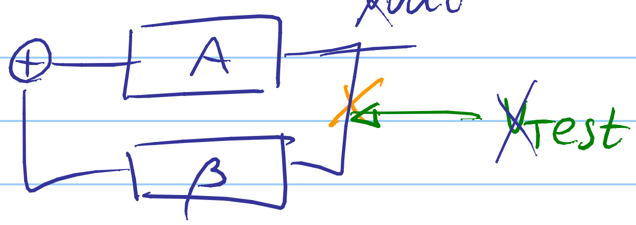
16_ Oscillatori

Titolo nota 4/23/2008

1. Feedback positivo (senza input)



$X_{out} = A\beta X_{test}$

(se ci fosse input $X_o = X_{in}\frac{A}{1-A\beta}$)

Se adesso collego X_{test} a X_{out} → $X_{out} = (A\beta) X_{out}$
possibile solo se $A\beta = 1$ (Condizione di Barkhausen)
oppure $X_{out} = 0$ → stabile

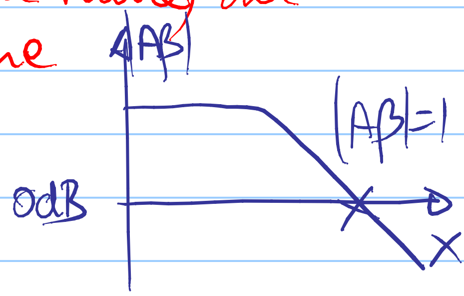
In generale il loop gain $L = A\beta = |A\beta| e^{j\phi(\omega)}$
Ad ogni passaggio si ha (con $X_{test} = x_0 e^{j\omega t}$)

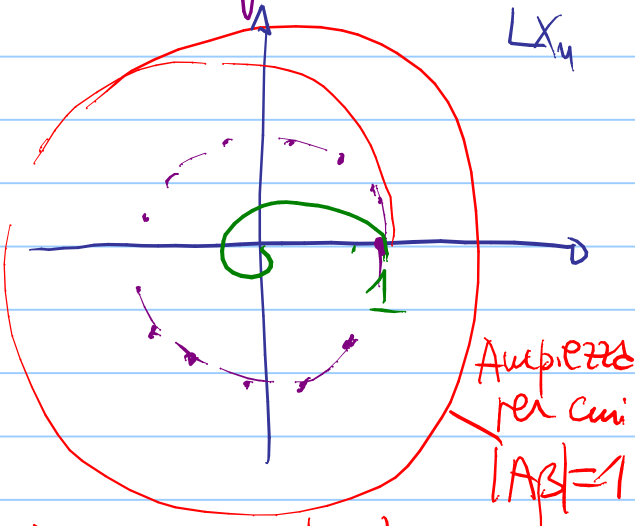
$X_n = |A\beta|^n e^{jn\phi(\omega)} \left(x_0 e^{j\omega t} \right)$,

$|A\beta| < 1$: $X_n \to 0$ oscill. muore

$|A\beta| = 1$: se $\varphi = 0^{+2\pi k}$ ⇒ $X_n = X_0$ oscill. stabile oppure → reale
se $\varphi \neq 0$ ⇒ $\langle X_n \rangle = 0$
perché gira su una circonferenza

$|A\beta| > 1$: Aumento in ampiezza fino ad incontrare le non linearità (a volte volute) del sistema



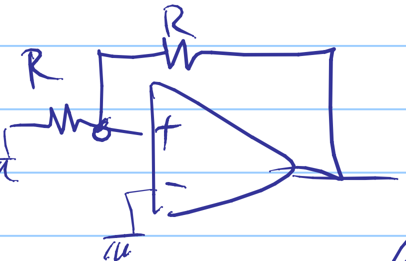


→ Ogni caso $|A\beta| = 1$

In pratica non è possibile realizzare esattamente $|A\beta|=1 \to |A\beta|>1$ e poi non linearità messe ad arte per controllare l'ampiezza.

Se $A\beta$ è selettivo in frequenza $\to$ oscill. sinusoidale
Altrimenti rail-to-rail o saturazione (@ ω_0 con $\varphi(\omega_0)=0$)

Esempio



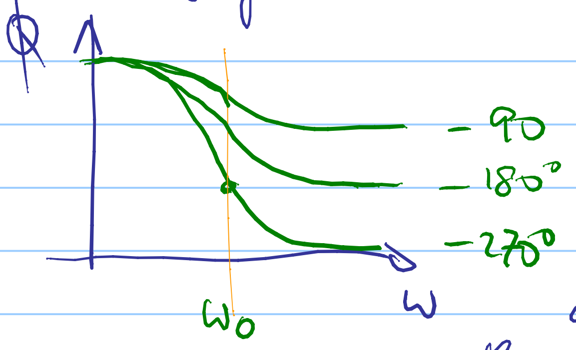
$\beta=\frac{1}{2}$ $A=10$
$\varphi=0$

satura a $+V_{CC}$ oppure a $-V_{EE}$ a seconda se il disturbo è >0 o <0, e lì si ferma.

