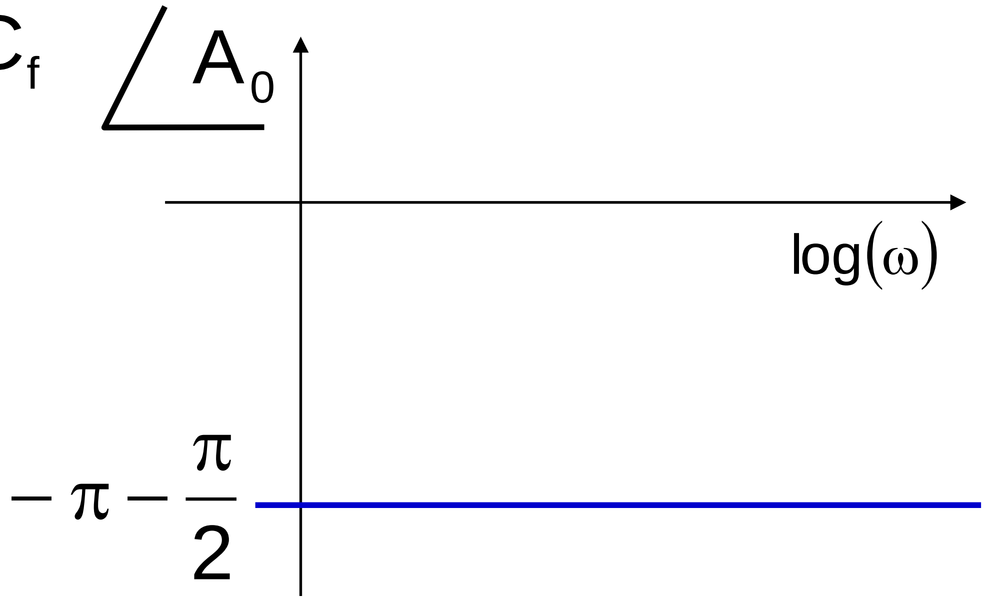


Integratore





$$W(s) = -\frac{1}{sR_1C_f}$$

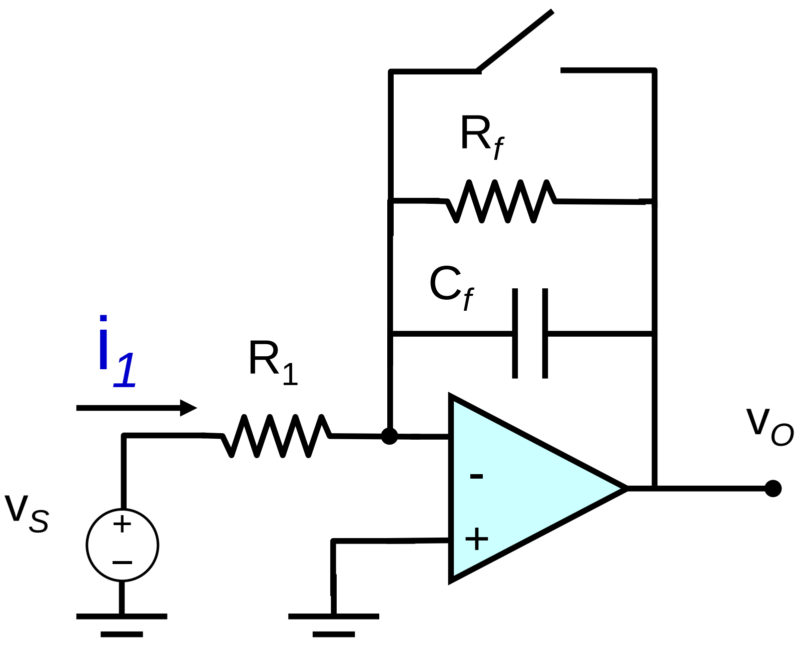


