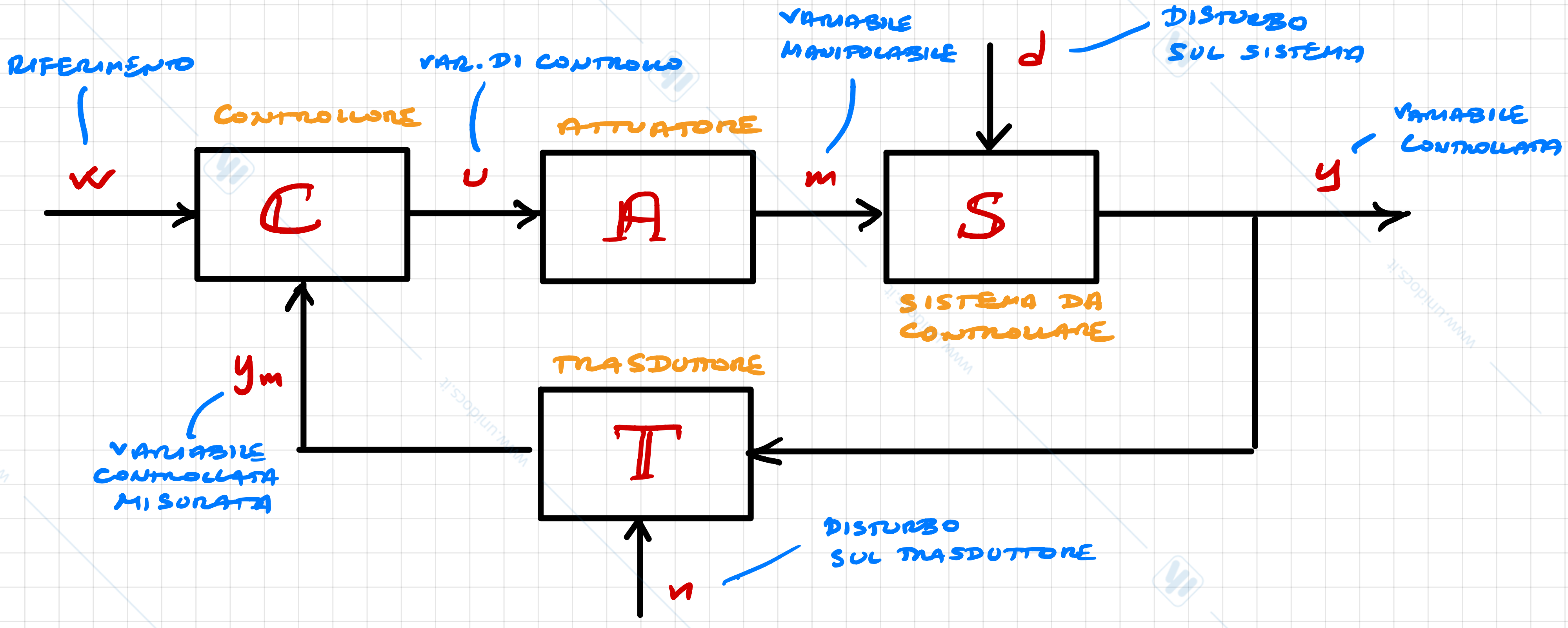
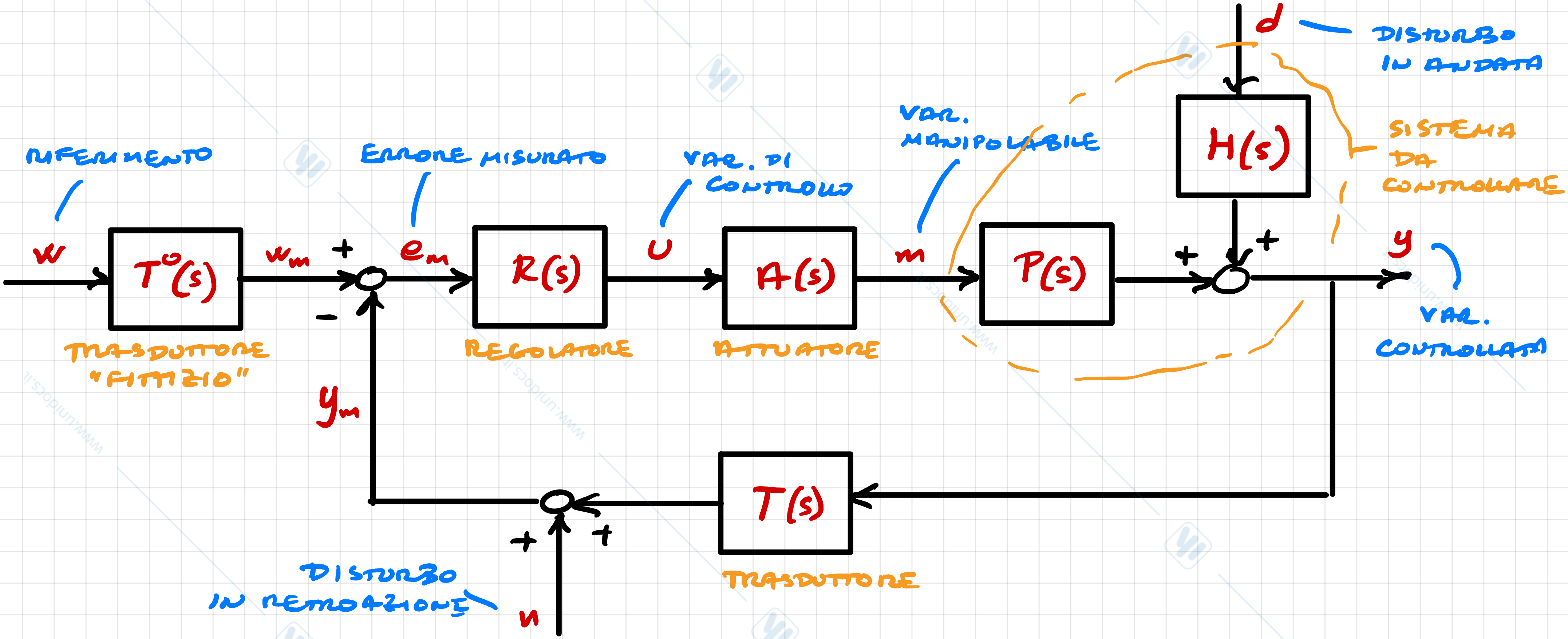
RICHIAMI SUI SISTEMI DI CONTROLLO IN ANELLO CHIUSO

