

CONTROLLI AUTOMATICI

Pierluca Pevere



SISTEMI IN FORMA DI STATO

Un sistema si dice **tempo continuo** se la variabile t è una variabile reale ($t \in \mathbb{R}$).
Si definiscono le seguenti equazioni:

- $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t)$ detta equazione di stato
- $y(t) = h(x(t), u(t), t)$ detta equazione (o trasformazione) di uscita

Con ovviamente $\dot{x}(t) := \frac{d}{dt}x(t)$

Dove:

- $x(t) \in \mathbb{R}^n$ stato del sistema all'istante t
- $u(t) \in \mathbb{R}^m$ ingresso del sistema all'istante t
- $y(t) \in \mathbb{R}^p$ uscita del sistema all'istante t

Quindi: $x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}$ $u(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}$ $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_p(t) \end{bmatrix}$

Equazione di stato È un'equazione differenziale ordinaria vettoriale del prim'ordine:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= f_1(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t) \\ &\vdots \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t) \end{aligned}$$

Dove \mathbb{R}^n si dice spazio di stato e n ordine del sistema.

Mentre $f : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^n$ è detta funzione di stato

Equazione di uscita È un'equazione algebrica:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1(t) &= h_1(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t) \\ &\vdots \\ \dot{y}_p(t) &= h_p(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t) \end{aligned}$$

Dove $h : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^p$ è detta funzione di uscita

Se la soluzione $x(t)$ a partire da un istante iniziale t_0 è univocamente determinata da $x(t_0)$ e $u(\tau)$, $\tau \geq t_0$, allora il sistema è detto **causale**.

Un sistema si dice **tempo discreto** se t è una variabile intera ($t \in \mathbb{Z}$).

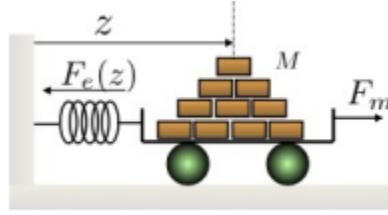
Si definiscono:

- $x(t+1) = f(x(t), u(t), t)$ detta equazione di stato
- $y(t) = h(x(t), u(t), t)$ detta equazione (o trasformazione) di uscita

NB: l'equazione di stato non è più differenziale ordinaria ma è un'equazione alle differenze finite.

La definizione di stato, uscita e ingresso rimane invariata rispetto al caso tempo continuo.

ESEMPIO carrello massa molla



Utilizzando la legge di Newton (prendendo z come la posizione del centro di massa) si ha:

$$M\ddot{z} = -F_e + F_m$$

con M massa e F_e forza elastica data da:

$$F_e(z(t), t) = k(t)z(t)$$

sostituendo:

$$M\ddot{z}(t) = -k(t)z(t) + F_m(t)$$

Definiamo:

- $x_1 := z$ (posizione), $x_2 := \dot{z}$ (velocità) di conseguenza lo stato risulta $x := [x_1 x_2]^T$
- $u := F_m$ ingresso

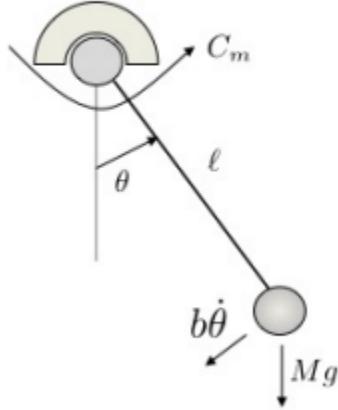
Supponendo di misurare $z(t)$ con un sensore allora $y := z$, sia $k(t) = k$ e considerando come uscita l'energia totale $E_T(t) = \frac{1}{2}(kz^2(t) + M\dot{z}^2(t))$:

$$\dot{x}_1 = x_2(t)$$

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{k(t)}{M}x_1(t) + \frac{1}{M}u(t) = -\frac{k}{M}x_1(t) + \frac{1}{M}u(t)$$

$$y(t) = x_1(t) = \frac{1}{2}(kx_1^2(t) + Mx_2^2(t))$$

ESEMPIO pendolo



Equazione dei momenti (C_m coppia motore):

$$Ml^2\ddot{\theta} = C_{grav} + C_{drag} + C_m$$

con M massa e C_{grav} e C_{drag} date da

$$C_{grav} = -Mglsin(\theta), \quad C_{drag} = -b\dot{\theta}$$

con b coefficiente d'attrito.

Definiamo:

- $x_1 := \theta$ (posizione angolare) e $x_2 := \dot{\theta}$ (velocità angolare), di conseguenza lo stato $x := [x_1 x_2]^T$
- $u := C_m$ ingresso

Supponiamo di misurare θ tramite un sensore angolo, allora $y := \theta$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{g}{l}\sin(x_1(t)) - \frac{b}{Ml^2}x_2(t) + \frac{1}{Ml^2}u(t) \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned}$$

Se invece misuriamo la posizione verticale tramite sensore, allora $y := -l\cos(\theta)$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{g}{l}\sin(x_1(t)) - \frac{b}{Ml^2}x_2(t) + \frac{1}{Ml^2}u(t) \\ y(t) &= -l\cos(x_1(t)) \end{aligned}$$

Definizione di traiettoria

Dato un istante iniziale t_0 e uno stato iniziale x_{t_0} , la funzione del tempo $(x(t), u(t))$, $t \geq t_0$, che soddisfa l'equazione di stato $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t)$ si dice **traiettoria** (o movimento) **del sistema**. In particolare, $x(t)$ si dice traiettoria dello stato. Consistentemente, $y(t)$ si dice traiettoria dell'uscita.

Per sistemi senza ingresso (detti non forzati) la traiettoria (dello stato) $x(t)$, $t \geq t_0$, è determinata solo dallo stato iniziale x_{t_0} .

EQUILIBRIO DI UN SISTEMA

Equilibrio di un sistema non forzato Dato un sistema non forzato $\dot{x}(t) = f(x(t), t)$, uno stato x_e si dice **equilibrio** del sistema se $x(t) = x_e, t \geq t_0$ è una traiettoria del sistema.

Coppia di equilibrio Dato un sistema forzato $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t)$, (x_e, u_e) si dice coppia di equilibrio se $(x(t), u(t)) = (x_e, u_e), t \geq t_0$, è traiettoria del sistema.

Per sistemi $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$ (tempo invarianti) vale la seguente proprietà: data una coppia di equilibrio (x_e, u_e) vale $f(x_e, u_e) = 0$, vale lo stesso per sistemi non forzati (se x_e equilibrio allora $f(x_e) = 0$).

Quindi ricapitolando:

- se $x(t) = x_e \forall t \implies \dot{x}(t) = 0 \implies f(x(t), t) = 0$ (sistemi non forzati)
- se $\dot{x}(t) = f(x(t))$: $f(x_e) = 0 \implies x_e$ equilibrio (sistemi non forzati tempo invarianti).
- se $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$: $f(x_e, u_e) = 0 \implies (x_e, u_e)$ coppia di equilibrio (sistemi forzati tempo invarianti).

CLASSIFICAZIONE DI SISTEMI IN FORMA DI STATO

Dato il caso generale, $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, y \in \mathbb{R}^p$

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t) \text{ equazione di stato}$$

$$y(t) = h(x(t), u(t), t) \text{ equazione di uscita}$$

I sistemi in forma di stato si possono classificare in:

- **SISO** (Single Input Single Output), sotto classe dei sistemi MIMO (Multiple Input Multiple Output): se $m = p = 1$ altrimenti MIMO
- **Strettamente propri**, sotto classe di propri: se $y = h(x(t), t)$
- **Non forzati**, sotto classe di forzati: $\dot{x}(t) = f(x(t), t)$ $y(t) = h(x(t), t)$
- **Tempo invarianti** sotto classe dei tempo varianti: se data una traiettoria $(x(t), u(t), t), t \geq t_0$, con $x(t_0) = x_0, \forall \Delta \in \mathbb{R}$, vale che per $x(t_0 + \Delta) = x_0$ allora $(x_\Delta(t), u_\Delta(t)) = (x(t - \Delta), u(t - \Delta))$ è una traiettoria. Si può dimostrare che i sistemi tempo invarianti sono del tipo:
 $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \quad x(0) = x_0$
 $y(t) = h(x(t), u(t))$
senza perdita di generalità si può porre $t_0 = 0$
- **Linearità** sotto classe dei non lineari

SISTEMI LINEARI

Un sistema è detto lineare se le funzioni di stato e di uscita sono lineari in x ed u .

$$\dot{x}_1(t) = a_{11}(t)x_1(t) + \dots + a_{1n}(t)x_n(t) + b_{11}(t)u_1(t) + \dots + b_{1m}(t)u_m(t)$$

⋮

$$\dot{x}_n(t) = a_{n1}(t)x_1(t) + \dots + a_{nn}(t)x_n(t) + b_{n1}(t)u_1(t) + \dots + b_{nm}(t)u_m(t)$$

$$y_1(t) = c_{11}(t)x_1(t) + \dots + c_{1n}(t)x_n(t) + d_{11}(t)u_1(t) + \dots + d_{1m}(t)u_m(t)$$

⋮

$$y_p(t) = c_{p1}(t)x_1(t) + \dots + c_{pn}(t)x_n(t) + d_{p1}(t)u_1(t) + \dots + d_{pm}(t)u_m(t)$$

Quindi raggruppando tutti i coefficienti in matrici del tipo:

$$A(t) = \begin{bmatrix} a_{11}(t) & \cdots & a_{1n}(t) \\ \vdots & \ddots & \\ a_{n1}(t) & \cdots & a_{nn}(t) \end{bmatrix} \quad B(t) = \begin{bmatrix} b_{11}(t) & \cdots & b_{1m}(t) \\ \vdots & \ddots & \\ b_{n1}(t) & \cdots & b_{nm}(t) \end{bmatrix}$$

$$C(t) = \begin{bmatrix} c_{11}(t) & \cdots & c_{1n}(t) \\ \vdots & \ddots & \\ c_{p1}(t) & \cdots & c_{pn}(t) \end{bmatrix} \quad D(t) = \begin{bmatrix} d_{11}(t) & \cdots & d_{1m}(t) \\ \vdots & \ddots & \\ d_{p1}(t) & \cdots & d_{pm}(t) \end{bmatrix}$$

Dove $A(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B(t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C(t) \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $D(t) \in \mathbb{R}^{p \times m}$

Di conseguenza le equazioni di stato e di uscita diventano:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t)$$

$$y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t)$$

SISTEMI LINEARI TEMPO INVARIANTI

Un sistema si dice **lineare tempo invariante** se è lineare e le funzioni del movimento sono indipendenti dal tempo:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

$A(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B(t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C(t) \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $D(t) \in \mathbb{R}^{p \times m}$

Se **SISO**: $A(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $C(t) \in \mathbb{R}^{1 \times n}$, $D(t) \in \mathbb{R}^{1 \times 1} \implies B$ è un vettore, C è un vettore riga e D è uno scalare.

Principio di sovrapposizione degli effetti

Sia $(x_a(t), u_a(t))$ traiettoria con $x_a(t_0) = x_{0a}$

Sia $(x_b(t), u_b(t))$ traiettoria con $x_b(t_0) = x_{0b}$

Allora $\forall \alpha, \beta \in \mathbb{R}$ dato lo stato iniziale $x_{ab}(t_0) = \alpha x_{0a} + \beta x_{0b}$, si ha che:

$$(x_{ab}(t), u_{ab}(t)) = (\alpha x_a(t) + \beta x_b(t), \alpha u_a(t) + \beta u_b(t))$$

è una **traiettoria del sistema**. Ovvero applicando in ingresso $u_{ab}(t) = \alpha u_a(t) + \beta u_b(t)$ la traiettoria di stato è $x_{ab}(t) = \alpha x_a(t) + \beta x_b(t)$

Importante: NON vale per sistemi non lineari

Evoluzione libera e forzata

Sia $x_\ell(t)$, $t \geq t_0$ la traiettoria di stato ottenuta per $x_\ell(t_0) = x_0$ e $u_\ell(t) = 0$, $t \geq t_0$, detta **evoluzione libera**

Sia $x_f(t)$, $t \geq t_0$ la traiettoria di stato ottenuta per $x_f(t_0) = 0$ e $u_f(t) = u(t)$, $t \geq t_0$, detta **evoluzione forzata**

Applicando il principio di sovrapposizione degli effetti si ha che fissato lo stato iniziale $x(t_0) = x_0$ e applicando l'ingresso $u(t)$, $t \geq t_0$ la traiettoria di stato è data da

$$x(t) = x_\ell(t) + x_f(t)$$

Ciò NON vale per sistemi non lineari (il principio di sovrapposizione vale solo per sistemi lineari)

Traiettorie di un SLTI e rappresentazioni equivalenti

Dato il SLTI generico: $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad x(0) = x_0$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

Dalla notazione introdotta nel paragrafo precedente si può scrivere:

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{At}x_0 + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \\ y(t) &= Ce^{At}x_0 + C \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau + Du(t) \end{aligned}$$

Ricorda:

$$e^{At} = I + At + \frac{(At)^2}{2!} + \frac{(At)^3}{3!} + \cdots = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(At)^n}{n!}$$

Proprietà della matrice esponenziale:

- Esponenziale e cambio di base: $e^{TAT^{-1}t} = Te^{At}T^{-1}$
- Esponenziale di una matrice diagonale a blocchi (forma di Jordan): l'esponenziale di una matrice di questo tipo è una matrice diagonale a blocchi in cui ciascun blocco è l'esponenziale del blocco corrispondente della matrice di partenza

Difatti l'esponenziale di una matrice diagonale $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ è: $e^{\Lambda t} = \text{diag}\{e^{\lambda_1 t}, \dots, e^{\lambda_n t}\}$

Dalle proprietà sopraelencate si può giungere ad una rappresentazione equivalente delle equazioni di traiettorie e uscite dei SLTI effettuando un cambio di base mediante una matrice T (invertibile):

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= Tx(t) \\ x(t) &= T^{-1}\hat{x}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) &= \hat{A}\hat{x}(t) + \hat{B}u(t) \\ y(t) &= \hat{C}\hat{x}(t) + \hat{D}u(t) \end{aligned}$$

con: $\hat{A} = TAT^{-1}$, $\hat{B} = TB$, $\hat{C} = CT^{-1}$, $\hat{D} = D$

Tutto questo per cambiare la posizione dell'origine in modo tale da non avere errore (non avere un gap fra l'origine e lo stato iniziale).

Modi naturali

Dato il SLTI generico: $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad x(0) = x_0$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

Indicando con $\lambda_1, \dots, \lambda_r$ gli $r \leq n$ autovalori (reali e complessi coniugati) distinti della matrice A , con molteplicità algebrica $n_1, \dots, n_r \geq 0$ tali che $\sum_{i=1}^r n_i = n$.

Le componenti dell'evoluzione libera dello stato $x_\ell(t)$ si possono scrivere come:

$$x_{\ell,j}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{q=1}^{h_i} \gamma_{j,i,q} t^{q-1} e^{\lambda_i t}, \quad j = 1, \dots, n$$

per opportuni valori di $h_i \leq n_i$, dove i coefficienti $\gamma_{j iq}$ dipendono dallo stato iniziale $x(0)$.

I termini $t^{q-1}e^{\lambda_i t}$ sono detti **modi naturali** del sistema. L'evoluzione libera è **combinazione lineare dei modi**.

Inoltre poiché l'uscita è lineare nello stato, anche l'evoluzione libera dell'uscita è combinazione lineare dei modi.

Forma reale dei modi di un sistema Se la matrice A del SLTI è reale e $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$ è un autovalore complesso, allora il suo complesso coniugato $\bar{\lambda}_i = \sigma_i - j\omega_i$ è autovalore di A , inoltre si può dimostrare che i coefficienti $\gamma_{j iq}$ corrispondenti agli autovalori complessi coniugati sono anch'essi complessi coniugati. Si verifica inoltre per calcolo diretto che $x_{\ell, j}(t)$ sono sempre reali e che i modi del sistema corrispondenti ad autovalori complessi coniugati λ_i e $\bar{\lambda}_i$ sono del tipo:

$$t^{q-1}e^{\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \phi_i)$$

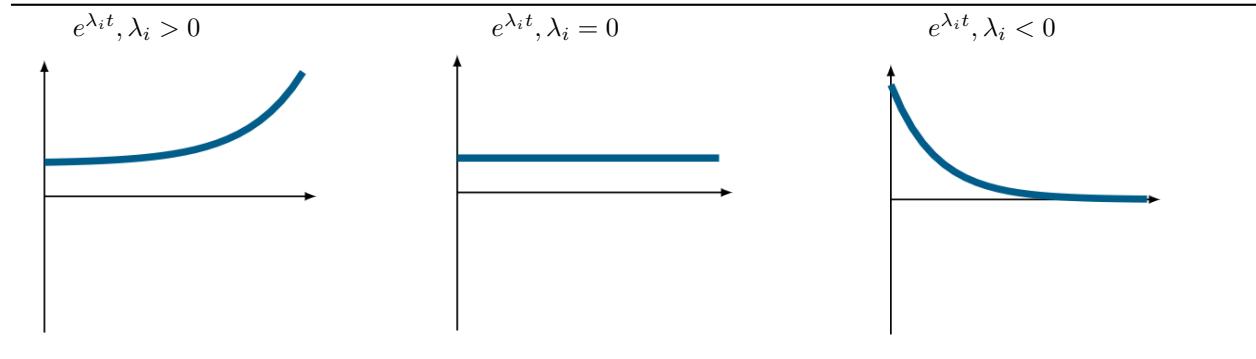
con opportuni valori della fase ϕ_i .

Nel caso in cui le molteplicità algebriche n_1, \dots, n_r degli autovalori di A coincidano con le molteplicità geometriche, allora i coefficienti h_i sono tutti pari ad 1 e l'espressione dei modi si semplifica in

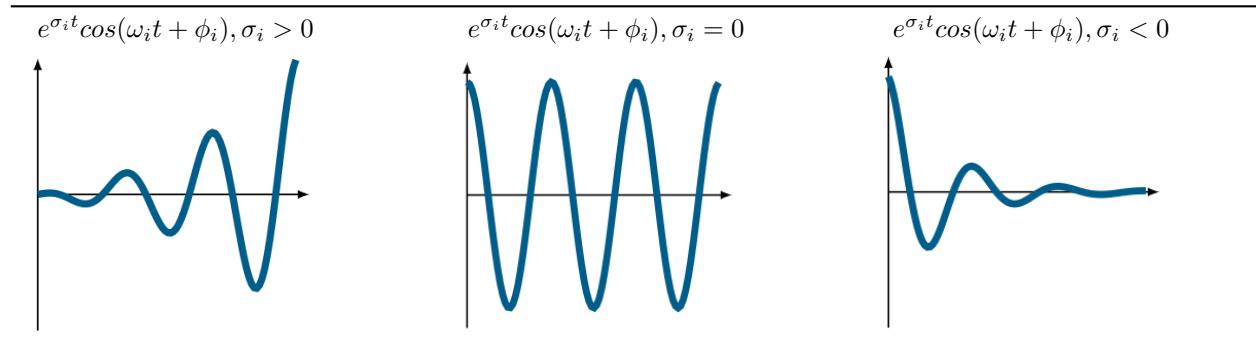
$$e^{\lambda_i t} \quad \text{per autovalori reali}$$

$$e^{\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad \text{per autovalori complessi coniugati}$$

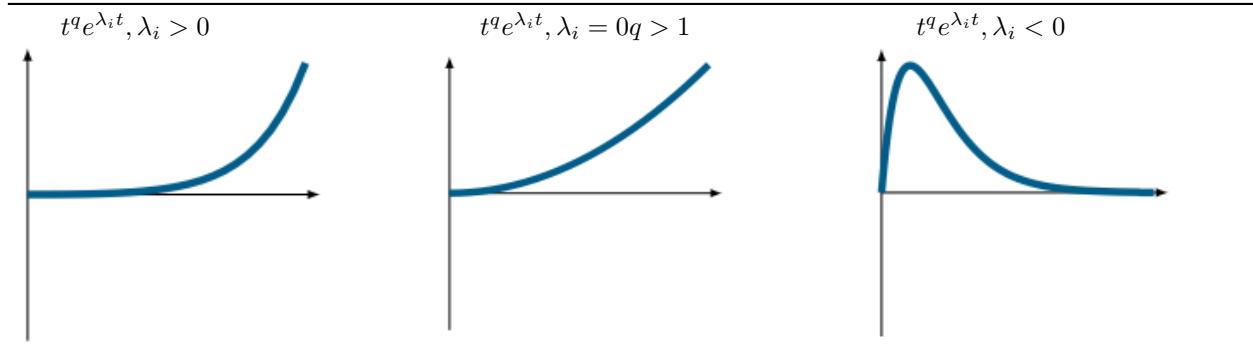
Modi naturali: autovalori reali semplici (m.a. = m.g.)



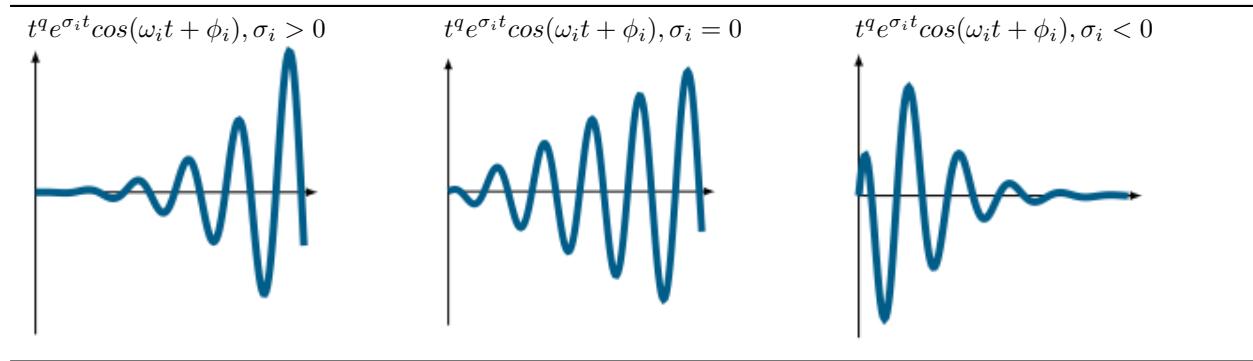
Modi naturali: autovalori complessi coniugati semplici (m.a. = m.g.)



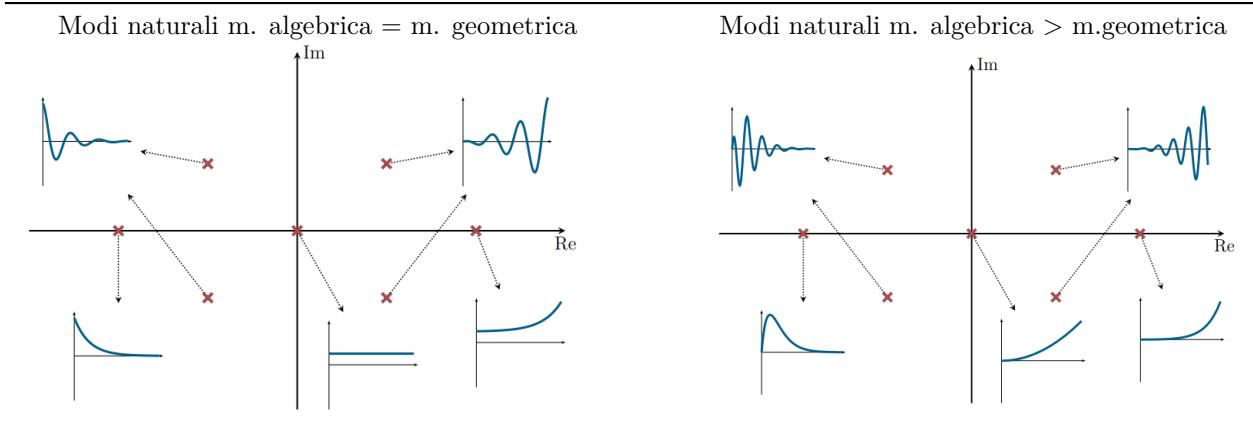
Modi naturali: autovalori reali (m.a. > m.g.)



Modi naturali: autovalori complessi coniugati (m.a. > m.g.)



Modi naturali: tabella riassuntiva



Forma di Jordan di una matrice

Per una generica matrice A si può dimostrare che esiste sempre T tale che:

$$J = TAT^{-1}$$

di μ autovalori distinti $\lambda_1, \dots, \lambda_\mu$ con n_i molteplicità algebrica di λ_i

$$J = \text{diag}\{J_1, \dots, J_\mu\}$$

con J_i blocco di Jordan associato all'autovalore λ_i dato da

$$J_i = \text{diag}\{J_{i1}, \dots, J_{i\nu_i}\}$$

con $J_{ih} \in \mathbb{R}^{\eta_{ih} \times \eta_{ih}}$ miniblocchi di Jordan dell'autovalore λ_i dati da

$$J_{ih} = \begin{bmatrix} \lambda_i & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_i & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \\ 0 & \cdots & 0 & \lambda_i & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \lambda_i \end{bmatrix}$$

dove $\sum_{h=1}^{\nu_i} \eta_{ih} = n_i$

Esponenziale di un miniblocco

Dato J_{ih} definito come nel paragrafo precedente allora il suo esponenziale $e^{J_{ih}t}$ è dato da (λ_i reale o complesso)

$$e^{J_{ih}t} = e^{\lambda_i t} \begin{bmatrix} 1 & t & \frac{t^2}{2!} & \cdots & \frac{t^{\eta_{ih}-1}}{(\eta_{ih}-1)!} \\ 0 & 1 & t & \cdots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & t \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Esempio: carrello

Prendendo in esempio il carrello con la massa e la molla e considerando k costante cosicché il sistema sia LTI, si ha:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \end{bmatrix} u(t) \\ y(t) &= [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + 0u(t) \end{aligned}$$

Autovalori: $\lambda_1 = j\sqrt{\frac{k}{M}}$, $\lambda_2 = -j\sqrt{\frac{k}{M}}$

Se applichiamo un controllo $u = -hx_2$ gli autovalori diventano:

$$\lambda_1 = -\frac{h}{2M} + \sqrt{\frac{h^2}{4M^2} - \frac{k}{M}}, \lambda_2 = -\frac{h}{2M} - \sqrt{\frac{h^2}{4M^2} - \frac{k}{M}}$$

Se $h^2 > 4Mk$ allora autovalori reali, se $h^2 < 4Mk$ autovalori complessi coniugati.

Se $h^2 = 4Mk \implies \lambda_1 = \lambda_2 = -\frac{h}{2M}$ (m.a.=2), si può dimostrare che m.g.=1, quindi blocco di Jordan 2×2 :

$$J = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{h}{2M} & 1 \\ 0 & -\frac{h}{2M} \end{bmatrix} \quad e^{Jt} = e^{-\frac{h}{2M}t} \begin{bmatrix} 1 & t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\hat{x}_\ell(t) = \begin{bmatrix} e^{-\frac{h}{2M}t} \hat{x}_1(0) + te^{-\frac{h}{2M}t} \hat{x}_2(0) \\ e^{-\frac{h}{2M}t} \hat{x}_2(0) \end{bmatrix}$$

STABILITÀ

Equilibrio stabile Uno stato di equilibrio x_e si dice stabile se $\forall \epsilon > 0, \exists \delta > 0$ tale che $\forall x_0$ tale che $\|x_0 - x_e\| \leq \delta$ allora risulti $\|x(t) - x_e\| \leq \epsilon, \forall t \geq 0$

Equilibrio instabile Uno stato di equilibrio x_e si dice instabile se non è stabile.

Equilibrio attrattivo Uno stato di equilibrio x_e si dice attrattivo se $\exists \delta > 0$ tale che $\forall x_0$ tale che $\|x_0 - x_e\| \leq \delta$ allora risulti $\lim_{t \rightarrow +\infty} \|x(t) - x_e\| = 0$

Equilibrio asintoticamente stabile Uno stato di equilibrio x_e si dice asintoticamente stabile se è stabile e attrattivo

Stabilità locale Le definizioni date sottointendono la parola locale, cioè la proprietà vale in un intorno di x_e

Stabilità globale Le proprietà di stabilità ed asintotica stabilità sono globali se valgono $\forall x_e \in \mathbb{R}^n$

Stabilità di una traiettoria Le definizioni di stabilità si possono generalizzare a una traiettoria $\bar{x}(t), t \geq 0$

STABILITÀ INTERNA DI SLTI

Nei sistemi lineari se $u = 0$ allora $x = 0$ è **sempre** un equilibrio. Nei sistemi lineari si può dimostrare che tutti gli equilibri e tutte le traiettorie hanno le stesse proprietà di stabilità, per questo motivo si parla di **stabilità del sistema**.

Teorema 1

Un SLTI è asintoticamente stabile se e solo se tutti gli autovalori hanno parte reale strettamente negativa.

Teorema 2

Un SLTI è stabile se e solo se tutti gli autovalori hanno parte reale minore o uguale a zero e tutti gli autovalori a parte reale nulla hanno molteplicità geometrica uguale alla molteplicità algebrica (i miniblocchi di Jordan associati hanno dimensione 1)

Conseguenza immediata è che se si ha almeno un autovalore a parte reale positiva o se almeno un autovalore a parte reale nulla ha m.a. > m.g.

Prendendo in esame l'esempio del carrello, se $h^2 > 4Mk$ o se $h^2 < 4Mk$ gli autovalori, in entrambi i casi, sono a parte reale negativa, quindi il sistema è asintoticamente stabile. Se, invece, $h^2 = 4Mk$, $\lambda_1 = \lambda_2 = -\frac{h}{2M}$ (m.a. = 2), si può però dimostrare che m.g. = 2 e che gli autovalori sono a parte reale negativa quindi il sistema è asintoticamente stabile.

RETROAZIONE DELLO STATO

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}$$

Supponendo di misurare l'intero stato, ovvero se $y(t) = x(t)$ allora possiamo progettare

$$u(t) = Kx(t) + v(t)$$

con $K \in \mathbb{R}^{m \times n}$ una matrice di guadagni e $v(t)$ un ulteriore ingresso per il sistema retroazionato. Risulta quindi

$$\dot{x}(t) = (A + BK)x(t) + Bv(t)$$

Se vogliamo il sistema ad anello chiuso asintoticamente stabile dobbiamo progettare K tale che $(A + BK)$ abbia autovalori tutti a parte reale negativa. La possibilità di scegliere gli autovalori di $(A + BK)$ dipende dalla coppia di matrici (A, B) ed è legata alla proprietà di **raggiungibilità**.

Se non è possibile misurare l'intero stato, ovvero se $x(t) \neq y(t)$, esistono tecniche per ricostruire lo stato a partire dalle misure mediante sistemi ausiliari detti **osservatori**. Se si possa ricostruire o meno lo stato dipende dalla coppia (A, C) ed è legato alla proprietà di osservabilità.