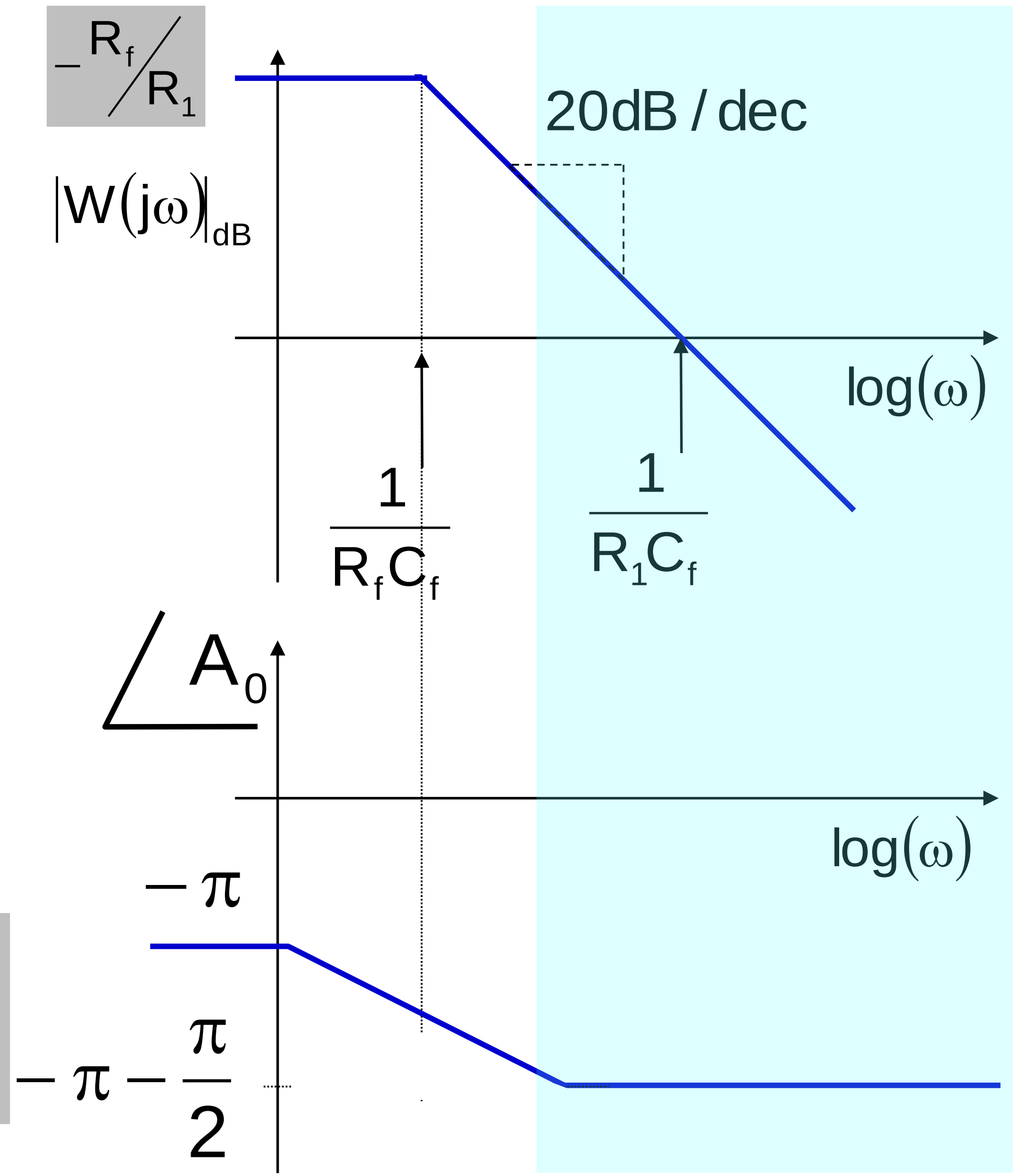
$$\left|W(j\omega)\right| = \left|\frac{1}{j\omega R_1C_f}\right| = \frac{\omega_f}{\omega}$$

