



Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino

**Appunti universitari**

**Tesi di laurea**

**Cartoleria e cancelleria**

**Stampa file e fotocopie**

**Print on demand**

**Rilegature**

NUMERO: 1849A -

ANNO: 2016

# **A P P U N T I**

STUDENTE: Fasano Vito

MATERIA: Meccatronica - prof. Sorli

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

**ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.  
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.**

**MECCATRONICA**

29/09/15

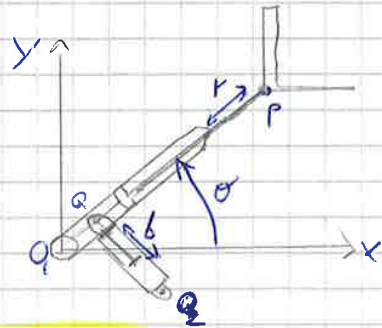
↳ **SERVOSISTEMI** (SISTEMI DI ATTUAZIONE CONTROLLATA) → componenti di un sistema che permettono di controllare una grandezza fisica.

- Contengono:
- trasduttori
  - controlli
  - interfacce
  - attuatori
  - strutture meccaniche e cinematiche

Es: **CARRELLO ELEVATORE**

↳ può sollevare un pallet lungo un asse, e poi l'inserimento viene effettuato con un avanzamento.

È un dispositivo con un'architettura parallela combinata dei movimenti bed  $R$  di ricerca a mossa  $P$  nello spazio.

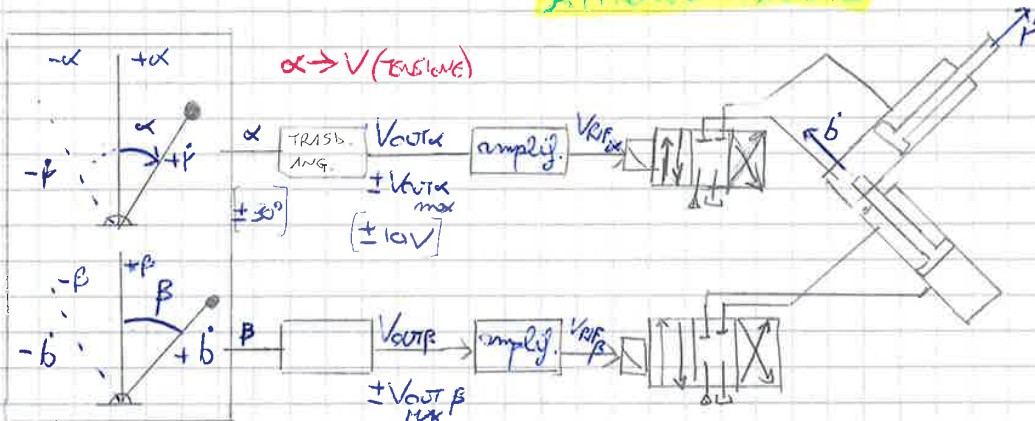


La macchina lavora con  $R$  e  $\theta$ .

⇓

L'operatore ha a disposizione 2 leve;

**APPROCCIO STANDARD**



Le leve determinano il QUANTO DI VELOCITÀ → la leva ~~non~~ genera un segnale elettrico, quanto +velocemente muoviamo la leva, tant + l'attuatore si muove velocemente.

$V_{out\alpha}$  è il segnale in uscita, proporzionale alla velocità richiesta all'attuatore. come l'acceleratore di un'auto.

Vogliamo determinare 2 velocità  $\dot{\alpha}$  e  $\dot{\beta}$ .

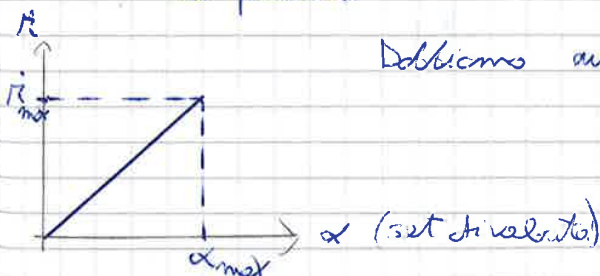
Per avere una velocità ovvero un'accelerazione → una forza non equilibrata da forze esterne.   
 Dobbiamo generare una differenza di pressione nel cilindro, per far muovere il pistone.

Dobbiamo aumentare la massa di fluido nella camera

+ MASSA ⇒ + PRESSIONE

controlla la PORTATA

tramite un rubinetto ⇒ una VALVOLA



1/10/15

Tutte le volte che muoviamo qualcosa dobbiamo avere la velocità prima della posizione.  
 posizione =  $\int$  velocità

Mi serve una CPU, e dei sensori che mi danno lo stato della macchina.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \dot{y}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -r \sin \theta \\ \sin \theta & r \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = [J] \begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

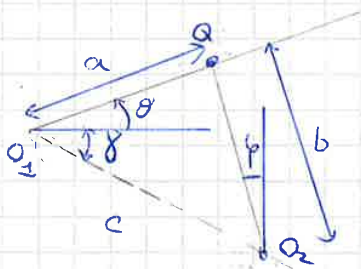


Questa è l'operazione che fa la misurazione, ma noi dobbiamo fare il contrario, ovvero generarci  $r$  e  $\theta$ .

Invertiamo la matrice:

$$\begin{bmatrix} r_{ref} \\ \theta_{ref} \end{bmatrix} = [J^{-1}] \begin{bmatrix} \dot{x}_{p,ref} \\ \dot{y}_{p,ref} \end{bmatrix}$$

Analizziamo il triangolo  $O_1 \hat{O}_2$ :



2 g.d.l. : bastano 2 parametri indipendenti, quindi devo trovare il modo di togliere 1:

- $O_1$  e  $O_2$  sono fissi
- $a = c \cos \theta$  ( $O_1$  e  $O_2$  sono fissi)
- $c = b \cos \theta$  ( $O_1$  e  $O_2$  " " )
- $\theta = c \cos \theta$

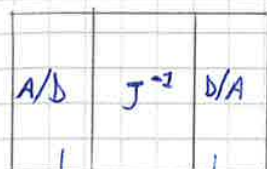
Applicando Carnot:

$$\begin{cases} b^2 = a^2 + c^2 - 2ac \cos(\theta + \phi) \\ c \cos \phi = a \cos \theta + b \sin \theta \end{cases}$$

→ proiettando tutto sull'asse orizzontale

$$\bullet \cos(\theta + \phi) = \frac{b^2 - a^2 - c^2}{2ac} \Rightarrow \theta = \arccos \frac{a^2 + c^2 - b^2}{2ac} - \phi \Rightarrow \theta = \theta(b)$$

$$\bullet \phi = \arcsin \left( \frac{c \cos \theta - a \cos \theta}{b} \right) \Rightarrow \phi = \phi(\theta) \Rightarrow \phi = \phi(b)$$



convertitori (+ ce ne sono, + e ripete la risposta del sistema)  
DINAMICA

accuratezza: se e' alta, ho una quantizzazione piu' fine  $\Rightarrow$  errori di risoluzione + piccoli.