LINEARIZZAZIONE DI SISTEMI NON LINEARI (tempo invarianti)

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= h(x(t), u(t))\end{aligned}$$

Sia (x_e, u_e) una coppia di equilibrio, $f(x_e, u_e) = 0$, consideriamo una traiettoria a partire da stato iniziale $x(0) = x_e + \tilde{x}_0$

$$\begin{aligned}x(t) &= x_e + \tilde{x}(t) \\ u(t) &= u_e + \tilde{u}(t) \\ y(t) &= h(x_e, u_e) + \tilde{y}(t) = y_e + \tilde{y}(t)\end{aligned}$$

Essendo una traiettoria vale

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(x_e + \tilde{x}(t)) &= f(x_e + \tilde{x}(t), u_e + \tilde{u}(t)) \\ y_e + \tilde{y}(t) &= h(x_e + \tilde{x}(t), u_e + \tilde{u}(t))\end{aligned}$$

Sviluppando in serie di Taylor (f e h suff. regolari) in (x_e, u_e)

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(x_e + \tilde{x}(t)) &= f(x_e, u_e) + \frac{\partial}{\partial x}f(x, u)\bigg|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} + \frac{\partial}{\partial u}f(x, u)\bigg|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} + \text{term. ord. sup.} = \\ &= f(x_e, u_e) + A_e\tilde{x}(t) + B_e\tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.} = \\ &= A_e\tilde{x}(t) + B_e\tilde{u}(t)\end{aligned}$$

$$y_e + \tilde{y}(t) = h(x_e, u_e) + \frac{\partial}{\partial x}h(x, u)\bigg|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} + \frac{\partial}{\partial u}h(x, u)\bigg|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} + \text{term. ord. sup.}$$

Quindi

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \frac{\partial}{\partial x} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} \tilde{x}(t) + \frac{\partial}{\partial u} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} \tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.}$$

$$\tilde{y}(t) = \frac{\partial}{\partial x} h(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} \tilde{x}(t) + \frac{\partial}{\partial u} h(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} \tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.}$$

Conseguentemente ponendo

$$\frac{\partial}{\partial x} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} = A_e \in \mathbb{R}^{n \times n} \quad \frac{\partial}{\partial u} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} = B_e \in \mathbb{R}^{n \times m}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} h(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} = C_e \quad \frac{\partial}{\partial u} h(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} = D_e$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A_e \tilde{x}(t) + B_e \tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.} \quad \tilde{x}(0) = \tilde{x}_0$$

$$\tilde{y}(t) = C_e \tilde{x}(t) + D_e \tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.}$$

Approssimando

$$\dot{\tilde{x}}(t) \approx A_e \tilde{x}(t) + B_e \tilde{u}(t)$$

$$\tilde{y}(t) \approx C_e \tilde{x}(t) + D_e \tilde{u}(t)$$

Quindi il sistema linearizzato risulta

$$\dot{\Delta x}(t) = A_e \Delta x(t) + B_e \Delta u(t)$$

$$\Delta y(t) = C_e \Delta x(t) + D_e \Delta u(t)$$

Con $(\Delta x(t), \Delta u(t))$, $t \geq 0$, traiettoria del linearizzato.

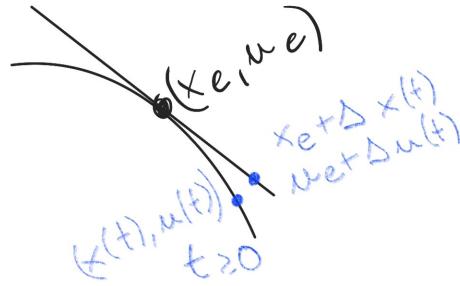
Le traiettorie del sistema linearizzato soddisfano

$$x(t) = x_e + \tilde{x}(t) \approx x_e + \Delta x(t)$$

$$u(t) = u_e + \tilde{u}(t) \approx u_e + \Delta u(t)$$

$$y(t) = y_e + \tilde{y}(t) \approx y_e + \Delta y(t)$$

per variazioni sufficientemente piccole (Δ sufficientemente piccolo).



Teorema

Dato un sistema non lineare tempo invariante, $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$, sia (x_e, u_e) una coppia di equilibrio. Se il sistema linearizzato intorno a (x_e, u_e) è asintoticamente stabile, allora l'equilibrio x_e , relativo all'ingresso u_e è (localmente) asintoticamente stabile.

Ricorda: per vedere se il sistema linearizzato è asintoticamente stabile in un intorno della coppia di equilibrio si guardano gli autovalori di A (o di $A + BK$ se è retroazionato).

Teorema

Dato un sistema non lineare tempo invariante, $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$, sia (x_e, u_e) una coppia di equilibrio. Se il linearizzato intorno a (x_e, u_e) ha almeno un autovalore a parte reale positiva, allora l'equilibrio x_e , relativa all'ingresso u_e , è instabile.

N.B.: non si può dire nulla in caso abbiano solo autovalori a parte reale minore o uguale a zero con almeno un autovalore a parte reale nulla.

Controllo non lineare mediante linearizzazione

Consideriamo il sistema non lineare

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$$

Linearizzazione intorno all'equilibrio (x_e, u_e) ($A_e = \frac{\partial}{\partial x} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}}$, $B_e = \frac{\partial}{\partial u} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}}$)

$$\dot{\Delta x}(t) = A_e \Delta x(t) + B_e \Delta u(t)$$

Obiettivo: portare $\Delta x(t)$ a zero, ovvero $x(t)$ a x_e “in modo approssimato”. Usando retroazione dello stato $\Delta u(t) = K \Delta x(t) + \Delta v(t)$ otteniamo il sistema in anello chiuso:

$$\dot{\Delta x}(t) = (A_e + B_e K) \Delta x(t) + B_e \Delta v(t)$$

Posso progettare K in modo che $(A_e + B_e K)$ sia asintoticamente stabile. Grazie ai teoremi sulla linearizzazione x_e risulta un equilibrio (localmente asintoticamente stabile per il sistema lineare non in anello chiuso retroazionato).

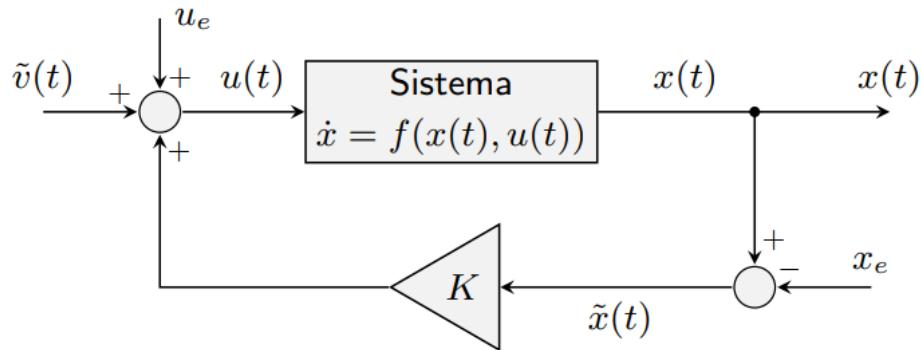
Visto che $\Delta x(t) \approx x(t) - x_e$:

$$u(t) = u_e + K(x(t) - x_e) + \tilde{v}(t) \approx u_e + K \Delta x(t) + \tilde{v}(t)$$

Perciò la legge di controllo finale sarà:

$$u(t) = u_e + K(x(t) - x_e) + \tilde{v}(t) \quad \text{feedback (retroazione) per il sistema non lineare}$$

Con la K progettata sul sistema linearizzato.



TRASFORMATA DI LAPLACE

Richiami sui numeri complessi

Un numero complesso può essere rappresentato in 2 modi:

- **Forma cartesiana:**

$$s = \sigma + j\omega \quad \sigma \text{ parte reale, } \omega \text{ parte immaginaria}$$

- **Forma polare:**

$$s = \rho e^{j\varphi} \quad \rho \text{ modulo, } \varphi \text{ argomento}$$

Ovviamente esistono le formule per il passaggio fra l'una e l'altra:

$$\rho = \sqrt{\sigma^2 + \omega^2} \quad \varphi = \text{atan}\left(\frac{\omega}{\sigma}\right)$$

$$\sigma = \rho \cos(\varphi) \quad \omega = \rho \sin(\varphi)$$

TRASFORMATA DI LAPLACE

Data una funzione complessa f di variabile reale t , $f : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$

Sia $s = \sigma + j\omega$ una variabile complessa, allora:

$$F(s) = \int_{0^-}^{+\infty} f(t) e^{-st} dt \quad \text{Trasformata di Laplace di } f(t)$$

Se esiste per qualche s , ossia se l'integrale converge.

Notazione: Trasformazione di Laplace \mathcal{L} $f(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} F(s)$

$$F(s) = \mathcal{L}[f(t)]$$

OSSERVAZIONI

Ascissa di convergenza Sia $\bar{\sigma} > -\infty$ estremo inferiore di $s = \sigma + j\omega$ per cui l'integrale converge. Allora la trasformata esiste nel semipiano $\text{Re}(s) > \bar{\sigma}$. $\bar{\sigma}$ è detta ascissa di convergenza. La definizione si estende anche a $\text{Re}(s) \leq \bar{\sigma}$.

N.B.: solo i valori di $f(t)$ per $t \geq 0$ determinano la trasformata.

N.B.: L'integrale va da 0^- a $+\infty$ quindi gli impulsi in 0 sono considerati nell'integrazione.

Trasformate razionali

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

dove $N(s)$ e $D(s)$ sono polinomi primi fra loro.

Se f reale allora $N(s)$ e $D(s)$ a coefficienti reali.

Gli **zeri** sono le radici di $N(s) = 0$

I **poli** sono le radici di $D(s) = 0$

ANTITRASFORMAZIONE

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s)e^{st}ds$$

con $\sigma > \bar{\sigma}$.

Notazione: antitrasformazione di Laplace $\mathcal{L}^{-1} \quad F(s) \xrightarrow{\mathcal{L}^{-1}} f(t)$

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}[F(s)]$$

N.B.: $f(t)$ fornita solo per $t \geq 0$. Si assume $f(t) = 0$ per $t < 0$.

N.B.: Considerando solo $f(t)$ t.c. $f(t) = 0$ per $t < 0$ allora c'è corrispondenza biunivoca tra $f(t)$ e $F(s)$, quindi hanno lo stesso contenuto informativo.

N.B.: la definizione è poco usata per l'antitrasformazione.

PROPRIETÀ

Linearità

$$\mathcal{L}[\alpha f(t) + \beta g(t)] = \alpha \mathcal{L}[f(t)] + \beta \mathcal{L}[g(t)] = \alpha F(s) + \beta G(s) \quad \forall \alpha, \beta \in \mathbb{C}$$

Traslazione temporale

$$\mathcal{L}[f(t - \tau)] = e^{-\tau s} F(s) \quad \forall \tau > 0$$

Traslazione nel dominio della variabile complessa

$$\mathcal{L}[e^{\alpha t} f(t)] = F(s - a) \quad \forall \alpha \in \mathbb{C}$$

Derivazione nel tempo

$$\mathcal{L}\left[\frac{d}{dt} f(t)\right] = sF(s) - f(0)$$

Ne consegue iterando

$$\mathcal{L}\left[\frac{d^n}{dt^n} f(t)\right] = s^n F(s) - \sum_{i=1}^n s^{n-i} \frac{d^{i-1}}{dt^{i-1}} f(t) \Big|_{t=0}$$

Integrazione nel tempo

$$\mathcal{L}\left[\int_0^t f(\tau) d\tau\right] = \frac{1}{s} F(s)$$

Convoluzione nel tempo

$$\mathcal{L}\left[\int_0^t f_1(t - \tau) f_2(\tau) d\tau\right] = F_1(s) F_2(s)$$

TEOREMI DEL VALORE INIZIALE E FINALE

Teorema del valore iniziale

Se $f(t)$ reale con trasformata razionale $F(s)$ con grado del denominatore maggiore del grado del numeratore allora

$$f(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$$

Teorema del valore finale

Se $f(t)$ reale con trasformata razionale $F(s)$ con grado del denominatore maggiore del grado del numeratore e poli nulli o a parte reale negativa allora

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$$

TRASFORMATA DI SEGNALI ELEMENTARI

Delta di Dirac $\mathcal{L}[\delta(t)] = 1$

Gradino unitario $\mathcal{L}[1(t)] = \frac{1}{t}$

Rampa $\mathcal{L}[t1(t)] = \frac{1}{s^2}$

Esponenziale $\mathcal{L}[e^{\alpha t} 1(t)] = \frac{1}{s-\alpha}$

Seno $\mathcal{L}[\sin(\omega t) 1(t)] = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$

Coseno $\mathcal{L}[\cos(\omega t) 1(t)] = \frac{1}{\omega} \mathcal{L}\left[\frac{d}{dt} \sin(\omega t) 1(t)\right] = \frac{s}{\omega} \mathcal{L}[\sin(\omega t) 1(t)] = \frac{s}{\omega} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = \frac{s}{s^2 + \omega^2}$

Seno con fase $\mathcal{L}[\sin(\omega t \pm \varphi) 1(t)] = \frac{\omega \cos(\varphi) \pm s \sin(\varphi)}{s^2 + \omega^2}$

Coseno con fase $\mathcal{L}[\cos(\omega t \pm \varphi) 1(t)] = \frac{s \cos(\varphi) \mp \omega \sin(\varphi)}{s^2 + \omega^2}$

FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

Sistema non variante

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) \\ \mathcal{L}\left[\frac{d}{dt} x(t)\right] &= \mathcal{L}[f(x(t), u(t))] \\ sX(s) - x(0) &= \int_{0^-}^{+\infty} f(x(t), u(t)) e^{-st} dt \end{aligned}$$

Sistema lineare tempo variante

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ sX(s) - x_0 &= \mathcal{L}[A(t)x(t) + B(t)u(t)] = \mathcal{L}[A(t)x(t)] + \mathcal{L}[B(t)u(t)] = \int_{0^-}^{+\infty} A(t)x(t) e^{-st} dt + \int_{0^-}^{+\infty} B(t)u(t) e^{-st} dt \end{aligned}$$

SISTEMA LINEARE TEMPO INVARIANTE

Dato il seguente SLTI con $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ ed $y \in \mathbb{R}^p$

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

con $x(0) = x_0$

Siano $X(s) := \mathcal{L}[x(t)]$, $U(s) = \mathcal{L}[u(t)]$ e $Y(s) = \mathcal{L}[y(t)]$.

Trasformando entrambi i membri e ricordando che $\mathcal{L}[\dot{x}(t)] = sX(s) - x(0)$:

$$\begin{aligned} sX(s) - x(0) &= AX(s) + BU(s) \\ Y(s) &= CX(s) + DU(s) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (sI - A)X(s) &= x_0 + BU(s) \\ Y(s) &= CX(s) + DU(s) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X(s) &= (sI - A)^{-1}x_0 + (sI - A)^{-1}BU(s) \\ Y(s) &= C(sI - A)^{-1}x_0 + (C(sI - A)^{-1}B + D)U(s) \end{aligned}$$

Si possono quindi individuare le traformate dell'evoluzione libera (quelle dipendenti da x_0) e dell'evoluzione forzata (quelle dipendenti da $U(s)$):

- Evoluzione libera:

$$X_\ell(s) = (sI - A)^{-1}x_0$$

$$Y_\ell(s) = C(sI - A)^{-1}x_0$$

- Evoluzione forzata:

$$X_f(s) = (sI - A)^{-1}BU(s)$$

$$Y_f(s) = (C(sI - A)^{-1}B + D)U(s)$$

Considerando la trasformata dell'evoluzione forzata dell'uscita:

$$Y_f(s) = (C(sI - A)^{-1}B + D)U(s)$$

La matrice:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$$

è detta **funzione di traferimento**.

Se il sistema è SISO allora è uno scalare.

Dunque ora si ha una rappresentazione ingresso-uscita (detta rappresentazione *esterna*) del tipo:

$$Y_f(s) = G(s)U(s)$$

Se si assumesse $x(0) = 0$ allora si avrebbe

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

N.B.: la funzione di trasferimento è data dal rapporto tra la trasformata dell'uscita e dell'ingresso nel caso $x(0) = x_0 = 0$:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)}$$

Operativamente la funzione di traferimento può essere calcolata come:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D = C \frac{\text{adj}(sI - A)}{\det(sI - A)} B + D$$

Nel caso sia SISO la funzione è una funzione razionale fratta:

- il denominatore di grado n e numeratore di grado $\leq n$ ($= n$ se $D \neq 0$ e ne consegue che il sistema sarebbe proprio e NON strettamente proprio)
- il numeratore ed il denominatore possono avere radici comuni e quindi semplificabili, questo comporta un minore contenuto informativo rispetto alla forma di stato
- la relazione fra grado del numeratore e denominatore è detta *grado relativo*

E a livello dimensionale si avrebbe: $D \in \mathbb{R}$, $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $\text{adj}(sI - A) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e $\det(sI - A)$ che è un polinomio di grado n .

Nel caso in cui il sistema non sia SISO comunque $G(s)$ sarebbe una matrice i cui i singoli elementi sono rapporti di polinomi.

La funzione di traferimento:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$$

Se vista come rapporto di polinomi, può essere scritta:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\beta_\nu s^\nu + \beta_{\nu-1} s^{\nu-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0}{s^\nu + \alpha_{\nu-1} s^{\nu-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0}$$

Le radici di $N(s)$ sono dette **zeri**.

Le radici di $D(s)$ sono dette **poli**.

Molto importante: i poli sono radici di $\det(sI - A)$ quindi sono gli autovalori di A .

Un'altra osservazione può essere che poli e zeri sono reali o complessi coniugati poiché sono radici di polinomi a coefficienti reali.

Ma perchè usiamo la traformata di Laplace?

Perchè, usando la trasformata di Laplace, abbiamo un dominio (diverso da quello del tempo) nel quale non dobbiamo agire e risolvere equazioni differenziali potenzialmente molto complicate, bensì si riduce tutto a rapporti di polinomi di facile risoluzione.

Rappresentazioni e parametri della funzione di traferimento

Una forma fattorizzata è:

$$G(s) = \frac{\rho \prod_i (s + z_i) \prod_i (s^2 + 2\zeta_i \alpha_{ni} s + \alpha_{ni}^2)}{s^g \prod_i (s + p_i) \prod_i (s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2)}$$

I cui poli reali sono: $-p_i$.

E gli zeri reali: $-z_i$.

Si può dimostrare che $|\xi_i| < 1$ perchè devono essere complesse coniugate:

$$\begin{aligned} s^2 + \xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2 &\Rightarrow s_{p_{i1,2}} = -\xi_i \omega_{ni} \pm \sqrt{\xi_i^2 \omega_{ni}^2 - \omega_{ni}^2} \\ &= -\xi_i \omega_{ni} \pm \omega_{ni} \sqrt{\xi_i^2 - 1} \\ &= -\xi_i \omega_{ni} \pm j \omega_{ni} \sqrt{1 - \xi_i^2} \end{aligned}$$

Dalla forma presentata in precedenza si può arrivare ad una seconda forma particolarmente di interesse:

$$G(s) = \frac{\mu \prod_i (1 + \tau_i s) \prod_i (1 + \frac{2\zeta_i}{\alpha_{ni}} s + \frac{s^2}{\alpha_{ni}^2})}{s^g \prod_i (1 + T_i s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{s^2}{\omega_{ni}^2})}$$

detta **forma di Bode**.

Dimostrazione:

$$\begin{aligned}
 G(s) &= \frac{\rho \prod_i (s + z_i) \prod_i (s^2 + 2\zeta_i \alpha_{ni} s + \alpha_{ni}^2)}{s^g \prod_i (s + p_i) \prod_i (s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2)} \\
 \prod_i (s + z_i) &= \prod_i (1 + \frac{1}{z_i} s) z_i & \prod_i (s^2 + 2\zeta_i \alpha_{ni} s + \alpha_{ni}^2) &= \prod_i (\frac{s^2}{\alpha_{ni}^2} + \frac{s\zeta_i}{\alpha_{ni}} s + 1) \alpha_{ni}^2 \\
 \prod_i (s + p_i) &= \prod_i (1 + \frac{1}{p_i} s) p_i & \prod_i (s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2) &= \prod_i (\frac{s^2}{\omega_{ni}^2} + \frac{s\xi_i}{\omega_{ni}} s + 1) \omega_{ni}^2
 \end{aligned}$$

Quindi la $G(s)$ diventa:

$$\begin{aligned}
 G(s) &= \frac{\rho \prod_i (s + z_i) \prod_i (s^2 + 2\zeta_i \alpha_{ni} s + \alpha_{ni}^2)}{s^g \prod_i (s + p_i) \prod_i (s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2)} \\
 &= \frac{\rho \prod_i z_i \prod_i \alpha_{ni}^2 \prod_i (1 + \frac{1}{z_i} s) \prod_i (1 + \frac{2\zeta_i}{\alpha_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\alpha_{ni}^2})}{s^g \prod_i p_i \prod_i \omega_{ni}^2 \prod_i (1 + \frac{1}{p_i} s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\omega_{ni}^2})}
 \end{aligned}$$

Chiamando:

$$\mu = \rho \frac{\prod_i z_i \prod_i \alpha_{ni}^2}{\prod_i p_i \prod_i \omega_{ni}^2} \quad \tau_i = \frac{1}{z_i} \quad T_i = \frac{1}{p_i}$$

Si ha:

$$\begin{aligned}
 G(s) &= \frac{\rho \prod_i (s + z_i) \prod_i (s^2 + 2\zeta_i \alpha_{ni} s + \alpha_{ni}^2)}{s^g \prod_i (s + p_i) \prod_i (s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2)} \\
 &= \frac{\rho \prod_i z_i \prod_i \alpha_{ni}^2 \prod_i (1 + \frac{1}{z_i} s) \prod_i (1 + \frac{2\zeta_i}{\alpha_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\alpha_{ni}^2})}{s^g \prod_i p_i \prod_i \omega_{ni}^2 \prod_i (1 + \frac{1}{p_i} s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\omega_{ni}^2})} \\
 &= \frac{\mu \prod_i (1 + \tau_i s) \prod_i (1 + \frac{2\zeta_i}{\alpha_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\alpha_{ni}^2})}{s^g \prod_i (1 + T_i s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\omega_{ni}^2})}
 \end{aligned}$$

Da qui una variante un po' più chiara della forma di Bode è:

$$G(s) = \mu \frac{\prod_i (1 + \tau_i s) \prod_i (1 + \frac{2\zeta_i}{\alpha_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\alpha_{ni}^2})}{s^g \prod_i (1 + T_i s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}^2} s + \frac{s^2}{\omega_{ni}^2})} \blacksquare$$

In cui:

- ρ costante di trasferimento, μ guadagno
- g tipo
- $-z_i$ zeri reali, $-p_i$ poli reali, τ_i e T_i costanti di tempo
- $\alpha_{ni} > 0$, $\omega_{ni} > 0$ pulsazioni naturali di zeri e poli complessi coniugati
- ζ_i, ξ_i ($|\zeta_i| < 1$ e $|\xi_i| < 1$) smorzamenti di zeri e poli complessi coniugati

Esempio sistemi del II ordine: $G(s) = \frac{\rho}{s^2 + s\xi\omega_n + \omega_n^2}$

Esempio: $G(s) = 100 \frac{s+1}{s(s+10)} = \frac{100}{10} \frac{s+1}{s(1+\frac{1}{10}s)} = 10 \frac{s+1}{s(1+\frac{1}{10}s)}$

Quindi si ha: $\rho = 100$, $z = 1$, $p = 10$, $\mu = 10$, $\tau = 1$ e $T = \frac{1}{10}$

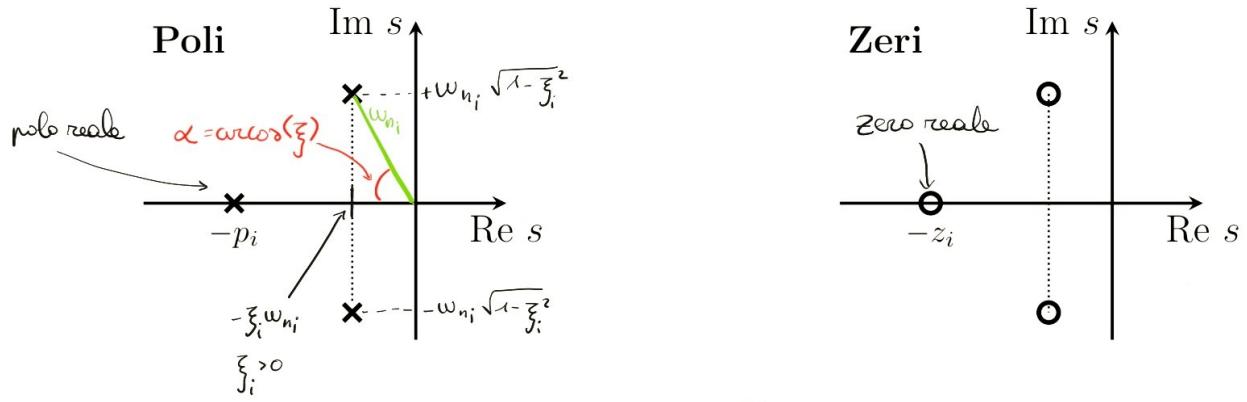


Figure 1: Rappresentazione dei poli e degli zeri sul piano complesso

Esempio 1

Dato il sistema:

$$\dot{x}_1 = -x_1 + x_2$$

$$\dot{x}_2 = -2x_2 + u$$

$$y = x_2$$

Allora

$$\begin{aligned} G(s) &= C(sI - A)^{-1}B \\ &= [0 \ 1] \begin{bmatrix} s+1 & -1 \\ 0 & s+2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= [0 \ 1] \begin{bmatrix} \frac{s+2}{(s+1)(s+2)} & \frac{1}{(s+1)(s+2)} \\ 0 & \frac{s+1}{(s+1)(s+2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{s+1}{(s+1)(s+2)} = \frac{1}{s+2} \end{aligned}$$

Esempio 2

Dato il sistema:

$$\dot{x}_1 = -x_1 - 2x_2 + u$$

$$\dot{x}_2 = 4x_2$$

$$y = x_1$$

Trasformando entrambi i membri:

$$sX_1(s) - x_1(0) = -X_1(s) - 2X_2(s) + U(s)$$

$$sX_2(s) - x_2(0) = 4X_2(s)$$

$$Y(s) = X_1(s)$$

In alternativa calcolandola con $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$ si ha $G(s) = \frac{s-4}{(s-4)(s+1)} = \frac{1}{s+1}$

ANTITRAFORMAZIONE DI LAPLACE

Ricordiamo che la trasformata della risposta di un SLTI SISO è data da: $Y(s) = C(sI - A)^{-1}x(0) + G(s)U(s)$ con $C(sI - A)^{-1} \in \mathbb{R}^{1 \times n}$.

Inoltre sappiamo che si può far vedere che gli elementi di $C(sI - A)^{-1}$ sono rapporti di polinomi. Quindi ora si può scrivere:

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

con $N(s)$ e $D(s)$ polinomi opportuni.

Ora si ricorda che per $x(0) = 0$ (cioè in risposta forzata) si ha:

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

E applicando a quest'ultima una delta di Dirac $u(t) = \delta(t)$ (che ha traformata $U(s) = 1$) si arriva ad avere:

$$Y(s) = G(s)$$

Indi per cui per la risposta all'impulso le radici di $D(s)$ sono i poli della funzione di traferimento.

Esempio di antitrasformazione tramite sviluppo di Heaviside

Data la risposta:

$$Y(s) = \frac{10(s+2)}{(s+1)(s+5)}$$

e mettiamo di volerla scrivere come:

$$Y(s) = \frac{10(s+2)}{(s+1)(s+5)} = \frac{r_1}{s+1} + \frac{r_2}{s+5}$$

con r_1, r_2 coefficienti.

Calcolando l'antitrasformata:

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathcal{L}^{-1}[Y(s)] = \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{r_1}{s+1} + \frac{r_2}{s+5}\right] \quad \text{per linearità della trasformata} \\ &= \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{r_1}{s+1}\right] + \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{r_2}{s+5}\right] \\ &= r_1 \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s+1}\right] + r_2 \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s+5}\right] \quad \text{ricordando le trasformate fondamentali} \\ &= r_1 e^{-t} 1(t) + r_2 e^{-5t} 1(t) \end{aligned}$$

Ma come calcolare r_1 e r_2 ?

Si sceglie un polo e si calcola la $Y(s)$ moltiplicata per il fatto che corrisponde al polo per la $s \rightarrow \text{polo}$. Nel nostro caso scegliamo $(s+1)$ quindi $\text{polo} = -1$:

$$\begin{aligned} (s+1)Y(s) \Big|_{s=-1} &= (s+1) \frac{10(s+2)}{(s+1)(s+5)} \Big|_{s=-1} = \frac{10}{4} = \frac{5}{2} \\ (s+1)Y(s) \Big|_{s=-1} &= (s+1) \frac{r_1}{s+1} + (s+1) \frac{r_2}{s+5} \Big|_{s=-1} = r_1 \end{aligned}$$

Allora

$$r_1 = (s+1)Y(s) \Big|_{s=-1} = \frac{10(s+2)}{s+5} \Big|_{s=-1} = \frac{5}{2}$$

Si fa lo stesso per r_2 e risulta:

$$r_2 = (s+5)Y(s) \Big|_{s=-5} = \frac{10(s+2)}{s+1} \Big|_{s=-5} = \frac{15}{2}$$

Riassumendo:

$$Y(s) = \frac{5}{2} \frac{1}{s+1} + \frac{15}{2} \frac{1}{s+5}$$

$$y(t) = \frac{5}{2} e^{-t} 1(t) + \frac{15}{2} e^{-5t} 1(t)$$

SVILUPPO DI HEAVISIDE O IN FRATTI SEMPLICI

Caso 1: poli reali o complessi coniugati distinti (molteplicità 1)

Si può scrivere $Y(s)$ come:

$$Y(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{\prod_{i=1}^n (s + p_i)} = \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s + p_i}$$

Gli r_i sono detti **residui**.

Consideriamo:

$$(s + p_i) \frac{N(s)}{D(s)} \Big|_{s=-p_i} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \frac{r_j (s + p_i)}{s + p_j} \Big|_{s=-p_i} + r_i$$

Quindi ciascun residuo r_i può essere calcolato come

$$r_i = (s + p_i) \frac{N(s)}{D(s)} \Big|_{s=-p_i}$$

Infine, antitrasformando:

$$Y(s) = \frac{N(s)}{\prod_{i=1}^n (s + p_i)} = \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s + p_i}$$

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}[Y(s)] = \sum_{i=1}^n r_i \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s + p_i} \right] = \sum_{i=1}^n r_i e^{-p_i t} 1(t)$$

Osservazione: r_i reali se associati a poli reali, r_i complessi coniugati se associati a poli complessi coniugati.