$$\angle W(j\omega) = -\pi - \frac{\pi}{2}$$

Integratore reale

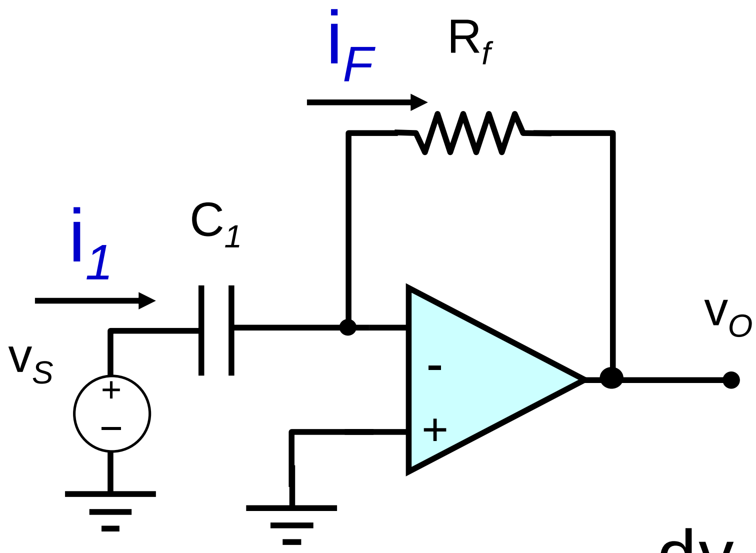
- **Problema della DC**
- **Problema delle correnti di perdita e della tensione di offset**

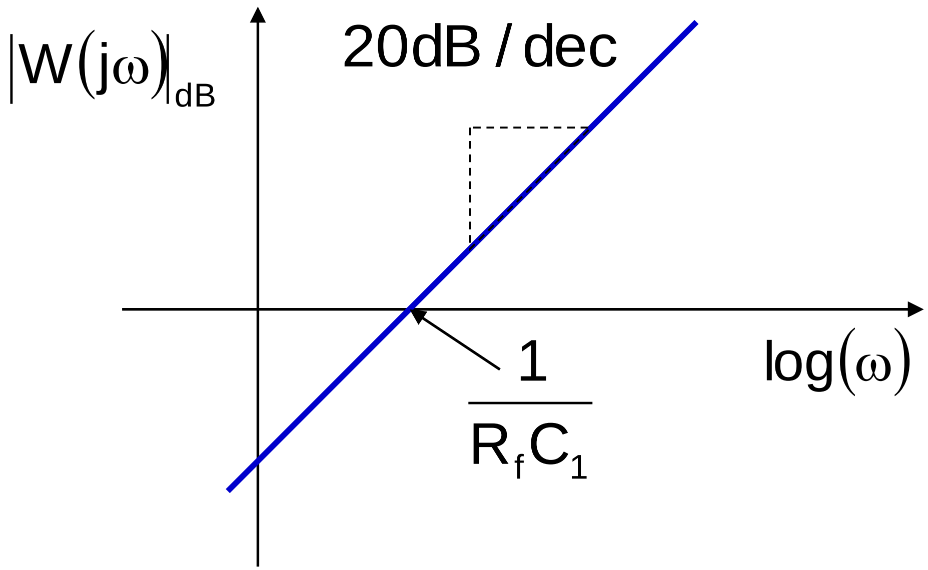




$$W(s) = -\frac{R_f}{R_1}\cdot\frac{1}{1+sC_fR_f}$$

Derivatore (ideale)



