

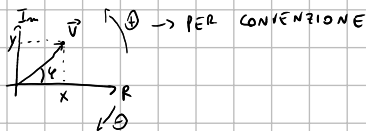
RICHIAMI MATEMATICI:

① RAPP. CARTESIANA $\rightarrow (x, y) = x + jy$ (SUL PIANO DI GAUSS)

② RAPP. POLARE $\rightarrow (x, y) = \vec{V}$

CIO È

$$\vec{V} = x + jy = \underbrace{M}_{\text{MODULO}} \angle \underbrace{\varphi}_{\text{FASE}} = M e^{j\varphi}$$



VALGONO LE **RELAZIONI**

$$\begin{cases} M = \sqrt{x^2 + y^2} \\ \varphi = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \end{cases} \longleftrightarrow \begin{cases} x = M \cos \varphi \\ y = M \sin \varphi \end{cases}$$

o $\varphi = \pi - \arctan\left(\frac{y}{|x|}\right)$ se $x < 0$

e LE **PROPRIETÀ ALGEBRICHE**

- $|\vec{V}_1 \cdot \vec{V}_2| = |\vec{V}_1| \cdot |\vec{V}_2|$
- $\arg(\vec{V}_1 \cdot \vec{V}_2) = \arg(\vec{V}_1) + \arg(\vec{V}_2)$
- $\arg(\vec{V}_1 / \vec{V}_2) = \arg(\vec{V}_1) - \arg(\vec{V}_2)$

DESCRIZIONI DI SISTEMI

DATE 2 EQ. DIFF. in INGRESSO $x(t)$ e USCITA $y(t)$ CON GRADI RISPETTIVAMENTE n e m VIENE DETTA:

CONDIZIONE DI FISICA REALIZZABILITÀ $n \geq m$

- $n > m \rightarrow$ STETIAMENTE PROPRIO = CORRETTAMENTE ORIENTATO
- $n = m \rightarrow$ PROPRIO = INVERTIBILE
- $n < m \rightarrow$ IMPROPRIO (NON REALIZZABILE)

SI SUPPONE:

- $x(0) = 0$
- $x(t)$ CONTINUA e LIMITATA A TRATTI

$$y(t) = y_0(t) + y_1(t)$$

y_0 = EVOLUZIONE LIBERA \rightarrow SOLUZ. EQ. DIFF. OMOG. ASSOCIATA, CON $x(t) = 0$

y_1 = EVOLUZIONE FORZATA \rightarrow SOLUZ. PARTICOLARE CON C.I. = 0

TRASFORMATA DI LAPLACE:

TRASFORMA L'EQ. DIFF. (CHE DESCRIVE IL SISTEMA) in EQUAZIONE LINEARE COMPLESSA

CORRISPONDENZA **BIUNIVOCITÀ**:

$$\begin{aligned} x(t) &\longleftrightarrow X(s) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-st} dt \\ y(t) &\longleftrightarrow Y(s) = \int_0^{\infty} y(t) e^{-st} dt \end{aligned} \quad \text{CON } s \in \mathbb{C}$$

TRASFORMATA DELLA DERIVATA: $L\{x(t)\} = X(s) \rightarrow L\left\{\frac{dx}{dt}\right\} = sX(s) - x(0^-)$

FUNZIONE DI TRASFERIMENTO: $Y(s) = \boxed{G(s)} X(s)$, CARATTERIZZA IL SISTEMA e SI RILASCI BIUNIVOCAMENTE DALL'EQ. DIFF.

ANTI TRASFORMATA:

$$y(t) = L^{-1}\{Y(s)\} = L^{-1}\{G(s)X(s)\}$$

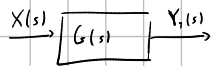
DEF. FORMALE: $x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} X(s) e^{st} ds$ CON $X(s)$ DEFINITA IN UN SEMIPIANO DI s POSTO A DESTRA DI UNA RETTA // ALL'ASSE IMMAG.