È interessante notare, inoltre, la forma reale dei poli complessi coniugati trovati col procedimento precedente, quindi consideriamo la coppia di poli complessi coniugati seguente:

$$p_{i,1} = \sigma_i + j\omega_i \quad p_{i,2} = \sigma_i - j\omega_i$$

E i residui associati sono:

$$r_{i,1} = M_i e^{-j\varphi_i} \quad r_{i,2} = M_i e^{j\varphi_i}$$

Quindi l'antitrasformata dei due termini associati è data da:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{r_{i,1}}{s + p_{i,1}} + \frac{r_{i,2}}{s + p_{i,2}} \right] &= M_i e^{-j\varphi_i} e^{-p_{i,1} t} 1(t) + M_i e^{j\varphi_i} e^{-p_{i,2} t} 1(t) \\ &= M_i e^{-j\varphi_i} e^{-(\sigma_i + j\omega_i)t} 1(t) + M_i e^{j\varphi_i} e^{-(\sigma_i - j\omega_i)t} 1(t) \\ &= M_i e^{-\sigma_i t} (e^{-j(\omega_i t + \varphi_i)} + e^{j(\omega_i t + \varphi_i)}) 1(t) \\ &= 2M_i e^{-\sigma_i t} \frac{(e^{-j(\omega_i t + \varphi_i)} + e^{j(\omega_i t + \varphi_i)})}{2} 1(t) \\ &= 2M_i e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i) 1(t) \end{aligned}$$

Da cui valgono le regole di divergenza e convergenza viste per i modi naturali:

- $-\sigma_i > 0 \implies e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ diverge
- $-\sigma_i = 0 \implies e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ rimane costante
- $-\sigma_i < 0 \implies e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ converge

Caso 2: poli reali o complessi coniugati multipli (molteplicità > 1)

Si può scrivere $Y(s)$ come:

$$Y(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{\prod_{i=1}^q (s + p_i)^{n_i}} = \sum_{i=1}^q \sum_{h=1}^{n_i} \frac{r_{i,h}}{(s + p_i)^h}$$

con $r_{i,h}$, $h = 1, \dots, n_i$, residui del polo $-p_i$.

Si consideri:

$$\begin{aligned} (s + p_i)^{n_i} \frac{N(s)}{D(s)} &= \\ &= (s + p_i)^{n_i} \sum_{j=1}^q \sum_{\substack{h=1 \\ j \neq i}}^{n_j} \frac{r_{j,h}}{(s + p_j)^h} + \sum_{h=1}^{n_i} (s + p_i)^{n_i - h} r_{i,h} \\ &= (s + p_i)^{n_i} \sum_{j=1}^q \sum_{\substack{h=1 \\ j \neq i}}^{n_j} \frac{r_{j,h}}{(s + p_j)^h} + \sum_{h=1}^{n_i-1} (s + p_i)^{n_i - h} r_{i,h} + r_{i,n_i} \end{aligned}$$

Quindi il residuo r_{i,n_i} è dato da:

$$r_{i,n_i} = (s + p_i)^{n_i} \frac{N(s)}{D(s)} \Big|_{s=-p_i}$$

Derivando $(s + p_i)^{n_i} \frac{N(s)}{D(s)}$ si calcolano gli altri residui come:

$$r_{i,h} = \frac{1}{(n_i - h)!} \frac{d^{n_i - h}}{ds^{n_i - h}} \left[(s + p_i)^{n_i} \frac{N(s)}{D(s)} \right] \Big|_{s=-p_i}$$

Antitrasformando la $Y(s)$ sviluppata in fratti semplici:

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{\prod_{i=1}^q (s + p_i)^{n_i}} = \sum_{i=1}^q \sum_{h=1}^{n_i} \frac{r_{i,h}}{(s + p_i)^h} \\ y(t) &= \mathcal{L}^{-1}[Y(s)] = \sum_{i=1}^q \sum_{h=1}^{n_i} r_{i,h} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{(s + p_i)^h} \right] \\ &\quad \text{ricordando le regole di antitrasformazione} \\ &= \sum_{i=1}^q \sum_{h=1}^{n_i} r_{i,h} \frac{t^{h-1}}{(h-1)!} e^{-p_i t} 1(t) \end{aligned}$$

Si può dimostrare che per una coppia di poli complessi coniugati

$$\sigma_i + j\omega_i \quad \text{e} \quad \sigma_i - j\omega_i$$

con molteplicità n_i , il contributo elementare associato è dato da:

$$\sum_{h=1}^{n_i} 2M_{i,h} \frac{t^{h-1}}{(h-1)!} e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_{i,h}) 1(t)$$

I modi naturali per un polo reale (multiplo) $-p_i$ è dato da:

$$\frac{t^{h-1}}{(h-1)!} e^{-p_i t} 1(t)$$

Mentre per una coppia di poli complessi coniugati (multipli) $-(\sigma_i + j\omega_1)$ e $-(\sigma_i - j\omega_1)$ è dato da:

$$\frac{t^{h-1}}{(h-1)!} e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_{i,h}) 1(t)$$

Da qui le regole di convergenza sono le stesse viste per i modi naturali con molteplicità algebrica maggiore di quella geometrica.

Esempio di antitrasformazione tramite sviluppo di Heaviside: caso 2

Data la funzione:

$$Y(s) = \frac{s+1}{s(s+2)^2}$$

Si vuole scrivere come:

$$Y(s) = \frac{s+1}{s(s+2)^2} = \frac{r_1}{s} + \frac{r_{2,1}}{s+2} + \frac{r_{2,2}}{(s+2)^2}$$

Si calcola r_1 :

$$r_1 = s \frac{s+1}{s(s+2)^2} \Big|_{s=0} = \frac{1}{4}$$

Si procede calcolando $Y(s)(s+2)^2 \Big|_{s=-2}$:

$$Y(s)(s+2)^2 \Big|_{s=-2} = \begin{cases} (s+2)^2 \frac{s+1}{s(s+2)^2} \Big|_{s=-2} = \frac{1}{2} \\ (s+2)^2 \frac{r_1}{s} + (s+2)^2 \frac{r_{2,1}}{s+2} + (s+2)^2 \frac{r_{2,2}}{(s+2)^2} \Big|_{s=-2} = r_{2,2} \end{cases} \implies r_{2,2} = \frac{1}{2}$$

Ora manca solo $r_{2,1}$, per calcolarlo si nota che:

$$Y(s)(s+2)^2 = (s+2)^2 \frac{r_1}{s} + (s+2)^2 \frac{r_{2,1}}{s+2} + r_{2,2}$$

$$\frac{d}{ds} [Y(s)(s+2)^2] \Big|_{s=-2} = \left[2(s+2) \frac{r_1}{s} - (s+2)^2 \frac{r_{2,1}}{s^2} + r_{2,1} + 0 \right] \Big|_{s=-2} = r_{2,1}$$

Quindi:

$$r_{2,1} = \frac{d}{ds} Y(s)(s+2)^2 \Big|_{s=-2} = \frac{d}{ds} \frac{s+1}{s} \Big|_{s=-2} = -\frac{1}{4}$$

Quindi rimettendo insieme i pezzi:

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathcal{L}^{-1}[Y(s)] \\ &= \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{s+1}{s(s+2)^2} \right] \\ &= \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{r_1}{s} + \frac{r_{2,1}}{s+2} + \frac{r_{2,2}}{(s+2)^2} \right] \\ &= r_1 \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s} \right] + r_{2,1} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s+2} \right] + r_{2,2} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{(s+2)^2} \right] \\ &= r_1 1(t) + r_{2,1} e^{-2t} 1(t) + r_{2,2} t e^{-2t} 1(t) \\ &= \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{4} e^{-2t} + \frac{1}{2} t e^{-2t} \right) 1(t) \end{aligned}$$

RISPOSTA AD UN INGRESSO GENERICO

Ricordando che:

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1} x(0) + G(s)U(s)$$

in cui $C(sI - A)^{-1}$, $G(s)$ e $U(s)$ sono rapporti di polinomi, si può affermare che:

$$y(t) = y_\ell(t) + y_f(t) = y_\ell(t) + y_{f,G}(t) + y_{f,U}(t)$$

nella quale:

- $y_\ell(t)$ e $y_{f,G}(t)$ sono combinazioni lineari di modi naturali del sistema di matrici A , B , C e D
- $y_{f,U}(t)$ è combinazione lineare di “modi” presenti nell’ingresso $u(t)$ (dovuti alle radici del denominatore di $U(s)$)

RISPOSTE DI SISTEMI ELEMENTARI

Si ricordi che

$$G(s) = \frac{\rho \prod_i (s + z_i) \prod_i (s^2 + 2\zeta_i \alpha_{ni} s + \omega_{ni}^2)}{s^g \prod_i (s + p_i) \prod_i (s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2)}$$

Considerando il caso di poli distinti. Da quanto visto fin'ora risulta che per $x(0) = 0$ (risposta forzata):

$$Y(s) = G(s)U(s) = \sum_i \frac{r_i}{s + p_i} + \sum_i \frac{a_i s + b_i}{s^2 + 2\xi_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}$$

Viene da se che è importante studiare le risposte di sistemi elementari.

Esempio 1: risposta al gradino sistema del prim'ordine

Ricordando:

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

Si studi la risposta del sistema descritto dalla seguente $G(s)$:

$$G(s) = \frac{\mu}{1 + Ts} = \frac{\mu}{T} \frac{1}{s + \frac{1}{T}}$$

Ponendo in ingresso:

$$u(t) = k1(t)$$

Trasformando la $u(t)$ si trova:

$$U(s) = \mathcal{L}[u(t)] = \mathcal{L}[k1(t)] = \frac{k}{s}$$

Quindi la risposta nel dominio di Laplace è:

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{\mu}{T} \frac{1}{s + \frac{1}{T}} \frac{k}{s} = \frac{k\mu}{s(s + \frac{1}{T})} = \frac{r_1}{s} + \frac{r_2}{s + \frac{1}{T}}$$

Calcolando i residui:

$$r_1 = sY(s) \Big|_{s=0} = \frac{k\mu}{T} \frac{1}{s + \frac{1}{T}} \Big|_{s=0} = k\mu$$

$$r_2 = \left(s + \frac{1}{T}\right) Y(s) \Big|_{s=-\frac{1}{T}} = \frac{k\mu}{Ts} \Big|_{s=-\frac{1}{T}} = -k\mu$$

Si arriva ad una risposta del tipo:

$$Y(s) = \frac{r_1}{s} + \frac{r_2}{s + \frac{1}{T}} = k\mu \frac{1}{s} - k\mu \frac{1}{s + \frac{1}{T}} = k\mu \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{T}}\right)$$

Antitrasformando:

$$y(t) = k\mu(1(t) - e^{-\frac{t}{T}} 1(t)) = k\mu(1 - e^{-\frac{t}{T}})1(t)$$

STABILITÀ ESTERNA o BIBO

Un sistema si dice BIBO (Bounded-Input Bounded-Output) stabile se la sua uscita forzata è limitata per ogni ingresso limitato.

Consideriamo l'uscita forzata ($x(0) = 0$):

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

Da quanto visto fino ad ora con lo sviluppo di Heaviside si può dedurre che un sistema con funzione di trasferimento $G(s)$ è BIBO stabile se e solo se tutti i poli della $G(s)$ sono a parte reale strettamente minore di zero.

Esempio 1

Data la seguente $G(s)$ si dica se il sistema descritto da essa è BIBO stabile:

$$G(s) = \frac{r}{s+p} \quad p > 0$$

In ingresso si ha un rapporto di polinomi:

$$U(s) = \frac{N_U(s)}{D_U(s)}$$

Quindi:

$$\begin{aligned} Y(s) &= G(s)U(s) = \frac{r}{s+p} \frac{N_U(s)}{D_U(s)} \\ &= \frac{r_1}{s+p} + \frac{\alpha}{D_U(s)} \end{aligned}$$

Il primo addendo antitrasformandolo si ottiene $r_1 e^{-pt} 1(t) \rightarrow 0, \quad t \rightarrow 0$ e il secondo è la traformata di un segnale limitato, quindi è limitata, indi per cui il sistema è BIBO stabile.

Esempio 2

Il sistema descritto da:

$$G(s) = \frac{r}{s} \quad u(t) = 1(t)$$

è BIBO stabile?

Trasformando la $u(t)$ si ottiene:

$$U(s) = \frac{1}{s}$$

Da cui

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{r}{s^2}$$

Che antitrsformando corrisponde a

$$y(t) = rt1(t)$$

che per $t \rightarrow 0$ diverge, quindi la risposta è no, il sistema sopra descritto NON è BIBO stabile.

ESEMPIO IMPORTANTE

Risposta al gradino di un sistema del II ordine

Date le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} u(t) &= k1(t) \implies U(s) = \frac{k}{s} & G(s) &= \mu \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \\ Y(s) &= G(s)U(s) = \frac{k\mu\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \end{aligned}$$

Con poli:

$$s_{p_{1,2}} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$

Per trovare la risposta nel dominio del tempo come prima cosa bisogna, innanzitutto, la $Y(s)$ come:

$$Y(s) = k\mu\omega_n^2 \left(\frac{r_1}{s} + \frac{r_{2,1}}{s + \xi\omega_n + j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}} + \frac{r_{2,2}}{s + \xi\omega_n - j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}} \right)$$

Successivamente si trovano i residui:

$$r_1 = sY(s) \Big|_{s=0} = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \Big|_{s=0} = \frac{1}{\omega_n^2}$$

$$\begin{aligned}
r_{2,1} &= Y(s) \left(s + \omega_n \xi + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \right) \Big|_{s=-\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \\
&= \frac{s + \omega_n \xi + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}{s(s + \omega_n \xi - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})(s + \omega_n \xi + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})} \Big|_{s=-\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \\
&= \frac{1}{(-\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})(-\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} + \omega_n \xi - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})} \\
&= \frac{1}{(-\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})(-2j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})} \frac{j}{j} \\
&= \frac{j}{(-\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}) 2\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \frac{(-\xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})}{(-\xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})} \\
&= \frac{(-\xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}) j}{(\xi^2 \omega_n^2 + \omega_n^2 (1 - \xi^2)) 2\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \\
&= \frac{\omega_n (-\sqrt{1 - \xi^2} - j\xi)}{\omega_n^2 2\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \\
&= \frac{-\sqrt{1 - \xi^2} - j\xi}{2\omega_n^2 \sqrt{1 - \xi^2}} = \frac{1}{2\omega_n^2 \sqrt{1 - \xi^2}} e^{j\psi} = M e^{j\psi}
\end{aligned}$$

Si arriva a $r_{2,2}$ con lo stesso procedimento ottenendo che è il complesso coniugato di $r_{2,1}$: $r_{2,2} = \bar{r}_{2,1}$
Ricordando (vedi dimostrazione a pag. 23):

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{r_{i,1}}{s + p_{i,1}} + \frac{r_{i,2}}{s + p_{i,2}} \right] = 2M_i e^{-\sigma_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i) 1(t)$$

Si ha:

$$\begin{aligned}
y(t) &= k\mu\omega_n^2 \left(\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{r_1}{s} \right] + \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{r_{2,1}}{s + \xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} + \frac{r_{2,2}}{s + \xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \right] \right) \\
&= k\mu\omega_n^2 \left(\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{\omega_n s} \right] + \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{M e^{j\psi}}{s + \xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} + \frac{M e^{-j\psi}}{s + \xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \right] \right) \\
&= k\mu\omega_n^2 \left[\frac{1}{\omega_n} + 2M e^{-\xi\omega_n t} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} + \psi) \right] 1(t)
\end{aligned}$$

È utile partire da questo esempio per definire il concetto di **sovraelongazione**: il valore massimo raggiunto dalla $y(t)$ rispetto alla y_∞ .

Da qui viene la definizione di **sovraelongazione percentuale**:

$$S\% := \frac{y_{max} - y_\infty}{y_\infty}$$

E **solo** per i sistemi del II ordine può essere anche scritta come:

$$S\% = 100 e^{-\frac{\pi \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}}}$$

Un'altra definizione importante è quella di **tempo di assestamento**: tempo $T_{a,\epsilon}$ tale che

$$(1 - 0.01\epsilon)y_\infty \leq y(t) \leq (1 + 0.01\epsilon)y_\infty \quad \forall t \geq T_{a,\epsilon}$$

Approssimazioni utili per $T_{a,\epsilon}$ sono: $T_{a,5} \approx \frac{3}{\xi\omega_n}$ $T_{a,1} \approx \frac{4.6}{\xi\omega_n}$

Inoltre:

- ξ è detto *coefficiente di smorzamento*
- ω_n è detta *pulsazione naturale*
- μ è detto *guadagno*

Dato un valore massimo di sovraelongazione S^* , dalle formule precedenti, si può ricavare il valore massimo del coefficiente di smorzamento ξ per i sistemi del secondo ordine:

$$S\% \leq S^* \implies \xi \geq \frac{\left| \ln \left(\frac{S^*}{100} \right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left(\frac{S^*}{100} \right)}}$$

$$y(t) = \mu k (1 - A e^{-\xi \omega_n t} \sin(\omega t + \varphi)) 1(t)$$

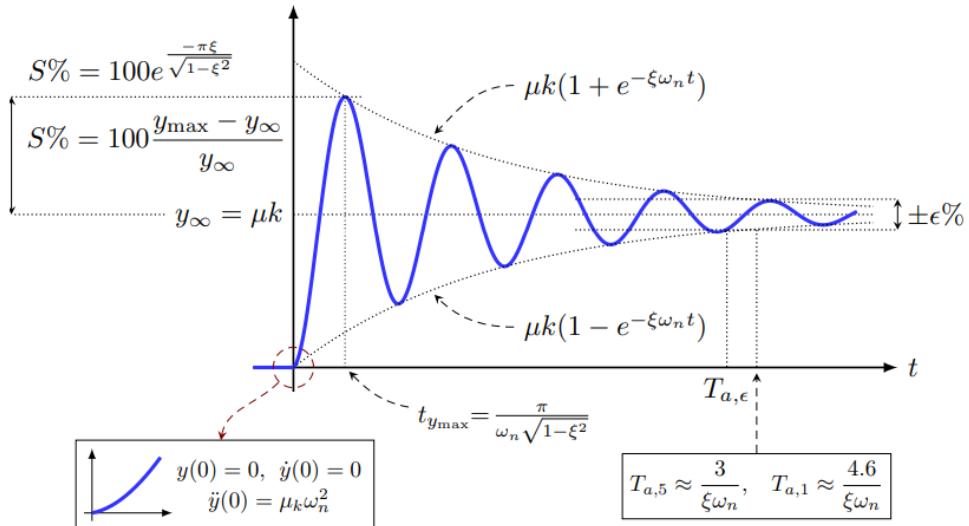


Figure 2: Immagine rappresentativa di tutti i concetti introdotti

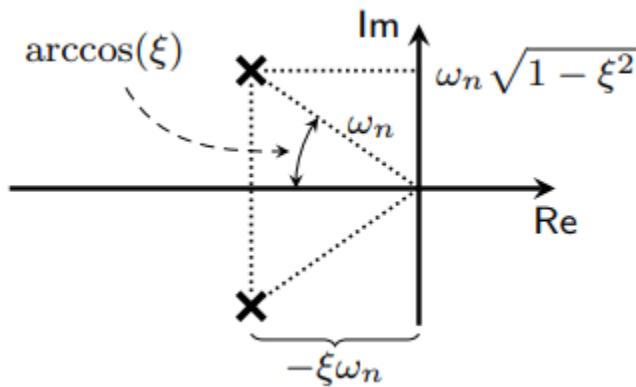


Figure 3: Mappatura dei parametri della risposta a gradino dei sistemi del secondo ordine sul piano complesso

Luogo di punti a tempo di assestamento costante

Si ricordi che abbiamo approssimato $T_{a,5} \approx \frac{3}{\xi\omega_n}$ $T_{a,1} \approx \frac{4.6}{\xi\omega_n}$, inoltre si è visto che $-\xi\omega_n$ è la parte reale dei poli complessi coniugati. Ne consegue che sistemi con poli complessi coniugati che hanno la stessa parte reale avranno una risposta al gradino con **stesso tempo di assestamento**.

Sul piano complesso i luoghi dei punti a tempo di assestamento costante sono rette parallele all'asse immaginario.

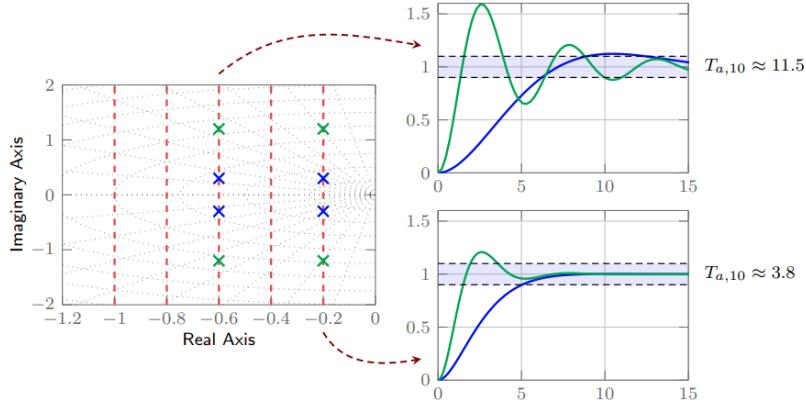


Figure 4: Luogo dei punti a tempo di assestamento costante

Luogo dei punti a sovraelongazione costante

Si ricordi che per i sistemi del secondo ordine $S\% = 100e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$, inoltre $\arccos(\xi)$ è l'angolo formato con l'asse reale sul piano complesso. Si evince, quindi, che sistemi con stesso coefficiente di smorzamento avranno una risposta al gradino con **stessa sovraelongazione**.

Sul piano complesso i luoghi dei punti a sovraelongazione costante sono semirette uscenti dall'origine.

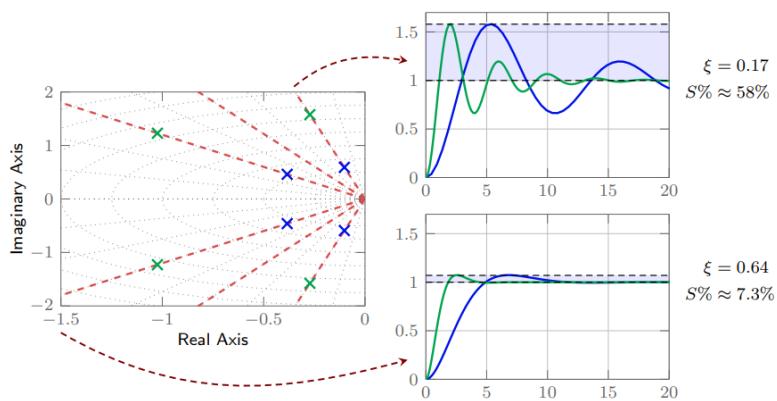


Figure 5: Luogo dei punti a sovraelongazione costante

Mappatura di specifiche temporali nel piano complesso

Si vuole caratterizzare i sistemi del secondo ordine (con poli complessi coniugati) con $S\% \leq S^*$ e, per esempio, $T_{a,5} \leq T^*$. Tali specifiche sono, quindi, soddisfatte per: $\xi \geq \xi^*$ e $\xi \omega_n \geq \frac{3}{T^*}$. Quindi i poli complessi coniugati del sistema si devono trovare all'interno della zona colorata.

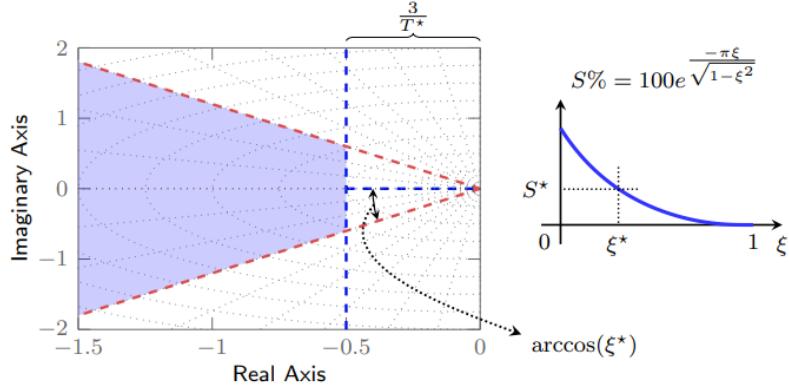


Figure 6: Mappatura specifiche temporali nel piano complesso

SISTEMI DEL SECONDO ORDINE CON POLI REALI

Caso $T_1 \neq T_2$, $T_1 > T_2$

Avendo

$$G(s) = \frac{\mu}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad U(s) = \frac{k}{s}$$

Risulta

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{k\mu}{s(1+T_1s)(1+T_2s)}$$

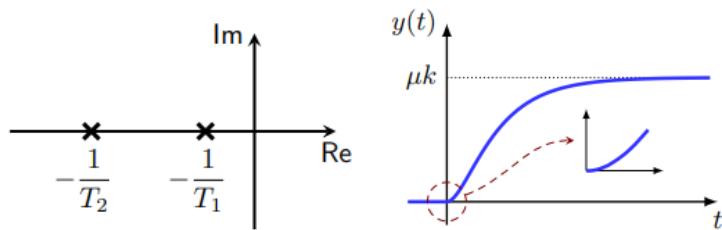
$$\mu > 0, \quad k > 0, \quad T_1 > 0, \quad T_2 > 0$$

Antitrasformando si ottiene

$$y(t) = k\mu \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right) 1(t)$$

$$y(0) = 0, \quad \dot{y}(t) = 0, \quad \ddot{y}(0) = \frac{k\mu}{T_1 T_2}, \quad y_\infty = k\mu$$

Da notare che i modi presenti sono $1(t)$ (dovuto all'ingresso), $e^{-\frac{t}{T_1}}$ e $e^{-\frac{t}{T_2}}$ (dovuti al sistema).



Sistemi a polo dominante Se nel precedente esempio considerassimo $T_1 \gg T_2$, nella risposta $e^{-\frac{t}{T_2}} \rightarrow 0$ velocemente e $\frac{T_2}{T_1 - T_2} \ll \frac{T_1}{T_1 - T_2} \approx 1$, quindi

$$y(t) \approx k\mu \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right) 1(t)$$

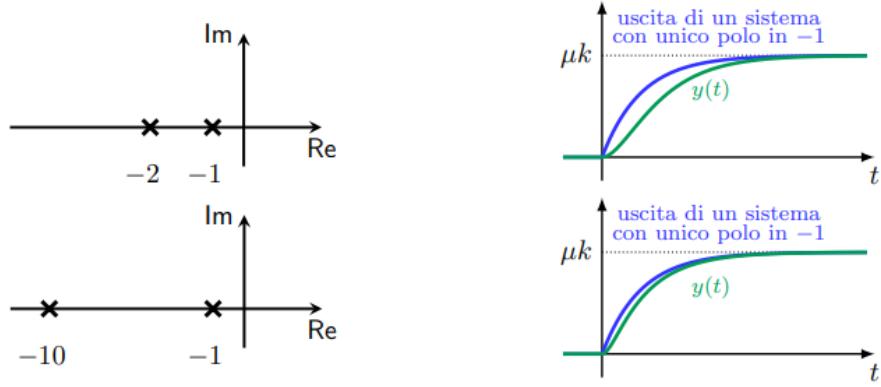


Figure 7: Variazione uscita in base al polo dominante

Caso $T_1 = T_2$

Considerando

$$G(s) = \frac{\mu}{(1 + T_1 s)^2} \quad U(s) = \frac{k}{s}$$

Risulta

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{k\mu}{s(1 + T_1 s)^2}$$

$$\mu > 0, \quad k > 0, \quad T_1 > 0$$

Antitrasformando

$$y(t) = k\mu \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{t}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}\right) 1(t)$$

Da notare che i modi presenti nel sistema sono $1(t)$ (dovuto all'ingresso), $e^{-\frac{t}{T_1}}$ e $te^{-\frac{t}{T_1}}$ (dovuti al sistema).

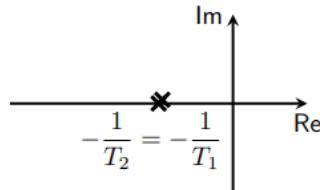


Figure 8: Poli coincidenti

A questo punto si possono trarre delle conclusioni riguardo ai sistemi del secondo ordine con poli reali:

- la risposta è monotona
- se $T_1 \gg T_2$ polo dominante allora il comportamento è simile a quello di un sistema del prim'ordine
- $\dot{y}(t) = 0$ quindi continuità in zero anche della derivata prima
- $T_{a,\epsilon}$ funzione non semplice di T_1 e T_2

SISTEMI DEL PRIM'ORDINE CON UNO ZERO

Considerando

$$\mu \frac{1 + \alpha Ts}{1 + Ts} \quad U(s) = \frac{k}{s}$$

Risulta

$$Y(s) = G(s)U(s) = k\mu \frac{1 + \alpha Ts}{s(1 + Ts)}$$

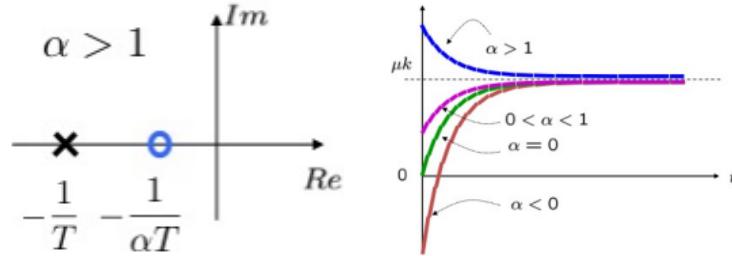
$$\mu > 0, \quad k > 0, \quad T > 0$$

Antitrasformando l'uscita

$$y(t) = k\mu \left(1 + (\alpha - 1)e^{-\frac{t}{T}} \right) 1(t)$$

$$y(0) = k\mu\alpha, \quad y_\infty = k\mu$$

Si noti che il grado relativo è zero (grado numeratore uguale al grado del denominatore) quindi c'è collegamento algebrico ingresso-uscita ($y(0) = k\mu\alpha \neq 0$).



SISTEMI DEL SECONDO ORDINE CON POLI REALI E ZERO

Considerando

$$G(s) = \mu \frac{1 + \tau s}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} \quad U(s) = \frac{k}{s}$$

$$Y(s) = G(s)U(s) = k\mu \frac{1 + \tau s}{s(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}$$

$$\mu > 0, \quad k > 0, \quad T_1 > 0, \quad T_2 > 0$$

Antitrasformando

$$y(t) = k\mu \left(1 - \frac{T_1 - \tau}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2 - \tau}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right) 1(t)$$

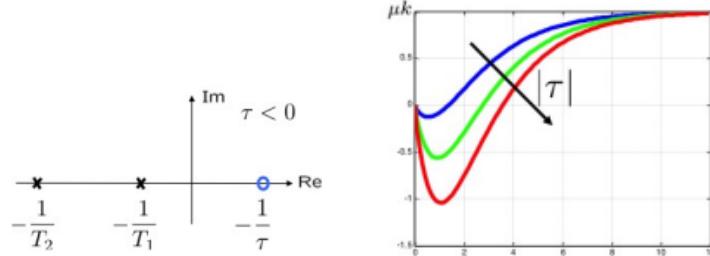
$$y(0) = 0, \quad \dot{y}(0) = \frac{k\mu\tau}{T_1 T_2}, \quad y_\infty = k\mu$$

Si noti che il segno della derivata $\dot{y}(0) = \frac{k\mu\tau}{T_1 T_2}$ dipende da τ .