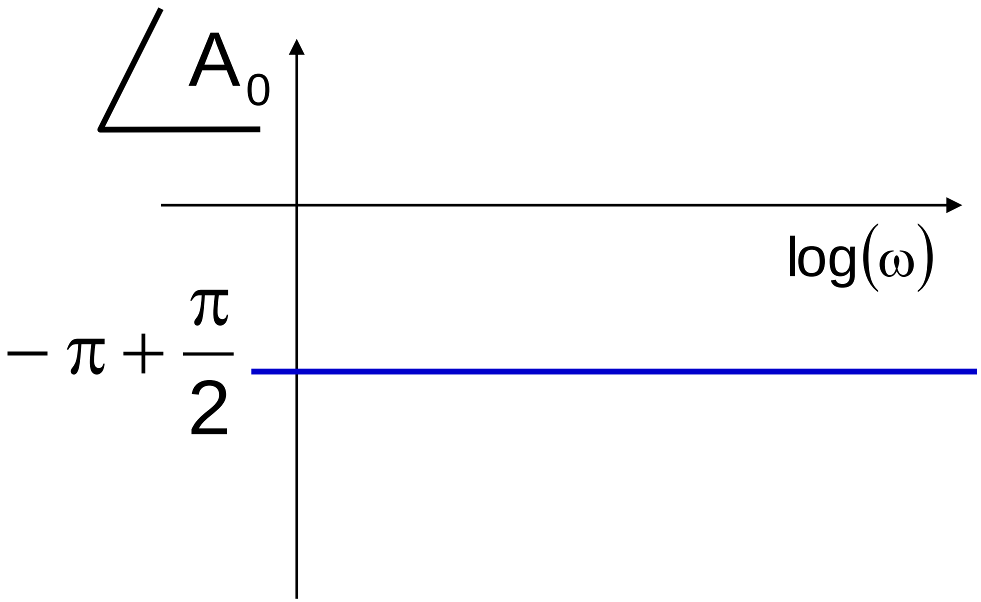


$$i_1(t) = C_1 \frac{dv_S}{dt}$$

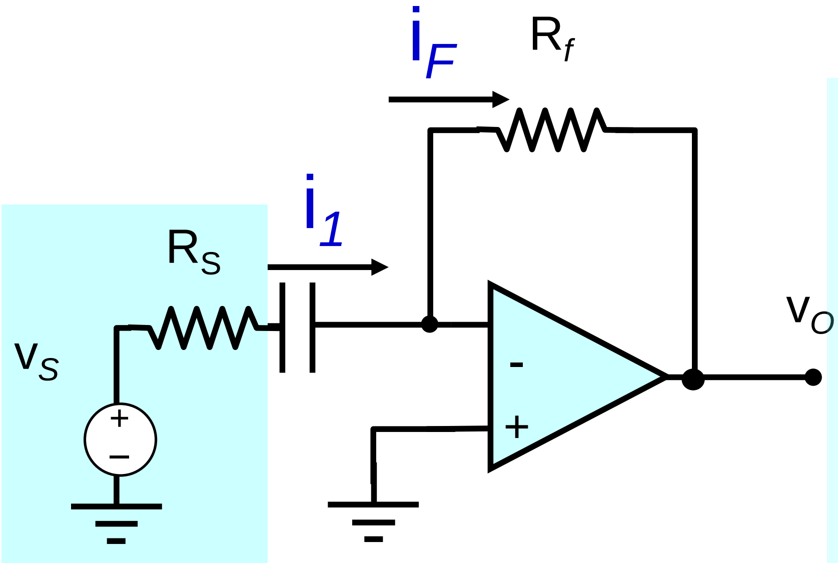
$$v_O(t) = -i_C(t) \cdot R_f$$