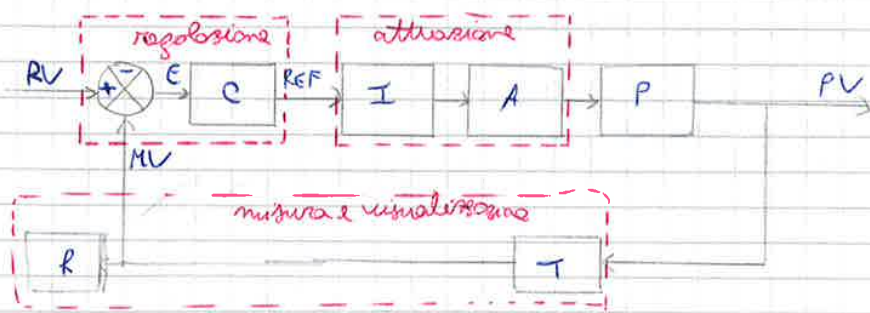
Se il tempo di campionamento e' ampio, si induce un ritardo, e il sistema va molto male rispetto al sistema analogico.

## STRUTTURE DI UN SERVOSISTEMA

↳ layout:

- **REGOLAZIONE / CONTROLLO**: componente che partendo da INPUT e segnale di feedback, stabilizza il segnale per l'attuatore.
- **ATTUAZIONE**: interfaccia, attuatori, che dipendono dalla tecnologia di attuazione usata.
- **MISURA**: sensori, trasduttori, trasmettitori
- **SORVEGLIANZA / SUPERVISIONE**: componenti che osservano il processo
- **SICUREZZA**

6/30/15



- RV, variabile richiesta
- PV, variabile di processo
- MV, " misurata
- E, errore
- segnale di riferimento
- C: controllore
- I: interfaccia
- A: attuatore
- P: processo
- T: trasmettitore
- R: ricevitore

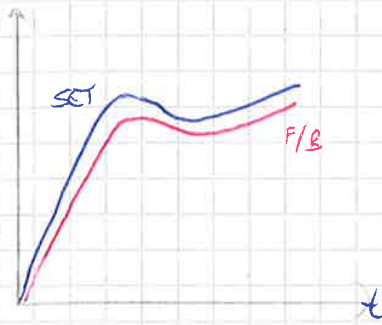
Invece all'uscita dell'attuatore, o esce la velocità angolare o la coppia.

Se da un blocco esce la pressione, per quel blocco la portata è un disturbo

la grandezza non controllata fra le 2 è un disturbo.

Se un sistema è ad anello aperto, la grandezza fisica in uscita possiamo leggerci, tramite un trasduttore.

Se un sistema è ad anello chiuso, il segnale di feedback sarà dello stesso tipo rispetto a RV.



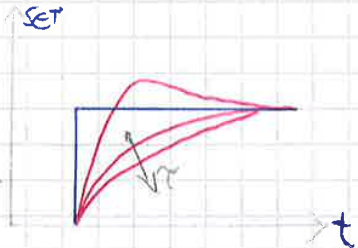
A fronte di un andamento del SET, voglio un andamento del F/B che riproduca lo stesso andamento.

Ci possono essere tanti elementi per capire se il sistema corrisponde a delle specifiche.

es. **Costante di tempo** del sistema.

Nel sistema ci sarà un componente più lento, che fa da collo di bottiglia per tutti gli altri. Qualsiasi sistema ha un certo limite di risposta dinamica.

→ fino a quale frequenza il sistema risponde alla frequenza di comando.

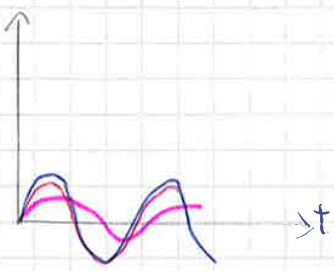


es. Se da un gradino, il sistema si adatterà il prima possibile in base ai suoi limiti.

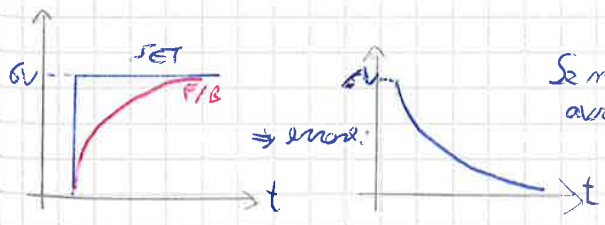
La costante di tempo permette di discriminare diversi sistemi.

Se la costante di tempo è + grande, il sistema ritarderà di +.

es. tante accelerazioni, ad un certo punto il motore non regge + il periodo.

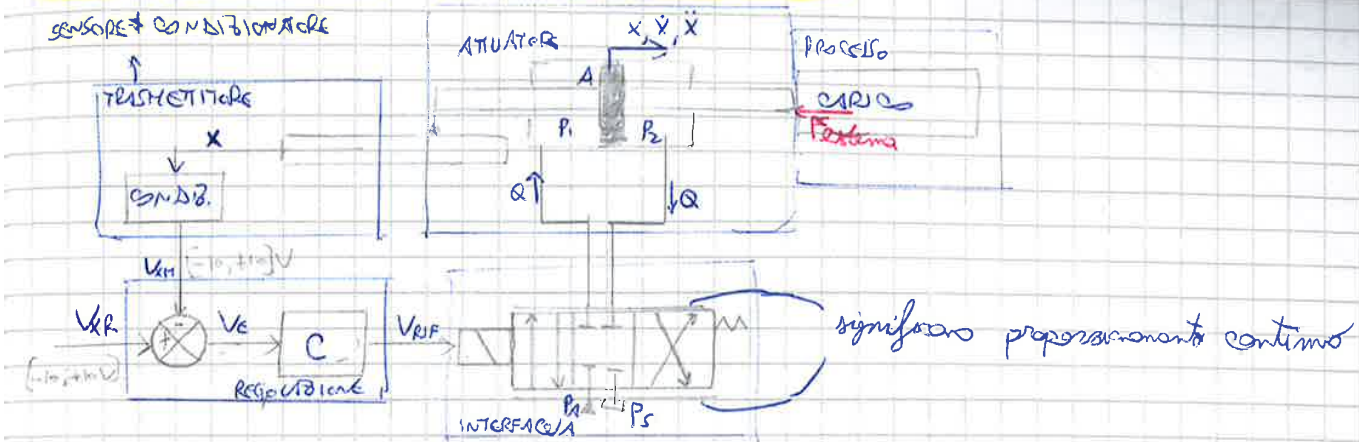


Un sistema del genere non è lineare, a causa della **SATURAZIONE**.



Se metto nel controllore PID un guadagno proporzionale 2V/V, avrò 12V (6x2), ma il range è comunque 0-10V, quindi uscirà 10V.