Da qui si distinguono 3 casi:

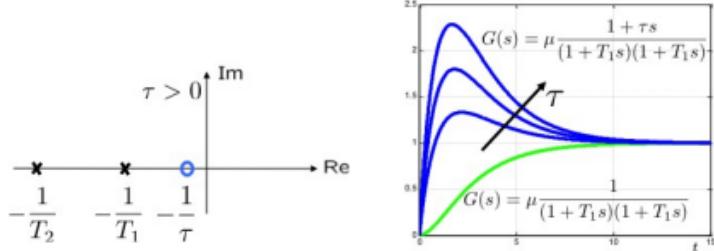
Caso $T_1 > T_2, \tau < 0$, sistemi a fase NON minima

si ha sottoelongazione ($\dot{y}(0) = \frac{k\mu\tau}{T_1 T_2} < 0$), il sistema risponde in “senso contrario” (< 0) rispetto all’ingresso > 0 .



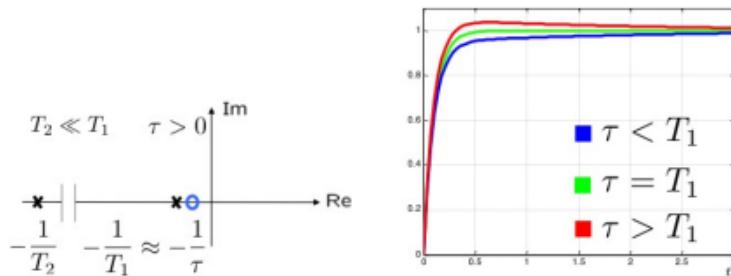
Caso $\tau > T_1 > T_2 > 0$, sistemi a fase minima (sovraelongazione)

è presente una sovraelongazione tanto più accentuata quanto più lo zero è vicino all’origine (ovvero al crescere di τ).



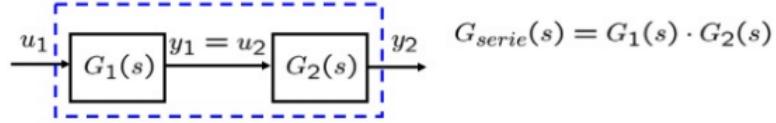
Caso $\tau \approx T_1 \gg T_2$, sistemi a fase minima (code di assestamento)

a causa della non perfetta cancellazione polo/zero ($\tau \approx T_1$) il modo “lento” $e^{-\frac{t}{T_1}}$ è presente e il suo transitorio si esaurisce lentamente.



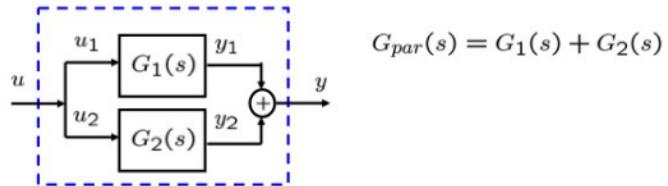
INTERCONNESSIONE SCHEMI A BLOCCHI

Serie



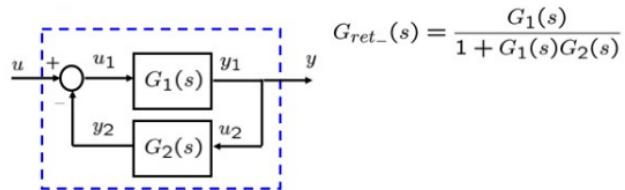
$$\begin{aligned}
 Y(s) = G(s)U(s) \implies Y_1(s) &= G_1(s)U_1(s) \\
 Y_2(s) &= G_2(s)U_2(s) \\
 &= G_2(s)Y_1(s) = G_2(s)G_1(s)U_1(s) \implies G_{serie}(s) = G_1(s)G_2(s) \quad \blacksquare
 \end{aligned}$$

Parallelo



$$\begin{aligned}
 Y(s) &= G_1(s)U(s) + G_2(s)U(s) \\
 &= (G_1(s) + G_2(s))U(s) \implies G_{parallelo}(s) = G_1(s)G_2(s) \quad \blacksquare
 \end{aligned}$$

Retroazione negativa



$$\begin{aligned}
 Y(s) &= [U(s)Y_2(s)]G_1(s) \\
 &= [U(s) - Y(s)G_2(s)]G_1(s) \\
 &= \frac{G_1(s)}{G_2(s)G_1(s) + 1}U(s) \implies G_{retro-}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)} \quad \blacksquare
 \end{aligned}$$

RISPOSTA IN FREQUENZA

L'idea d'ora in poi sarà considerare ogni sistema come un filtro.

Esempio

Si calcoli l'uscita nel dominio del tempo del seguente sistema con il seguente ingresso

$$G(s) = \frac{\mu}{1 + Ts} \quad u(t) = U \cos(\omega t), \quad U > 0$$

Innanzitutto si trasforma la $u(t)$ (ricordando le trasformate fondamentali)

$$U(s) = \mathcal{L}[u(t)] = U \frac{s}{s^2 + \omega^2}$$

Quindi l'uscita risulta

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{\mu Us}{(1 + Ts)(s^2 + \omega^2)} = \frac{\mu U}{T} \frac{s^2}{(s + \frac{1}{T})(s^2 + \omega^2)}$$

Ora si scrive la $Y(s)$ come somma dei residui fratto i poli

$$Y(s) = \frac{r_1}{1 + \frac{1}{T}} + \frac{r_u}{s - j\omega} + \frac{\bar{r}_u}{s + j\omega} \quad r_u = M_u e^{j\varphi_u} = |r_u| e^{j\arg(r_u)}$$

Quindi la $y(t)$ risulta

$$y(t) = r_1 e^{-\frac{t}{T}} 1(t) + 2|r_u| \cos(\omega t + \varphi_u) 1(t)$$

In questo esempio si ha $\sigma = 0$.

Proseguendo

$$y(t) = r_1 e^{-\frac{t}{T}} 1(t) + 2|r_u| \cos(\omega t + \arg\{r_u\}) 1(t)$$

Per $t \gg 0$ ($t \rightarrow \infty$):

$$y(t) \approx 2|r_u| \cos(\omega t + \arg\{r_u\}) 1(t)$$

Calcolando il residuo si arriva a

$$r_u = Y(s)(s - j\omega) \Big|_{s=j\omega} = G(s) \frac{Us}{(s - j\omega)(s + j\omega)} (s - j\omega) \Big|_{s=j\omega} = \frac{G(j\omega)Uj\omega}{2j\omega} = \frac{U}{2} G(j\omega)$$

Quindi la $y(t)$ risulta

$$\begin{aligned} y(t) &= 2 \frac{|G(j\omega)|U}{2} \cos(\omega t + \arg\{G(j\omega)\}) 1(t) \\ &= |G(j\omega)|U \cos(\omega t + \arg\{G(j\omega)\}) 1(t) \end{aligned}$$

RISPOSTA AD UN SEGNALE DI INGRESSO SINUSOIDALE

Dato un SLTI SISO con funzione di trasferimento $G(s)$ si vuole calcolare l'uscita in corrispondenza di un ingresso sinusoidale generico:

$$u(t) = U \cos(\omega t + \varphi)$$

Ricordando che

$$U(s) = U \frac{s \cos(\varphi) - \omega \sin(\varphi)}{s^2 + \omega^2}$$

Quindi

$$Y(s) = G(s)U(s) = G(s)U \frac{s \cos(\varphi) - \omega \sin(\varphi)}{s^2 + \omega^2}$$

Considerando $G(s)$ con poli distinti a parte reale negativa (BIBO stabile). Sviluppando in tratti semplici si ottiene

$$\begin{aligned} Y(s) &= \underbrace{\sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s + p_i}}_{Y_1(s)} + \underbrace{\frac{r_u}{s - j\omega} + \frac{\bar{r}_u}{s + j\omega}}_{Y_2(s)} \\ &= Y_1(s) + Y_2(s) \end{aligned}$$

Antitrasformando la $Y(s)$ si ha

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathcal{L}^{-1}[Y(s)] \\ &= \underbrace{\sum_{i=1}^n r_i e^{-p_i t} 1(t)}_{y_1(t)} + \underbrace{2|r_u| \cos(\omega t + \arg(r_u)) 1(t)}_{y_2(t)} \\ &= y_1(t) + y_2(t) \end{aligned}$$

Poichè i poli della funzione di trasferimento sono a parte reale negativa, i contributi $\$e^{-p_i t}$ sono tutti convergenti a zero. Pertanto $y_1(t) \rightarrow 0$ per $t \rightarrow \infty$.

Mentre il residuo r_u è dato da

$$\begin{aligned} r_u &= (s - j\omega)Y(s) \Big|_{s=j\omega} = UG(j\omega) \frac{j\omega \cos(\varphi) - \omega \sin(\varphi)}{j\omega + j\omega} \\ &= UG(j\omega) \frac{j\cos(\varphi) - \sin(\varphi)}{2j} = UG(j\omega) \frac{\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)}{2} \end{aligned}$$

Ricordando che $e^{j\varphi} = \cos(\varphi) + j\sin(\varphi)$ si ha

$$r_u = UG(j\omega) \frac{e^{j\varphi}}{2} = \frac{U|G(j\omega)|}{2} e^{\arg(G(j\omega)) + \varphi}$$

dove si è scritto $G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{\arg(G(j\omega))}$.

Antitrasformando $Y(s)$ si arriva a

$$y(t) = y_1(t) + U|G(j\omega)| \cos(\omega t + \varphi + \arg(G(j\omega)))$$

Ma si è visto che $y_1(t) \rightarrow 0$ per $t \rightarrow \infty$, quindi l'uscita $y(t)$ converge a

$$y_2(t) = U|G(j\omega)| \cos(\omega t + \varphi + \arg(G(j\omega)))$$

ovvero per t sufficientemente grande si ha

$$y(t) \approx U|G(j\omega)| \cos(\omega t + \varphi + \arg(G(j\omega)))$$

Quanto trovato trova la sua generalizzazione nel seguente teorema.

Teorema

Se ad un sistema lineare tempo invariante con funzione di trasferimento $G(s)$ avente poli a parte reale negativa si applica l'ingresso sinusoidale

$$u(t) = U \cos(\omega t + \varphi)$$

l'uscita a transitorio esaurito è data da

$$y_2(t) = U|G(j\omega)| \cos(\omega t + \varphi + \arg(G(j\omega)))$$

RISPOSTA A SEGNALI SVILUPPABILI IN SERIE DI FOURIER

In base a quanto visto per un ingresso sinusoidale e sfruttando il principio di sovrapposizione degli effetti per sistemi BIBO stabili si può dimostrare che per t elevati

$$y(t) \approx Y_0 + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} |Y_n| \cos(n\omega_0 t + \arg(Y_n))$$

con

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad Y_n = G(jn\omega_0)U_n \quad n = 0, 1, \dots$$

$$|Y_n| = |G(jn\omega_0)||U_n| \quad \arg\{Y_n\} = \arg(U_n) + \arg(G(jn\omega_0))$$

Osservazione:

$$G(s) = \mu \frac{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s) \dots}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s) \dots}$$

allora

$$G(0) = \mu$$

Tutto ciò può essere schematizzato come segue

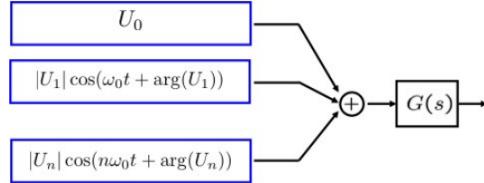


Figure 9: Risposta a segnali sviluppabili con Fourier

E a t sufficientemente elevati anche con

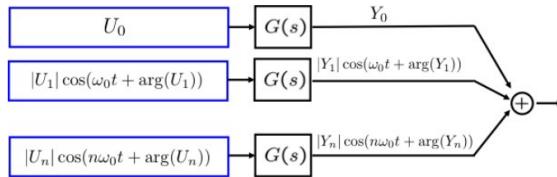


Figure 10: Risposta a segnali sviluppabili con Fourier a t elevati

RISPOSTA A SEGNALI DOTATI DI TRASFORMATA DI FOURIER

Dato un segnale non periodico dotato di trasformata di Fourier, si può anche scrivere come

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} 2|U(j\omega)| \cos(\omega t + \arg(U(j\omega))) d\omega$$

con

$$U(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt$$

Ovvero l'ingresso è scomponibile come un'infinità non numerabile di armoniche con valori di ω reali maggiori o uguali a 0.

Quindi se il sistema è BIBO stabile per t elevati

$$y(t) \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} 2|Y(j\omega)| \cos(\omega t + \arg(Y(j\omega))) d\omega$$

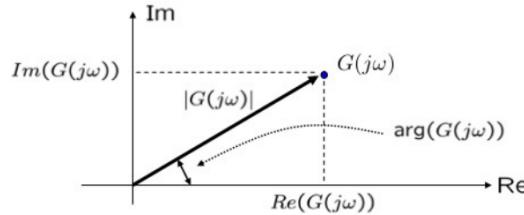
con

$$Y(j\omega) = G(j\omega)U(j\omega)$$

RISPOSTA IN FREQUENZA

La funzione complessa $G(j\omega)$ ottenuta valutando $G(s)$ in $s = j\omega$ è detta **risposta in frequenza**. Il concetto di risposta in frequenza viene esteso anche a sistemi non asintoticamente stabili.

Per un certo valore di ω , $G(j\omega)$ è un numero complesso



Nel caso in cui la risposta in frequenza non sia nota si possono sfruttare i risultati precedenti per ricavarla sperimentalmente.

Si vedrà in seguito che dalla rappresentazione grafica di $G(j\omega)$ sarà possibile ricavare: guadagno statico, poli e zeri della funzione di trasferimento $G(s)$.

Uno dei modi più utilizzati per rappresentare la $G(j\omega)$ sono i **diagrammi di Bode** in cui si rappresentano separatamente modulo ($|G(j\omega)|$) e fase ($\arg(G(j\omega))$) in funzione di ω .

DIAGRAMMI DI BODE

Si parte dalla forma fattorizzata della funzione di trasferimento (detta forma di Bode):

$$G(s) = \mu \frac{\prod_i (1 + \tau_i s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\alpha_{n,i} s} + \frac{s^2}{\alpha_{n,i}^2})}{s^g \prod_i (1 + T_i s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{n,i} s} + \frac{s^2}{\omega_{n,i}^2})}$$

con risposta in frequenza associata

$$G(s) = \mu \frac{\prod_i (1 + j\omega \tau_i) \prod_i (1 + 2j\xi_i \frac{\omega}{\alpha_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\alpha_{n,i}^2})}{(j\omega)^g \prod_i (1 + j\omega T_i) \prod_i (1 + 2j\xi_i \frac{\omega}{\omega_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\omega_{n,i}^2})}$$

Come detto in precedenza si studiano $|G(j\omega)|$ e $\arg(G(j\omega))$.

Sull'asse delle ascisse si hanno sempre le frequenze **in scala logaritmica** di base 10 (ricorda: $\omega \geq 0$).

Mentre sull'asse delle ordinate si ha:

- l'ampiezza in **decibel**: $|G(j\omega)|_{dB} = 20\log(|G(j\omega)|)$
- nel diagramma delle fasi l'angolo: $\arg(G(j\omega))$

È quindi utile ricordare che per quanto riguarda il diagramma del modulo la scala logaritmica è sia per l'asse delle ascisse che per quello delle ordinate, mentre per il diagramma della fase questa scala si usa solo per le ascisse.

La seguente immagine riporta un esempio di diagramma di Bode.

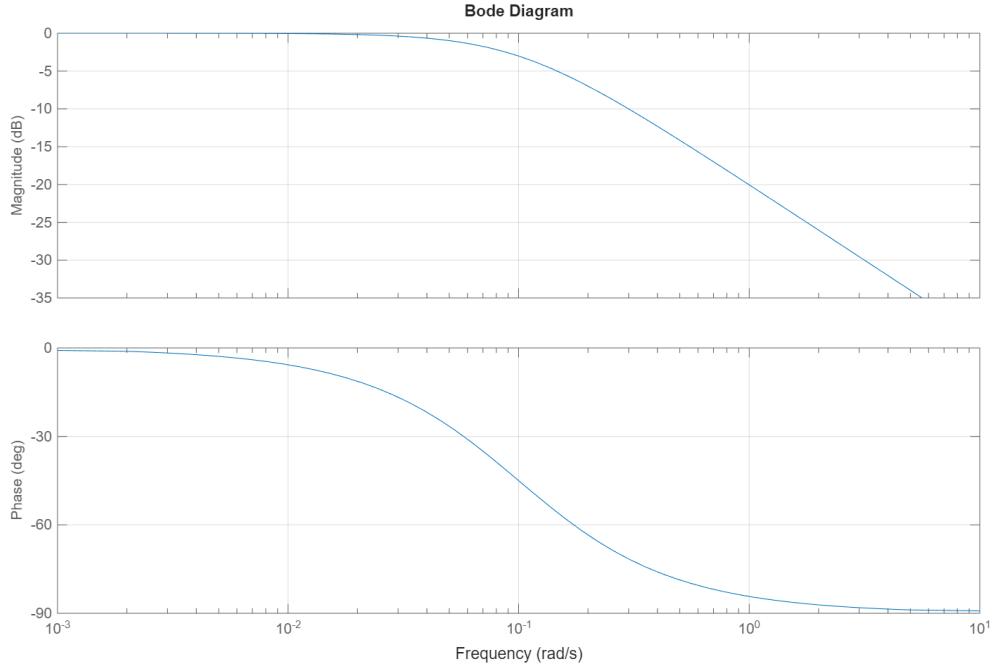


Figure 11: Esempio di diagramma di Bode della funzione: $G(j\omega) = \frac{1}{1+10j\omega}$

Per la risposta in frequenza è utile studiare come risulta la funzione che restituisce $|G(j\omega)|_{dB}$ e $\arg(G(j\omega))$

$$\begin{aligned}
 |G(j\omega)|_{dB} &= 20\log(|G(j\omega)|) \\
 &= 20 \log |\mu| - 20g \log |j\omega| \\
 &\quad + \sum_i 20 \log |1 + j\omega\tau_i| + \sum_i 20 \log \left| 1 + 2j\zeta_i \frac{\omega}{\alpha_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\alpha_{n,i}^2} \right| \\
 &\quad - \sum_i 20 \log |1 + j\omega T_i| - \sum_i 20 \log \left| 1 + 2j\xi_i \frac{\omega}{\omega_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\omega_{n,i}^2} \right|
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \arg(G(j\omega)) &= \arg(\mu) - g \arg(j\omega) \\
 &\quad + \sum_i \arg(1 + j\omega\tau_i) + \sum_i \arg \left(1 + 2j\zeta_i \frac{\omega}{\alpha_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\alpha_{n,i}^2} \right) \\
 &\quad - \sum_i -\arg(1 + j\omega T_i) - \sum_i \arg \left(1 + 2j\xi_i \frac{\omega}{\omega_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\omega_{n,i}^2} \right)
 \end{aligned}$$

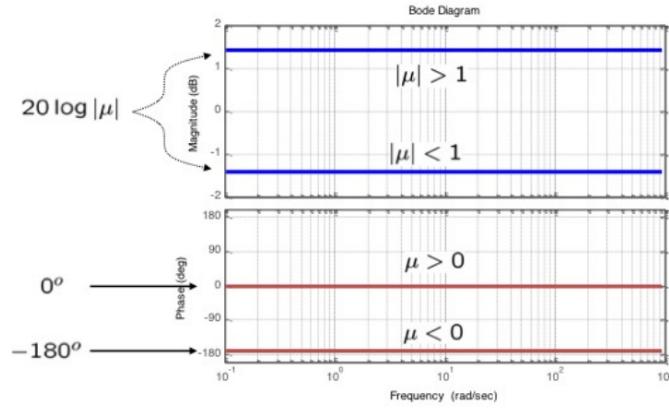
N.B.: si noti che in entrambe le equazioni la prima e la terza sommatoria hanno lo stesso andamento ma con segno opposto, e stessa cosa vale per la seconda e la quarta.

Si può passare, quindi, a studiare l'andamento dei contributi fondamentali per poi sommarli (grazie al principio di sovrapposizione degli effetti) per ottenere il risultato:

- $G_a(j\omega) = \mu$
- $G_b(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^g}$
- $G_c(j\omega) = (1 + j\omega\tau_i)$ e, per quanto visto nel nota bene, $G_c(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T_i}$ ha lo stesso andamento ma con segno opposto
- $G_d(j\omega) = \left(1 + 2j\zeta_i \frac{\omega}{\alpha_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\alpha_{n,i}^2}\right)$ e, per quanto visto nel nota bene, $G_d(j\omega) = \frac{1}{1+2j\xi_i \frac{\omega}{\omega_{n,i}} - \frac{\omega^2}{\omega_{n,i}^2}}$ ha lo stesso andamento ma con segno opposto

Guadagno statico μ

$$G_a(j\omega) = \mu \quad |G_a(j\omega)|_{dB} = 20 \log |\mu| \quad \arg(G(j\omega)) = \arg(\mu)$$



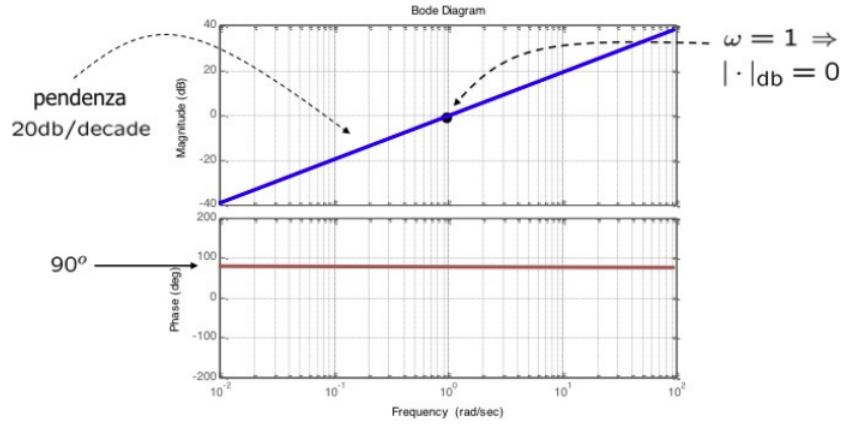
Ampiezza: se $\mu \geq 1$ allora $20 \log |\mu| \geq 0$ e si ha amplificazione, mentre se $\mu < 1$ allora $20 \log |\mu| < 0$ e si ha attenuazione.

Fase: se $\mu \geq 0$ allora $\arg(\mu) = 0$, se $\mu < 0$ allora $\arg(\mu) = -180^\circ$

Zeri nell'origine

Consideriamo uno zero nell'origine ($g = -1$)

$$G_b(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^g} = j\omega \quad |G_b(j\omega)|_{dB} = 20 \log(\omega) \quad \arg(G_b(j\omega)) = \arg(j\omega)$$



In scala logaritmica $\log \omega \mapsto 20 \log \omega$ corrisponde ad una retta di pendenza 20 dB/decade.

Quindi se ho g zeri nell'origine, la pendenza della retta sarà $20g$ dB/decade.

$j\omega$ è un punto sul semiasse immaginario positivo $\forall \omega > 0$, quindi ha fase $90^\circ \quad \forall \omega > 0$.

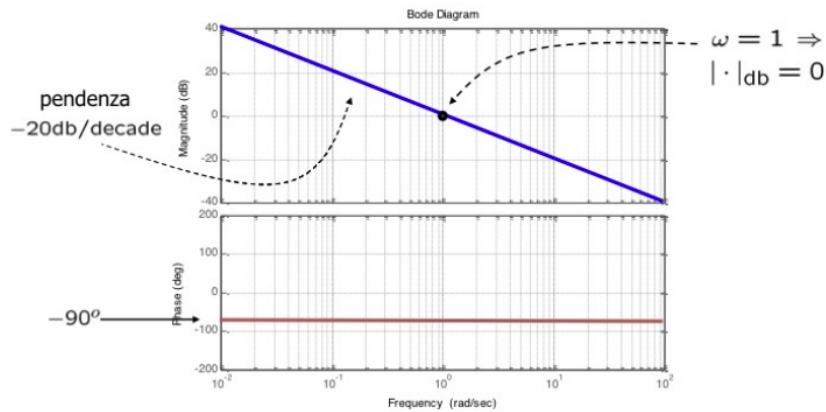
La fase sarà uguale, quindi, a $\arg(j\omega)^g = g90^\circ$.

Sostanzialmente una funzione di trasferimento del generatore è un derivatore, che amplifica le alte frequenze e quindi anche il rumore (che solitamente si trova ad alta frequenza).

Poli nell'origine

Si consideri, ora, un polo nell'origine ($g = 1$)

$$G_b(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^g} = \frac{1}{j\omega} \quad |G_b(j\omega)|_{dB} = -20 \log(\omega) \quad \arg(G_b(j\omega)) = -\arg(j\omega)$$



Sostanzialmente valgono li stessi discorsi fatti in precedenza per lo zero, ma col segno opposto.

Quindi, in scala logaritmica $\log \omega \mapsto -20 \log \omega$ corrisponde ad una retta di pendenza -20 dB/decade.

Quando ho g poli nell'origine la pendenza diventa $-20g$ dB/decade.

$-j\omega$ è un punto sul semiasse immaginario positivo $\forall \omega > 0$, quindi ha fase $-90^\circ \quad \forall \omega > 0$.

Più in generale, la fase è uguale a $\arg(j\omega)^g = g90^\circ$ $g < 0$.

Questo tipo di funzione di trasferimento rappresenta un integratore, che attenua le alte frequenze ma introduce ritardo.

Zero reale

Ora si consideri $G_c(j\omega) = 1 + j\omega\tau$

$$|G_c(j\omega)|_{dB} = 20 \log(\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}) \approx \begin{cases} 20 \log 1 = 0 & \omega \ll \frac{1}{|\tau|} \\ 20 \log \omega |\tau| = 20 \log(\omega) + 20 \log |\tau| & \omega \gg \frac{1}{|\tau|} \end{cases}$$

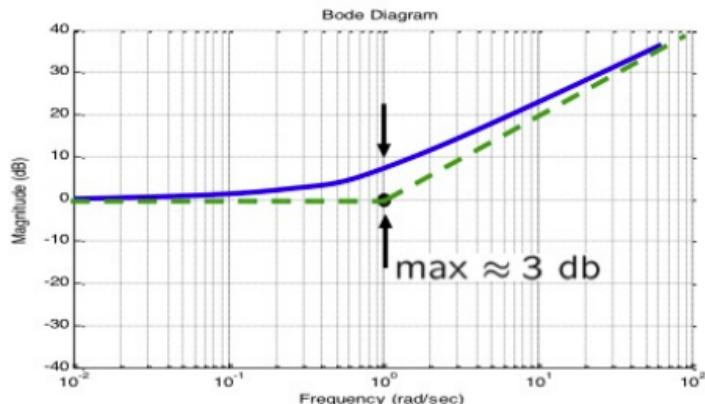
$$\approx \begin{cases} 20 \log 1 = 0 & \omega \ll \frac{1}{|\tau|} \\ 20 \log(\omega) - 20 \log \frac{1}{|\tau|} & \omega \gg \frac{1}{|\tau|} \end{cases}$$

$$\left| G_d(j\omega) \Big|_{\omega=\frac{1}{|\tau|}} \right| = \left| G\left(j\frac{1}{|\tau|}\right) \right| = \left| 1 + j\frac{1}{|\tau|}\tau \right| = |1 \pm j| = \sqrt{2}$$

$$\left| G_d\left(j\frac{1}{|\tau|}\right) \right|_{dB} = 20 \log \sqrt{2} = 10 \log 2 \approx 3 \text{ dB}$$

In verde è rappresentato il grafico asintotico (approssimazione).

In blu vi è rappresentato il diagramma reale.



Il riferimento per l'approssimazione è 1 decade, quindi:

$$\omega \ll \frac{1}{|\tau|} \implies \omega < \frac{1}{|\tau|} \cdot 10^{-1}$$

$$\omega \gg \frac{1}{|\tau|} \implies \omega > \frac{1}{|\tau|} \cdot 10^1$$

Fino alla **pulsazione di taglio** $\omega = \frac{1}{|\tau|}$ l'andamento dell'approssimazione è costante a 0 dB.

Sempre in riferimento alla pulsazione di taglio $\omega = \frac{1}{|\tau|}$ entra in gioco la retta $\log \omega \mapsto -20 \log \frac{1}{|\tau|} + 20 \log \omega$ con pendenza 20 dB/dec.

Per quanto riguarda, invece, il grafico reale ha un discostamento massimo proprio alla pulsazione di taglio $\omega = \frac{1}{|\tau|}$, tale scostamento vale proprio 3 dB (come visto in precedenza).

Per la fase, invece, considerando uno zero reale negativo ($\tau > 0$):

$$\arg(G_c(j\omega)) = \arg(1 + j\omega\tau) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \frac{1}{|\tau|} \\ 90^\circ & \omega \gg \frac{1}{|\tau|} \end{cases}$$

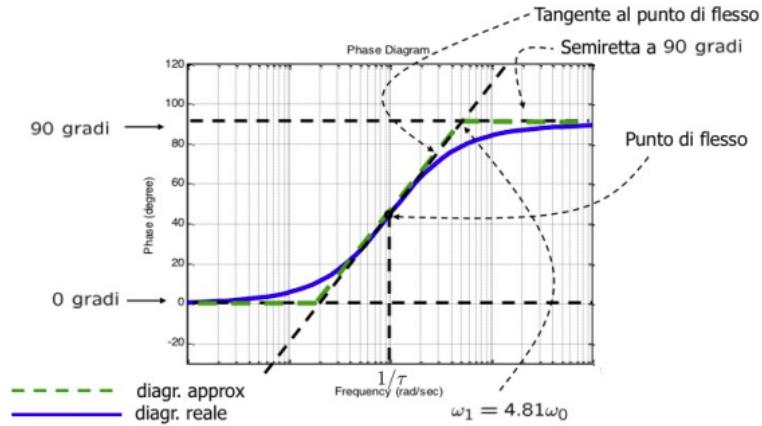


Figure 12: Fase di uno zero reale negativo $\tau > 0$

Se, invece, si prende in considerazione uno zero reale positivo ($\tau < 0$) si ha:

$$\arg(G_c(j\omega)) = \arg(1 + j\omega\tau) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \frac{1}{|\tau|} \\ -90^\circ & \omega \gg \frac{1}{|\tau|} \end{cases}$$

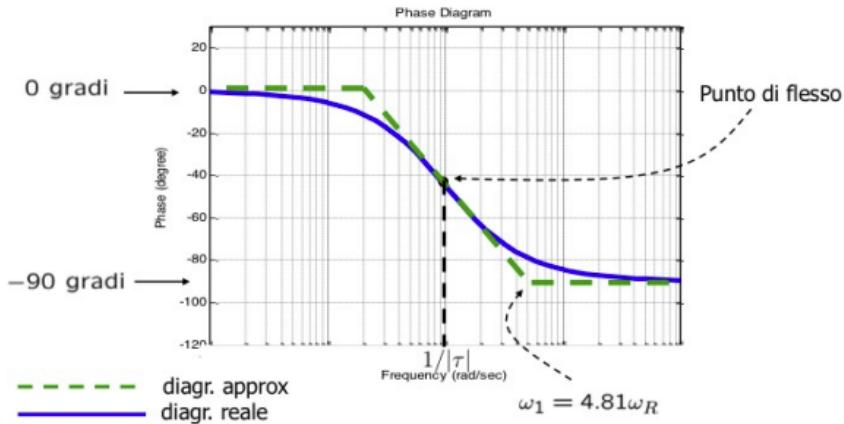


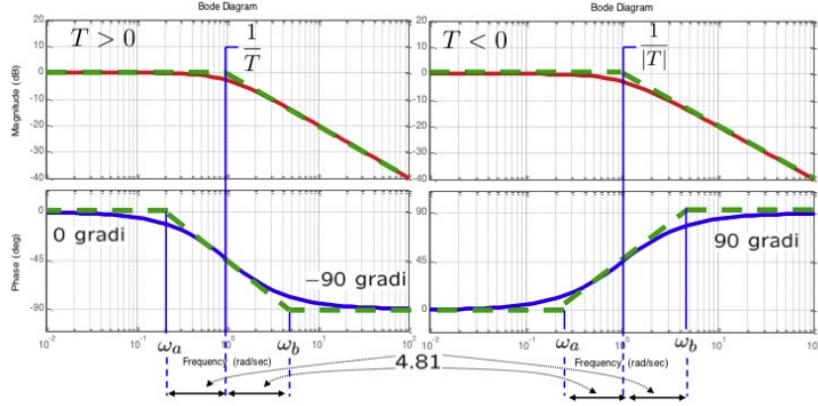
Figure 13: Fase di uno zero reale positivo $\tau > 0$

Come si evince da entrambe le immagini, il cambio di fase inizia circa una decade prima ($\frac{1}{5} \cdot \frac{1}{|\tau|}$) e finisce circa una decade dopo ($5 \cdot \frac{1}{|\tau|}$) la pulsazione di taglio $\omega = \frac{1}{|\tau|}$.