- Stabilità in frequenza: bisogna che $\left.\frac{d\phi}{d\omega}\right|_{\phi=0}$ sia grande
- Stabilità in ampiezza: $\left.\frac{d|A\beta|}{dx}\right|_{|A\beta|=1}$ grande
- Tendenza a raggiungere la saturazione $\to$ distorsione

2. Oscillatori sinusoidali

Per avere β che dipende dalla frequenza ho bisogno di poli. Ogni polo fa $-90°$. Se uso l'ingresso invertente faccio $-180°$ $\to$ Almeno due poli.

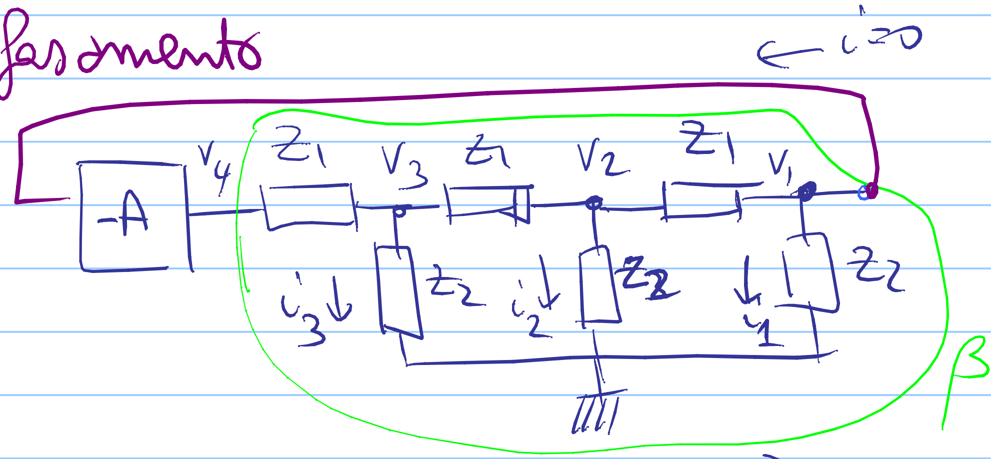


$\to \frac{d\phi}{d\omega} \to 0 \quad \omega \to \infty$

In pratica servono 3 poli per fare un oscillatore e sfasamento

Oppure polo + zero $(\pm 90 + 90)$

a) a sfasamento



Partiamo dal fondo: $V_1 = V_2 \dfrac{Z_2}{Z_1+Z_2}$ $\quad i_1 = \dfrac{V_1}{Z_2}$

$$V_2 = V_1 + i_1 Z_1 = V_1\left(1+\frac{Z_1}{Z_2}\right) = V_1(1+y) \qquad y = \frac{Z_1}{Z_2}$$

$$V_3 = V_2 + (i_1+i_2)Z_1 \quad ; \quad i_2 = \frac{V_2}{Z_2} = \frac{V_1 + i_1 Z_1}{Z_2} = i_1(1+y)$$

