

CONTROLLI AUTOMATICI

Pierluca Peverè



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

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

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

$$\dot{x}_1(t) = f_1\left(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t\right)$$

$$\vdots$$

$$\dot{x}_n(t) = f_n\left(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t\right)$$

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:

$$\dot{y}_1(t) = h_1\left(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t\right)$$

$$\vdots$$

$$\dot{y}_p(t) = h_p\left(\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix}, t\right)$$

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**.

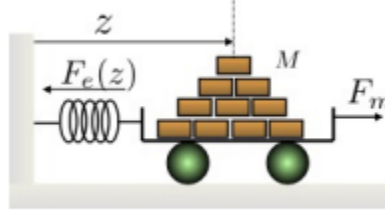
Un sistema si dice **tempo discreto** se t è una variabile intera ($t \in \mathbb{Z}$).
Si definiscono:

- $x(t+1) = f(x(t), u(t), t)$ 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:

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

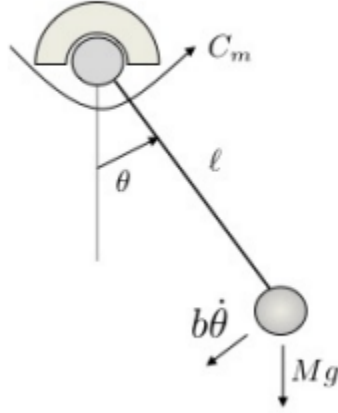
Definiamo:

- $x_1 := z$ (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 $E_T(t) = \frac{1}{2}(kz^2(t) + M\dot{z}^2(t))$:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{k(t)}{M}x_1(t) + \frac{1}{M}u(t) = -\frac{k}{M}x_1(t) + \frac{1}{M}u(t) \\ y(t) &= x_1(t) = \frac{1}{2}(kx_1^2(t) + Mx_2^2(t))\end{aligned}$$

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

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

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 $y := \theta$:

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

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

$$y(t) = x_1(t)$$

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

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

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

$$y(t) = -l\cos(x_1(t))$$

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 .

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

$$\vdots$$

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

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

$$\vdots$$

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

Quindi raggruppando tutti i coefficienti in matrici del tipo:

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

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

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:

$$x(t) = e^{At}x_0 + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau$$

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

Ricorda:

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

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):

$$\hat{x}(t) = Tx(t)$$

$$x(t) = T^{-1}\hat{x}(t)$$

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

$$y(t) = \hat{C}\hat{x}(t) + \hat{D}u(t)$$

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:

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

per opportuni valori di $h_i \leq n_i$, dove i coefficienti γ_{jiq} 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 poichè 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 γ_{jiq} 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:

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

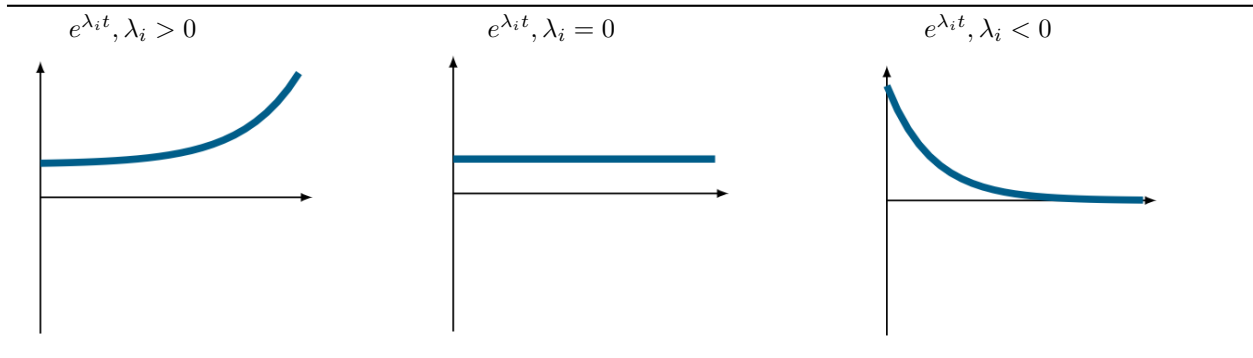
con opportuni valori della fase ϕ_i .