- SISTEMA DI CONTROLLO IN ANELLO CHIUSO



- IPOTESI:
  1. TUTTI I COMPONENTI SONO DESCRITTI COME SISTEMI DINAMICI LINEARI INVARIANTI A TEMPO CONTINUO
  2. AZIONE DI CONTROLLO BASATA SULL'ERRORE

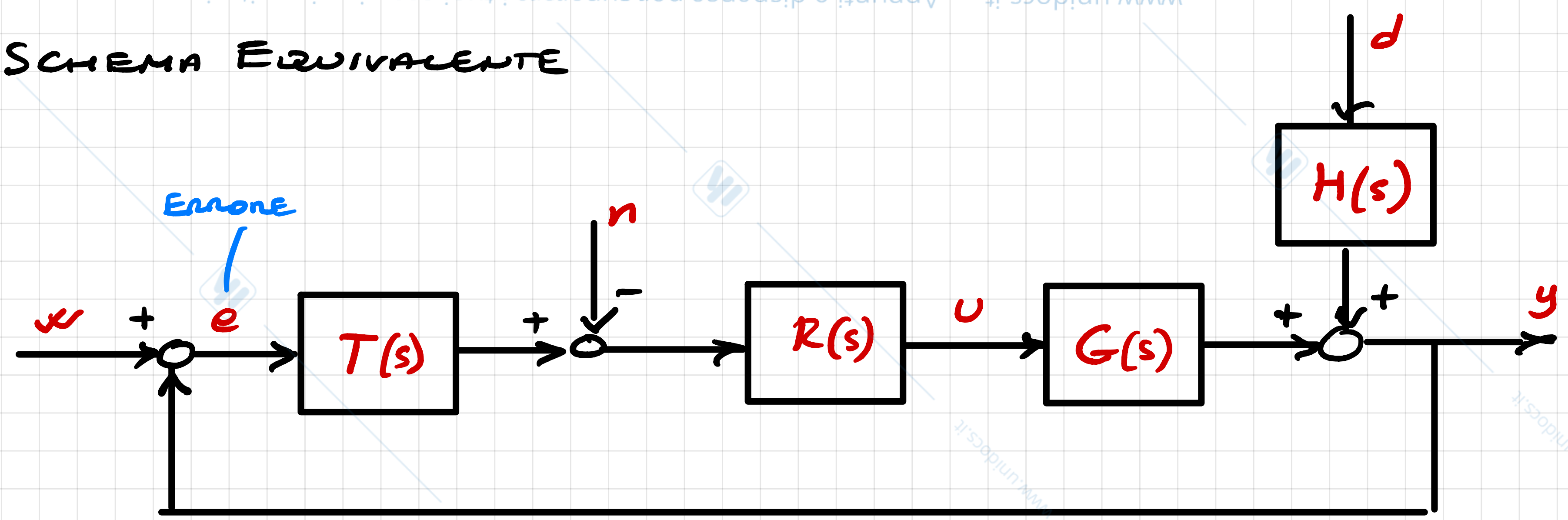
- SISTEMA DI CONTROLLO IN ANELLO CHIUSO



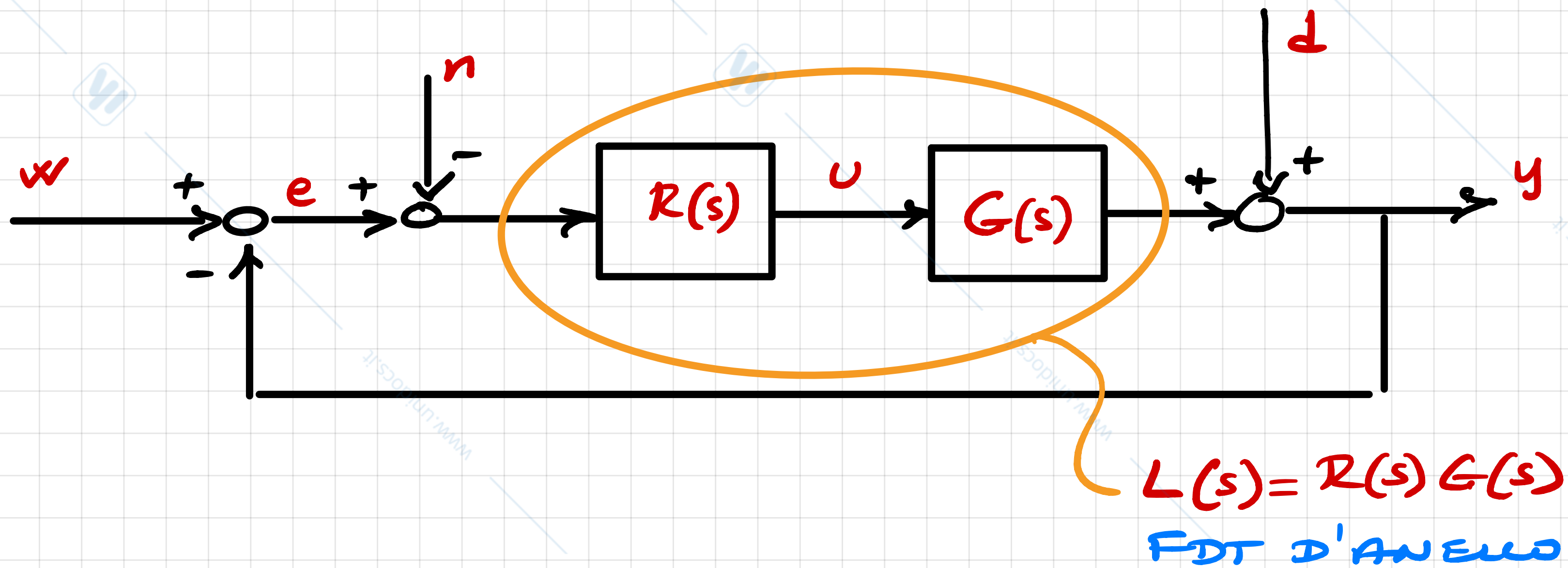
- IPOTESI SEMPLIFICATIVA: $T^{o}(s) = T(s)$