$x(t)$ È **TRASFORMABILE** SE:

- $x(t) = 0 \quad t < 0$
- $x(t)$ È CONTINUA e LIMITATA AL FINITO $t \rightarrow 0$
- $\int_0^{\infty} |x(t)| e^{-\sigma t} dt$ CON $\sigma \in \mathbb{R}$ (CIOÈ $x(t) \neq \infty \quad \forall t > 0$)

LA $G(s)$ FUNZ. DI TRASFERIMENTO, CON C.I. IDENTICAMENTE NULLE, HA QUESTO COMPORTAMENTO

$$G(s) = \frac{Y_2(s)}{X(s)} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{r=0}^n a_r s^r}$$



DOVE $Y(s) = Y_2(s) + Y_1(s)$

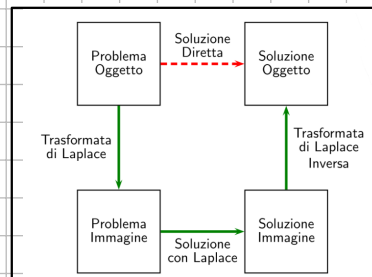
TRASFORMATE DELL'EVOL. FORZATA e LIBERA
(RICAVATE DALL'EQ. DIFF. INIZIALE)

ESEMPIO NOTEVOLE DI TRASFORMATA:

$$L\{t^n e^{-at}\} = \frac{n!}{(s+a)^{n+2}}$$

GENERALMENTE I SEGNALI TRASFORMATI $X(s)$ SONO RAZIONALI FRATTI $\frac{N(s)}{D(s)}$

- GLI ZERI SONO LE SOLUZIONI CON $N(s) = 0$
- I POLI " " " " $D(s) = 0$
- IL GRADO RELATIVO È $r = n - m$



ALTRE PROPRIETA':

LINEARITA': $L(C_1 X_1(t) + C_2 X_2(t)) = C_1 L(X_1(t)) + C_2 L(X_2(t))$

TRASLAZIONE NEL TEMPO: $L(X(t-t_0)) = e^{-t_0 s} \cdot X(s)$

TRASFORMATA DELL'INTEGRALE: $L\left(\int_0^t X(\tau) d\tau\right) = \frac{1}{s} X(s)$

TEOREMA VALORE INIZIALE: $\lim_{t \rightarrow 0^+} x(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s X(s)$. SE $t=0$, $x(0^+) = \infty$. SE $t=1$, $x(0^+)$ E' COSTANTE. SE $t>1$, $x(0^+) = 0$

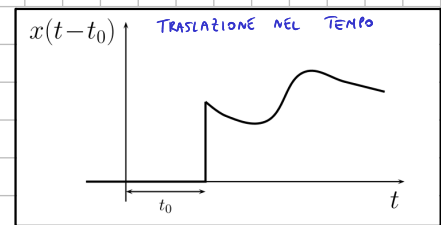
TEOREMA VALORE FINALE: $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s X(s)$ (SOLO PER X CON POLI A PARTE REALE NEGATIVA, ECCEZIONE UN POLO NELL'ORIGINE)

DATO h = NUMERO DI POLI NULLI:

$h=0 \rightarrow x(\infty)=0$

$h=1 \rightarrow x(\infty)=\text{COSTANTE}$

$h>1 \rightarrow \text{TED. NON APPLICABILE}$



TEOREMA DELLA TRASLAZIONE IN s : $L(e^{-at} x(t)) = X(s+a)$

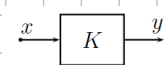
TEOREMA DELLA TRASFORMATA PRODOTTO-INTEGRALE: $L\left(\int_0^t X_1(\tau) X_2(t-\tau) d\tau\right) = X_1(s) X_2(s)$

IMPULSO DI DIRAC (IMPULSO DI AREA UNITARIA)