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

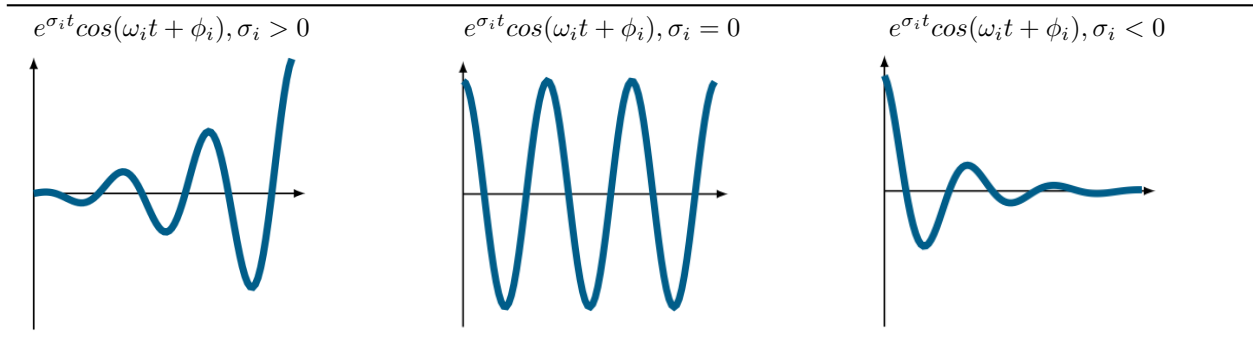
$$e^{\lambda_i t} \quad \text{per autovalori reali}$$

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

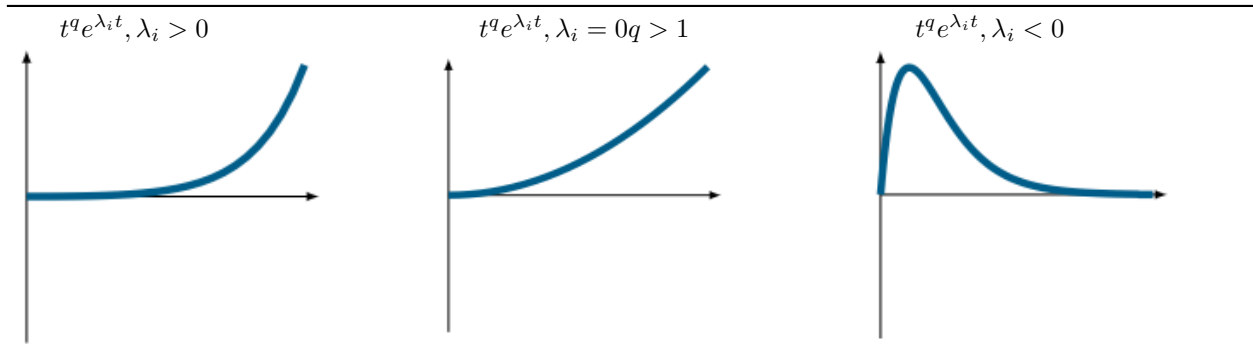
Modi naturali: autovalori reali semplici (m.a. = m.g.)



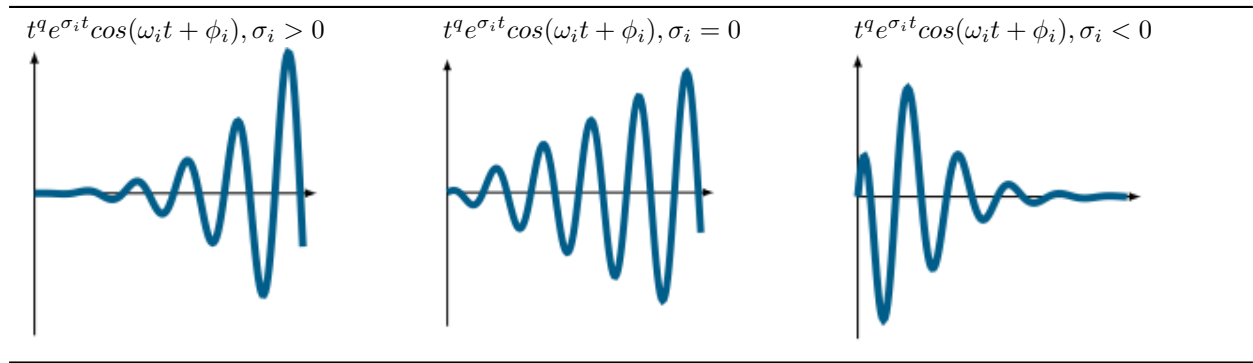
Modi naturali: autovalori complessi coniugati semplici (m.a. = m.g.)



