SINTESI CONTROLLORE SISO "TRIAL AND ERROR"

- SPECIFICHE STATICHE A REGIME

SI VUOLE ANNULLARE L'ERRORE A REGIME AD UN INGRESSO PARTICOLARE O L'EFFETTO DI UN DISTURBO

TIPO $C(s) \cdot G(s)$	TIPO 0	TIPO 1	TIPO 2
INGRESSO			
GRADINO	$\frac{1}{1+K_0}$	0	0
RAMPA	∞	$\frac{1}{K_V}$	0

OCCHIO PERÒ CHE AGGIUNGERE AL $C(s)$ 🅱 INTEGRATORI !! É DANNOSO PERCHÉ MI BUTTA GIÙ LA FASE DI 90° CON IL RISCHIO DI INSTABILITÁ

PER QUANTO RIGUARDA IL DISTURBO, SPESSO NEI PROCESSI INDUSTRIALI SI HANNO DISTURBI A GRADINO

ESSO VIENE REIETTATO SE A MONTE DEL PUNTO DI IMMISSIONE DEL DISTURBO HO UN INTEGRATORE

ESEMPIO FORMULE PRIMA

ERRORE A RAMPA DEVE ESSERE NULLO

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + C(s)\,G(s)} = \frac{R_0}{s^2} \cdot \frac{1}{1 + C(s)\,G(s)}$$

$$e_\infty = \lim_{s \to 0} s \cdot \frac{R_0}{s^2} \cdot \frac{1}{1 + C(s)\,G(s)}$$

SUPPONENDO DI AVER INSERITO UN INTEGRATORE NEL CONTROLLORE

$$e_\infty = \lim_{s \to 0} \frac{R_0}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_0}{s} \cdot G(s)} = \lim_{s \to 0} \frac{R_0}{\cancel{s}} \cdot \frac{1}{\frac{s + C_0 \cdot G(s)}{\cancel{s}}}$$

$$= \frac{R_0}{C_0 \cdot G_0} = \frac{1}{\frac{C_0 \cdot G_0}{R_0}} = \frac{1}{K_V}$$ — COSTANTE DI VELOCITÁ

- SPECIFICHE DINAMICHE

NEL DOMINIO DEL TEMPO RIGUARDANO LA RISPOSTA A SEGNALI DI INGRESSO, LA SUA VELOCITÀ, L'OVERSHOOT, IL TEMPO DI ASSESTAMENTO, ...

SI VERIFICANO PER TRIAL AND ERROR ANDANDO A SCRIVERE $Y(s) = \frac{C(s)\,G(s)}{1 + C(s)\,G(s)}\,R(s)$ E VEDENDO CHE RISPOSTA HA, ANDANDO ALTRIMENTI A MODIFICARE I PARAMETRI DI $C(s)$

NEL DOMINIO DELLA FREQUENZA SI VUOLE UNA CERTA BANDA PASSANTE A 3 dB PER IL SISTEMA CONTROLLATO

ESSA È UGUALE ALLA PULSAZIONE DI TAGLIO IN CATENA DIRETTA QUANDO L'ATTRAVERSAMENTO DELL'ASSE A 0 dB AVVIENE COME UN INTEGRATORE

IN TAL CASO OTTENGO UN NOTEVOLE VANTAGGIO ANCHE IN TERMINI DI STABILITÀ

$M_f \approx 90°$ IN QUEL CASO OTTIMO !!

REGOLA GENERALE

SI CERCA DI FARE IN MODO CHE L'ATTRAVERSO DELL'ASSE A 0 dB DI $C(s) \cdot G(s)$ AVVENGA COME UN INTEGRATORE

- SPECIFICHE SUL MARGINE DI FASE O DI GUADAGNO

QUANTA FASE POSSO PERDERE PRIMA DI DIVENIRE INSTABILE

DI QUANTO POSSO AUMENTARE IL GUADAGNO PRIMA DI RAGGIUNGERE INSTABILITÀ

SE HO SPECIFICHE SU QUESTE 2 LE DEVI GUARDARE DIRETTAMENTE SUL DIAGRAMMA DI BODE

- SPECIFICA INTRINSECA STABILITÁ

CON IL LUOGO DELLE RADICI O IL CRITERIO DI NYQUIST

SE HO UN CONTROLLORE PROPORZIONALE

SE IL CONTROLLORE É + COMPLESSO POSSO COMUNQUE ATTUARE QUESTO ESPEDIENTE PER CALCOLARMI K, OPPURE K CE L'HO DALLE SPECIFICHE STATICHE