$\delta(t) \rightarrow$ CON $X(s) = L(\delta(t)) = 1$

SAPPIAMO CHE $Y(s) = G(s) \underset{=1}{X(s)} = G(s) \rightarrow y(t) = L^{-1}(G(s)) = g(t)$

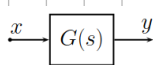
SCHEMI A BLOCCHI



$y(t) = K x(t)$

1) Blocco lineare statico

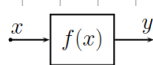
ES: RESISTENZA



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

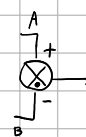
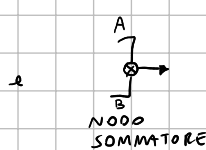
2) Blocco lineare dinamico

ES: FUNZIONE TRASFORMAZIONE



$y = f(x)$

3) Blocco non lineare statico



FORMULA DI MASON

$$G = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_{i \in P} P_i \Delta_i$$

Δ = DETERMINANTE = $1 - \sum_{i \in \mathcal{L}_1} A_i + \sum_{(i,j) \in \mathcal{L}_2} A_i A_j - \dots$ (CICLI DI ANELLI CHE NON SI TOCCANO)

A_i = ANELLO (PERCORSO CHIUSO)

P_i = COEFFICIENTE PERCORSO (PRODOTTO DEI GUADAGNI)

Δ_i = DETERMINANTE PARZIALE (CALCOLO COME Δ MA RELATIVO AL P_i , ELIMINANDO NODI E RAMI E P_i)

PROCEDIMENTO ES

PASSO 0: TROVARE ANELLI

1: TROVARE PERCORSI

2: DETERMINANTI PARZIALI

3: DETERMINANTE TOTALE

4: RISULTATO

SCOMPOSIZIONE IN FRATTI SEMPLICI

SOLO SE IL GRADO RELATIVO (GRADO DEN-NUM) $r \geq 1$

CON $r=0 \rightarrow Y(s) = y_0 + \frac{Y_1(s)}{D(s)} \rightarrow r \geq 1$ e $y_0 = \lim_{s \rightarrow \infty} Y(s)$

• ZERI \rightarrow SOLVE POLINOMIO NUMERATORE

• POLI \rightarrow DENOMINATORE

La funzione $Y(s)$ può sempre essere espressa anche in forma fattorizzata:

$$Y(s) = K \frac{(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)}$$

PASSO 0:

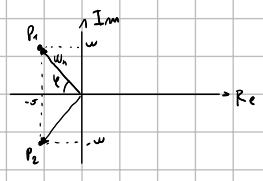
• PER I POLI E ZERI REALI ASSOCIO UNA COSTANTE DI TEMPO τ :

$\gamma_i = -\frac{1}{\tau_i}$ e $\gamma_j = -\frac{1}{\tau_j}$ (ZERI)



• PER I POLI COMPLESSI CONIUGATI $(-\sigma \pm j\omega)$

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -\sigma \pm j\omega \\ &= -\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\delta^2} \\ &= -\omega_n \cos(\varphi) \pm j\omega_n \sin(\varphi) \end{aligned}$$



ω_n = PULSATIONE NATURALE = $|p_1| = |p_2| = \sqrt{\sigma^2 + \omega^2}$
 δ = COEFF. DI SMORZAMENTO = $\cos \varphi = \frac{\sigma}{\omega_n} = \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2}}$

$\sigma = \delta \omega_n$ e $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \delta^2}$

• POLI SEMPLICI

REALI:

COMPLESSI:

Nel caso di poli semplici la funzione può essere scomposta come segue:

$$Y(s) = \frac{N(s)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)} = \sum_{i=1}^n \frac{K_i}{s-p_i}$$

$M_1 := 2|K_1| = 2\sqrt{u_1^2 + v_1^2}, \quad \varphi_1 := \arg K_1 = \arg(u_1 + jv_1)$