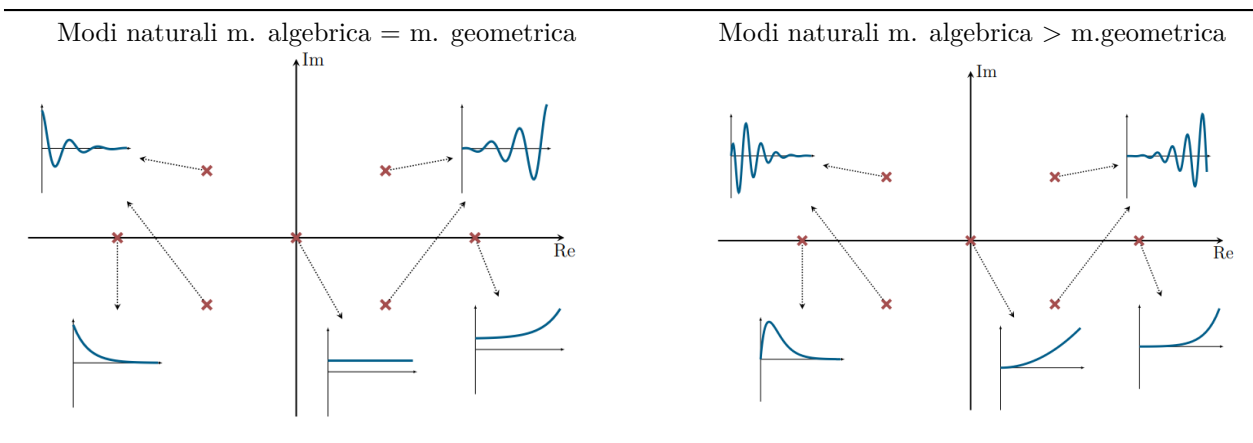
Modi naturali: autovalori reali (m.a. > m.g.)



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)

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

Esempio: carrello

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

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

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:

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

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. $> \text{m.g.}$

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)

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

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

Quindi

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

Conseguentemente ponendo

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial x} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} &= A_e \in \mathbb{R}^{n \times n} & \frac{\partial}{\partial u} f(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} &= B_e \in \mathbb{R}^{n \times m} \\ \frac{\partial}{\partial x} h(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} &= C_e & \frac{\partial}{\partial u} h(x, u) \Big|_{\substack{x=x_e \\ u=u_e}} &= D_e\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &= A_e \tilde{x}(t) + B_e \tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.} & \tilde{x}(0) &= \tilde{x}_0 \\ \dot{\tilde{y}}(t) &= C_e \tilde{x}(t) + D_e \tilde{u}(t) + \text{term. ord. sup.}\end{aligned}$$

Approssimando

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &\approx A_e \tilde{x}(t) + B_e \tilde{u}(t) \\ \dot{\tilde{y}}(t) &\approx C_e \tilde{x}(t) + D_e \tilde{u}(t)\end{aligned}$$

Quindi il sistema linearizzato risulta

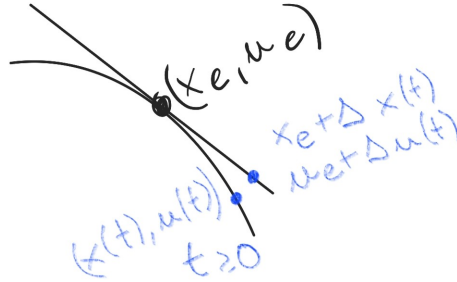
$$\begin{aligned}\dot{\Delta x}(t) &= A_e \Delta x(t) + B_e \Delta u(t) \\ \Delta y(t) &= C_e \Delta x(t) + D_e \Delta u(t)\end{aligned}$$

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

Le traiettorie del sistema linearizzato soddisfano

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

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) ($A_e = \left. \frac{\partial}{\partial x} f(x, u) \right|_{x=x_e, u=u_e}$, $B_e = \left. \frac{\partial}{\partial u} f(x, u) \right|_{x=x_e, u=u_e}$)

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

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).

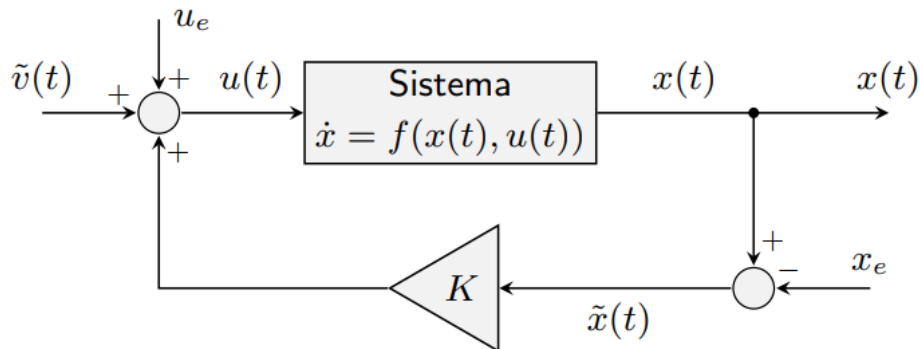
Visto che $\Delta x(t) \approx x(t) - x_e$:

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

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:

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

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

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 $\mathcal{L} \quad f(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} F(s)$

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

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 $\operatorname{Re}(s) > \bar{\sigma}$. $\bar{\sigma}$ è detta ascissa di convergenza. La definizione si estende anche a $\operatorname{Re}(s) \leq \bar{\sigma}$.

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