COME OPERARE

DI NORMA SI CANCELLANO TUTTI I TERMINI DI G(S) CHE NON CI PIACCIONO, SI FA IN MODO CHE IL TAGLIO AVVENGA COME UN INTEGRATORE, POI SI RENDE IL CONTROLLORE FISICAMENTE REALIZZABILE METTENDO POLI IN AF DOVE NESSUNO CI VEDE E A NESSUNO FREGA

REGOLA EMPIRICA DI JELONEK

$$B_{3dB} \cdot T_s = 0.35$$

↓ MAGGIORE É LA BANDA A 3 dB DEL SISTEMA A CICLO CHIUSO, MINORE É IL TEMPO DI SALITA DELLA RISPOSTA (PASSAGGIO DAL 10% AL 90% DEL Y_∞), OVVERO + VELOCE É IL SISTEMA A RISPONDERE AD UN INGRESSO

IL MARGINE DI FASE PUÒ ESSERE SPOSTATO, INSIEME A QUELLO IN ALTEZZA, GIOCANDO CON IL GUADAGNO K DEL CONTROLLORE. L'INTEGRATORE SERVE PER SODDISFARE LE SPECIFICHE SULL' ERRORE A REGIME. IN MOLTI DI QUESTI CASI É SUFFICIENTE UN REGOLATORE $R(s) = \frac{K}{s}$

ALTRIMENTI SI OPERA CON LE CANCELLAZIONI

L'UNICA SPECIFICA CHE ROMPE UN PO' DI + I COGLIONI É QUELLA SULLA BANDA PASSANTE

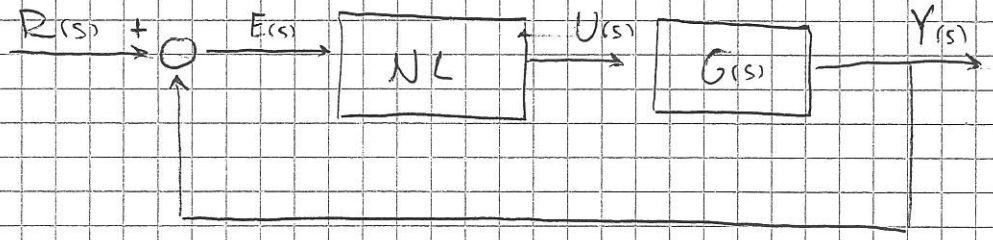
FUNZIONE DESCRITTIVA

LA RISPOSTA IN FREQUENZA È PER DEFINIZIONE LA RISPOSTA MISURATA QUANDO SI DÀ UNA SINUSOIDE IN PASTO AL SISTEMA

SI AVRÀ UN'USCITA CON MODULO e FASE INDIVIDUATE DAL DIAGRAMMA DI BODE, MA ISOFREQUENZIALE CON INGRESSO

CIÒ NON ACCADE QUANDO NELL'ANELLO DI CONTROLLO COMPAIONO NON LINEARITÀ ⇒ SI MISURANO ANCHE COMPONENTI ARMONICHE A FREQUENZA DIVERSA

VOGLIAMO STUDIARE LE NON LINEARITÀ NEL MODELLO DI LUR É



- SISTEMA AUTONOMO $R(s) = 0$ (GRAZIE ALL'IPOTESI DI INGRESSO COSTANTE O LENTAMENTE VARIABILE NEL MIO PUNTO DI LAVORO)
- $G(s)$ PASSA BASSO

METTENDOCI IN QUESTE IPOTESI LA TEORIA DELLA FUNZIONE DESCRITTIVA CERCA DI SPIEGARE LA POSSIBILE INSORGENZA DI OSCILLAZIONI PERMANENTI DELL'USCITA (ATTORNO ALLA CONDIZ. D'EQ.)