Polo reale

Considerando $G_c(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T}$ (polo reale):

$$|G_c(j\omega)|_{dB} = -20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T^2} \quad \arg(G_c(j\omega)) = -\arg(1 + j\omega T)$$



A destra il diagramma di Bode di un polo reale negativo ($T > 0$), mentre a sinistra di un polo reale positivo ($T < 0$).

Il diagramma è ottenuto da quello dello zero ribaltando rispetto all'asse reale: fino alla pulsazione di taglio ha sempre andamento costante a 0 dB, dopo $\omega = \frac{1}{|T|}$ si ha la retta $\log \omega \mapsto 20 \log \frac{1}{|T|} - 20 \log \omega$ di pendenza -20 dB/dec.

Anche lo scostamento massimo è uguale ma di segno opposto rispetto a quello dello zero:

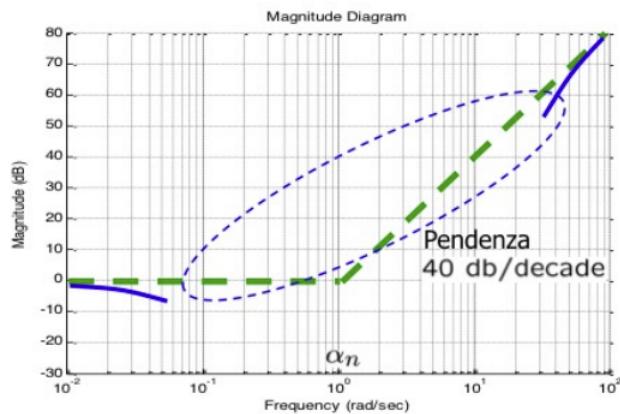
$$|G_c(j\omega)|_{dB} = -20 \log \sqrt{1 + 1} = -20 \log \sqrt{2} \approx -3 \text{ dB}$$

Il cambio di fase inizia circa una decade prima e finisce circa una decade dopo la pulsazione di taglio $\omega = \frac{1}{|T|}$

Zeri complessi coniugati

Considerando $G_d(j\omega) = 1 + 2j\zeta \frac{\omega}{\alpha_n} - \frac{\omega^2}{\alpha_n^2}$ (coppia di zeri complessi coniugati):

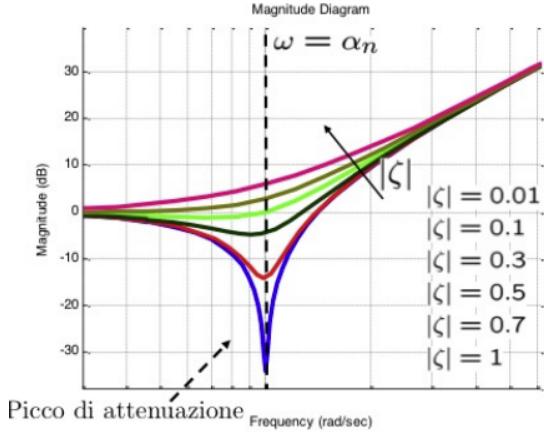
$$|G_d(j\omega)|_{dB} = 20 \log \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\alpha_n^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\alpha_n^2}} \approx \begin{cases} 20 \log(1) = 0 & \omega \ll \alpha_n \\ 20 \log \frac{\omega^2}{\alpha_n^2} = -40 \log \alpha_n + 40 \log \omega & \omega \gg \alpha_n \end{cases}$$



Fino alla pulsazione di taglio $\omega = \alpha_n$ l'andamento è costante a 0 dB.

A partire dalla pulsazione di taglio ($\omega = \alpha_n$) si passa ad una retta $\log \omega \mapsto -40 \log \alpha_n + 40 \log \omega$ di pendenza 40 dB/dec.

Si ha uno scostamento significativo nella zona tratteggiata del grafico che dipende dal valore di ζ .



Quello in blu rappresenta $\zeta = 0.01$ e così a salire. Al crescere di ζ il discostamento diminuisce.

Se ideale, questo tipo di rappresentazione ha un nome: filtro di Notch, che, sempre a livello ideale, elimina solo una frequenza detta $\omega_r = \alpha_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$.

A tale pulsazione, $\omega_r = \alpha_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$, $|G_d(j\omega_r)|_{dB} = 2|\zeta|\sqrt{1 - \zeta^2}$.

Per quanto riguarda la fase invece di zeri c.c. a parte reale negativa ($\zeta > 0$)

$$\arg(G_d(j\omega)) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \alpha_n \\ 180^\circ & \omega \gg \alpha_n \end{cases}$$

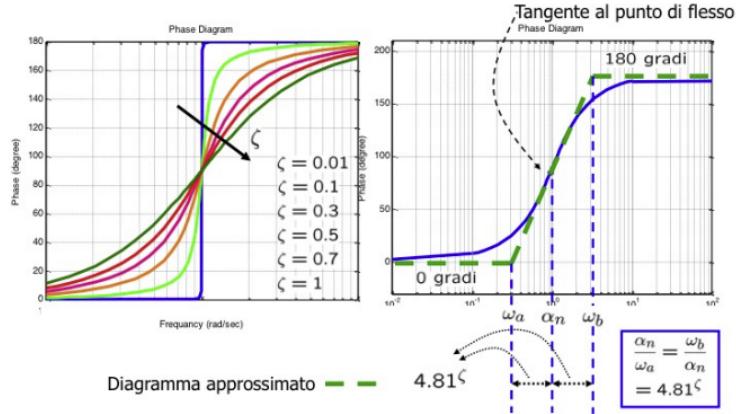


Figure 14: Zeri c.c. a parte reale negativa ($\zeta > 0$)

Invece per zeri c.c. a parte reale positiva ($\zeta < 0$):

$$\arg(G_d(j\omega)) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \alpha_n \\ -180^\circ & \omega \gg \alpha_n \end{cases}$$

In entrambi i casi il cambio di fase dipende in modo significativo dal valore di ζ .

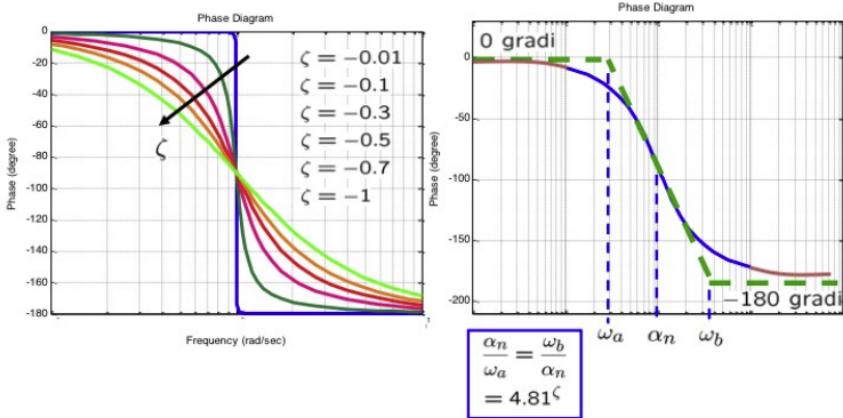


Figure 15: Zeri c.c. a parte reale positiva ($\zeta < 0$)

$$\omega_a = \frac{\alpha_n}{5\zeta} \quad \omega_b = 5^\zeta \alpha_n$$

Questo tipo di effetto si chiama: effetto bloccante degli zeri.

Esempio:

$$\zeta = 0$$

$$G(s) = \mu \frac{1 + \frac{s^2}{\alpha_n^2}}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} = \frac{\mu}{\alpha_n^2 T_1 T_2} \frac{s^2 + \alpha_n^2}{(s + \frac{1}{T_1})(s + \frac{1}{T_2})} \quad T_{1,2} > 0$$

Sistema a zeri puramente immaginari

$$u(t) = U \cos(\alpha_n t) 1(t) \implies U(s) = U \cdot \frac{s}{s^2 + \alpha_n^2}$$

$$Y(s) = G(s)U(s) = U \frac{\mu}{\alpha_n^2 T_1 T_2} \frac{s}{(s + \frac{1}{T_1})(s + \frac{1}{T_2})} = \frac{r_1}{s + \frac{1}{T_1}} + \frac{r_2}{s + \frac{1}{T_2}}$$

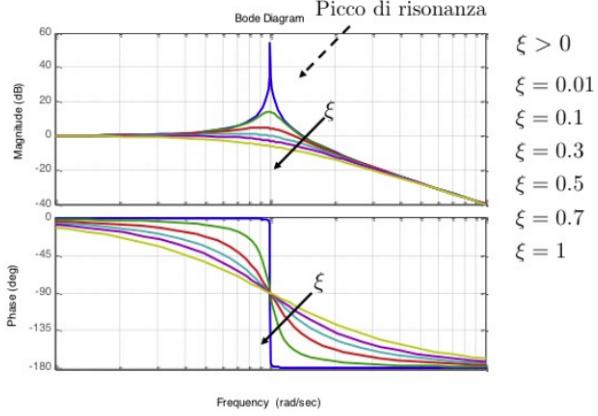
Che nel dominio del tempo corrisponde a

$$y(t) = r_1 e^{-\frac{t}{T_1}} 1(t) + r_2 e^{-\frac{t}{T_2}} 1(t)$$

La cosa da osservare è che dato un coseno in ingresso, non ci sono coseni in uscita.

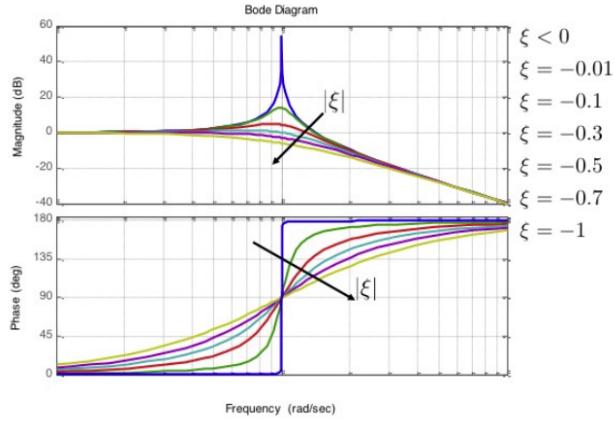
Poli complessi coniugati

Considerando $|G_d(j\omega)|_{dB} = \frac{1}{1+2j\xi\frac{\omega}{\omega_n} + \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}$ con $\xi > 0$ (coppia di poli c.c. a parte reale negativa)



Si ha un picco di risonanza alla pulsazione di risonanza $\omega_r = \omega_n\sqrt{1-2\xi^2}$ con $|G_d(j\omega_r)| = \frac{1}{2|\xi|\sqrt{1-\xi^2}}$, conseguentemente alla frequenza ω_n si ha $|G_d(j\omega_n)| = \frac{1}{s|\xi|}$.

Per quanto riguarda i poli c.c. con parte reale positiva ($\xi < 0$)



Si noti che il grafico è ottenuto dal ribaltamento rispetto all'asse reale del diagramma visto per gli zeri (il caso $\xi < 0$ corrisponde al caso $\zeta < 0$).

ξ è detto coefficiente di smorzamento, in più d'ora in poi si approssimerà

$$\omega_r \approx \omega_n \implies |G_d(\omega_n)| = \frac{1}{|\xi|}$$

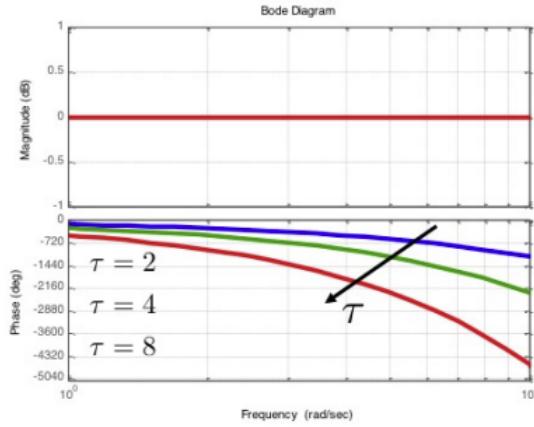
Ritardo temporale

Considerando una $G(s) = e^{-\tau s}$ e quindi $G(j\omega) = e^{-j\omega\tau}$ si ha

$$|G(j\omega)|_{dB} = 20 \log |1e^{-j\omega\tau}| = 20 \log 1 = 0$$

$$\arg(G(j\omega)) = \arg(e^{-j\omega\tau}) = -\omega\tau$$

Che in termini di diagrammi di Bode si traduce in



PROPRIETÀ BLOCCANTE DEGLI ZERI

Si supponga di avere $G(s) = \mu \frac{s^2 + \alpha_n^2}{(1+T_1s)(1+T_2s)}$, con $T_1, T_2 > 0$ (asintoticamente stabile). Si calcoli l'uscita del sistema all'ingresso $u(t) = U \cos(\omega_u t)$ che ha trasformata $U(s) = U \frac{s}{s^2 + \omega_u^2}$. Si distinguono 2 casi

Caso $\omega_u \neq \alpha_n$

La trasformata dell'uscita sarà

$$Y(s) = U \mu \frac{s(s^2 + \alpha_n^2)}{(1+T_1s)(1+T_2s)(s^2 + \omega_u^2)}$$

In base al denominatore i modi presenti nell'uscita sono:

- $e^{-\frac{t}{T_1}}$, dovuto al termine $1+T_1s$
- $e^{-\frac{t}{T_2}}$, dovuto al termine $1+T_2s$
- $|G(j\omega_u)|U \cos(\omega_u t + \arg(G(j\omega_u)))$, dovuto al termine $s^2 + \omega_u^2$

Caso $\omega_u = \alpha_n$

La trasformata dell'uscita sarà

$$Y(s) = U \mu \frac{s(s^2 + \alpha_n^2)}{(1+T_1s)(1+T_2s)(s^2 + \omega_u^2)} = U \mu \frac{s}{(1+T_1s)(1+T_2s)}$$

In base al denominatore, i modi presenti nell'uscita saranno:

- $e^{-\frac{t}{T_1}}$, dovuto al termine $1+T_1s$
- $e^{-\frac{t}{T_2}}$, dovuto al termine $1+T_2s$

Pertanto, in questo caso l'uscita **non presenta** i modi corrispondenti agli zeri del sistema.

RISONANZA

Si supponga di avere un sistema con poli immaginari coniugati $\pm j\omega$, ovvero $G(s) = \mu \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n^2}$.

Si è visto che il diagramma di bode ha un picco di risonanza infinito alla pulsazione ω_n .

Ma cosa significa?

Per capirlo si calcola l'uscita del sistema in corrispondenza dell'ingresso $u(t) = U \cos(\omega_n t)$ che ha trasformata $U(s) = U \frac{s^2}{s^2 + \omega_n^2}$. Quindi l'uscita è

$$Y(s) = G(s)U(s) = \mu \frac{\omega_n^2 s}{(s^2 + \omega_n^2)^2} = \frac{r_1}{s - j\omega_n} + \frac{\bar{r}_1}{s + j\omega_n} + \frac{r_2}{(s - j\omega_n)^2} + \frac{\bar{r}_2}{(s + j\omega_n)^2}$$

A causa dei termini al quadrato a denominatore avremo un'uscita del tipo

$$y(t) = A_1 t \cos(\omega_n t + \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_n t + \varphi_2)$$

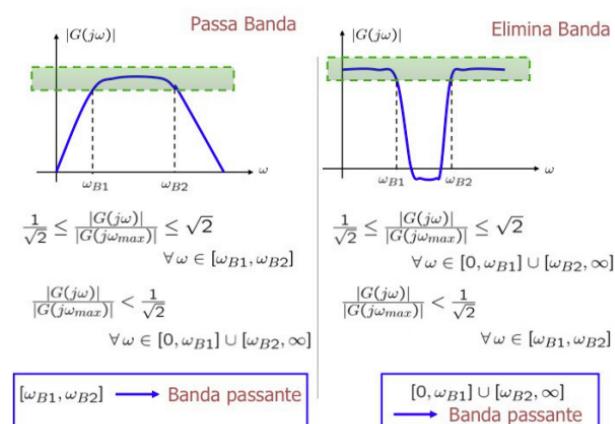
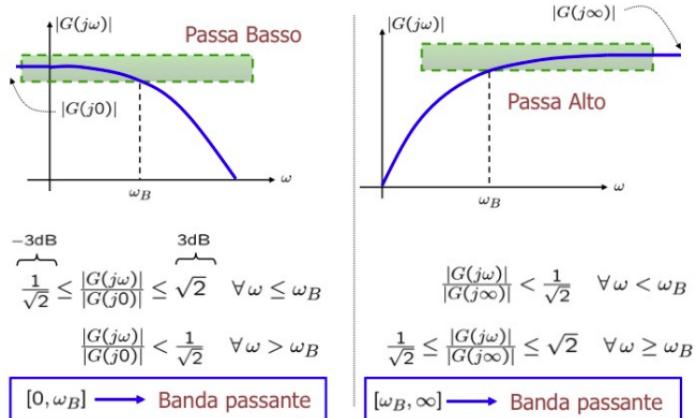
il cui valore assoluto tende ad infinito per $t \rightarrow \infty$.

Conseguentemente si tornerebbe ad un grafico dell'uscita nel tempo simile a quello per i modi naturali di poli a parte reale positiva.

Nella realtà non esistono sistemi con $\xi = 0$ ma per valori molto piccoli del coefficiente di smorzamento il picco di risonanza può essere considerato infinito.

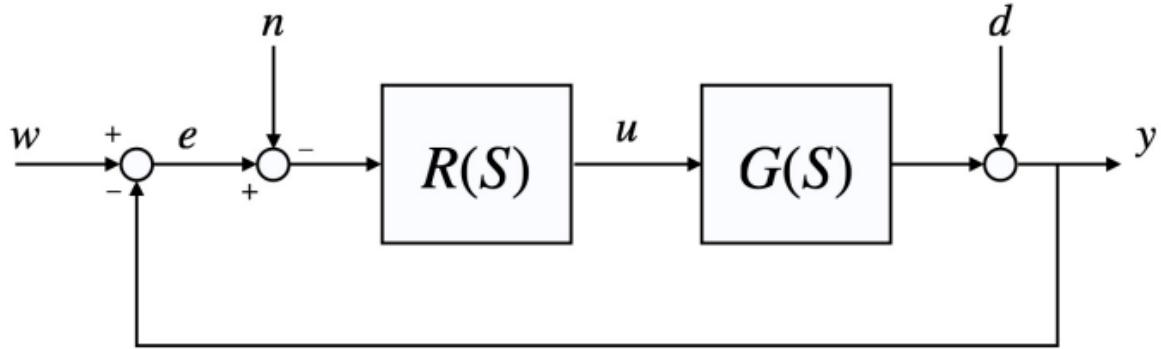
AZIONE FILTRANTE DEI SISTEMI DINAMICI

Quanto visto fin'ora mostra che un sistema dinamico si comporta come un filtro per l'ingresso "modellandolo" per produrre l'uscita.



SISTEMI DI CONTROLLO: STABILITÀ e PRESTAZIONI

Si consideri il seguente sistema in retroazione



L'obiettivo è garantire che l'uscita $y(t)$ segua il riferimento $w(t)$ in presenza di:

- disturbi non misurabili in uscita $d(t)$ e disturbi di misura $n(t)$
- incertezze sul modello $G(s)$ del sistema fisico (impianto) considerato

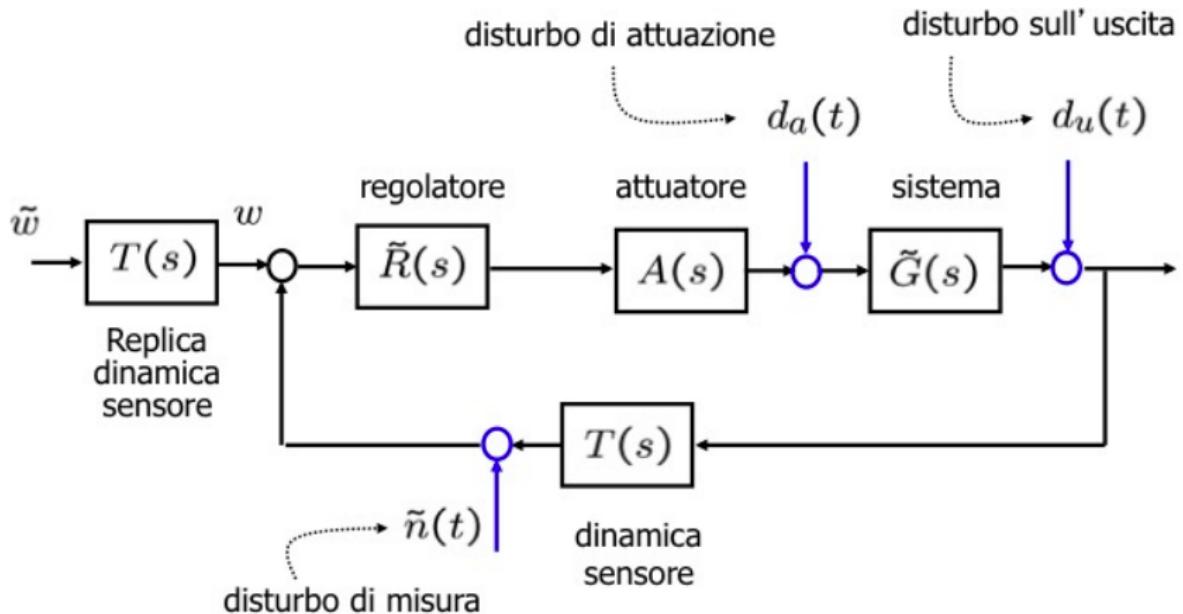
soddisfacendo opportune specifiche di prestazione.

A questo scopo si definisce la **funzione d'anello**

$$L(s) = R(s)G(s)$$

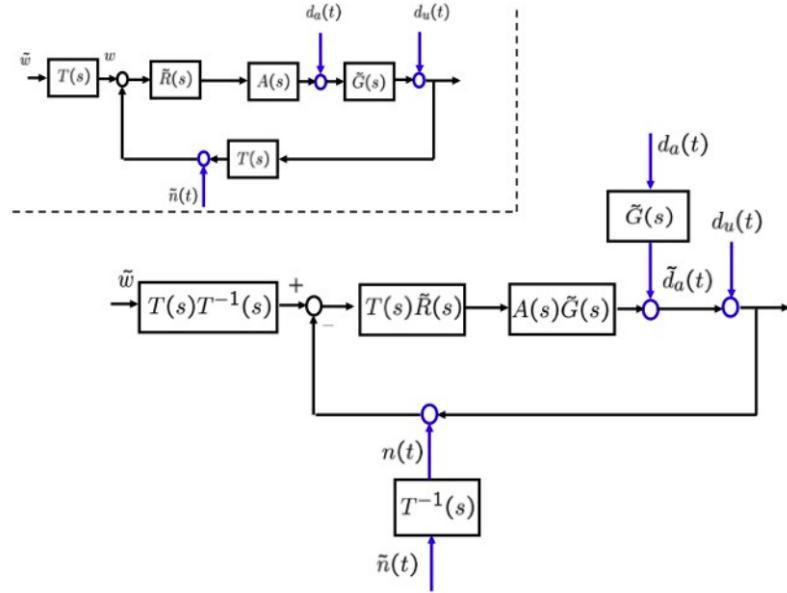
(funzione di trasferimento in anello aperto)

Lo schema precedente cattura anche strutture più complesse che includono attuatori e trasduttori

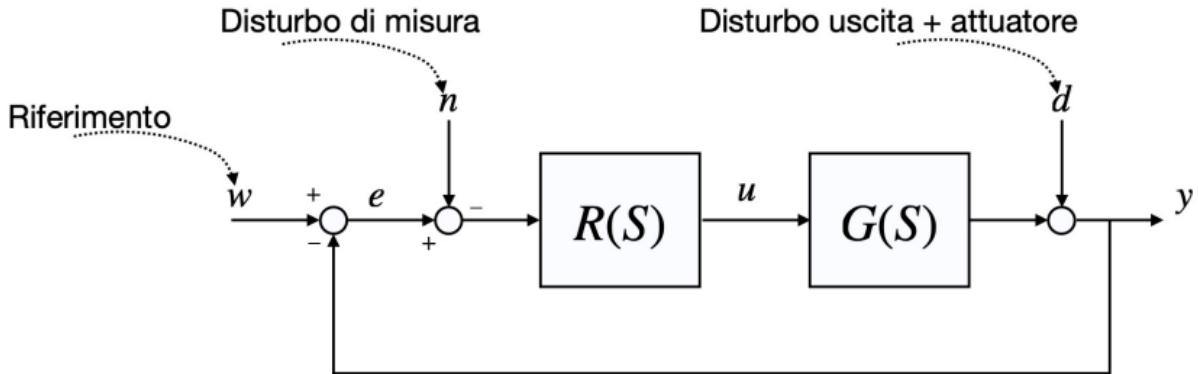


N.B.: il riferimento w viene filtrato con una replica della dinamica del sensore $T(s)$ in modo che sia “compatibile” con la dinamica dell’uscita y retroazionata.

Usando le proprietà degli schemi a blocchi interconnessi si può riscrivere lo schema precedente come



Riferendo in maniera opportuna i vari blocchi, lo schema semplificato cattura anche lo schema generale:



Sistemi:

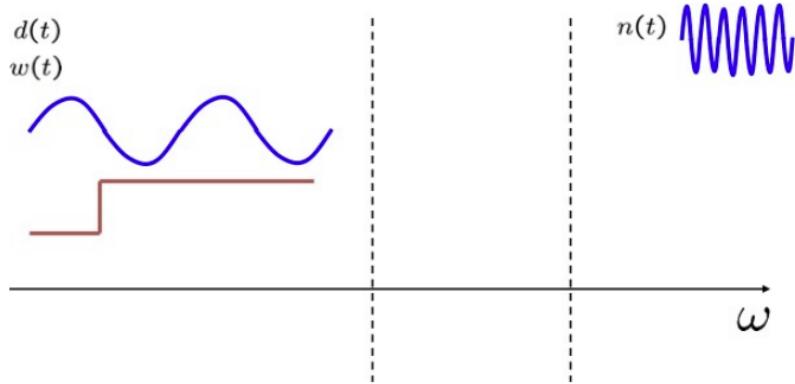
- $R(s) = T(s)\tilde{R}(s)$
- $G(s) = A(s)\tilde{G}(s)$

Segnali:

- $W(s) = \tilde{W}(s)$
- $N(s) = T^{-1}(s)\tilde{N}(s)$
- $D(s) = D_a(s)\tilde{G}(s) + D_u(s)$

N.B. il disturbo sull'attuatore $d_a(t)$ viene filtrato dal sistema. Bisogna tenerne conto quando si fanno considerazioni sul disturbo in uscita $d(t)$.

Nelle applicazioni di carattere ingegneristico tipicamente le bande dei segnali di ingresso $w(t)$, $d(t)$ e $n(t)$ sono limitate in opportuni range



- $w(t)$ e $d(t)$ hanno bande a “basse frequenze” (e.g. posizioni, rotazioni, velocità, etc. di sistemi meccanici)
- $n(t)$ hanno bande ad “alte frequenze” (e.g. disturbi termici in componenti elettronici, accoppiamenti con cambi elettromagnetici etc.)

Stabilità nominale

Requisito fondamentale è l’asintotica stabilità o stabilità BIBO (esterna) se solo rappresentazione ingresso-uscita.

Stabilità robusta

La stabilità dev’essere garantita anche in situazioni perturbate (errori di modello o incertezze nei parametri).

Prestazioni statiche

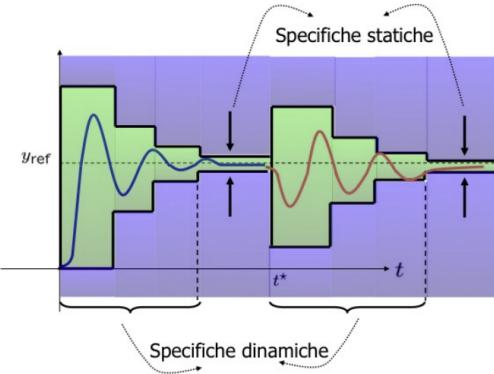
Prestazioni a transitorio esaurito ($t \rightarrow \infty$): tipicamente $e(t)$ limitato o nullo a fronte di ingressi w , d , n con determinate caratteristiche. Ad esempio:

- errore in risposta ad un ingresso a gradino (transizione ad un nuovo riferimento o disturbi costanti su attuatori/sensori) o rampa
- risposta ad un ingresso sinusoidale ad alte frequenze (disturbi con certe componenti frequenziali)

Prestazioni dinamiche

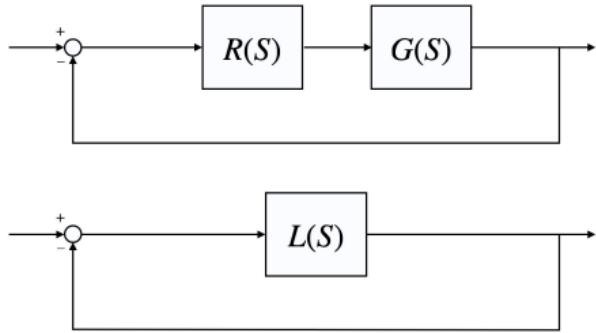
Prestazioni del sistema in transitorio relative a:

- risposta ad un riferimento w , date in termini di tempo di assestamento $T_{\alpha,\epsilon}$ e sovraelongazione $S\%$ massimi
- risposta a disturbi d ed n , date in termini di attenuazione in certi range di frequenze (bande di frequenza dei disturbi)
- moderazione della variabile di controllo u , date in termini di contenimento dell’ampiezza (per evitare la saturazione degli attuatori, uscita dal range in cui la linearizzazione è valida, costi eccessivi)



STABILITÀ ROBUSTA DEL SISTEMA RETROAZIONATO

Poichè la stabilità di un sistema lineare non dipende dagli ingressi, si consideri il seguente schema a blocchi



Per studiare la stabilità robusta (in presenza di incertezze) del sistema retroazionato si enuncerà un risultato fondamentale: il **criterio di bode** che lega la stabilità del sistema retroazionato a quella del sistema in anello aperto.