$$= -R_f C_1 \cdot \frac{dv_S}{dt}$$

$$W(s) = -sR_f C_1$$

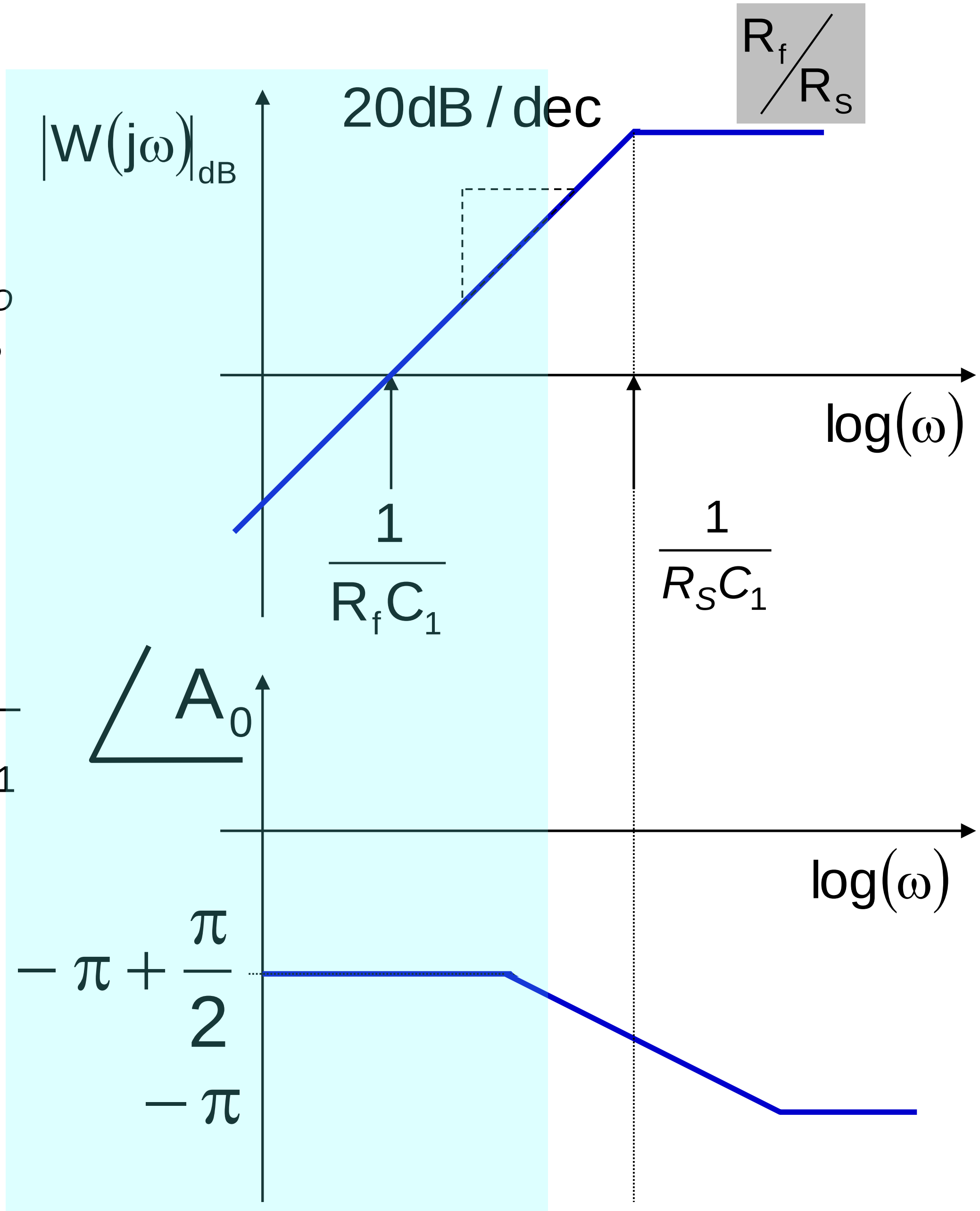


Derivatore (reale)