⇒ CORRELATE AD UNA CONDIZIONE CRITICA DI STABILITÀ

$$D(E) = \frac{A_1 e^{j\phi}}{E}$$

A_1 : AMPIEZZA PRIMA ARMONICA USCITA

E : AMPIEZZA SEGNALE INGRESSO

ϕ : SFASAMENTO TRA 1 2

QUALORA LA $G(s)$ NON FOSSE PASSA-BASSO OCCORRE CONSIDERARE LE ARMONICHE SUPERIORI ALLA PRIMA

(METODO DI TSYPKIN)

DI FATTO CIÒ CHE SI FA È SOSTITUIRE IL BLOCCO NL CON UNO LINEARE DATO DALL' APPROX CON LA PRIMA ARMONICA

$$W(s) = \frac{D(E) \cdot G(s)}{1 + D(E)\, G(s)}$$

CONDIZIONE CRITICA PER LA STABILITÀ $1 + D(E) \cdot G(s) = 0$

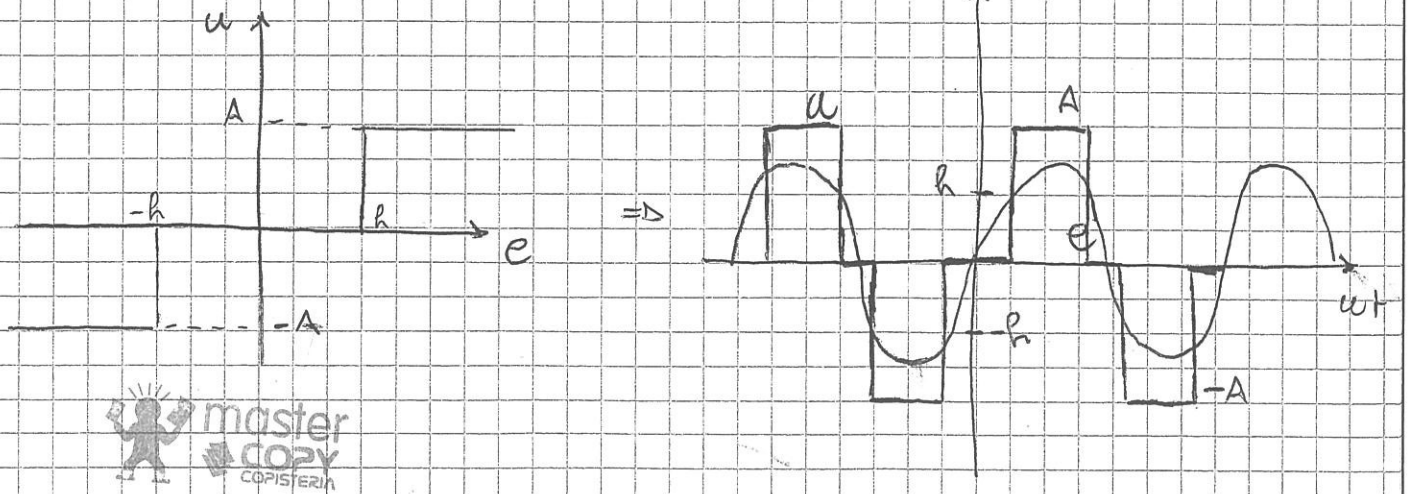
$$G(s) = -\frac{1}{D(E)}$$

L' INTERSEZIONE FRA QUESTI 2 NEL DIAGRAMMA DI NYQUIST MI DÀ LE CONDIZIONI DI OSCILLAZIONE PERMANENTE

È POSSIBILE DA QUELLA RELAZIONE RICAVARE I PARAMETRI E^* e ω^* DELL' OSCILLAZIONE, OPPURE, COME SOLITAMENTE SI ADOPERÀ, MISURARLI SPERIMENTALMENTE.

POTREBBERO ANCHE ESSERVI + INTERSEZIONI, OVVERO + CICLI LIMITE, STABILI O INSTABILI (SECONDO IL CRITERIO DI LÖEB)

RELE CON SOGLIA



CONSIDERIAMO SEMPRE LINEARITÀ SIMMETRICHE RISPETTO ALL' ORIGINE

$e(t) = E \sin(\omega t)$ CHIAMANDO t ISTANTE DI COMMUTAZIONE SI HA