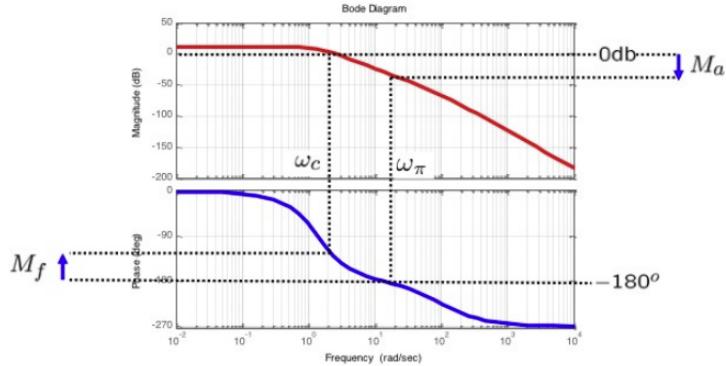
Prima di introdurre tale teorema è necessario introdurre un altro paio di concetti.

MARGINE DI FASE E AMPIEZZA

Con ω_c detta pulsazione critica.

Margine di fase: $M_f = 180^\circ + \arg(L(j\omega))$ con ω_c tale che $|L(j\omega)|_{dB} = 0$
N.B. $M_f = \arg(L(j\omega)) - (-180^\circ) = 180^\circ + \arg(L(j\omega))$

Margine di ampiezza: $M_a = -|L(j\omega_\pi)|_{dB}$ con ω_π tale che $\arg(L(j\omega_\pi)) = -180^\circ$



Si possono riscontrare alcuni casi in cui M_f e M_a non sono definiti o non sono informativi:

- *Intersezioni multiple*: il diagramma delle ampiezze $|L(j\omega)|_{dB}$ interseca l'asse a 0 dB più di una volta
- *Assenza di intersezioni*: il diagramma delle ampiezze $|L(j\omega)|_{dB}$ non attraversa l'asse a 0 dB
- *Segni discordi*: margini di fase e ampiezza M_f e M_a hanno segno discordi (per essere informativi M_f ed M_a devono avere lo stesso segno)

CRITERIO DI BODE

Teorema

Si supponga che:

1. $L(s)$ non abbia poli a parte reale (strettamente positiva)
2. il diagramma di Bode del modulo di $L(j\omega)$ attraversi una sola volta l'asse a 0 dB

Allora condizione necessaria e sufficiente perché il sistema retroazionato sia asintoticamente stabile è che risulti $\mu > 0$ (con μ guadagno statico di $L(j\omega)$) e $M_f > 0$

Si osservino le seguenti:

- la stabilità del sistema in retroazione è determinata dalla lettura di un solo punto sul diagramma di Bode di $L(j\omega)$
- M_f e M_a in genere vanno considerati simultaneamente e forniscono una misura della robustezza rispetto ad incertezze su $L(s)$.

Robustezza rispetto a ritardi temporali

Un sistema che ritarda di τ ha funzione di trasferimento $G(s) = e^{-s\tau}$.

Il diagramma di Bode delle ampiezze di un ritardo è costante a 0 dB.

Lo sfasamento è $\arg G(j\omega) = -\omega\tau$ che nel diagramma di Bode delle fasi, in scala semi-logaritmica, ha un andamento di tipo esponenziale.

A questo punto ci sono un paio di osservazioni da fare:

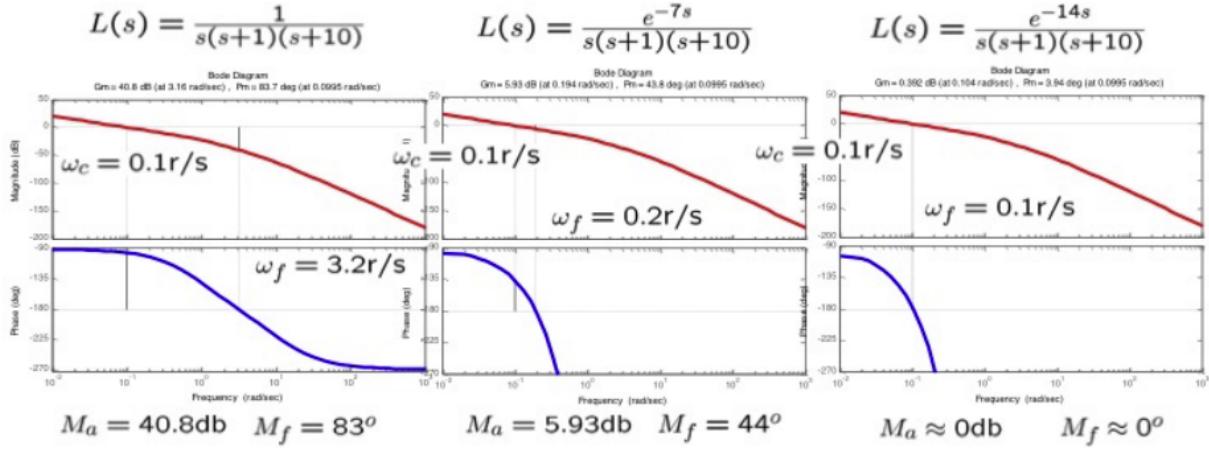
- se $L(s) = e^{-s\tau} \tilde{L}(s)$ la pulsazione critica ω_c non cambia, ovvero quella di $L(s)$ è la stessa di $\tilde{L}(s)$
- un ritardo riduce quindi il margine di fase in quanto per $\omega = \omega_c$ riduce la fase, ovvero

$$\arg(L(j\omega_c)) = \arg(\tilde{L}(j\omega_c)) - \tau\omega_c$$

Quindi il massimo ritardo tollerabile τ_{\max} deve soddisfare

$$\tau_{\max} < \frac{M_f}{\omega_c}$$

Considerando il sistema $\tilde{L}(s) = \frac{1}{s(s+1)(s+10)}$
Tale sistema con un ritardo di τ sarà $L(s) = e^{-s\tau} \tilde{L}(s)$

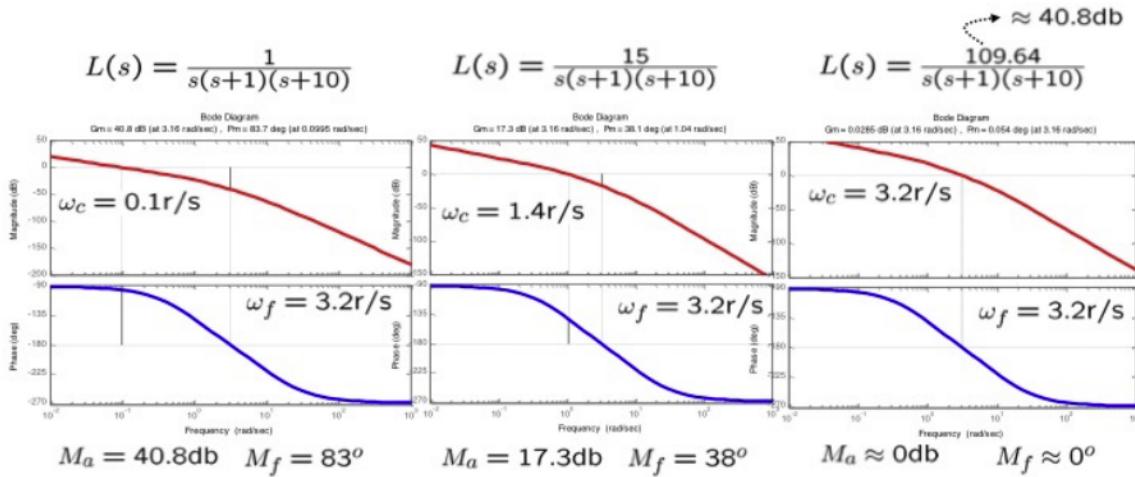


Robustezza rispetto ad incertezze sul guadagno

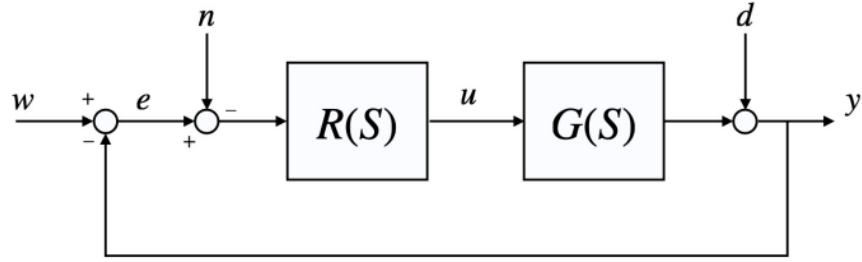
Il margine di ampiezza M_a rappresenta la massima incertezza tollerabile sul guadagno statico μ .

È importante notare che variazioni di μ determinano solo traslazioni del diagramma delle ampiezze e non alterano il diagramma delle fasi.

Ecco alcuni esempi:



FUNZIONI DI SENSITIVITÀ



Ingressi:

- $w(t)$ riferimento (andamento desiderato per la $y(t)$)
- $d(t)$ disturbo in uscita
- $n(t)$ disturbo di misura

Uscite di interesse:

- $e(t) = w(t) - y(t)$ errore di inseguimento
- $y(t)$ uscita controllata
- $u(t)$ ingresso di controllo del sistema in anello aperto (impianto)

Le **funzioni di sensitività** sono funzioni di trasferimento tra ingressi ed uscite di interesse.

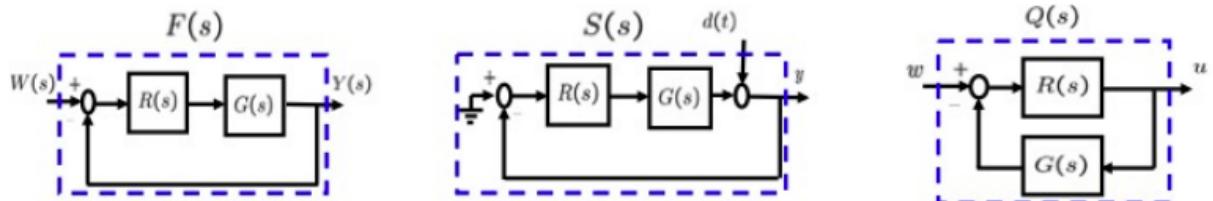
$$S(s) = \frac{1}{1 + R(s)G(s)} \quad \text{Funzione di sensitività}$$

$$F(s) = \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)} \quad \text{Funzione di sensitività complementare}$$

$$Q(s) = \frac{R(s)}{1 + R(s)G(s)} \quad \text{Funzione di sensitività del controllo}$$

Le relazioni che le legano ad ingressi ed uscite sono:

$$\begin{bmatrix} Y(s) \\ U(s) \\ E(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(s) & S(s) & -F(s) \\ Q(s) & -Q(s) & -Q(s) \\ S(s) & -S(s) & F(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(s) \\ D(s) \\ N(s) \end{bmatrix}$$



La funzione di sensitività $S(s)$ descrive, sostanzialmente, quanto l'uscita è sensibile ai disturbi quindi la si vuole "nulla" (la più piccola possibile).

La $F(s)$ è detta funzione di sensitività complementare perché: $S(s) + F(s) = 1$.

Il denominatore di tutte le funzioni di sensitività è lo stesso. Si ricordi che la stabilità è determinata dai poli

della funzione di trasferimento. Questo è consistente con il fatto che la stabilità del sistema (retroazionato) non dipende dal particolare ingresso considerato. Dalle definizioni e dallo schema tramite sovrapposizione degli effetti

$$Y(s) = Y_w(s) + Y_d(s) + Y_n(s)$$

con

- $Y_w(s)$ uscita con ingresso $W(s)$ e ponendo $D(s) = 0$ e $N(s) = 0$
- $Y_d(s)$ uscita con ingresso $D(s)$ e ponendo $W(s) = 0$ e $N(s) = 0$
- $Y_n(s)$ uscita con ingresso $N(s)$ e ponendo $D(s) = 0$ e $W(s) = 0$

E allo stesso modo si possono definire

$$E(s) = E_w(s) + E_d(s) + E_n(s)$$

$$U(s) = U_w(s) + U_d(s) + U_n(s)$$

È interessante notare, quindi che se avessi $S(s) = 0$ (per complementarietà) allora $F(s) = 1$, ma ciò vorrebbe dire

$$Y_n(s) = -F(s)N(s) \neq 0$$

quindi mi ritroverei disturbo in uscita, quindi non si può annullare completamente $S(s)$. Quanto descritto è un motivo in più per passare a lavorare sempre nel dominio di ω .

Sostanzialmente l'obiettivo è arrivare ad avere:

- $|S(j\omega)| \approx 0$ per ω basse
- $|F(j\omega)| \approx 1$ per ω basse
- $|F(j\omega)| \approx 0$ per ω alte

perchè $d(t)$ ed $w(t)$ sono a basse ω mentre $n(t)$ è ad alte ω . Per ottenere ciò è necessario progettare $R(j\omega)$ in modo tale che:

- $|L(s)| \gg 1$ per ω basse
- $|L(s)| \ll 1$ per ω alte

Quindi, facendo tale scelta di design, le approssimazioni che si possono fare sono:

- Ricordando che $F(j\omega) = \frac{L(j\omega)}{1+L(j\omega)}$ e che per $\omega = \omega_c$, $|L(j\omega_c)|_{dB} \Rightarrow |L(j\omega_c)| = 0$ si può approssimare

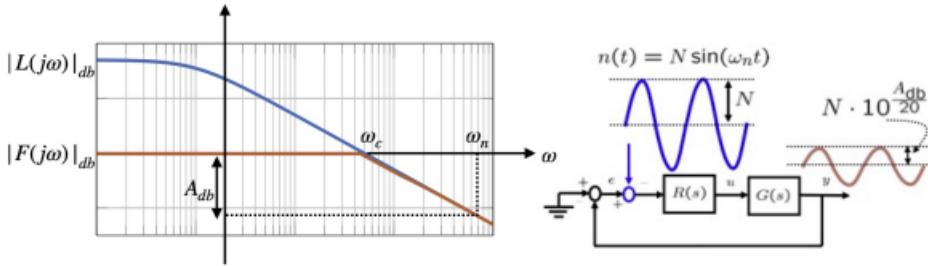
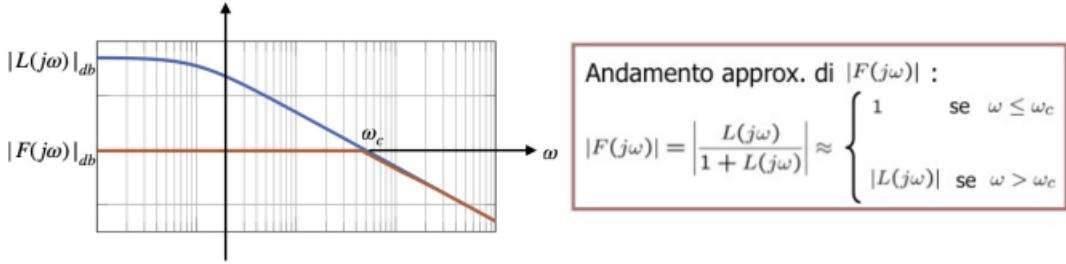
$$|F(j\omega)| \approx \begin{cases} 1 & \omega \ll \omega_c \\ |L(j\omega)| & \omega \gg \omega_c \end{cases} \implies |F(j\omega)|_{dB} \approx \begin{cases} 0 \text{ dB} & \omega \ll \omega_c \\ |L(j\omega)|_{dB} & \omega \gg \omega_c \end{cases}$$

- Ricordando $S(j\omega) = \frac{1}{1+L(j\omega)}$, si può approssimare

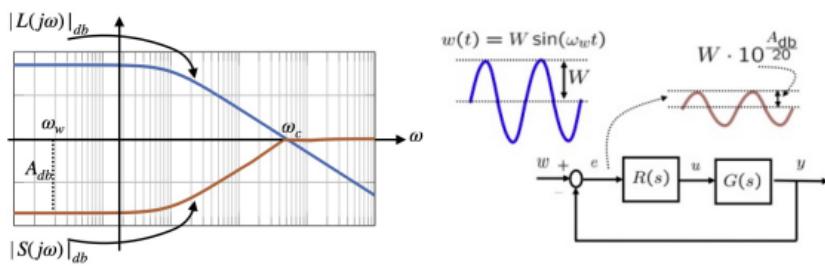
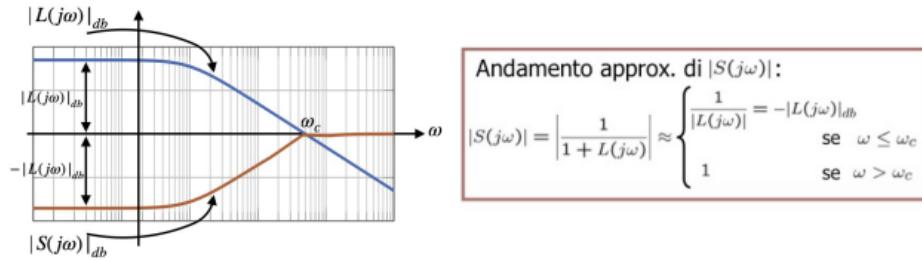
$$|S(j\omega)| \approx \begin{cases} \frac{1}{|L(j\omega)|} & \omega \ll \omega_c \\ 1 & \omega \gg \omega_c \end{cases} \implies |S(j\omega)|_{dB} \approx \begin{cases} -|L(j\omega)|_{dB} & \omega \ll \omega_c \\ 0 \text{ dB} & \omega \gg \omega_c \end{cases}$$

È utile, a questo punto, effettuare un'analisi in frequenza delle funzioni di sensitività.

Funzione di sensitività complementare



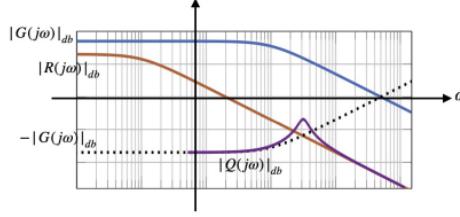
Funzione di sensitività



Funzione di sensitività di controllo A basse frequenze il modulo di $Q(j\omega)$ dipende da $G(j\omega)$, quindi non possiamo influenzarlo con il regolatore. Occorre, inoltre, evitare valori di ω_c “troppo elevati”. La parte fondamentale è progettare regolatori che attenuino a frequenze alte.

Andamento approx. di $|Q(j\omega)|$:

$$|Q(j\omega)| = \left| \frac{R(j\omega)}{1 + R(j\omega)G(j\omega)} \right| \approx \begin{cases} \frac{1}{|G(j\omega)|} & \text{se } \omega \leq \omega_c \\ |R(j\omega)| & \text{se } \omega > \omega_c \end{cases}$$

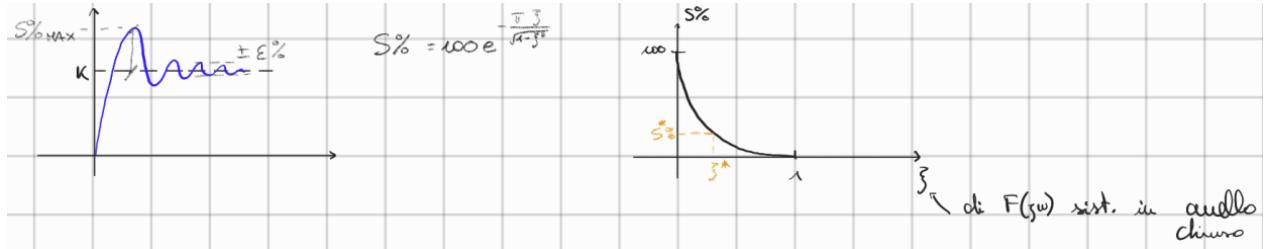


POLI COMPLESSI CONIUGATI DI $F(s)$ E MARGINE DI FASE

La funzione di sensitività può presentare una coppia di poli complessi coniugati dominanti, quindi l'obiettivo, ora, è mettere in relazione il picco di risonanza di $F(j\omega)$ con lo smorzamento ξ associato, assumendo che $\omega_n \approx \omega_c$

$$F(j\omega) = \frac{1}{1 + 2j\frac{\xi}{\omega_n}\omega - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}$$

La risposta al gradino di tale funzione di sensitività è la classica risposta al gradino vista nel capitoli precedenti.



Si ha un picco di risonanza di $F(j\omega)$ per $\omega \approx \omega_c$ (ω_c pulsazione critica tale che $|L(j\omega_c)| = 1 \Rightarrow |L(j\omega)|_{dB} = 0$ dB).

Si ricorda inoltre che si assume

$$\omega_c \approx \omega_n \approx \omega_r$$

ω_c pulsazione critica

ω_n pulsazione naturale dei poli c.c.

ω_r pulsazione di risonanza.

Inoltre si ricorda l'approssimazione

$$|F(j\omega_c)| \approx |F(j\omega_n)| = \frac{1}{2\xi}$$

Però dalla definizione di funzione di sensitività

$$|F(j\omega_c)| = \frac{|L(j\omega_c)|}{|1 + L(j\omega_c)|} = \frac{1}{|1 + e^{j\arg(L(j\omega_c))}|}$$

Si pone $\arg(L(j\omega_c)) = \varphi_c$

Quindi si ha

$$\begin{aligned} |F(j\omega_c)| &= \frac{1}{|1 + e^{j\arg(L(j\omega_c))}|} = \frac{1}{\sqrt{(1 + \cos(\varphi_c))^2 + \sin^2(\varphi_c)}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + 2\cos(\varphi_c) + \cos^2(\varphi_c) + \sin^2(\varphi_c)}} = \frac{1}{\sqrt{2(1 + \cos(\varphi_c))}} \end{aligned}$$

Ricordando

$$\cos(\varphi_c) = -\cos(\pi + \varphi_c)$$

$$M_f = 180^\circ + \arg(L(j\omega_c))$$

$$M_f^{\text{rad}} = \pi + \varphi_c$$

Quindi si arriva ad avere

$$|F(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2(1 + \cos(\varphi_c))}} = \frac{1}{\sqrt{2(1 - \cos(M_f^{\text{rad}}))}}$$

Grazie alla seguente regola trigonometrica

$$1 - \cos(x) = 2 \sin^2\left(\frac{x}{2}\right)$$

Si può scrivere

$$|F(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2(1 - \cos(M_f^{\text{rad}}))}} = \frac{1}{\sqrt{4 \sin^2\left(\frac{M_f^{\text{rad}}}{2}\right)}} = \frac{1}{2 \sin\left(\frac{M_f^{\text{rad}}}{2}\right)}$$

A questo punto si possono uguagliare le due forme di $|F(j\omega_c)|$:

$$\frac{1}{2\xi} = \frac{1}{2 \sin\left(\frac{M_f^{\text{rad}}}{2}\right)}$$

Conseguentemente si può scrivere

$$\xi = \sin\left(\frac{M_f^{\text{rad}}}{2}\right) \approx \frac{M_f^{\text{rad}}}{2} = \frac{M_f}{2} \frac{\pi}{180} \approx \frac{M_f}{100}$$

Quindi, riassumendo

$$\xi \approx \frac{M_f}{100}$$

ANALISI STATICÀ

Errore a regime ad un gradino

Sia $e_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$ con $e(t) = w(t) - y(t)$ errore in risposta ad un gradino $w(t) = W1(t)$.

Utilizzando il teorema del valore finale (sistema in anello chiuso asintoticamente stabile, BIBO stabile)

$$e_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sS(s)W(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sS(s) \frac{W}{s} = W \lim_{s \rightarrow 0} S(s) = W \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + L(s)}$$

Sia $L(s) = \mu \frac{N_L(s)}{D_L(s)} = \mu \frac{N_L(s)}{s^g D'_L(s)}$ con $N_L(0) = 1$ e $D'_L(0) = 1$ abbiamo

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{D_L(s)}{\mu N_L(s) + D_L(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^g D'_L(s)}{\mu N_L(s) + s^g D'_L(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^g}{\mu + s^g}$$

Quindi, si ha

$$e_\infty = W \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^g}{\mu + s^g} = \begin{cases} \frac{W}{1+\mu} & g = 0 \\ 0 & g > 0 \end{cases}$$

Errore a ingressi $\frac{W}{s^k}$

Sia $e_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$ con $e(t) = w(t) - y(t)$ errore in risposta ad un segnale di trasformata $W(s) = \frac{W}{s^k}$

$$e_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} sS(s) \frac{W}{s^k} = W \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^{g-(k-1)}}{\mu + s^g} = \begin{cases} \infty & g < k-1 \\ \frac{W}{\mu} & g = k-1 \\ 0 & g > k+1 \quad [g \geq k] \end{cases}$$

Quindi

- se $g < k-1$ l'errore a regime diverge
- se $g = k-1$ l'errore a regime è finito e diminuisce all'aumentare di μ
- se $g > k-1$ l'errore a regime è nullo

N.B. il sistema in anello chiuso deve essere asintoticamente stabile.

N.B. affinché l'errore a regime a $W(s) = \frac{W}{s^k}$ sia nullo occorre che $L(s)$ abbia un numero di poli almeno pari a k (principio del modello interno)

Osservazione:

$$L(s) = R(s)G(s)$$

Se $g > 0$ c'è almeno un polo nell'origine

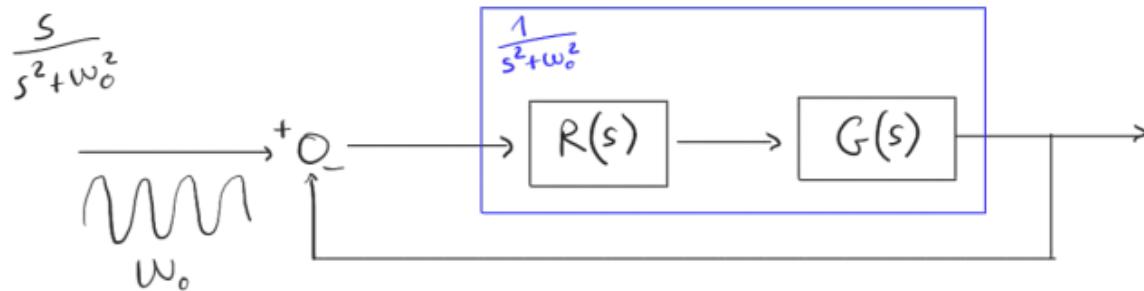
Se $R(s)$ o $G(s)$ hanno almeno un polo nell'origine non c'è bisogno di introdurlo con il regolatore

Perchè se ho un polo nell'origine l'errore è nullo?

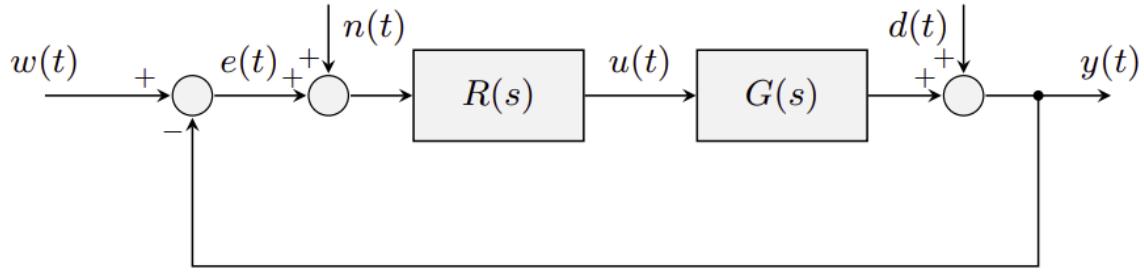
Perchè se voglio un $\frac{1}{s}$ in uscita ed $e(t) = 0$ (idealmente) ho un anello spezzato, quindi, anche con ingresso nullo il sistema deve essere comunque in grado di produrre un $\frac{1}{s}$ in uscita.

Principio del modello interno Il risultato precedentemente trovato può essere generalizzato come segue: Affinché un segnale di riferimento (risposta ad un disturbo di misura) con una componente spettrale alla frequenza ω_0 sia inseguito (risposta al neutralizzato) a regime perfettamente in uscita è necessario e sufficiente che:

1. il sistema chiuso in retroazione sia asintoticamente stabile
2. il guadagno d'anello $L(s)$ abbia una coppia di poli complessi coniugati sull'asse immaginario con pulsazione naturale pari a ω_0



SISTEMI DI CONTROLLO: PROGETTO DEL REGOLATORE



L'obiettivo, ora, è progettare $R(s)$ in modo che $y(t)$ sia “più vicina possibile” a $w(t)$

RIEPILOGO SPECIFICHE

Stabilità robusta rispetto a incertezze.

Stabilità in presenza di errori di modello o incertezze di parametri, ad esempio: massimo ritardo temporale τ_{\max} o massima incertezza sul guadagno statico $\Delta\mu_{\max}$

Precisione statica

Sia $e_{\infty} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$ il valore a regime dell'errore in risposta a riferimenti $w(t)$ o disturbi in uscita $d(t)$ “canonici” (gradino $w(t) = W1(t)$, $d(t) = D1(t)$, o rampa $w(t) = t1(t)$, $d(t) = t1(t)$).

Specifiche: $|e_{\infty}| \leq e^*$ oppure $e_{\infty} = 0$

Precisione dinamica

Tipicamente specifiche in termini di sovraelongazione e tempo di assestamento massimi:

Specifiche: $S\% \leq S^*$ e $T_{\alpha,\epsilon} \leq T^*$

Attenuazione disturbo in uscita $d(t)$

Il disturbo in uscita $d(t)$, con banda limitata in un range di pulsazioni $[\omega_{d,\min}, \omega_{d,\max}]$, deve essere attenuato di A_d dB ($A_d > 0$).

Attenuazione disturbo di misura $n(t)$

Il disturbo di misura $n(t)$, con banda limitata in un range di pulsazioni $[\omega_{n,\min}, \omega_{n,\max}]$, deve essere attenuato di A_n dB ($A_n > 0$).

N.B. in applicazioni ingegneristiche in genere $\omega_{d,\max} \ll \omega_{n,\min}$

Moderazione variabile di controllo $u(t)$

Contenimento dell'ampiezza della variabile di controllo u in ingresso al sistema fisico (impianto).

Fisica realizzabilità del regolatore $R(s)$

Il regolatore dev'essere un sistema proprio, quindi il grado relativo (differenza poli-zeri) deve essere maggiore o uguale a zero (grado del denominatore maggiore o uguale al grado del numeratore).