## SERVOSISTEMI IDRAULICI DI CONTROLLO DI POSIZIONE



significano proporzionalmente continuo

Partiamo da un SET di posizione,  $V_{KR}$ , con una retroazione chiusa,  $V_{KM}$ . Nasce un errore, elaborato da una unità di controllo C.

Entra un segnale  $V_{REF}$  nell'interfaccia, una valvola proporzionale.

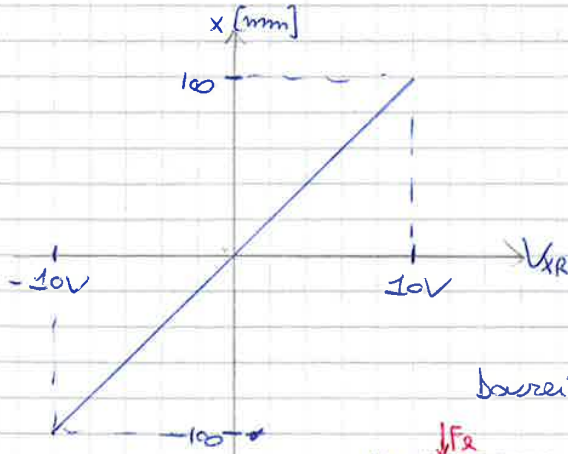
La valvola apre una linea di passaggio fra una linea a P1 ed una a P2 di riserva.

L'attuatore ha un pistone connesso all'esterno con uno stelo (in quest'area tu entrambe le camere).

Il feedback lo determino con un trasduttore, con uno stelo mobile collegato allo stelo dell'attuatore.

Il trasduttore manda una posizione, che tramite il condizionatore diventa  $V_{KR}$ , il F/B.

La forza esterna dipende da quella che sta a valle.



La x corrispondente ai limiti di  $V_{KR}$  sono i limiti,  $\pm$  la spinnata dell'attuatore.

es. corsa = 200 mm  $\Rightarrow$   $V_{KR} \in [\pm 100 \text{ mm}]$

Questa è la situazione che vorrei superato il transitorio: a 0V il pistone fermo al centro.

basterebbe confrontare 2 segnali in V,  $V_{KR}$  e  $V_{KM}$ .



Hp. Partiamo da  $V_{KR}=0V$  e  $V_{KM}=0V$ , e ipotizzo un guadagno proporzionale nel controllo.

$V_e=0 \Rightarrow V_{REF}=0$

La valvola ha ingresso e uscite bloccate.

Devo mettere qualcosa che modifichi velocemente la portata, per avere un attuatore rapido.

Ogni elemento del sottosistema deve avere una costante di tempo piccola rispetto a quella del sottosistema complessivo.

Sul cassetto metto una molla  $\Rightarrow$  Per ogni valore di forza ho uno spostamento del cassetto.  
 CORSA DELL'ORSINE. DI Immper portate di decine di l/min.

La posizione del cassetto viene retroazionata, per chiudere l'anello di posizione.

$$Q = c_d \pi d x_v \sqrt{\frac{2(p_1 - p_2)}{\rho}}$$

$\uparrow$  coeff. di effluvio  
 $\downarrow$  area di passaggio  
 $\downarrow$  densità del fluido idraulico

portata

Q55

Le pressioni non le controllo io, sto già controllando la portata!

le calcolo dall'eq di continuità per le 2 camere.

8/30/15

Nella valvola quindi entriamo con un INPUT FUNZIONANTE, il segnale di comando della valvola

e in uscita avremo l'OUTPUT FUNZIONANTE, la **portata!**

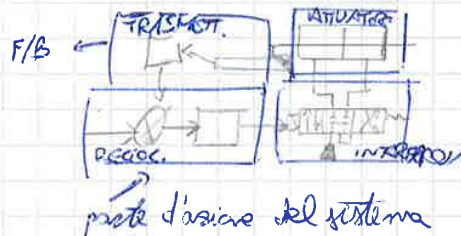
Dalla valvola verso anche la X, ma dato che a valle della valvola abbiamo l'attuatore, la variabile che entra nell'attuatore è la portata, non la X della valvola.

Costruiamo una relazione INPUT/OUTPUT:

$$x_v \propto RIF$$

$$Q \propto x_v$$

$$x \propto Q$$



Con un compensatore C puramente proporzionale, tale che:

$$\text{Se } E_x = x_r - x_M = 0 \Rightarrow RIF = 0$$

$$\text{Se } E_x = x_r - x_M \neq 0 \Rightarrow RIF \neq 0$$

Il segnale RIF è proporzionale all'apertura del cassetto, ed  $x_v$  è per forza in ritardo rispetto al RIF.

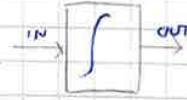
Entrando con RIF comandiamo la Q (portata in volume). Se ipotizzo di non avere accumuli sulle linee, fughe di fluido  $\Rightarrow$  tutta la massa che esce dalla valvola entra nella camera

$$\rho Q = M \text{ massa che entra nell'attuatore}$$

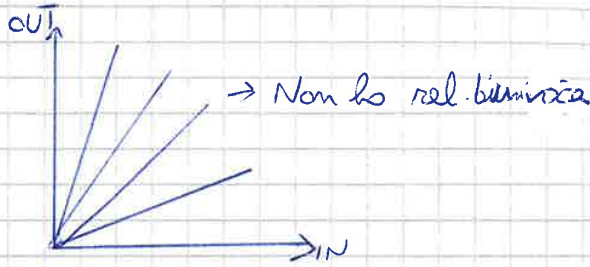
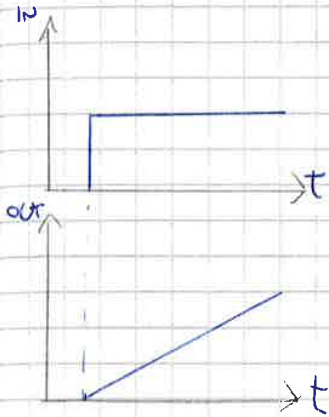


L'ultimo integrale è un **INTEGRATORE PURO** (senza feedback intoms)

Es. se ho un segnale costante nel tempo, ho un guadagno che continua a CRESCERE, NON HO UNA RELAZIONE BIUNIVOCITÀ TRA INPUT E OUTPUT



È una cosa positiva, perché posso avere un OUTPUT costante a fronte di un errore  $\phi$ !



Finite il transitorio, il guadagno va ad  $\infty$ !

L'OUTPUT è  $V_{CM}(X)$ . Come faccio ad avere una  $x = \text{cost}$  (attuatore fermo) quando il feedback è uguale al SET e l'errore è  $\phi$ ?

Devo avere un guadagno infinito  $\Rightarrow$  INTEGRATORE PURO

Se invece la retroazione di  $x$  invece di  $\dot{x}$ , l' $\int$  non partecipa al guadagno.

Per ogni valore di  $\phi$  c'è un certo valore di  $x$   $\rightarrow$  (Se lo volessi vedere come controllo di velocità)

Il sistema troverà una condizione di equilibrio con un errore costante. (se il segnale è finito)

Se metto l' $\int$  puro nel controllo, invece di un controllo proporzionale metto un proporzionale integrale.