$$= V_1 + Z_1(2i_1+i_2) \; ;$$

$$V_4 = V_3 + (i_1+i_2+i_3)Z_1 = V_1 + Z_1(3i_1+2i_2+i_3)$$

$$i_3 = \frac{V_3}{Z_2} = \frac{V_1}{Z_2} + y(2i_1+i_2) = i_1(1+2y+y(1+y))$$

$$V_4 = V_1 + Z_1 i_1\left[3 + 2(1+y) + 1 + 2y + y + y^2\right] =$$

$$= V_1\underbrace{\left[1+6y+5y^2+y^3\right]}_{1/\beta}$$

$$A\beta = \frac{-A}{1+6y+5y^2+y^3} = 1$$

$$-A = 1+6y+5y^2+y^3 \quad \text{(reale)}$$

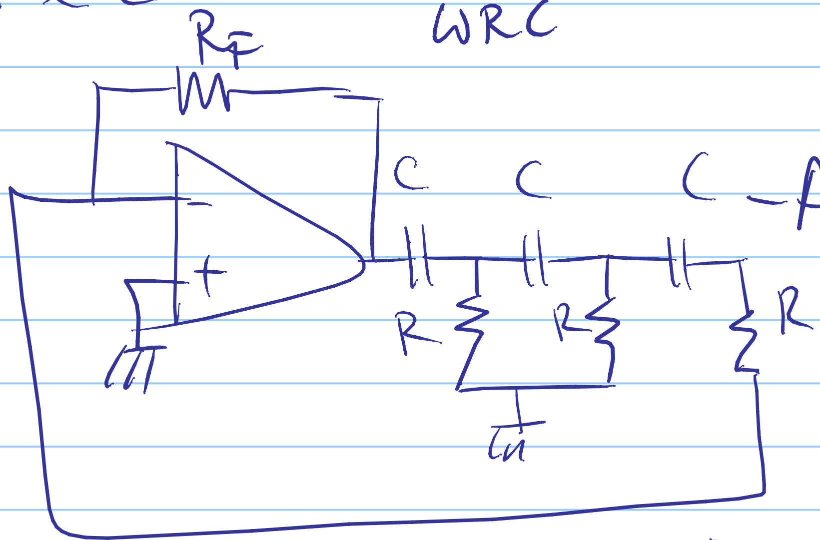
se $Z_1 = 1/j\omega C$ (puro immaginario) $\rightarrow \begin{cases} 6y+y^3 = 0 \\ 1+5y^2 = -A \end{cases}$

$Z_2 = R$ $\qquad y = \dfrac{1}{j\omega RC}$

$$\Rightarrow \quad y^2 = -6 \qquad A = -5y^2 - 1 = 29$$

$$y = \pm j\sqrt{6}$$

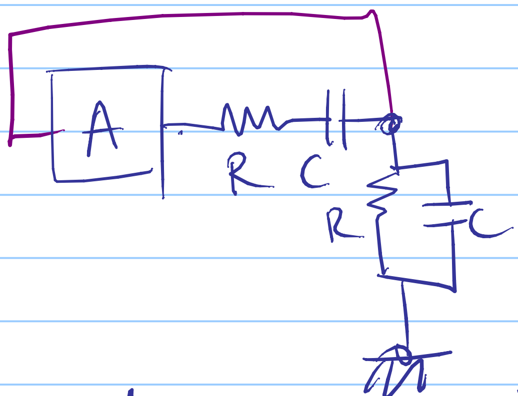
Per R e C $\rightarrow$ $\frac{1}{\omega RC} = \sqrt{6}$ $\quad \omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$



$$A = +\frac{R_F}{R} = 29$$

In pratica bisogna scegliere $\frac{R_F}{R}$ un po' > 29 e utilizzare le non linearità dell'amplificatore ad elevata ampiezza.

b) A ponte di Wien (polo + zero)



$$Z_s = R + \frac{1}{sC} = \frac{1+sCR}{sC}$$

$$Z_p = \frac{R}{1+sCR} \qquad RC = \frac{1}{\omega_0}$$

$$\beta = \frac{Z_p}{Z_s + Z_p}$$

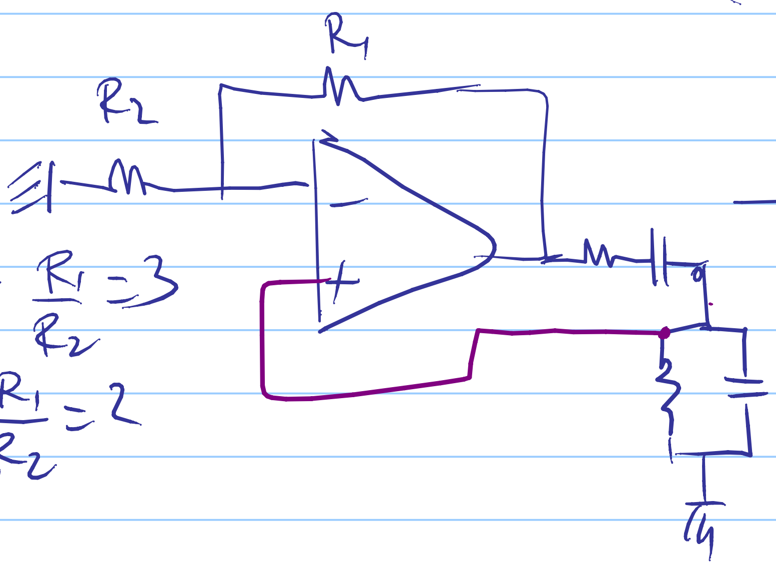
$$\beta A = 1 \rightarrow A = \frac{1}{\beta} = \frac{Z_s + Z_p}{Z_p} = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} = 1 + \frac{(1 + s/\omega_0)^2}{s/\omega_0} =$$

reale

$$= \frac{1 + 3\, s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2}{s/\omega_0} = \frac{\omega_0}{s} + \frac{s}{\omega_0} + 3$$