Le costanti K_i (dette residui) sono reali in corrispondenza dei poli reali e complesse coniugate in corrispondenza delle coppie di poli complessi coniugati. Le costanti K_i si ricavano utilizzando la seguente formula:

$$K_i = (s - p_i)Y(s) \Big|_{s=p_i}$$

$y(t) = M_1 e^{\sigma_1 t} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ oppure $M_1 e^{\sigma_1 t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi/2)$

Una volta che la funzione $Y(s)$ è stata scomposta in fratti semplici, è immediato antitrasformarla:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n K_i e^{p_i t}$$

• POLI MULTIPLI

• REALI

Si suppone che la funzione razionale $Y(s)$ abbia h poli distinti p_i ($i = 1, \dots, h$), ciascuno caratterizzato da un ordine di molteplicità $r_i \geq 1$:

$$Y(s) = \frac{N(s)}{(s-p_1)^{r_1}(s-p_2)^{r_2}\dots(s-p_h)^{r_h}} = \sum_{i=1}^h \sum_{\ell=1}^{r_i} \frac{K_{i\ell}}{(s-p_i)^{r_i-\ell+1}}$$

Le costanti $K_{i\ell}$ si ricavano mediante la formula

$$K_{i\ell} = \frac{1}{(\ell-1)!} \frac{d^{\ell-1}}{ds^{\ell-1}} \left[(s-p_i)^{r_i} Y(s) \right] \Big|_{s=p_i}$$

dove ($i = 1, \dots, h; \ell = 1, \dots, r_i$). Antitrasformando la $Y(s)$ si ottiene:

$$y(t) = \sum_{i=1}^h \sum_{\ell=1}^{r_i} \frac{K_{i\ell}}{(r_i-\ell)!} t^{r_i-\ell} e^{p_i t}$$

PROPRIETÀ DELLA SCOMPOSIZIONE:

- 1) SE $h = m+1$, LA $\sum_i K_i$ (RESIDUI) = $\frac{b_m}{a_n}$ (COEFF. DEI FATTORI DI GRADO PIÙ ALTO) $(\frac{b_m s^m}{a_n s^n})$
- 2) $h > m+1$, LA $\sum_i K_i$ È $= 0$

RISPOSTA TEMPORALE

MODI TEMPORALI:

- REALI ($s + \sigma$) $\Rightarrow y_i(t) = \sum_{n=0}^m K_n e^{-\sigma t} (t^n)$
 - COMPLESSI ($s + \sigma \pm j\omega$) $\Rightarrow y_j(t) = \sum_{n=0}^m M_n e^{-\sigma t} \sin(\omega t + \varphi) (t^n)$
- PER POLI MULTIPLI

UN SISTEMA È ASINTOTICAMENTE STABILE SE TUTTI I SUOI POLI SONO A PARTE REALE NEGATIVA (I MODI CONVERGONO) O NULLA

RISPOSTA AL GRADINO:

• SISTEMI DEL PRIMO ORDINE

DATO IL SISTEMA: $G(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$ L'UNICO PARAMETRO τ È UN COSTANTE DI TEMPO

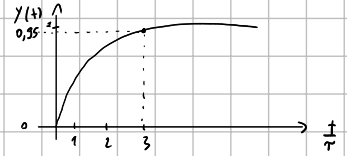
CON $p = -\frac{1}{\tau}$ (100% PARTE RE NEGATIVA)

HA COME RISPOSTA: $y(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$

APERIODICA

CON TEMPO DI ASSESTAMENTO

$$T_a = 3\tau = \frac{3}{|p|}$$

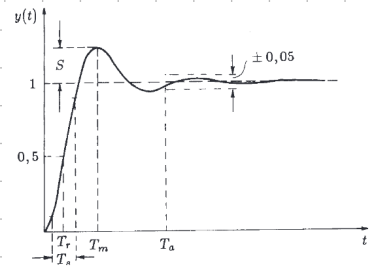


• SISTEMI DEL SECONDO ORDINE

• I POLI DOMINANTI SONO QUELLI PIÙ VICINI ALL'ASSE IMMAGINARIO. DETERMINANO $y(t)$ IN MANIERA MASSICIA RISPETTO AGLI ALTRI