La valvola può avere 2 sensorendici, per consentire il movimento in entrambe le direzioni, o per tenerla ferma in posizione.

### SERVOVALVOLA

È l'alternativa alla valvola proporzionale  $\rightarrow$  la differenza sta nel modo in cui genera la forza sul cassetto.

2 stadi:

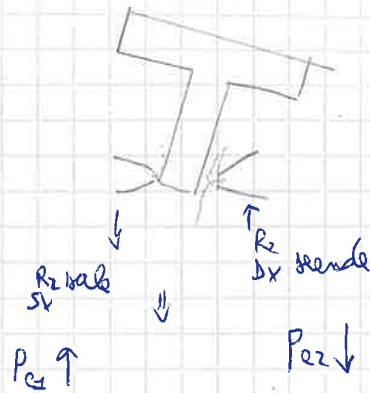
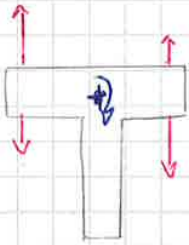
- cassetto
- amplificatore interno alla valvola STADIO PILOTA

È sufficiente una potenza più bassa, perché poi l'amplificatore si occupa di farla crescere.

+ leggero e + veloce  
(parti mobili + piccole)

Usa una potenza idraulica oltre a quella elettrica

Ha una larghezza di banda + ampia.



Per fermare devo ridurre l'effetto che ha generato  $\Delta p \Rightarrow$  cometto la punta dell'attizzatore con il cassetto,  $\otimes$  per avere una **RETROAZIONE MECCANICA**.

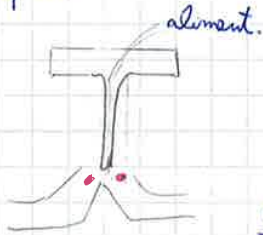
La forza del  $\Delta p$  è uguale alla rigidezza alla traslazione della balestra (molla)  $\cdot x$ .  
 $K \cdot x$

Ho ridotto la potenza elettrica, ma devo pompare di id in continuazione, oltre a questo raffreddore (perché si riscalda sulle resistenze).

La servovalvola ha la retroazione, perché la balestra agisce su chi ha generato il  $\Delta p$ , oltre a compensare i disturbi.

L'alternativa a questo sistema è il:

**SISTEMA  
JET-PIPE**



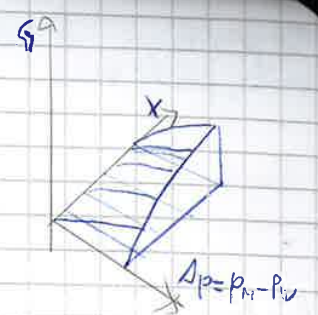
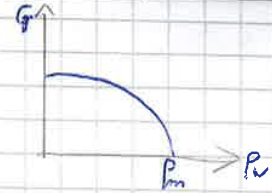
Al posto dell'attizzatore c'è un tubetto a seconda dell'angolo di inclinazione avremo una pressione maggiore in uno dei 2 punti e di conseguenza si genera un  $\Delta p$ .

Si può avere un F/B in questo caso con un anello di materiale elastomerico posto all'estremità del jet pipe per tenerlo orientato.

$\Delta p = R \cdot G$       A punta di  $\Delta p$ , RT e  $G \downarrow$

R: resistenza fluidica  
 G: portata

La portata  $G$  dipenderà dalla pressione di valle come:

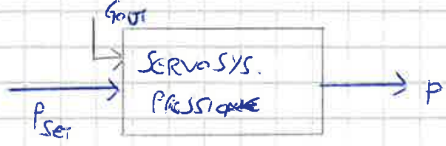


$M = \rho V$   
 massa del gas  $V_{scat}$   
 $G = \frac{dM}{dt} = \rho \frac{dV}{dt} + V \frac{d\rho}{dt}$

$M_a \frac{P}{f} = RT$  per  $T = cost$ ,  $\uparrow p \Rightarrow \uparrow P$

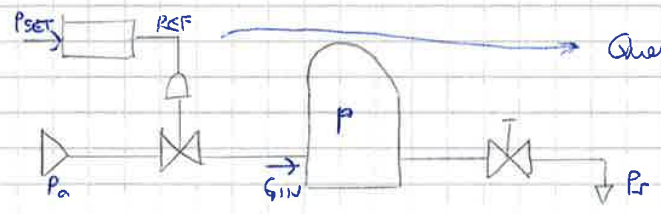
$\Rightarrow$  Se  $G$  è nota, posso ricavare  $\frac{dp}{dt} \Rightarrow \Delta G = V \frac{dp}{dt} = \frac{V}{RT} \frac{dp}{dt}$

In un servosistema a controllo pressione la  $G_{out}$  è un DISTURBO, perché sto controllando la pressione.



Nel controllo portata la pressione è un disturbo.

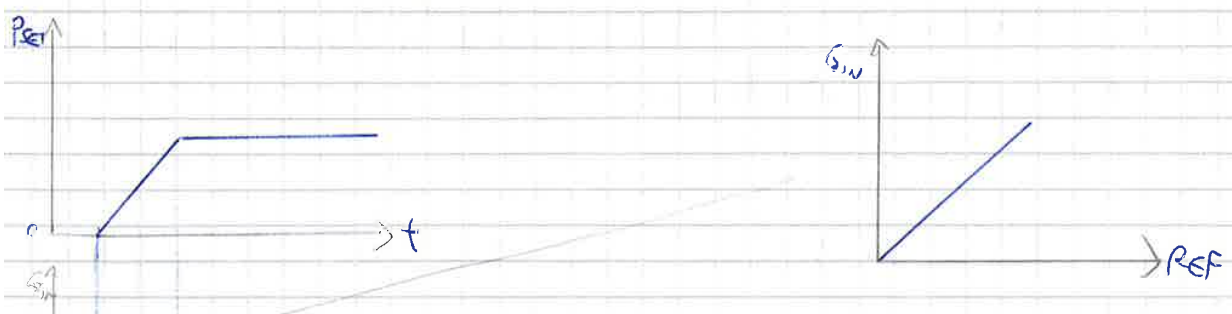
Se volessi fare il controllo portata in anello aperto, si può?



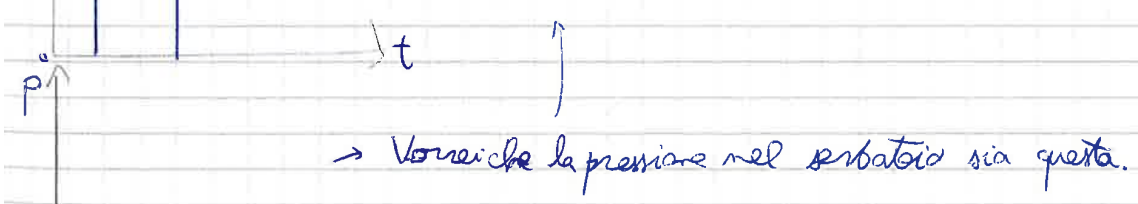
Questo blocco deve avere come input  $P_{set}$  e come output  $REF$ .