- NOTAZIONE: $G(s) = A(s)P(s)$

- SCHEMA EQUIVALENTE

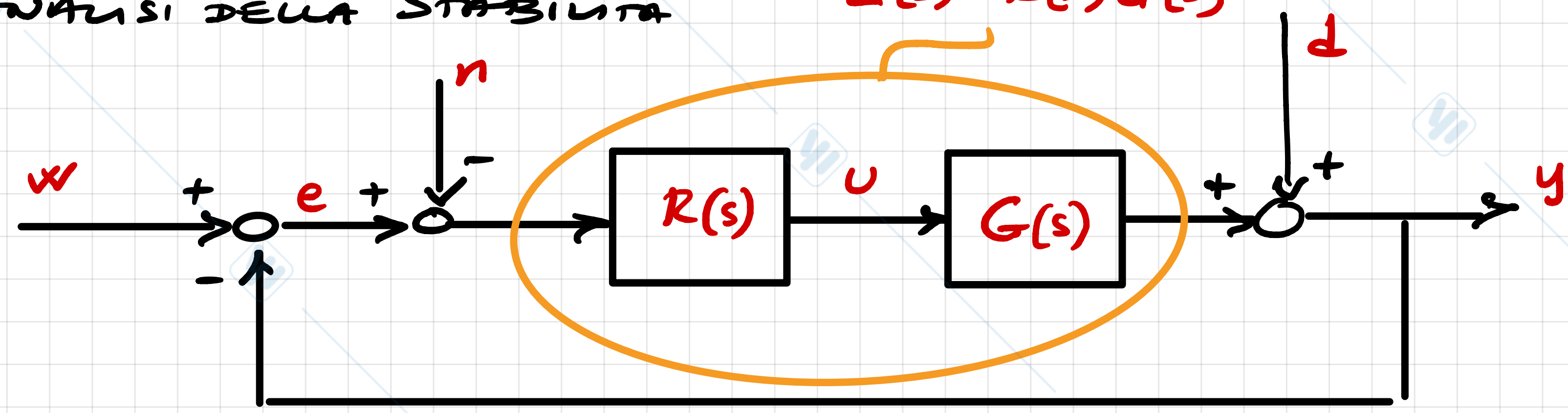


- PONENDO PER SEMPLICITÀ $T(s) = 1$, $H(s) = 1$ SI OTTIENE LO SCHEMA STANDARD:



- ANALISI DELLA STABILITÀ

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



- SE NON CI SONO CANCELLAZIONI CRITICHE ($Re \geq 0$), LA STABILITÀ DIPENDE DALLE RADICI DI

$$1 + L(s) = 0 \qquad L(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

OVVERO DALLE RADICI DI

$$\varphi_{AC}(s) = D(s) + N(s) = 0$$

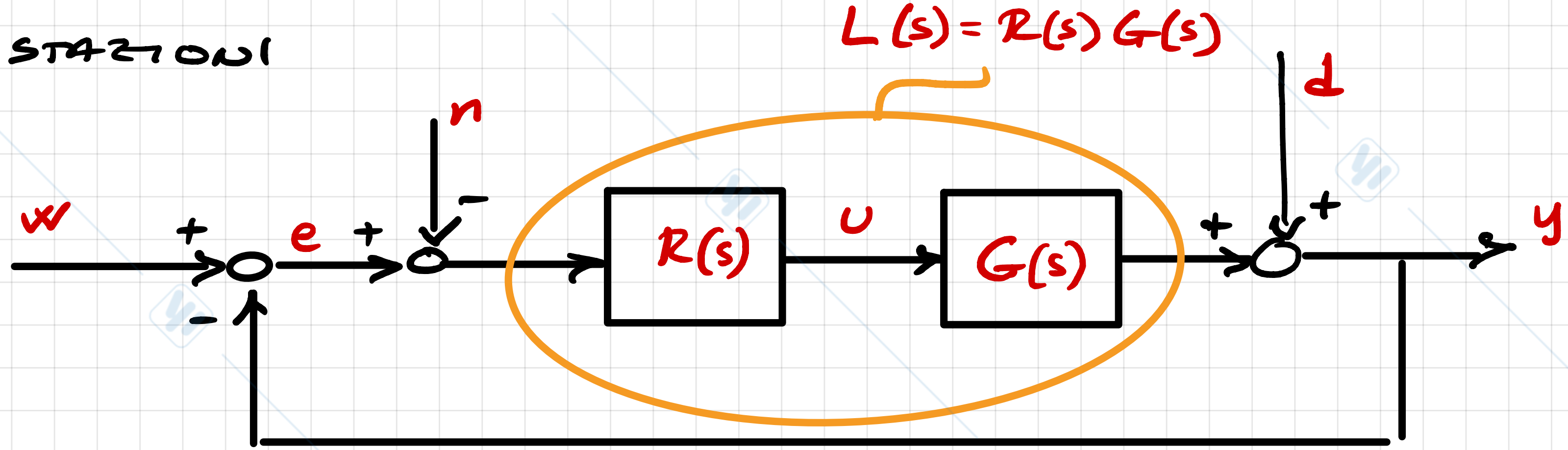
POLINOMIO CARATTERISTICO IN A. CHIUSO

- METODI DISPONIBILI:
  - CALCOLO ESPLICITO RADICI + TEST $Re < 0$
  - CRITERIO DI ROUTH (BASATO SU $\varphi_{AC}(s)$)
  - CRITERIO DI NYQUIST (BASATO SUL D. POLARE DI $L(j\omega)$)
  - CRITERIO DI BODE (BASATO SUI D. DI BODE DI $L(j\omega)$)