PARAMETRI:

- S_{90} : MASSIMA SOVRAELONGAZIONE: DIFFERENZA TRA y_{max} e y_{∞} (VALORE A REGIME)
- T_r : TEMPO DI RITARDO: TEMPO PER RAGGIUNGERE IL 50% DI y_{∞}
- T_s : TEMPO DI SALITA: TEMPO PER PASSARE DAL 10% AL 90% DI y_{∞}
- T_a : TEMPO DI ASSESTAMENTO: TEMPO AFFINCHÉ $y(t)$ RIMANGA IN $\pm 5\%$ DI y_{∞}
- T_m : Istante di MASSIMA SOVRAELONGAZIONE: Istante IN CUI SI PRESENTA y_{max} (MAX SOVRAELONGAZIONE)



$$G(s) = \frac{\sigma^2 + \omega^2}{(s + \sigma)^2 + \omega^2}$$

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\delta \omega_n t}}{\sqrt{1 - \delta^2}} \sin(\omega_n t + \varphi)$$

$\delta = \cos \varphi$ (COEFF. SMORZAMENTO)

$\omega_n = \sqrt{\sigma^2 + \omega^2}$ (PULSAZIONE NATURALE)

$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \delta^2} = \omega_n \sin \varphi$

$\sigma = \delta \omega_n$

$\varphi = \arctan \frac{\sqrt{1 - \delta^2}}{\delta}$



CON $\delta = 1$ I DUE COMPLESSI CONIUGATI SONO REALI COINCIDENTI \rightarrow NESSUNA SOVRAELONGAZIONE

ISTANTI T_u DI MAX e MIN

$$T_u = \frac{\ln \pi}{\omega_n \sqrt{1 - \delta^2}}$$

PERIODO OSCILLAZIONE

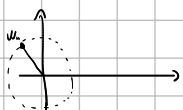
$$T_w = \frac{2\pi}{\omega}$$

$$S_{90} = \frac{y_{max} - y_{\infty}}{y_{\infty}} \cdot 100 = 100 e^{-\frac{\pi \delta}{\sqrt{1 - \delta^2}}}$$

$$T_a = \frac{3}{|\sigma|} = \frac{3}{\delta \omega_n}$$

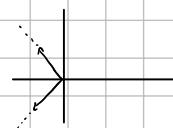
CAMBIA MENTI AL SEGNALE

ω_n COSTANTE, CAMBIO φ :



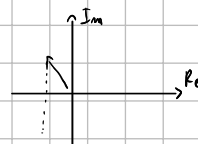
CAMBIO S_{90} e T_a

φ COSTANTE, ω_n CAMBIA



CAMBIO T_a

$\delta \omega_n$ COSTANTE, VARIO δ



CAMBIO S_{90}

Nei **SISTEMI A POLO DOMINANTE** QUELLI PIÙ VICINI AD ASSE Im VALGONO MAGGIORMENTE PER LA FUNE. DI TEMPO ASSOCIATA PIÙ LENTA

RISPOSTA ARMONICA

- Se ad un sistema lineare stazionario **asintoticamente stabile** si applica in ingresso un segnale sinusoidale $x(t) = X \sin \omega t$ di pulsazione ω :

$$\begin{aligned} x(t) &= X \sin \omega t & \xrightarrow{G(s)} & y(t) \simeq Y(\omega) \sin[\omega t + \varphi(\omega)] \\ X(s) &= X \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} & \xrightarrow{F(\omega)} & Y(s) = G(s)X(s) \end{aligned}$$

esaurito il transitorio, si ottiene che l'uscita è anch'essa di tipo sinusoidale con la stessa pulsazione ω :