$[K] \Rightarrow K \frac{d}{dt}$   
 il guadagno per l'anello RESERVATIVO

Ipotesiamo di avere una  $P_{set}$  con l'andamento che segue:



$\rightarrow$  Questa è la  $G_{IN}$  con cui tengo l'andamento di prodotto



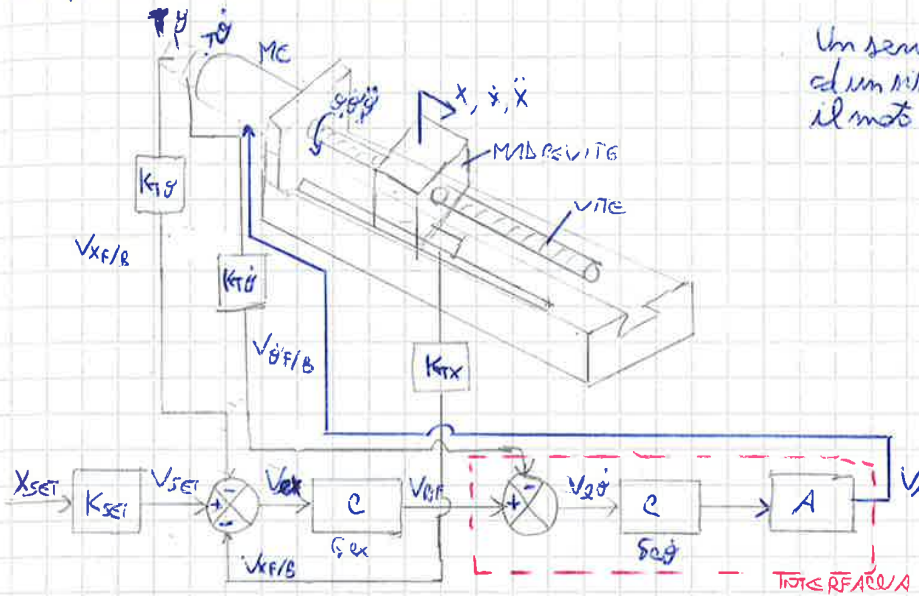
Il REF rispetto al  $P_{set}$  è la derivata

$G_{IN} = c \cdot \frac{dp}{dt}$

**SERVO ASSE LINEARE ELETTRICO**

13/10/15

Es. posizimotor di una slitta



Un servomotor elettrico rotativo, collegato ad un motore VITE - MADRIVITE che trasforma il moto rotativo in lineare x.

Per effettuare il controllo di posizione devo retroazionare la posizione dell'organo mobile:

- posso retroazionare l'angolo  $\theta$  del motore, trasformandolo in una  $x/F/B \Rightarrow V_{x/F/B}$
- " " la posizione della macchina mettendo un trasduttore connesso alla macchina.

SET - F/B  $\rightarrow$  errore  $e_x$

Otengo un segnale di riferimento  $V_{ref}$  che è un segnale di movimento:

- se  $e_x = 0$
- se  $e_x > 0 \Rightarrow SET > F/B$  dobbiamo dare una velocità + grande
- se  $e_x < 0 \Rightarrow SET < F/B$  " " " " - grande.

Questo segnale di riferimento deve andare sul **DRIVER** del motore elettrico.

$\downarrow$   
fa una chiusura dell'anello di velocità

L'errore tra  $V_{ref}$  e  $V_{x/F/B}$ ,  $V_{err}$  viene compensato con un altro algoritmo di controllo  $G_{err}$ .

Alla fine, dopo un'amplificazione, collego il motore con un'opportuna tensione di armatura

$K_{SET} = K_\theta \quad \vee \quad K_x$  in base al trasduttore di posizione utilizzato.

L'**INTEGRALE** è il blocco che regola la potenza elettrica del motore.

## LEGGI FONDAMENTALI DELL'ELETTROMAGNETISMO

$H$  [A/m] INTENSITÀ DI CAMPO MAGNETICO

$\vec{B}$  [T, Wb/m<sup>2</sup>] INDUZIONE MAGNETICA

$\Phi$  [Wb] FLUSSO MAGNETICO

### 1) LEGGE DELLA CIRCUITAZIONE MAGNETICA

$\cdot I \rightarrow H$  "Una corrente che fluisce in un conduttore produce un campo magnetico"

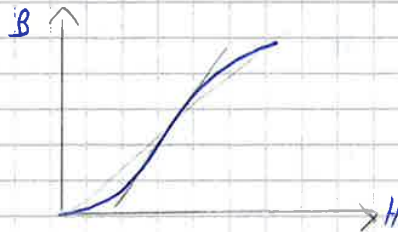
### 2) CARATTERISTICA COSTITUTIVA DEL MEZZO

$H \rightarrow B$  "Un campo magnetico, in relazione al mezzo in cui agisce, produce una induzione magnetica  $B$ ."

$$\frac{B}{H} = \mu = \underbrace{\mu_0}_{\text{vuoto}} \cdot \underbrace{\mu_R}_{\text{mezzo rel. al vuoto}}$$

*permeabilità magnetica*

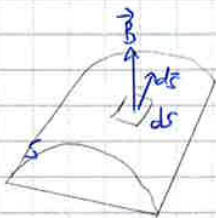
$\mu_0 = 4,8 \cdot 10^{-12} \text{ H/m}$



### 3) RELAZIONE INDUZIONE MAGNETICA

$B \rightarrow$  effetti elettrici (tensioni indotte) <sup>si oppongono, portano via potenza</sup> LEGGE DI FARADAY  
 " meccanici (forze) " " LORENTZ

flusso magnetico:  $\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$



Se  $\vec{B}$  è costante in tutti i punti di  $S$ ,

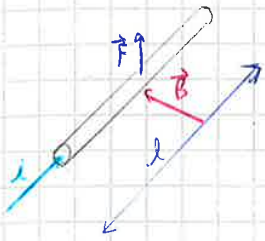
$$\Phi = B \cdot S \cdot \cos \alpha$$

• Se  $\vec{B} \perp S$ ,  $\Phi = B \cdot S$

• Se  $\vec{B} \parallel S$ ,  $\Phi = 0$

"Noi considereremo  $B$  costante e perpendicolare a  $S$ ".