Esempio: attenuazione di $d(t)$ di $A_d = 40$ dB

$$A_d = 40 \text{ dB} \quad A_d = 20 \log \bar{A}_d \Rightarrow \bar{A}_d = 10^{\frac{40}{20}} = 10^2$$

$$d(t) = D \sin(\omega t) \rightarrow y_d(t) = Y_d \sin(\omega t + \varphi) \quad \text{con } Y_d \leq \frac{D}{\bar{A}_d} = \frac{D}{10^2}$$

SPECIFICHE IN TERMINI DI GUADAGNO D'ANELLO

STABILITÀ ROBUSTA

Stabilità robusta rispetto alle incertezze significa stabilità in presenza di errori di modello o incertezze di parametri, ad esempio: massimo ritardo temporale τ_{\max} o massima incertezza sul guadagno statico $\Delta \mu_{\max}$

Specifiche su $L(j\omega)$: $M_f \geq M_f^*$

PRECISTIONE STATICÀ

Per soddisfare tali specifiche va considerata l'analisi statica effettuata sulla funzione di sensitività $S(s)$.

Un esempio di specifica è:

$|e_\infty| \leq e^*$ in risposta a un gradino $w(t) = W1(t)$, $d(t) = D1(t)$ con $W \leq W^*$ e $|D| \leq D^*$.
Quindi

$$e_\infty = \frac{W}{1+\mu} + \frac{D}{1+\mu} = \frac{D+W}{1+\mu} \approx \frac{D+W}{\mu}$$

e per rispettare la specifica si necessita, quindi, di

$$\mu = L(0) \geq \frac{D^* + W^*}{e^*}$$

Un altro esempio di specifica può essere:

$e_\infty = 0$ in risposta a $W(s) = \frac{1}{s^k}$ e/o $D(s) = \frac{1}{s^k}$ quindi $L(s)$ deve avere k poli nell'origine.

Mettendo insieme i precedenti due esempi si ha un qualcosa del tipo:

se $|e_\infty| \leq e^*$ in risposta a $W(s) = \frac{1}{s^k}$ e/o $D(s) = \frac{1}{s^k}$ allora $k-1$ poli in $L(s)$ e $\mu \geq \frac{D^* + W^*}{e^*}$.

N.B. notare che le specifiche sono sulla $L(s)$ quindi se per esempio avessi $G(s) = \frac{1}{s(s+2)}$ e avessi la specifica di errore a regime nullo in risposta al gradino $w(t) = W1(t)$, il regolatore non necessiterebbe di poli nell'origine in quanto è già presente il polo necessario in $G(s)$.

N.B. se $e_\infty = 0$ in risposta ad un disturbo sull'attuatore $D_a(s) = \frac{1}{s^k}$ allora $D(s) = D_a(s)G(s)$ ed $E(s) = S(s)G(s)D_a(s)$ quindi

IMPORTANTE

k poli nell'origine in $R(s)$

PRECISIONE DINAMICA

Specifiche: $S\% \leq S^*$ e $T_{\alpha,\epsilon} \leq T^*$.

Se si progettasse $L(j\omega)$ in modo che $F(j\omega)$ abbia una coppia di poli complessi coniugati dominanti in $\omega_n \approx \omega_c$ con coefficiente di smorzamento ξ allora

$$\xi \approx \frac{M_f}{100}$$

Perchè $S\% \leq S^*$ allora

$$\xi \geq \xi^* = \frac{\left| \ln \left(\frac{S^*}{100} \right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left(\frac{S^*}{100} \right)}}$$

con

$$S^* = \frac{-\pi \xi^*}{\sqrt{1 - (\xi^*)^2}}$$

e quindi

$$M_f \geq M_f^* = 100\xi^*$$

Perchè $T_{a,1} \leq T^*$ allora $\xi\omega_n \geq \frac{4.6}{T^*}$ e quindi

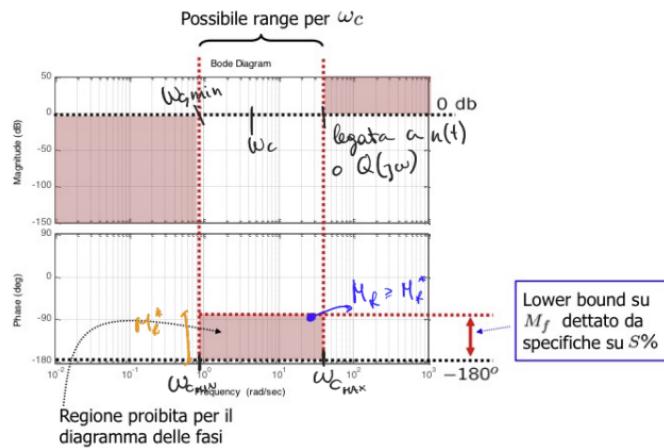
$$M_f \omega_c \geq \frac{460}{T^*}$$

Volendo mettere insieme le due specifiche:

$$M_f^* \omega_c \geq \frac{460}{T^*} \implies \omega_c \geq \frac{460}{M_f^* T^*} = \omega_c^*$$

$$\omega_c^* = \omega_{c,\min}$$

N.B. $L(j\omega)$ può attraversare 0 dB solo una volta.



ATTENUAZIONE DISTURBO IN USCITA $d(t)$

Il disturbo in uscita $d(t)$, con una banda limitata in un range di pulsazioni $[\omega_{d,\min}, \omega_{d,\max}]$ (solitamente $\omega_{d,\min}$ presa uguale a 0), dev'essere attenuato di A_d dB ($A_d > 0$).

Si ricordi che se $d(t) = D \cos(\omega t + \varphi)$ allora

$$Y_D(s) = S(s)D(s) \implies y(t) = |S(j\omega)|D \cos(\omega t + \varphi + \arg(S(j\omega)))$$

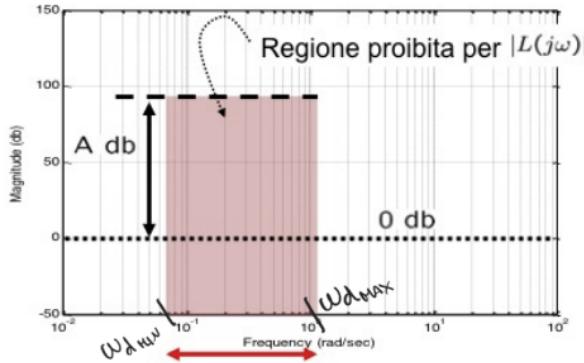
e che

$$|S(j\omega)|_{\text{dB}} \approx \begin{cases} -|L(j\omega)|_{\text{dB}} & \omega \leq \omega_c \\ 0 & \omega > \omega_c \end{cases}$$

Da specifica vogliamo $|S(j\omega)|_{\text{dB}} \leq -A_d$ dB. Poichè $\omega_{d,\text{max}} \ll \omega_c$, si ha

$$|L(j\omega)|_{\text{dB}} \geq A_d \text{ dB}$$

Ad esempio se $d(t)$ dev'essere attenuato di 20 dB allora $|L(j\omega)|_{\text{dB}} \geq 20$ dB



ATTENUAZIONE DISTURBO DI MISURA $n(t)$

Il disturbo di misura $n(t)$, con banda limitata in un range di pulsazioni $[\omega_{n,\text{min}}, \omega_{n,\text{max}}]$ ($\omega_{n,\text{max}}$ spesso considerata $+\infty$), deve essere attenuato di A_n dB ($A_n > 0$).

Ricordando che se $n(t) = N \cos(\omega t + \varphi)$ allora

$$Y_N(s) = -F(s)N(s) \implies y(t) = |F(j\omega)|N \cos(\omega t + \varphi - \arg(F(j\omega)))$$

e che

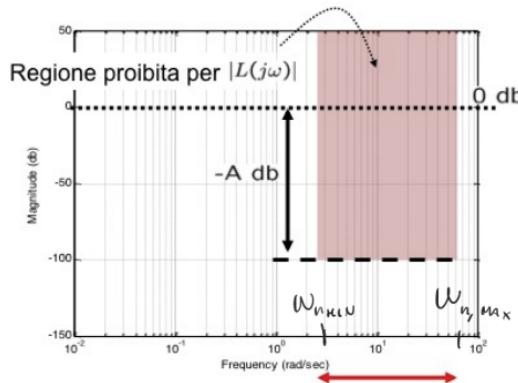
$$|F(j\omega)|_{\text{dB}} \approx \begin{cases} 0 & \omega \leq \omega_c \\ |L(j\omega)|_{\text{dB}} & \omega > \omega_c \end{cases}$$

Da specifica si vuole $|F(j\omega)|_{\text{dB}} \leq -A_n$ dB. Poichè $\omega_{c,\text{min}} \gg \omega_c$ si ha

$$|L(j\omega)|_{\text{dB}} \leq -A_n \text{ dB}$$

Ad esempio se $n(t)$ dev'essere attenuato di 20 dB allora $|L(j\omega)|_{\text{dB}} \leq -20$ dB.

N.B. se non ho specifiche particolari su $\omega_{c,\text{max}}$ sostanzialmente si prende $\omega_{c,\text{max}} = \omega_{n,\text{min}}$.



MODERAZIONE DELLA VARIABILE DI CONTROLLO $u(t)$

Contenimento dell'ampiezza della variabile di controllo u in ingresso al sistema fisico (impianto). Ricordiamo che se $w(t) = W \cos(\omega t + \varphi)$ allora

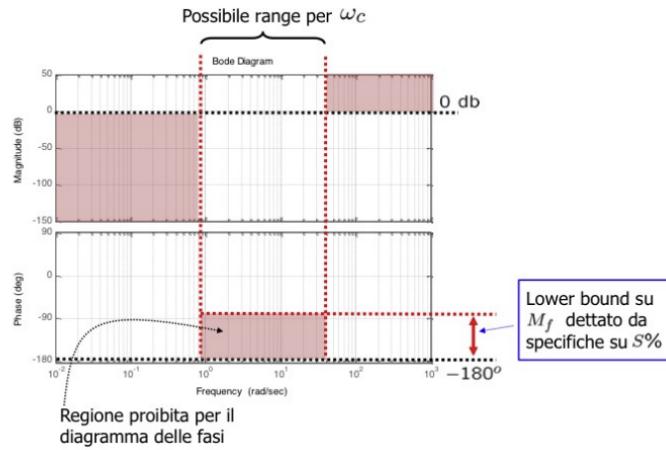
$$U(s) = Q(s)U(s) \implies u(t) = |Q(j\omega)|W \cos(\omega t + \varphi + \arg(Q(j\omega)))$$

e che

$$|Q(j\omega)|_{\text{dB}} \approx \begin{cases} -|G(j\omega)|_{\text{dB}} & \omega \leq \omega_c \\ |R(j\omega)|_{\text{dB}} & \omega > \omega_c \end{cases}$$

Poichè si vuole contenere $|Q(j\omega)|_{\text{dB}}$ e non abbiamo controllo su $G(j\omega)$ si deve:

- limitare ω_c
- realizzare $R(j\omega)$ passa-basso



N.B. il limite superiore su ω_c può essere determinato dalle specifiche sulla variabile di controllo, in caso contrario si prende $\omega_{c,\text{max}} = \omega_{n,\text{min}}$.

FISICA REALIZZABILITÀ DEL REGOLATORE $R(s)$

Il regolatore dev'essere un sistema proprio, quindi il grado relativo (differenza poli-zeri) deve essere maggiore o uguale a zero (grado del denominatore maggiore o uguale al grado del numeratore).

A pulsazioni elevate la pendenza $-k_L$ dB/dec di $|L(j\omega)|_{\text{dB}}$ è determinata dalla differenza tra poli (ciascuno contribuisce con pendenza -20 dB/dec) e zeri (ciascuno contribuisce con pendenza 20 dB/dec). Se a pulsazioni elevate $|G(j\omega)|_{\text{dB}}$ ha pendenza $-k_G$ dB/dec allora

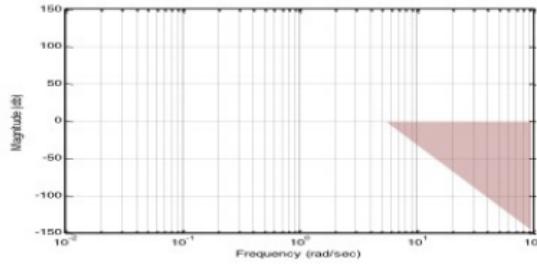
$$-k_L \leq -k_G$$

In parole povere se

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

perchè il regolatore sia fisicamente realizzabile si deve avere

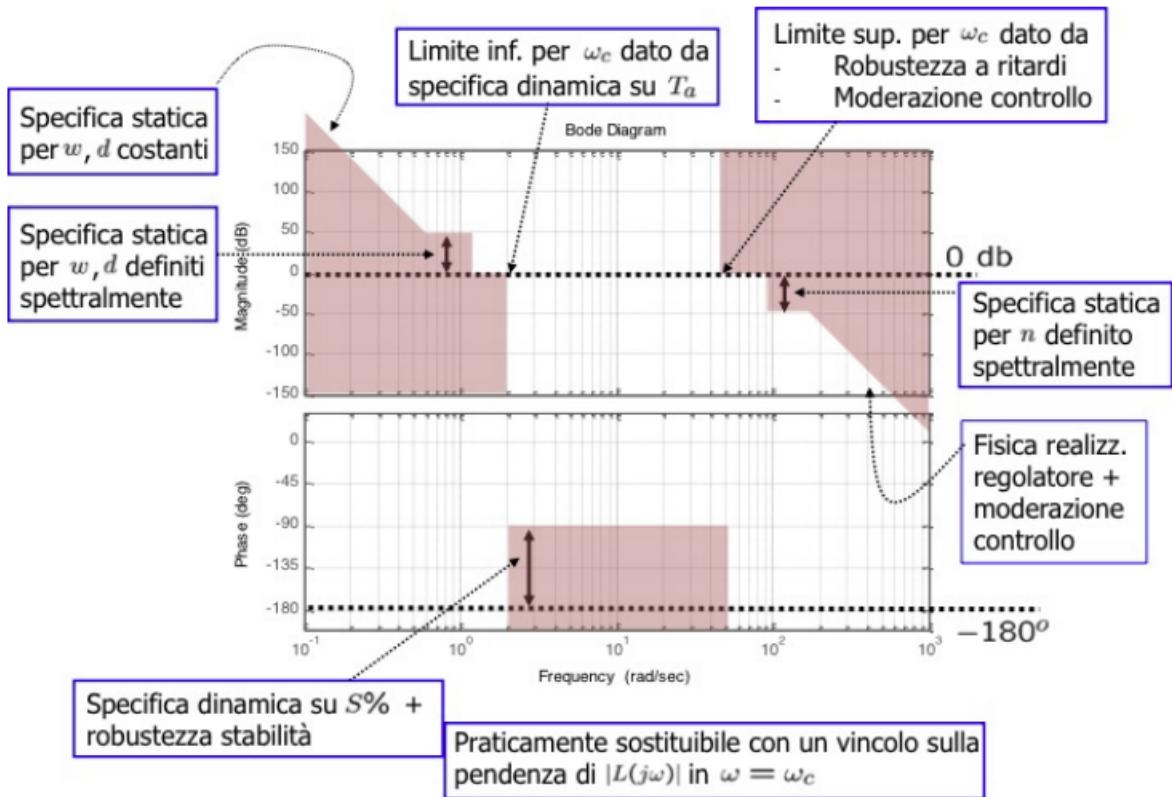
$$\text{grado di } D(s) \geq \text{grado di } N(s)$$



RIEPILOGO

Avendo

$$L(j\omega) = R(j\omega)G(j\omega) \quad G(j\omega) \text{ data}$$



SINTESI DEL REGOLATORE

SINTESI PER TENTATVI O “LOOP SHAPING”

Consiste nel dare forma alla $L(j\omega)$ in modo che:

- il diagramma della ampiezza non attraversi le “regioni proibite” in bassa e alta frequenza
- per $\omega = \omega_c$ rispetti il vincolo sul margine di fase

procedendo per tentativi basati su opportune considerazioni.

STRUTTURA

È conveniente dividere il progetto in 2 fasi fattorizzando $R(s)$ come

$$R(s) = R_s(s)R_d(s)$$

Regolatore statico

$$R_s(s) = \frac{\mu_s}{s^k}$$

progettato per soddisfare precisione statica e attenuazione dei disturbi d .

Regolatore dinamico

$$R_d(s) = \mu_d \frac{\prod_i (1 + \tau_i s) \prod_i (1 + \frac{2\zeta_i}{\alpha_{ni}} s + \frac{s^2}{\alpha_{ni}^2})}{s^g \prod_i (1 + T_i s) \prod_i (1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{s^2}{\omega_{ni}^2})}$$

progettato per soddisfare stabilità robusta, precisione dinamica, attenuazione disturbi n , moderazione del controllo e fisica realizzabilità.

N.B. μ_d può essere scelto **solo se** μ_s non è stato imposto.

N.B. posso inserire $\frac{1}{s}$ per avere $e_\infty = 0$ anche se la specifica è $e_\infty < e_{\max}$ ma introduco uno sfasamento di -90° .

SINTESI DEL REGOLATORE STATICO

Il guadagno μ_s e il numero di poli nell'origine in $R_s(s)$ dipende dalla specifica sull'errore a regime e_∞ in risposta a segnali canonici.

Ad esempio: $|e_\infty| \leq e^*$ in risposta al gradino su w e d , con $G(s)$ senza poli nell'origine.

Progetto: si può scegliere

$$R(s) = \mu_s \geq \mu^*$$

oppure

$$R(s) = \frac{\mu_s}{s}$$

Nel secondo caso possiamo scegliere μ_s “liberamente” purchè consenta di rispettare i vincoli dell'attenuazione di d .

SINTESI DEL REGOLATORE DINAMICO

La progettazione di $R_d(s)$ mira a

1. imporre ω_c in un certo intervallo
2. garantire un dato margine di fase M_f (ovvero garantire che $\arg L(j\omega_c) \geq -180 + M_f$, vedi criterio di Bode)
3. garantire una certa attenuazione e pendenza di $L(j\omega)$ (e $R(j\omega)$) a pulsazioni elevate

N.B. Per soddisfare il terzo punto basta introdurre poli del regolatore ad alte frequenze.

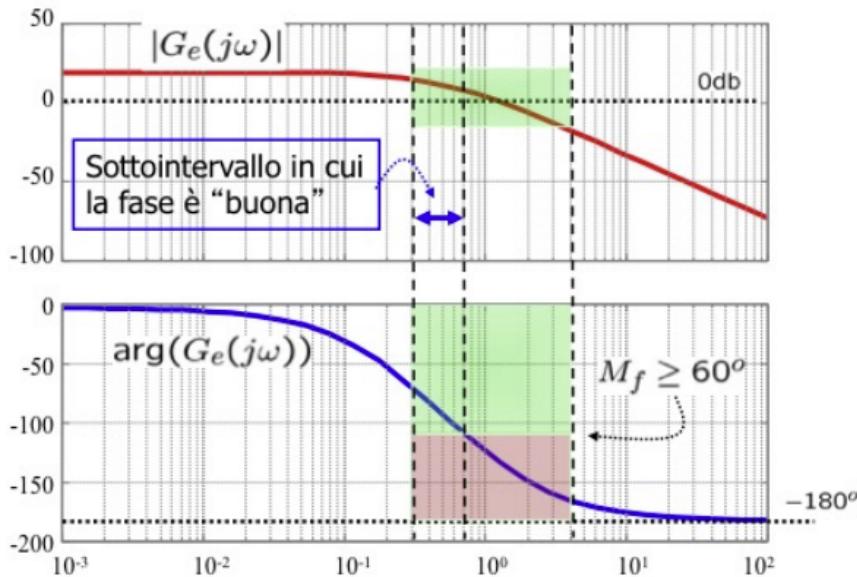
Si procederà individuando dei possibili scenari in base al diagramma di

$$G_e(s) = R_s(s)G(s)$$

detto **sistema esteso**.

SINTESI DEL REGOLATORE DINAMICO: SCENARIO A

Supponiamo scenario A come uno scenario in cui nell'intervallo (“centrale”) di pulsazioni ammissibili per la pulsazione di attraversamento ω_c esiste un sotto-intervallo in cui la fase di $G_e(j\omega)$ rispetta il vincolo sul margine di fase.



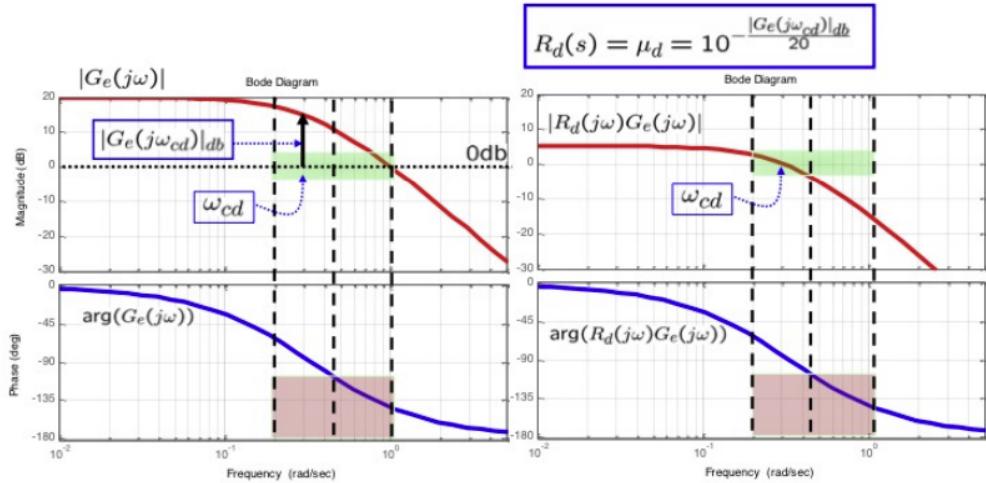
Gli obiettivi da raggiungere sono:

- attenuare (selettivamente) il diagramma delle ampiezze (traslarlo in basso) in modo che ω_c ricada nel sotto-intervallo in cui il vincolo sul margine di fase è rispettato
- alterare il meno possibile la fase

Le possibili azioni sono:

1. Se μ_d libero, allora scegliere $R_d(s) = \mu_d$ con $\mu_d < 1$
2. Se μ_d bloccato (vincolato dalla scelta di μ_s), allora attenuare mediante l'inserimento di poli e zeri in $R_d(s)$

μ_d LIBERO

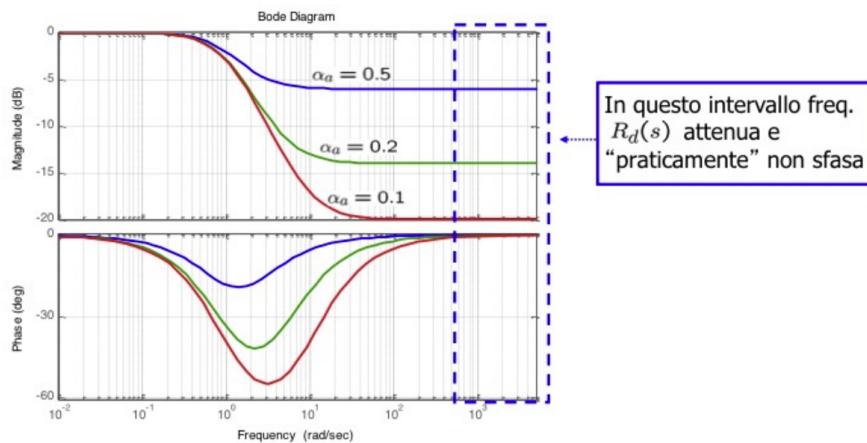


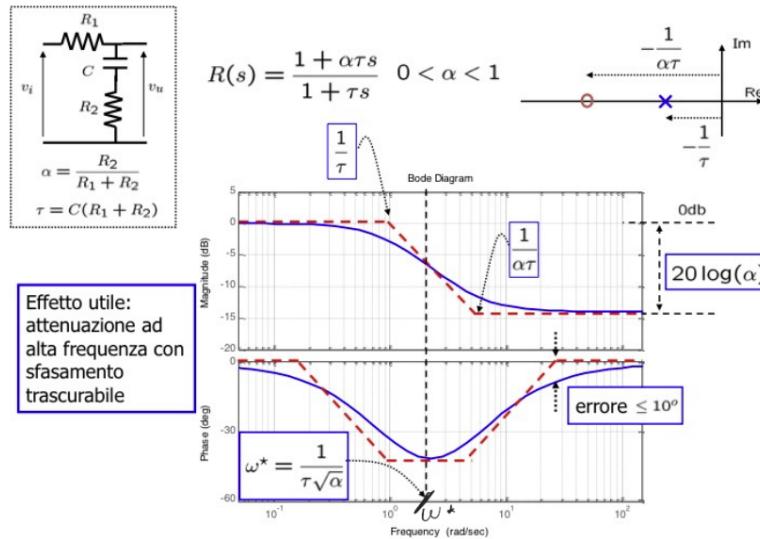
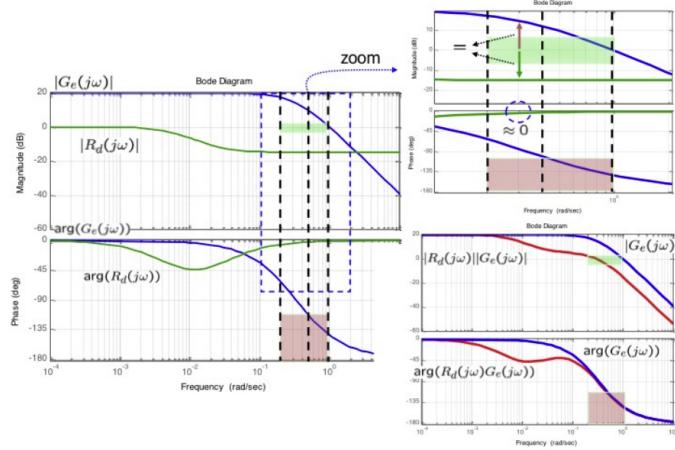
μ_d VINCOLATO

Per attenuare solo nel range di pulsazioni selezionato si progetta una *rete ritardatrice*

$$R_d(s) = \frac{1 + \alpha \tau s}{1 + \tau s} \quad 0 < \alpha < 1$$

$$s_p = -\frac{1}{\tau} \quad s_z = -\frac{1}{\alpha \tau}$$





Per trovare ω^* si procede nel seguente modo

$$\begin{aligned}
 \log(\omega^*) &= \frac{1}{2} \left[\log\left(\frac{1}{\tau}\right) + \log\left(\frac{1}{\alpha\tau}\right) \right] \\
 &= \frac{1}{2} \log\left(\frac{1}{\tau \alpha\tau}\right) \\
 &= \log\left(\frac{1}{\alpha\tau^2}\right)^{\frac{1}{2}} \\
 &= \log\frac{1}{\tau\sqrt{\alpha}} \\
 \implies \omega^* &= \frac{1}{\tau\sqrt{\alpha}}
 \end{aligned}$$

L'obiettivo è, quindi, calcolare α e τ in modo che $L(j\omega)$ abbia una pulsazione di attraversamento ω_c^* e valga $\arg(L(j\omega_c^*)) \approx \arg(G_e(j\omega_c^*))$.

Si procederà:

- scegliendo α tale che $20 \log \alpha \approx -|G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}}$
- scegliendo τ tale che $\frac{1}{\alpha\tau} \leq \frac{\omega_c^*}{10}$

Quindi si avrà

$$\begin{aligned} |R_d(j\omega_c^*)G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}} &= 0 \\ 20 \log |R_d(j\omega_c^*)| + 20 \log |G_e(j\omega_c^*)| &= 0 \\ 20 \log |R_d(j\omega_c^*)| &= -20 \log |G_e(j\omega_c^*)| \end{aligned}$$

Supponendo $|R_d(j\omega_c^*)|_{\text{dB}} \approx 20 \log \alpha$ si avrà

$$20 \log \alpha = -|G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}} \implies \alpha = 10^{-\frac{|G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}}}{20}}$$

Rete ritardatrice: formule di inversione

Obiettivo 1: calcolare α e τ in modo che alla pulsazione ω_c^* la rete ritardatrice abbia un'attenuazione di $0 < M^* < 1$ e uno sfasamento $-\frac{\pi}{2} < \varphi^* < 0$, ovvero

$$\begin{aligned} R_d(j\omega_c^*) &= \frac{1 + j\alpha\tau\omega_c^*}{1 + j\tau\omega_c^*} = M^* e^{j\varphi^*} \\ M^* &= |R_d(j\omega_c^*)| \quad \varphi^* = \arg(R_d(j\omega_c^*)) \end{aligned}$$

Si pone

$$\begin{aligned} \frac{1 + j\alpha\tau\omega_c^*}{1 + j\tau\omega_c^*} &= M^* (\cos(\varphi^*) + j \sin(\varphi^*)) \\ 1 + j\alpha\tau\omega_c^* &= M^* (\cos(\varphi^*) + j \sin(\varphi^*)) (1 + j\tau\omega_c^*) \\ &= M^* [\cos(\varphi^*) + j\tau\omega_c^* \cos(\varphi^*) + j \sin(\varphi^*) - \tau\omega_c^* \sin(\varphi^*)] \\ &= M^* [\cos(\varphi^*) - \tau\omega_c^* \sin(\varphi^*) + j(\tau\omega_c^* \cos(\varphi^*) + \sin(\varphi^*))] \end{aligned}$$

Uguagliando parte reale ed immaginaria si ottiene

$$\begin{aligned} 1 &= M^* \cos(\varphi^*) - M^* \tau\omega_c^* \sin(\varphi^*) \\ \alpha\tau\omega_c^* &= M^* \tau\omega_c^* \cos(\varphi^*) + M^* \sin(\varphi^*) \end{aligned}$$

Quindi le formule di inversione sono:

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{\cos(\varphi^*) - \frac{1}{M^*}}{\omega_c^* \sin(\varphi^*)} \\ \alpha\tau &= \frac{M^* - \cos(\varphi^*)}{\omega_c^* \sin(\varphi^*)} \end{aligned}$$

Si noti che per avere $\alpha > 0$ occorre $M^* < \cos(\varphi^*)$.

Obiettivo 2: imporre $|L(j\omega)|_{\text{dB}} = 0$ per $\omega = \omega_c^*$.