$$y(t) = Y(\omega) \sin[\omega t + \varphi(\omega)]$$

- L'ampiezza $Y(\omega)$ dell'uscita e lo sfasamento $\varphi(\omega)$ rispetto all'ingresso sono in generale funzioni della pulsazione ω .
- Si definisce **funzione di risposta armonica** la funzione complessa $F(\omega)$ di variabile reale ω definita come segue:

$$F(\omega) := \frac{Y(\omega)}{X} e^{j\varphi(\omega)} \Rightarrow \begin{cases} |F(\omega)| = \frac{Y(\omega)}{X} \\ \arg F(\omega) = \varphi(\omega) \end{cases}$$

- La risposta all'impulso $g(t)$ di un sistema lineare asintoticamente stabile determina univocamente la sua risposta armonica $F(\omega)$:

$$g(t) \leftrightarrow G(s) \xrightarrow{s=j\omega} G(j\omega) = F(\omega)$$

- La risposta armonica $F(\omega)$ di un sistema lineare asintoticamente stabile determina univocamente la sua risposta all'impulso $g(t)$:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} G(s) e^{st} ds = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \underbrace{G(j\omega)}_{F(\omega)} e^{j\omega t} d\omega$$

DIAGRAMMI DI BODE

- AMPIEZZE
- FASI



$$A_{dB} = 20 \log_{10} A$$

FORME DI $G(s)$:

Funzione $G(s)$ in forma **polinomiale**:

$$G(s) = K_1 \frac{s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0}{s^h (s^{n-h} + a_{n-1}s^{n-h-1} + \dots + a_{h+1}s + a_h)}$$

Forma **fattorizzata a poli e zeri**:

$$G(s) = K_1 \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{s^h (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_{n-h})}$$

Forma **fattorizzata a costanti di tempo**:

$$G(s) = K \frac{(1 + \tau_1' s)(1 + \tau_2' s) \dots (1 + 2\delta_1' \frac{s}{\omega_{n1}} + \frac{s^2}{\omega_{n1}^2}) \dots}{s^h (1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s) \dots (1 + 2\delta_1 \frac{s}{\omega_{n1}} + \frac{s^2}{\omega_{n1}^2}) \dots}$$

DIAGRAMMI NOTEVOLI

- Polo reale**:

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \rightarrow G(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

- Diagrammi di Bode delle ampiezze e delle fasi:

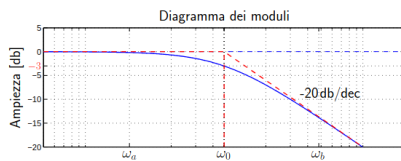
$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}, \quad \arg G(j\omega) = -\arctan \omega\tau$$

- a) Alle basse frequenze:

$$|G(j\omega)|_{\omega \approx 0} \simeq 1$$

Modulo iniziale: $G_0 = 1$.

Fase iniziale: $\varphi_0 = 0$.



- b) Alle alte frequenze:

$$|G(j\omega)|_{\omega \approx \infty} \simeq \frac{1}{j\omega\tau}$$

Modulo finale: $G_\infty = 0$.

Fase finale: $\varphi_\infty = -\frac{\pi}{2}$.

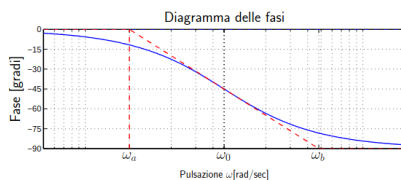


DIAGRAMMA BODE STEP:

- Funzioni approssimanti 0 e infinito, modulo e fase
- studio cambiamenti della pendenza dei moduli
- studio diagramma a gradoni delle fasi con la tabella sotto

| | | | |
|---------------|------------------------|----------|----------------------------|
| Polo Semplice | -20 _{dB} /dec | $-\pi/2$ | Polo Stabile |
| | -20 _{dB} /dec | $+\pi/2$ | Polo Instabile |
| Zero Semplice | +20 _{dB} /dec | $-\pi/2$ | Zero Instabile |
| | +20 _{dB} /dec | $+\pi/2$ | Zero Stabile |
| Poli c.c. | -40 _{dB} /dec | $-\pi$ | Poli c.c. Stabili |
| | -40 _{dB} /dec | $+\pi$ | Poli c.c. Instabili |
| Zeri c.c. | +40 _{dB} /dec | $-\pi$ | Zeri c.c. Instabili |
| | +40 _{dB} /dec | $+\pi$ | Zeri c.c. Stabili |

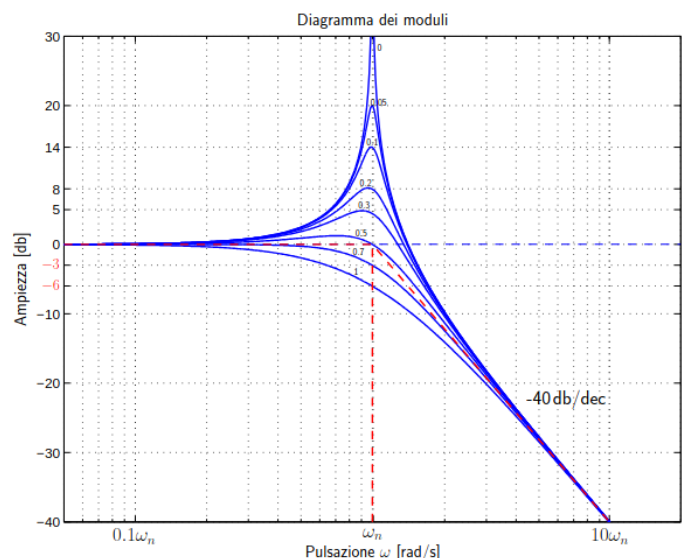
- Poli complessi coniugati** ($0 \leq \delta < 1$):

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\delta}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \rightarrow G(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j2\delta \frac{\omega}{\omega_n}}$$

- Diagrammi di Bode delle ampiezze e delle fasi:

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + 4\delta^2 \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}}, \quad \arg G(j\omega) = -\arctan \frac{2\delta \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}$$

- Diagramma di Bode delle ampiezze per $\delta \in \{0, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7, 1\}$:



PICCO DI RISONANZA

$$M_R = \frac{1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}}$$

$$\delta = \frac{1}{2M_{\omega_n}}$$

FORMULA DI BODE

! PER SISTEMI A FASE MINIMA (ne poli ne zeri nel semipiano destro del piano)

$$\arg[G(j\omega)] = p_e \cdot \frac{\pi}{2} \Rightarrow \text{TROVARE FASE DAL MODULO}$$

DIAGRAMMI DI NYQUIST

1. Guadagni statici:

$$b_0 = \prod_{i=1}^m (-z_i), \quad a_h = \prod_{i=1}^{n-h} (-p_i), \quad K = K_1 \frac{b_0}{a_h}.$$

$$\Delta_\tau = \sum_{i=1}^m \tau'_i - \sum_{i=1}^{n-h} \tau_i$$

guarda forma a costanti di tempo se non ricordi

$$\Delta_p = \sum_{i=1}^m z_i - \sum_{j=1}^n p_j$$

$$\Delta\varphi = (Z_s + P_i - Z_i - P_s) \frac{\pi}{2}$$

STEP DIAGRAMMI DI NYQUIST:

1. $G(0)$ e $G(\infty)$
2. delta T per partenza (se < 0 , è in ritardo)
3. Se c'è un polo nell'origine, asintoto
4. delta P per arrivo (se > 0 , anticipo)
5. delta Phi per capire quanto ruotare
6. partendo da $G(0)$ - si tracciano n circonferenze (n = numero poli origine) fino a $G(0)+$