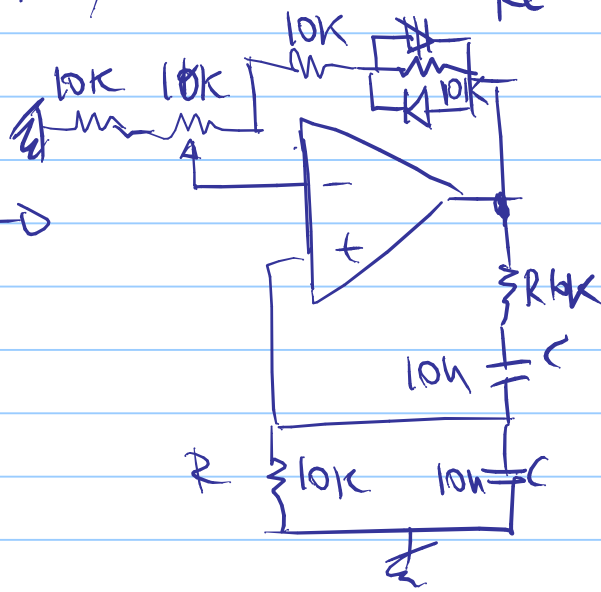
$$s = j\omega \quad \operatorname{Im} A = \frac{\omega_0}{s} + \frac{s}{\omega_0} = 0 \rightarrow \omega_0/s = -s/\omega_0 \quad (s/\omega_0)^2 = -1$$

Deve essere quindi $A=3$; $\left(j\omega/\omega_0\right)^2=-1 \to \omega=\omega_0=\frac{1}{RC}$



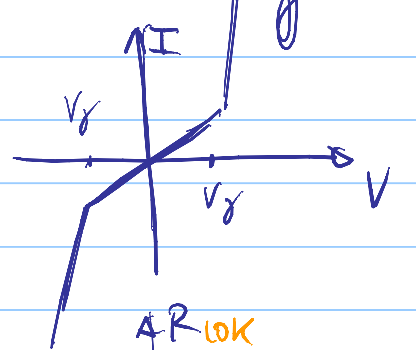
$1+\frac{R_1}{R_2}=3$

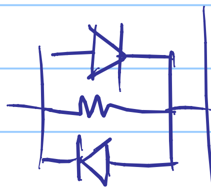
$\frac{R_1}{R_2}=2$



Trimmer → aggiunta guadagno

Diodi → effetto non lineare sul guadagno





Se $A\neq 3$ studiamo i poli della funzione di trasferimento $\frac{A}{1-\beta A}$

$\beta A=1$

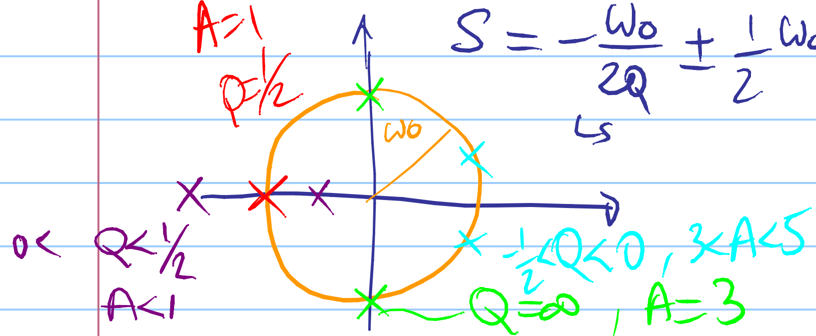
$s^2+(3-A)\omega_0 s+\omega_0^2=0$

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

$Q=\frac{1}{3-A}$ $\Delta=\sqrt{\frac{\omega_0^2}{Q^2}-4\omega_0^2}=\omega_0\sqrt{\frac{1}{Q^2}-4}$

$s=-\frac{\omega_0}{2Q}\pm\frac{1}{2}\omega_0\sqrt{\frac{1}{Q^2}-4}$

$Q<\frac{1}{2} \to$ reali



Se $|Q|>1/2$ i poli sono complessi coniugati, sulla circonferenza