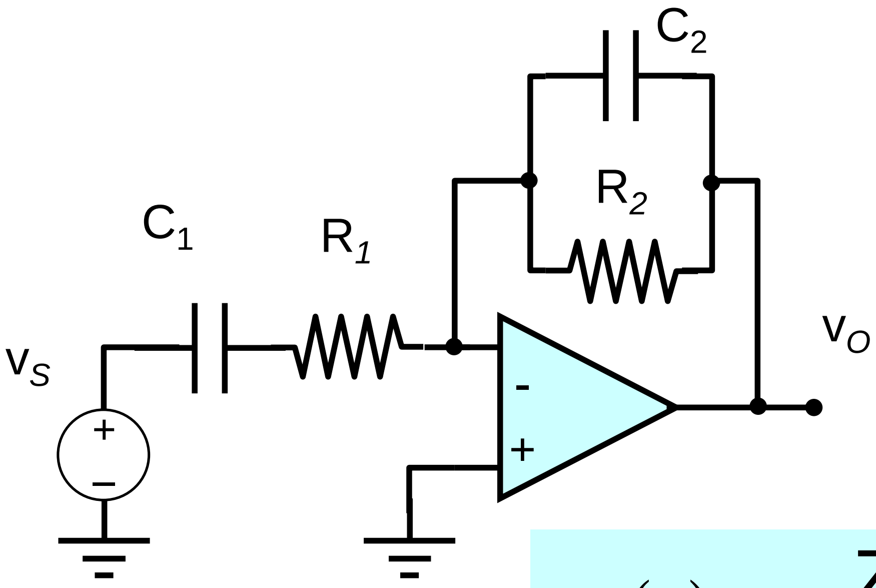


$$W(s)=-\frac{R_f}{R_S+\dfrac{1}{sC_1}}=-\frac{sR_fC_1}{1+sR_SC_1}$$

$$W(s)=-\frac{R_f}{R_S}\frac{s}{\dfrac{1}{R_SC_1}+s}$$



Filtro passa-banda



$$Z_1 = \frac{1 + sC_1R_1}{sC_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + sC_2R_2}$$

$$W(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{sR_2C_1}{(1 + sC_1R_1)(1 + sC_2R_2)}$$