Produzione di forza meccanica



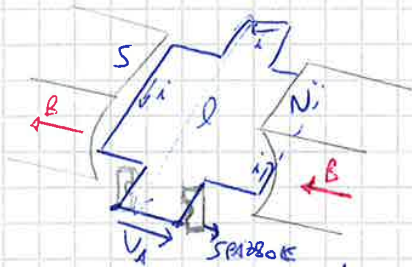
$$\vec{F} = q(\vec{v} \wedge \vec{B}) = q \left( \frac{\vec{l}}{t} \wedge \vec{B} \right) = i \vec{l} \wedge \vec{B}$$

dove  $\vec{v}$ : velocità dell'elettrone  
 $q$ : carica elettrica  
 inetta

$$\vec{F} = i \vec{l} \wedge \vec{B} \quad (\text{Korants})$$

$$F = iBl \text{ se il conduttore è } \perp \vec{B}.$$

APPLICAZIONE MOTORE ELETTRICO C.C. A MAGNETI PERMANENTI

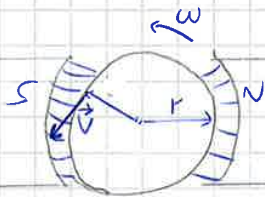


Immergiamo una spira in un campo magnetico.

Alimentiamo la spira con una ~~corrente~~ <sup>tensione</sup>  $V_a$ , ci sarà una corrente  $i$  che scorre nella spira.

La spira è connessa tramite un commutatore a spazzole: grande ruota di  $180^\circ$ , la corrente che circola nella spira è invertita.

è sempre entrante fra  $0$  e  $180^\circ$   
 uscente " fra  $180$  e  $360^\circ$



Se questa spira si muove con velocità  $\vec{v} = \vec{\omega} \wedge \vec{r}$

La tensione indotta che abbiamo lungo l è:

$$e_i = \mathcal{E} B l = \omega r \left( \frac{\Phi B}{2\pi r l} \right) \cdot l = \frac{\Phi P}{2\pi} \omega \quad (\text{per un conduttore})$$

area attraverso cui passa il flusso      coppia polari

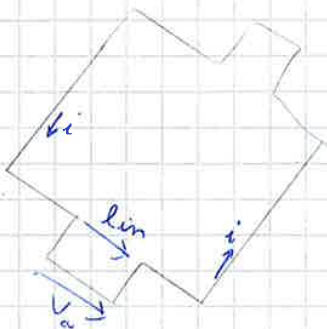
Se ho m conduttori raggruppati in un certo  $m^\circ$  di gruppi paralleli:

$$e_{iTot} = \frac{\Phi P}{2\pi} \omega \cdot m$$

$$\Rightarrow \boxed{e_{iTot} = k_e \omega}$$

$k_e$  [V/rad/s] costante di tensione  
 parametro del circuito

è una forza che si oppone alla corrente nel circuito, e che toglie una parte di potenza elettrica.



\* Se la coppia in questo punto è uguale a  $P_e$ , vuol dire che la vite nel tratto vuoto non ha coppia d'inerzia (trascurabile rispetto a quella trasmessa)

$$\eta = \frac{P_v}{P_e} = \frac{F_e \dot{x}}{P_e \dot{\theta}}$$

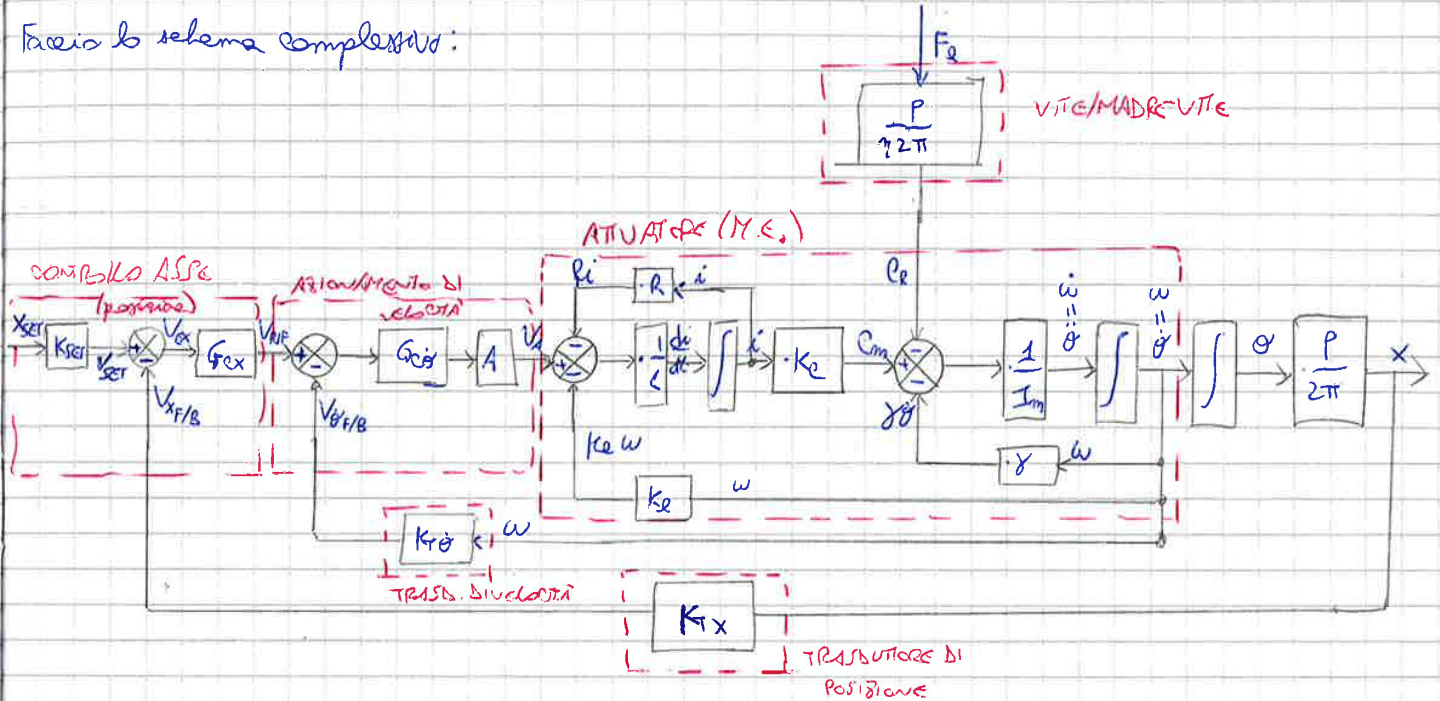
Entriamo con  $F_e$  e dobbiamo produrre  $P_e$ :

$$\frac{x}{P} = \frac{\theta}{2\pi}$$

$$P_e = \frac{F_e}{\eta} \cdot \frac{x}{\theta} = \frac{F_e}{\eta} \cdot \frac{P}{2\pi}$$

$$\frac{\dot{x}}{\dot{\theta}} = \frac{x}{\theta} = \frac{P}{2\pi} \Rightarrow \dot{x} = \frac{P}{2\pi} \dot{\theta}$$

Facciamo lo schema complessivo:



Le uniche forze che devono restare libere sono:

- SET
- DISTURBO (le altre devono essere chiuse)
- OUTPUT

• In questo sistema ci sono 3 dinamiche libere. (Hp. NO RISPOSTE DINAMICHE TRASDUTTORI)

• Non abbiamo integratori puri  $\Rightarrow$  dobbiamo mettere una parte integrativa nel controllo di velocità per avere un'accuratezza statica.