- STABILITÀ ROBUSTA
  - GARANZIA DI STABILITÀ ANCHE IN PRESENZA DI INCERTEZZA SUL MODELLO DEL SISTEMA DA CONTROLLARE
  - INDICATORI DI STABILITÀ ROBUSTA
    - MARGINE DI FASE φ_m
    - MARGINE DI GUADAGNO k_m

RICAVABILI DAI D. DI BODE DI $L(j\omega)$

- PRESTAZIONI



- DIPENDONO ESSENZIALMENTE DA:

$$G_{yw}(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)} = F(s)$$ F. DI SENSITIVITÀ COMPLEMENTARE

$$G_{yd}(s) = \frac{1}{1+L(s)} = S(s)$$ F. DI SENSITIVITÀ

$$G_{yn}(s) = -\frac{L(s)}{1+L(s)} = -F(s)$$

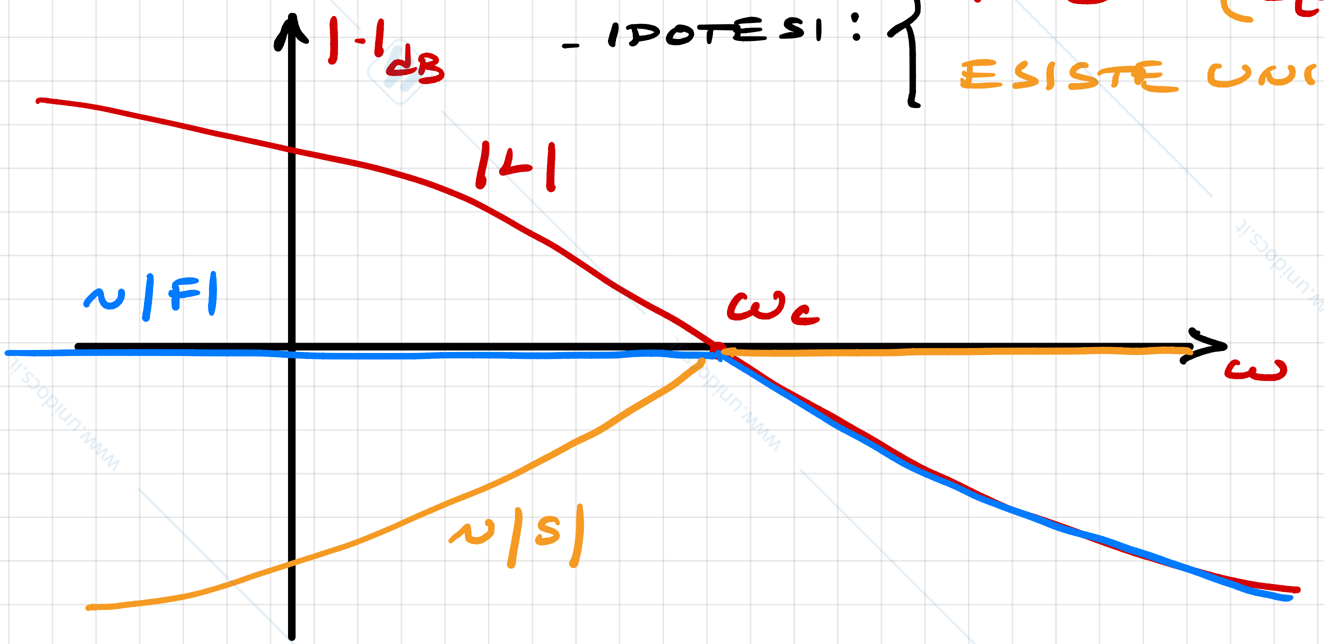
$\Longrightarrow$ È IMPORTANTE STUDIARE LE PROPRIETÀ DI $F(s)$ E $S(s)$