$$R_1 = 1k\Omega$$

$$R_2 = 10k\Omega$$

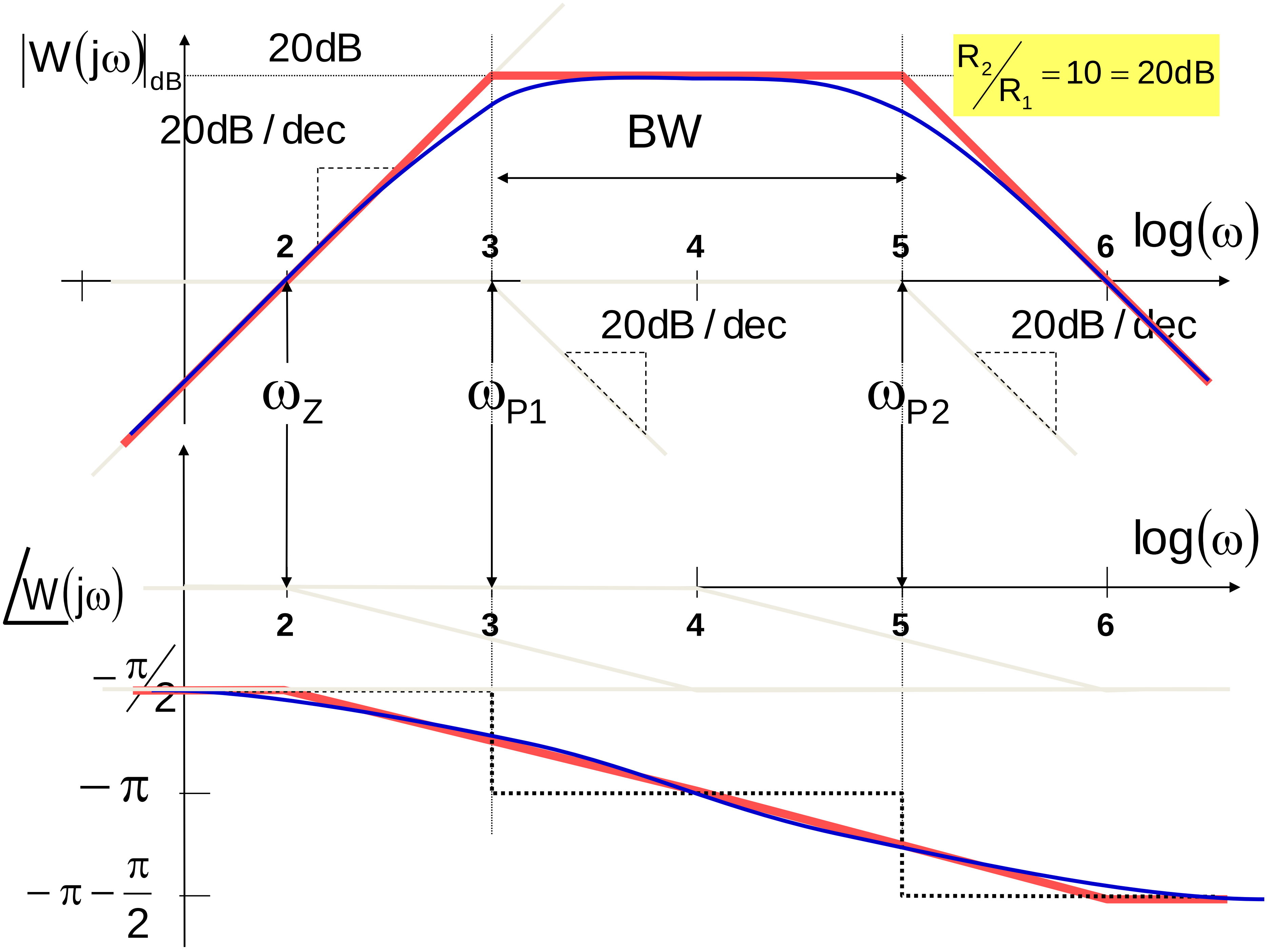
$$C_1 = 1\mu F$$

$$C_2 = 1nF$$

$$\omega_Z = \frac{1}{R_2C_1} = 100 \quad [rad/sec]$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{C_1R_1} = 1000 \quad [rad/sec]$$

$$\omega_{P2} = \frac{1}{C_2R_2} = 100000 \quad [rad/sec]$$



$|W(j\omega)|_{dB}$
20dB
20dB / dec
BW
$R_2/R_1 = 10 = 20dB$
$\log(\omega)$
2
3
4
5
6
20dB / dec
20dB / dec
ω_Z
ω_{P1}
ω_{P2}
$\log(\omega)$
$\angle W(j\omega)$
2
3
4
5
6
$-\pi/2$
$-\pi$
$-\pi-\frac{\pi}{2}$

Filtro passa banda

$$W(s) = -\frac{sR_2C_1}{(1+sC_1R_1)(1+sC_2R_2)}$$

$$W(s) = -\frac{s/\omega_Z}{\left(1+s/\omega_{P1}\right)\left(1+s/\omega_{P2}\right)}$$

Posso riscrivere come:

$$W(s) = -\frac{R_2}{R_1}\frac{s}{\left(s+\dfrac{1}{C_1R_1}\right)}\frac{1}{(sC_2R_2+1)}$$

$$W(s) = A_0\frac{s}{(s+\omega_{P1})}\frac{1}{\left(s/\omega_{P2}+1\right)}$$

Metto in evidenza il guadagno a centro banda.

Regola Generale:

Se individuo poli e zeri a bassa frequenza (prima del centro banda) e li scrivo nella forma (s+ω), avrò una formula che ha come coefficiente (non dipendente da s) il guadagno a centro banda.