Se fosse un sistema controllo coppia elettromeccanica, quindi se volessi generare una coppia applicata, è la  $P_e$  che aumenta l'output:

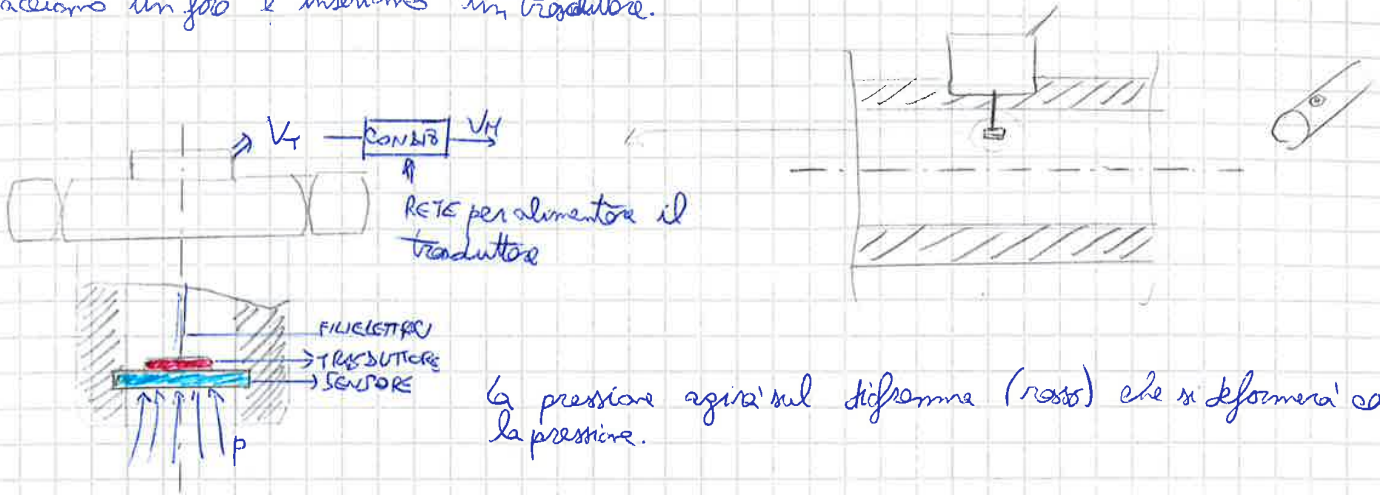
$$P_m - P_e - I_m \ddot{\theta} - \gamma \dot{\theta} = 0$$

$\begin{matrix} | & | & \underbrace{\hspace{2cm}} \\ P_m & OUT & DISTURBI \end{matrix}$

CAMBIO COMPORTAMENTO LE DINAMICHE DEL SISTEMA

Anche il trasmettitore ha una sua dinamica: oltre una certa frequenza non risponde t.

Es. Abbiamo un tubo in cui corre fluido e vogliamo misurare la pressione.  
Facciamo un foro e inseriamo un trasduttore.

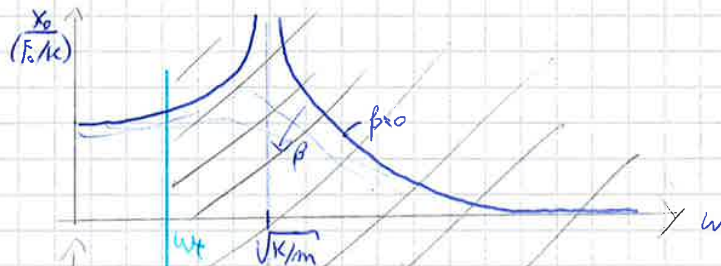
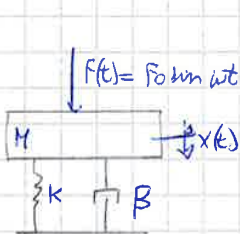


la pressione agisce sul diaframma (rosso) che si deforma con la pressione.



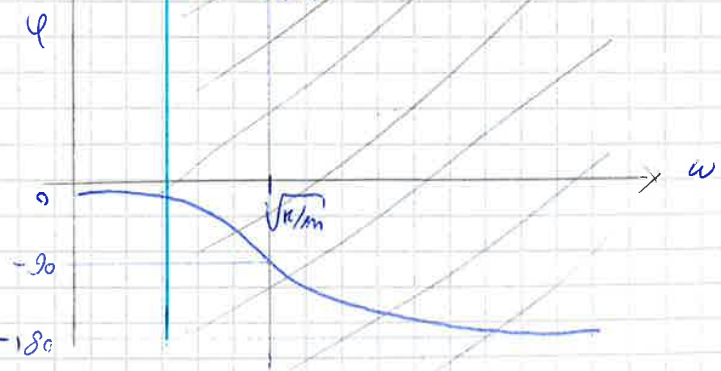
- la pressione è diventata una deformazione  $E$  (nel sensore)
- la deformazione è diventata una variazione di resistenza elettrica  $\Delta R$  (nel trasduttore)
- con un ponte di Wheatstone facciamo corrispondere ad una variazione  $\Delta R$  una tensione  $V_0$
- $V_0 \rightarrow V_{OUT}$  (nel condizionatore)

Se questo sensore ha una sua rigidità e uno smorzamento, lo spostamento  $x$  della lamina, sottoposta ad una  $F(t)$ , è correlabile alla risposta di un sistema massa-molla-smorzatore:



$$x(t) = X_0 \sin(\omega t + \varphi)$$

dove  $\omega$  è la pulsazione del segnale sinusoidale





I segnali normalizzati possono essere:

- PNEUMATICI :  $0,2 \div 1$  bar  
 $3 \div 15$  psi
- ELETTRICI (TENSIONE) :  $1 \div 5$  V } impulsi  
 $0 \div 5$  V }  
 $0 \div 10$  V }  
 $-10 \div 10$  V } bipolari

Le alimentazioni normalizzate sono (tutte):

- $1,4$  bar = 20 psi
- 24 V C.C.
- 110 V C.A.
- 220 V C.A.

$1 \text{ atm} = 14,7 \text{ psi}$

- (CORRENTE)  $4 \div 20$  mA zero vivo
- $0 \div 20$  mA " zero

Sul campo si usano i segnali in corrente, perché non sono affetti da disturbi legati alla distanza.

In laboratorio si usano i " " tensione, + facile da gestire e con cadute di tensione in serie con un load.