- SITUAZIONE "TIPICA"

- IPOTESI: $\begin{cases} P=0 & (L(s) \text{ NON HA POLI CON } Re>0) \\ \text{ESISTE UNICA } \omega_c \end{cases}$

μ GUADAGNO DI $L(s)$

g TIPO DI $L(s)$



$\Longrightarrow$ $F(s)$ È UN FILTRO PASSA-BASSO

$S(s)$ È UN FILTRO PASSA-ALTO

- CONCLUSIONI

$F(s)$ È UN FILTRO PASSA-BASSO CON

- BANDA PASSANTE $B_F \simeq [0, \omega_c]$
- GUADAGNO $\mu_F \simeq 1$ — IN REALTÀ $\mu_F = \begin{cases} 1 & \text{SE } g>0 \\ \frac{\mu}{1+\mu} & \text{SE } g=0 \end{cases}$
- POLI DOMINANTI
  - REALE CON $\tau \simeq \frac{1}{\omega_c}$ SE $\varphi_m \geq 75°$
  - COMPLESSI CON $\begin{cases} \omega_n \simeq \omega_c \\ \xi \simeq \frac{\varphi_m}{100} \end{cases}$ SE $\varphi_m < 75°$

$S(s)$ È UN FILTRO PASSA-ALTO CON

- BANDA PASSANTE $B_S \simeq [\omega_c, \infty)$
- POLI DOMINANTI IDENTICI A QUELLI DI $F(s)$
- UN DERIVATORE SE $g>0$

  ZERO IN $s=0$

- ATTENUAZIONE DEI DISTURBI d E n

- IL SISTEMA DI CONTROLLO È IN GRADO DI ATTENUARE

  d A BASSA FREQUENZA, CIOÈ IN $[0, \omega_c]$

  FATTORE DI ATTENUAZIONE $1/|L(j\omega)|$

  n AD ALTA FREQUENZA, CIOÈ IN $[\omega_c, \infty)$

  FATTORE DI ATTENUAZIONE $|L(j\omega)|$

$\Longrightarrow$ COMPROMESSO NELLA SCELTA DI ω_c

- MODERAZIONE DELL'AZIONE DI CONTROLLO

  - DA CONSIDERARE PER EVITARE ELEVATE SOLLECITAZIONI DELLA VAR. DI CONTROLLO $u(t)$

  - LA FDT DA ANALIZZARE È

F. DI SENSITIVITÀ DEL CONTROLLO

$$G_{uw}(s) = -G_{ud}(s) = -G_{un}(s) = \frac{R(s)}{1+R(s)G(s)} = Q(s)$$

  - APPROSSIMAZIONE:

$$|Q(j\omega)| \simeq \begin{cases} \dfrac{1}{|G(j\omega)|}, & \omega < \omega_c \\ |R(j\omega)|, & \omega \geq \omega_c \end{cases}$$