Si procede:

1. scegliendo ω_c^* e ricavare M_f^* dalle specifiche
2. calcolare M^* e φ^* imponendo

$$\begin{aligned} |G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}} - 20 \log M^* \\ M_f^* = 180^\circ + \arg(G_e(j\omega_c^*)) + \varphi^* \end{aligned}$$

Ottenendo M^* dalla prima (o da quanto visto in precedenza):

$$M^* = 10^{-\frac{|G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}}}{20}}$$

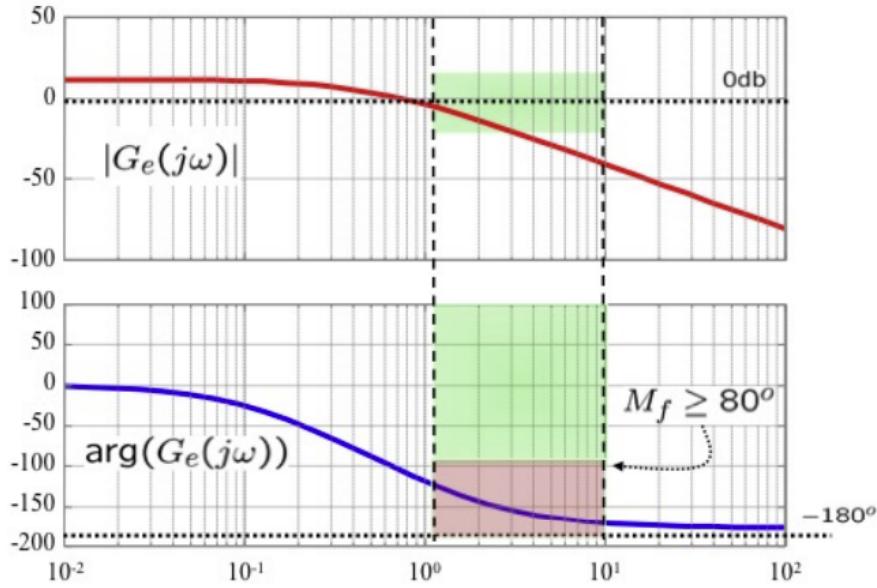
E per il margine di fase:

$$\begin{aligned} M_f^* &= 180^\circ + \arg(L(j\omega_c^*)) \\ M_f^* &= 180^\circ + \arg(G_e(j\omega_c^*)) + \arg(R_d(j\omega_c^*)) \\ M_f^* &= 180^\circ + \arg(G_e(j\omega_c^*)) + \varphi^* \\ \varphi^* &= M_f^* - 180^\circ - \arg(G_e(j\omega_c^*)) \end{aligned}$$

3. si verifica che $0 < M^* < 1$, $-\frac{\pi}{2} < \varphi^* < 0$ e $M^* < \cos(\varphi^*)$
4. si calcolano α e τ tramite le formule inverse viste nel paragrafo precedente.

SINTESI DEL REGOLATORE DINAMICO: SCENARIO B

Si suppone, invece, scenario B la situazione in cui nell'intervallo (“centrale”) di pulsazioni ammissibili per la pulsazione di attraversamento ω_c NON esistono pulsazioni in cui la fase di $G_e(j\omega)$ rispetti il vincolo sul margine di fase.



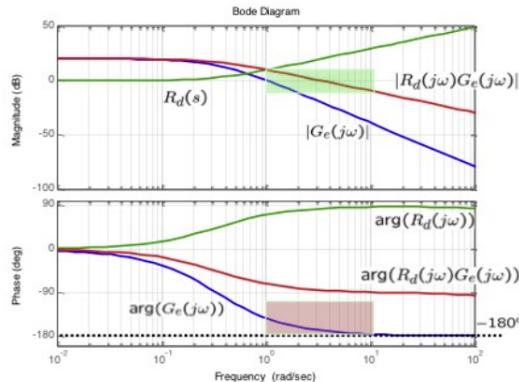
Gli obiettivi da raggiungere sono:

- modificare il diagramma delle fasi (aumentare la fase) nell’intervallo in modo che il vincolo sul margine di fase sia rispettato
- amplificare il meno possibile l’ampiezza

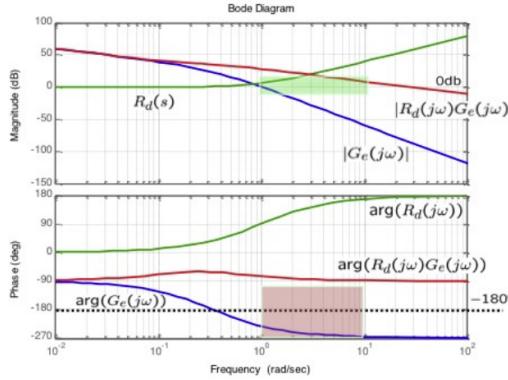
Le possibili azioni da compiere sono:

1. aggiungere uno o più zeri (a pulsazioni precedenti quella di attraversamento desiderata) per aumentare la fase
2. aggiungere uno o più poli a pulsazioni più alte per la fisica realizzabilità e per evitare una eccessiva amplificazione

Aggiungendo 1 solo zero si avrebbe



Aggiungendone 2 invece



N.B. il massimo incremento di fase dato da uno zero è 90° per $\omega \rightarrow \infty$ quindi il guadagno di fase per uno zero è $< 90^\circ$.

Tenendo conto dell'aggiunta di uno o più poli si può progettare $R_d(s)$ come segue.

Rete anticipatrice

$$R_d(s) = \frac{1 + \tau s}{1 + \alpha \tau s} \quad 0 < \alpha < 1$$

Nel caso in cui si necessiti di un anticipo maggiore di fase (ad esempio 2 zeri):

$$R_d(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \alpha_1 \tau_1 s} \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \alpha_2 \tau_2 s} \quad 0 < \alpha_1 < 1, 0 < \alpha_2 < 1$$

$$s_z = -\frac{1}{\tau} \quad s_p = -\frac{1}{\alpha \tau}$$

Una volta realizzata la rete anticipatrice (singola o multipla) si possono verificare 2 casi:

- **B1:** ω_c è nell'intervallo di specifica e il vincolo sul margine di fase è rispettato. In questo caso il progetto è terminato
- **B2:** ω_c è fuori dall'intervallo di specifica o in un intervallo in cui il vincolo di margine di fase non è rispettato.

In ogni caso ci si è ricondotti ad uno scenario A (esiste un sotto-intervallo in cui il vincolo sul margine di fase è rispettato).

Caso B2

- Se μ_d libero allora scegliamo $\mu_d < 1$ per attenuare

$$R_d(s) = \mu_d \frac{1 + \tau_b s}{1 + \alpha_b \tau_b s}$$

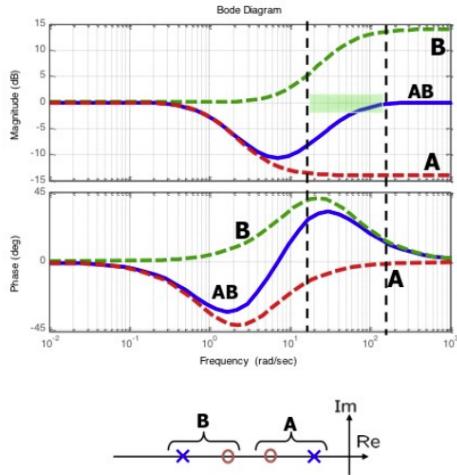
- Se μ_d bloccato

$$R_d(s) = \frac{1 + \alpha_a \tau_a s}{1 + \tau_a s} \frac{1 + \tau_b s}{1 + \alpha_b \tau_b s}$$

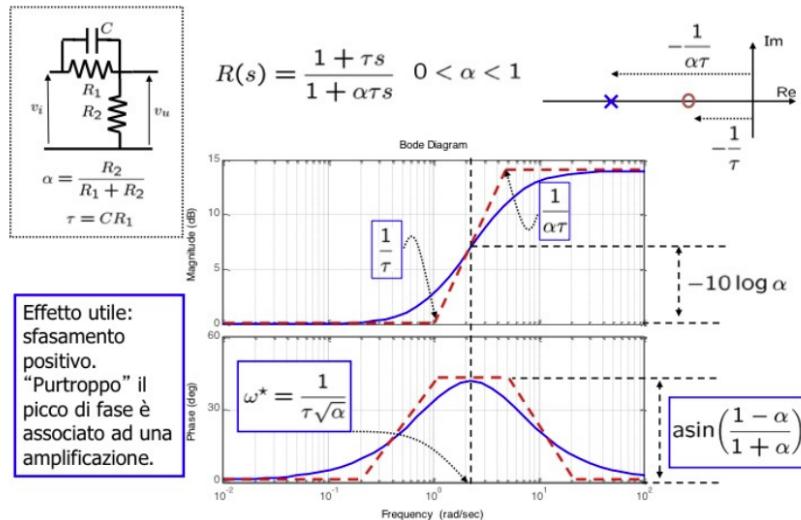
Rete ritardo-anticipo

$$R_d(s) = \frac{1 + \alpha_a \tau_a s}{1 + \tau_a s} \frac{1 + \tau_b s}{1 + \alpha_b \tau_b s}$$

- Rete anticipatrice: polo e zero a più alte frequenze
- Rete ritardatrice: polo e zero a più basse frequenze



Rete anticipatrice: diagramma di Bode



Rete anticipatrice: formule di inversione

Obiettivo 1: calcolare α e τ in modo che alla pulsazione ω_c^* la rete ritardatrice abbia un'attenuazione di $M^* > 1$ e uno sfasamento $0 < \varphi^* < \frac{\pi}{2}$, ovvero

$$R_d(j\omega_c^*) = \frac{1 + j\tau\omega_c^*}{1 + j\alpha\tau\omega_c^*} = M^* e^{j\varphi^*}$$

$$M^* = |R_d(j\omega_c^*)| \quad \varphi^* = \arg(R_d(j\omega_c^*))$$

Si pone

$$\begin{aligned}\frac{1+j\tau\omega_c^*}{1+j\alpha\tau\omega_c^*} &= M^* (\cos(\varphi^*) + j \sin(\varphi^*)) \\ 1+j\tau\omega_c^* &= M^* (\cos(\varphi^*) + j \sin(\varphi^*)) (1+j\alpha\tau\omega_c^*) \\ &= M^* [\cos(\varphi^*) + j\alpha\tau\omega_c^* \cos(\varphi^*) + j \sin(\varphi^*) - \alpha\tau\omega_c^* \sin(\varphi^*)] \\ &= M^* [\cos(\varphi^*) - \alpha\tau\omega_c^* \sin(\varphi^*) + j(\alpha\tau\omega_c^* \cos(\varphi^*) + \sin(\varphi^*))]\end{aligned}$$

Uguagliando parte reale ed immaginaria si ottiene

$$\begin{aligned}1 &= M^* \cos(\varphi^*) - M^* \alpha\tau\omega_c^* \sin(\varphi^*) \\ \tau\omega_c^* &= M^* \alpha\tau\omega_c^* \cos(\varphi^*) + M^* \sin(\varphi^*)\end{aligned}$$

Quindi le formule di inversione sono:

$$\begin{aligned}\tau &= \frac{M^* - \cos(\varphi^*)}{\omega_c^* \sin(\varphi^*)} \\ \alpha\tau &= \frac{\cos(\varphi^*) - \frac{1}{M^*}}{\omega_c^* \sin(\varphi^*)}\end{aligned}$$

Si noti che per avere $\alpha > 0$ occorre $\frac{1}{M^*} < \cos(\varphi^*)$.

Obiettivo 2: imporre $|L(j\omega)|_{\text{dB}} = 0$ per $\omega = \omega_c^*$.

Si procede:

1. scegliendo ω_c^* e ricavare M_f^* dalle specifiche
2. calcolare M^* e φ^* imponendo

$$\begin{aligned}|G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}} - 20 \log M^* \\ M_f^* = 180^\circ + \arg(G_e(j\omega_c^*)) + \varphi^*\end{aligned}$$

Ottenendo M^* dalla prima (o da quanto visto in precedenza):

$$M^* = 10^{-\frac{|G_e(j\omega_c^*)|_{\text{dB}}}{20}}$$

E per il margine di fase:

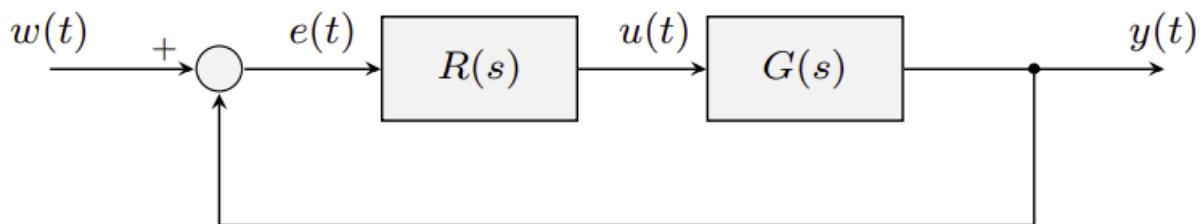
$$\begin{aligned}M_f^* &= 180^\circ + \arg(L(j\omega_c^*)) \\ M_f^* &= 180^\circ + \arg(G_e(j\omega_c^*)) + \arg(R_d(j\omega_c^*)) \\ M_f^* &= 180^\circ + \arg(G_e(j\omega_c^*)) + \varphi^* \\ \varphi^* &= M_f^* - 180^\circ - \arg(G_e(j\omega_c^*))\end{aligned}$$

3. verificare $M^* > 1$, $0 < \varphi^* < \frac{\pi}{2}$ e $\frac{1}{M^*} < \cos(\varphi^*)$
4. si calcolano α e τ tramite le formule inverse viste nel paragrafo precedente.

CONTROLLORI PID

Un controllore PID (Proporzionale Integrale Derivativo) "ideale" è della forma

$$R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad T_i = \text{Tempo integrale} \quad T_d = \text{Tempo derivativo}$$



Ingresso di controllo:

$$\begin{aligned} U(s) &= R(s)E(s) \\ &= K_p E(s) + \frac{K_p}{T_i} \frac{E(s)}{s} + K_p T_d s E(s) \end{aligned}$$

Che nel dominio del tempo risulta

$$u(t) = \mathcal{L}[U(s)] = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

Di cui:

- $K_p e(t)$ termine **Proporzionale**
- $\frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau$ termine **Integrale**
- $K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$ termine **Derivativo** (**N.B.** non causale)

ATTENZIONE!!

Il PID ideale non è fisicamente realizzabile. Infatti, sviluppando i calcoli, si vede che la funzione di trasferimento del controllore ha un numeratore con grado più elevato del denominatore:

$$R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = \frac{K_p T_i s + K_p + K_p T_i T_d s^2}{T_i s}$$

il PID “reale” (fisicamente realizzabile) richiede di aggiungere un polo in alta frequenza

$$R^{\text{fr}}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1}{1 + T_p s}$$

Raccogliendo i termini e definendo opportunamente τ_1, τ_2 si può vedere che il PID reale è una combinazione di una rete anticipatrice e di una ritardatrice:

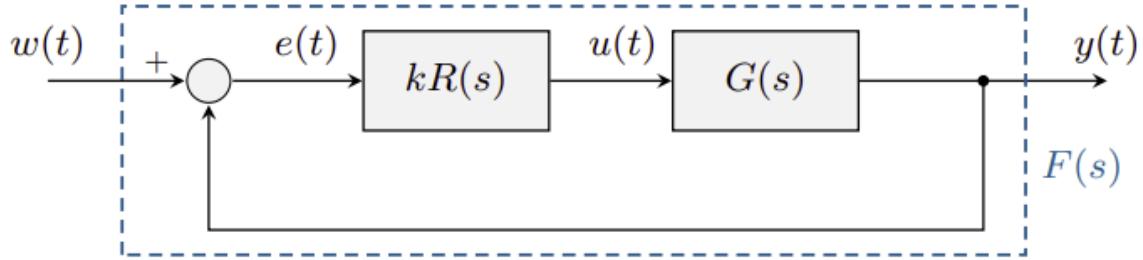
$$\begin{aligned} R^{\text{fr}}(s) &= \frac{K_p}{T_i} \frac{T_i s + 1 + T_i T_d s^2}{s} \frac{1}{1 + T_p s} \\ &= \mu \frac{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}{s} \frac{1}{1 + T_p s} \quad \mu := \frac{K_p}{T_i} \end{aligned}$$

Casi particolari:

- **Regolatori P:** se $T_i \rightarrow \infty$ e $T_d = 0$ (no termine integrale e derivativo), si ottiene un regolatore proporzionale $R(s) = K_p$
- **Regolatori I:** in assenza di termine proporzionale e derivativo, si ottiene un regolatore puramente integrale $R(s) = \frac{K_p}{s}$. Si può interpretare come una rete ritardatrice con il polo posto nell'origine e con lo zero all'infinito
- **Regolatori PI:** se $T_d = 0$ (no termine derivativo), si ottiene un regolatore proporzionale integrale $R(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$. Possono essere visti come reti ritardatrici con polo nell'origine e zero in $-1/T_i$.
- **Regolatori PD:** se $T_i \rightarrow \infty$ (no termine integrale), si ottiene un regolatore proporzionale derivativo $R(s) = K_p(1 + T_d s)$. Possono essere visti come reti anticipatrici con zero in $-1/T_d$ e polo posto all'infinito (nel caso ideale)

LUOGO DELLE RADICI

Considerando il seguente schema in retroazione

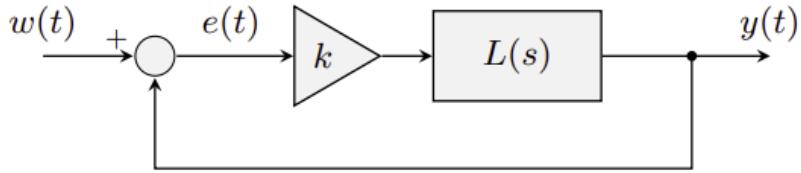


in cui si mette in evidenza il guadagno k . La funzione di trasferimento in anello chiuso è

$$F(s) = \frac{kR(s)G(s)}{1 + kR(s)G(s)} = \frac{kL(s)}{1 + kL(s)}$$

L'obiettivo è studiare come variano nel piano complesso i poli di $F(s)$ al variare di k .

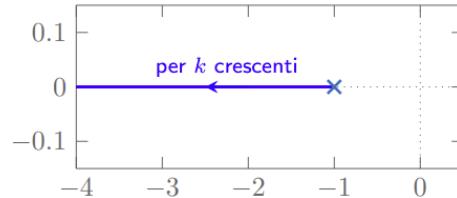
Esempio Prendendo in esempio un sistema del prim'ordine $L(s) = \frac{1}{s+1}$ (polo in -1)



La funzione di trasferimento in anello chiuso è

$$F(s) = \frac{kL(s)}{1 + kL(s)} = \frac{k \frac{1}{s+1}}{1 + k \frac{1}{s+1}} = \frac{k}{s + 1 + k} \quad \text{polo in } -1 - k$$

Luogo delle radici: posizione nel piano complesso del polo di $F(s)$ al variare di $k \geq 0$



DEFINIZIONE DI LUOGO DELLE RADICI

Sia

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

si ha

$$F(s) = \frac{kL(s)}{1 + kL(s)} = \frac{kN(s)}{D(s) + kN(s)}$$

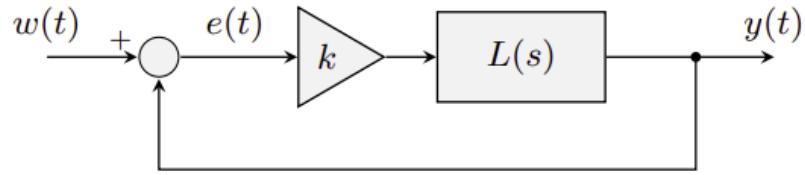
- Gli zeri di $F(s)$ sono le radici di $kN(s)$ e quindi sono gli zeri di $L(s)$
- I poli di $F(s)$ sono le radici di $D(s) + kN(s)$ e quindi dipendono da poli e zeri di $L(s)$

N.B. la retroazione non sposta gli zeri del sistema, ma solo i poli

Luogo diretto: posizione dei poli di $F(s)$ al variare di $k \geq 0$ (ci si concentrerà su questo)

Luogo inverso: posizione dei poli di $F(s)$ al variare di $k \leq 0$

EQUAZIONE CARATTERISTICA



I poli del sistema retroazionato sono le soluzioni dell'**equazione caratteristica**

$$D(s) + kN(s) = 0$$

- $k = 0 \rightarrow D(s) = 0$ I poli di $F(s)$ coincidono con quelli di $L(s)$
- $k \rightarrow \infty \rightarrow N(s) = 0$ I poli di $F(s)$ coincidono con gli zeri di $L(s)$

N.B. Per sistemi propri il polinomio $D(s)$ ha grado maggiore o uguale a quello di $N(s)$, l'ordine del polinomio $D(s) + kN(s)$ è lo stesso di quello di $D(s)$

\Rightarrow il numero di poli del sistema retroazionato è uguale a quello del sistema ad anello aperto.

OSSERVAZIONI

Fissato un valore di k le soluzioni dell'equazione caratteristica determinano n punti nel piano complesso, con n ordine di $L(s)$

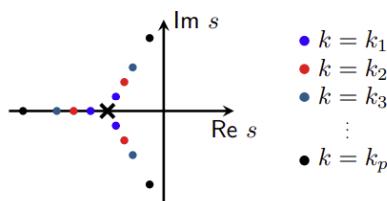
$$D(s) + kN(s) = 0$$

Esempio: sistema del terz'ordine

$$L(s) = \frac{1}{(s+1)^3} \quad 3 \text{ poli in } -1$$

Il luogo delle radici è costituito da n "rami" parametrizzati nel valore di k . Una volta fissato, gli n punti sugli n rami identificano i poli del sistema retroazionato per quel k .

Se i coefficienti dell'equazione caratteristica sono reali allora il luogo è simmetrico rispetto all'asse reale.



REGOLE DI TRACCIAMENTO

Sia n il numero di poli e m il numero di zeri di $L(s)$ (con $n \geq m$).
Le regole sono:

1. Il luogo ha tanti rami quanti sono i poli del sistema in catena aperta
2. Ogni ramo parte da un polo di $L(s)$ e termina in uno zero di $L(s)$ o all'infinito. In particolare, m rami terminano negli zeri di $L(s)$ e $n - m$ rami terminano all'infinito
3. Il luogo è simmetrico rispetto all'asse reale
4. I punti dell'asse reale che appartengono al luogo sono quelli che lasciano alla propria destra un numero dispari di singolarità (cioè poli o zeri) di $L(s)$.

Siano ora $-p_1, \dots, -p_n$ i poli e $-z_1, \dots, -z_m$ gli zeri di $L(s) = \frac{(s+z_1) \cdots (s+z_m)}{(s+p_1) \cdots (s+p_n)}$

5. I rami che tendono all'infinito lo fanno lungo asintoti che si intersecano sull'asse reale nel punto con ascissa pari a

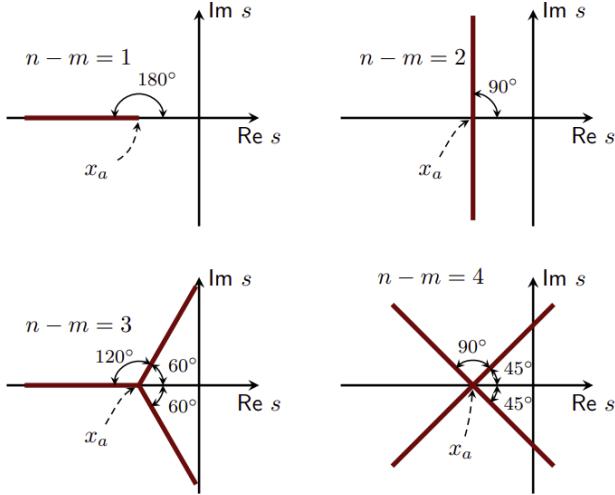
$$x_a = \frac{1}{n-m} \left(\sum_{i=1}^m z_i - \sum_{i=1}^n p_i \right)$$

6. Gli asintoti dividono il piano complesso in parti uguali. In particolare l'angolo che il j -esimo asintoto forma con l'asse reale è

$$\theta_{a,j} = \frac{(2j+1)\pi}{n-m}, \quad j = 0, \dots, n-m-1$$

7. Quando il grado relativo del sistema è maggiore di 1 (cioè $n - m \geq 2$), la somma dei poli è costante al variare di k , quindi il baricentro del luogo è il punto dell'asse reale con ascissa

$$x_b = -\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n p_i$$



Le regole che si enuncieranno in seguito si applicano ai poli semplici di $L(s)$ (per i poli multipli le regole sono più complesse)

8. La tangente al ramo uscente da un polo semplice $-p_j$ forma con l'asse reale l'angolo

$$\alpha_j = 180^\circ + \sum_{i=1}^m \theta_i - \sum_{i \neq j} \varphi_i$$

dove θ_i (e rispettivamente φ_i) è l'angolo formato con il semiasse reale positivo dal vettore che congiunge il polo in considerazione con lo zero $-z_i$ (rispettivamente con il polo $-p_i$)

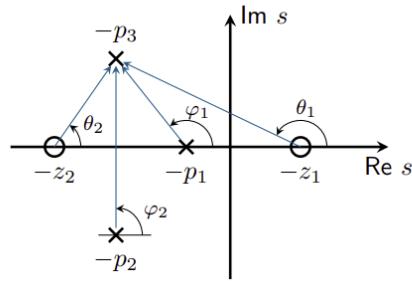
- La tangente del ramo entrante in uno zero semplice $-z_j$ forma con l'asse reale l'angolo

$$\beta_j = 180^\circ - \sum_{i \neq j} \theta_i + \sum_{i=1}^n \varphi_i$$

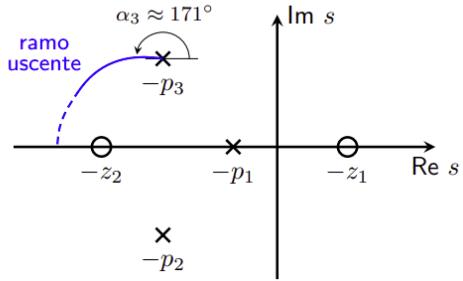
dove gli angoli θ_i e φ_i sono definiti in modo analogo alla precedente regola

Ad esempio: determinare l'angolo di uscita α_3 del ramo che parte dal polo in $-p_3$

Calcolo degli angoli θ_i e φ_i

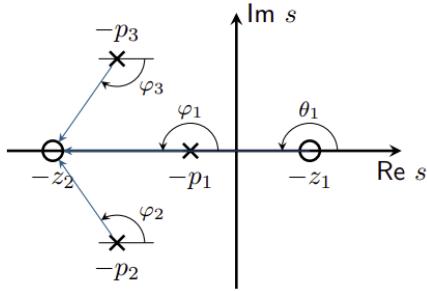


Angolo di uscita: $\alpha_3 = 180^\circ + \theta_1 + \theta_2 - \varphi_1 - \varphi_2$

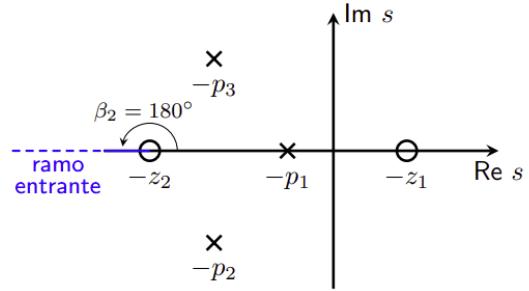


Oppure, un altro esempio: determinare l'angolo d'ingresso β_2 del ramo che entra nello zero in $-z_2$

Calcolo degli angoli θ_i e φ_i



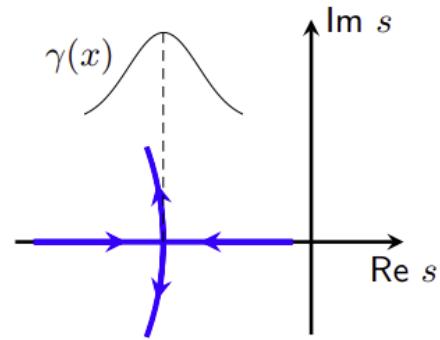
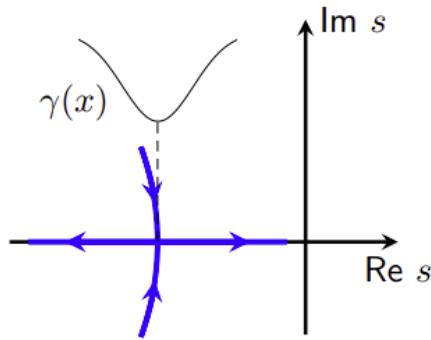
Angolo di ingresso: $\beta_2 = 180^\circ - \theta_1 + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$



- Eventuali punti di incrocio di rami sull'asse reale si possono determinare trovando i massimi e i minimi relativi della funzione

$$\gamma(x) = -\frac{D(x)}{N(x)}$$

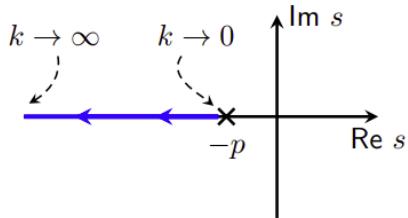
Nello specifico, se \bar{x} è un punto di minimo e $s = \bar{x}$ appartiene al luogo, esistono due rami complessi che confluiscono sull'asse reale in \bar{x} ; se \bar{x} è, invece, un punto di massimo e $s = \bar{x}$ appartiene al luogo, esistono due rami reali che si incontrano in \bar{x} e poi si semparano diventando complessi.



SISTEMI DEL PRIM'ORDINE

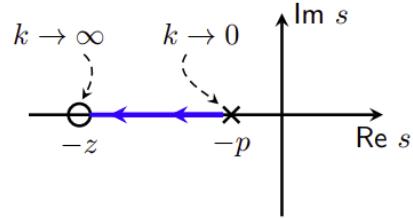
Senza zero

$$L(s) = \frac{1}{s + p}$$



Con zero

$$L(s) = \frac{s + z}{s + p}$$

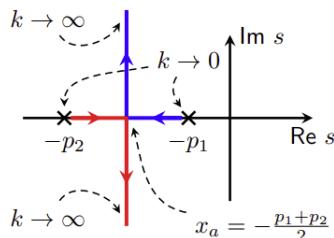


SISTEMI DEL SECOND'ORDINE

CON POLI REALI

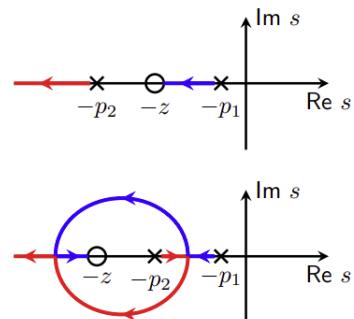
Senza zero

$$L(s) = \frac{1}{(s + p_1)(s + p_2)}$$



Con zero

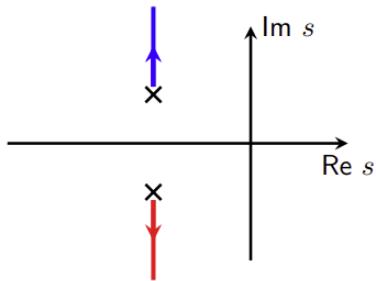
$$L(s) = \frac{s + z}{(s + p_1)(s + p_2)}$$



CON POLI COMPLESSI CONIUGATI

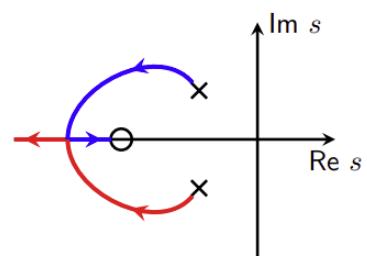
Senza zero

$$L(s) = \frac{1}{(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}$$



Con zero

$$L(s) = \frac{s + z}{(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}$$



ESEMPIO CON MATLAB

Luogo delle radici di un sistema del secondo ordine con zero

$$G(s) = \frac{s + 2}{s^2 + 2s + 2}$$

```
s = tf('s');
G = zpk([-2], [-1+j, -1-j], 1);
rlocus(G);
```