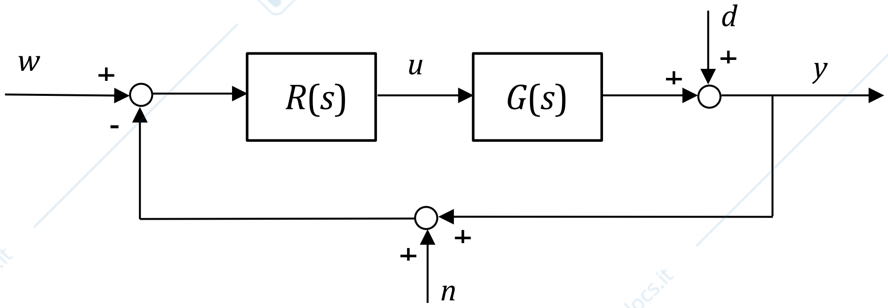
- REQUISITI E SPECIFICHE

. STABILITÀ NOMINALE	$\mu > 0$ $\varphi_m > 0$ NO CANC. CRITICHE
. STABILITÀ ROBUSTA	φ_m, k_m ELEVATI ω_c NON TROPPO ELEVATA
- PRECISIONE STATICA	g ELEVATO E/O μ ELEVATO
- PRECISIONE DINAMICA (IN RISPOSTA A w)	ω_c ELEVATA φ_m ELEVATO
- ATTENUAZIONE DI d (A BASSA FREQ.)	$\omega_c > \omega_{d\,max}$, $\lvert L(j\omega)\rvert \gg 1$ NELLA BANDA $[0, \omega_{d\,max}]$
- ATTENUAZIONE DI n (AD ALTA FREQ.)	$\omega_c < \omega_{n\,min}$, $\lvert L(j\omega)\rvert \ll 1$ NELLA BANDA $[\omega_{d\,min}, \infty)$
- MODERAZIONE DEL CONTROLLO	$\lvert R(j\omega)\rvert$ NON TROPPO ELEVATO PER $\omega > \omega_c$

www.unidocs.it - Appunti e dispense per superare i tuoi esami universitari

ESERCIZIO 1

Si consideri il seguente sistema di controllo, dove $G(s) = \frac{10e^{-0.2s}}{(1+100s)(1+6s)}$.



Il disturbo in andata è $d(t) = D\text{sen}(\frac{2\pi}{T_d}t)$, con periodo $T_d = 300$, mentre il disturbo $n(t)$ in retroazione è un segnale periodico a valor medio nullo e periodo $T_n = 0.5$.

Si debba progettare il regolatore, con struttura $R(s) = \mu_R \frac{1+sT_1}{1+sT_2}$, in modo da rispettare le seguenti specifiche:

(a) Quando $w(t) = \text{sca}(t)$ l'errore a transitorio esaurito $e_w(\infty)$ deve risultare in valore assoluto minore di 0.02.

(b) Il tempo di assestamento in risposta a $w(t) = \text{sca}(t)$ deve essere $t_a \leq 25$.

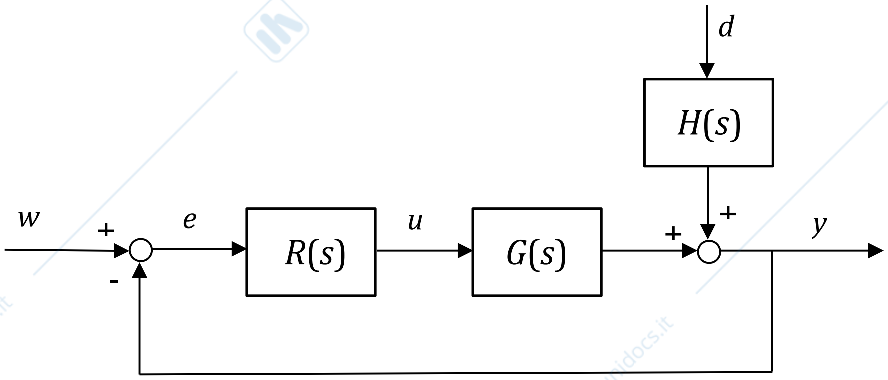
(c) Il margine di fase deve essere $\varphi_m \geq 50°$.

(d) L'effetto del disturbo $d(t)$ deve essere attenuato di almeno $-20\ dB$.

(e) L'effetto del disturbo $n(t)$ deve essere attenuato di almeno $-40\ dB$.

ESERCIZIO 2

Si consideri il seguente sistema di controllo, dove $G(s) = \frac{e^{-4s}}{(1+s)^2}$, $H(s) = \frac{0.5}{1+2s}$



Si progetti il regolatore $R(s)$ in modo da rispettare le seguenti specifiche:

(a) Quando $w(t) = \pm A\text{sca}(t)$ e $d(t) = \pm B\text{sca}(t)$, l'errore a transitorio esaurito $e(\infty)$ risulti nullo.

(b) La pulsazione critica sia $\omega_c \geq 0.1$.

(c) Il margine di fase sia $\varphi_m \geq 30°$.