La relazione fra I e V è il rapporto:

$$\frac{1-5 \text{ V}}{4-20 \text{ mA}} \rightarrow 0,25 \text{ V/mA} \text{ impedenza resistiva}$$

$$\downarrow$$

$$\underline{250 \Omega}$$

20/10/15

Ci sono una serie di strumenti, gli indicatori, che possono essere anche dotati:

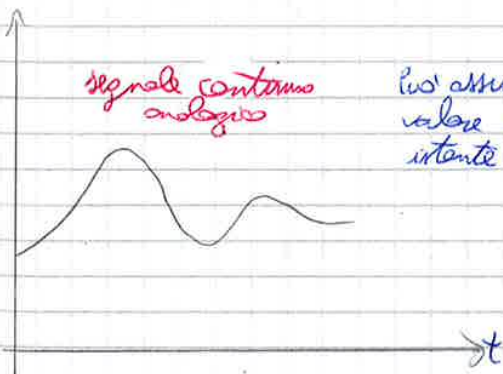
**RECEIVER E LE SCHEDE DI ACQUISIZIONE**

conviene mantenerli nell'impianto perché funzionano anche senza PC.

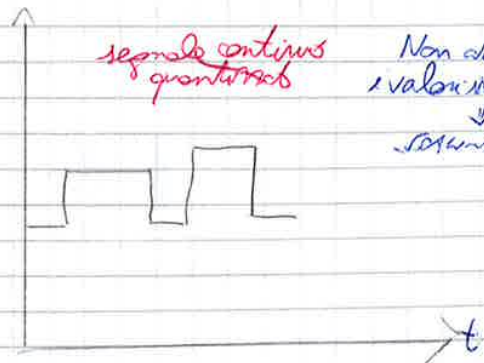
**OSS.**

Un VISUOSTRATTORE non può richiedere una grandezza fisica  $\rightarrow$  anche il nostro sistema viene da una sua frequenza.

Abbiamo prendere la grandezza fisica che tra sul campo, che viene condizionata  $\rightarrow$  viene fuori un segnale normalizzato analogico  $\Rightarrow$  vogliamo convertirlo in digitale per il PC.

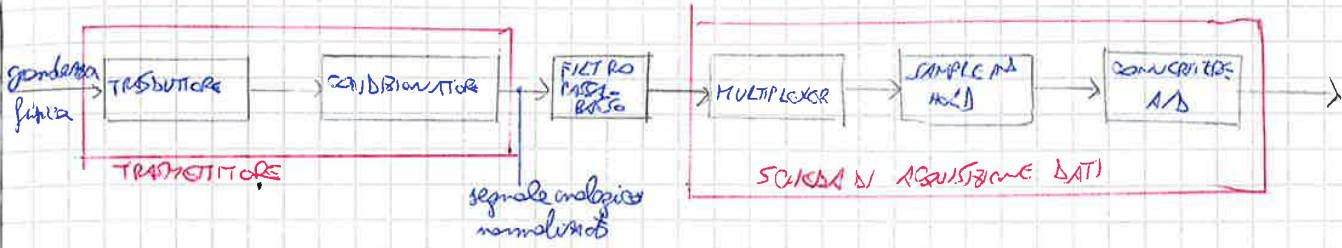


può assumere qualsiasi valore in qualsiasi istante di tempo



Non assume tutti i valori in ampiezza  $\downarrow$  discretizzato

**STRUTTURA DI UNA SEQUENZA DI ACQUISIZIONE DATI**



Il segnale analogico normalizzato dal trasduttore viene dato al microprocessore; a valle uscirà il segnale di riferimento.

L'operazione di acquisizione dati passa attraverso 3 componenti:

**SAMPLE AND HOLD (COMPARATORE E MANTENITORE)**

fa a fette il segnale analogico → quindi si chiude l'interruttore e si registra il segnale.



Il mantentore mantiene il segnale allo stesso livello finché non arriva l'altro signal. All'uscita c'è un segnale scalinato:

**CONVERTITORE A/D**

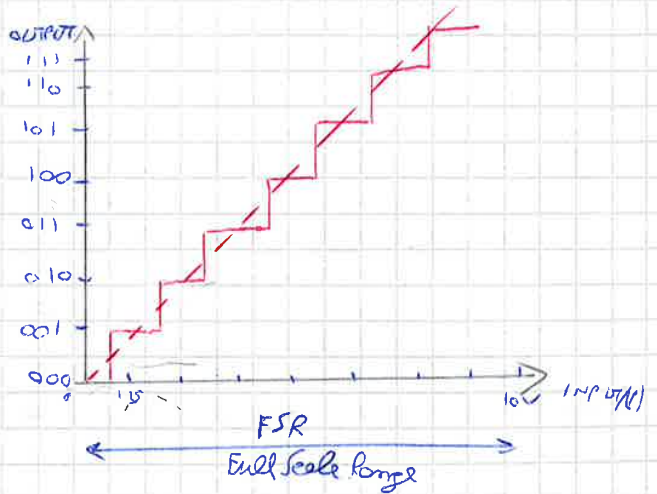
deve dare in output un segnale binario

Hp. campo di INPUT 0-10V

OUTPUT segnale binario codificato

$N = 3 \text{ bit} \Rightarrow$  il campo da 0 a 10V è stato diviso in  $2^N$  sottocampi (8).

$$\frac{10}{8} = 1,25V$$



All'interno di ogni campo il convertitore ha dei momenti di decisione, in cui determina il salto dal valore a al valore successivo.

Quando si arriva a metà dell'intervallo, il segnale ha il salto.

Viene fatto un ERRORE DI RISOLUZIONE:

$$Q = \frac{FSR}{2^N}$$

errore di interpretazione dell'impulso del segnale

Aumentando il n° di bit, riduciamo l'errore di quantizzazione → siamo noi a stabilire l'entità.

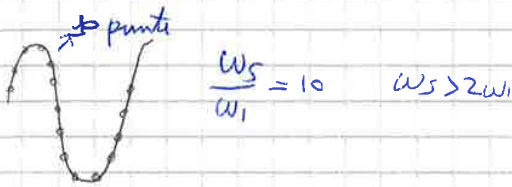
\* Compianando si ottiene che la forma  $\cap$  si riproduce infinite volte, con un'ampiezza ridotta. Il valore centrale della forma riprodotta è pari ad interi multipli di  $\omega_s$ .

Restano:

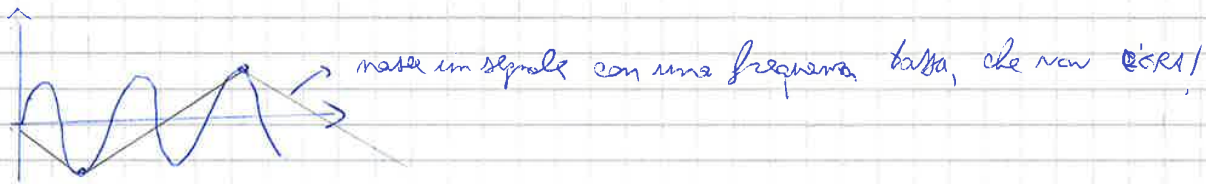
- Se  $\omega_s > 2\omega_1$ , siamo in grado di ricostruire il segnale di partenza.
- Se  $\omega_s < 2\omega_1$ , non si riesce a ricostruire il " " "

Si ha il fenomeno dell' **ALIASING**, ovvero nascono delle frequenze che sporciano il segnale, rendendo impossibile risalire al segnale analogico di partenza.

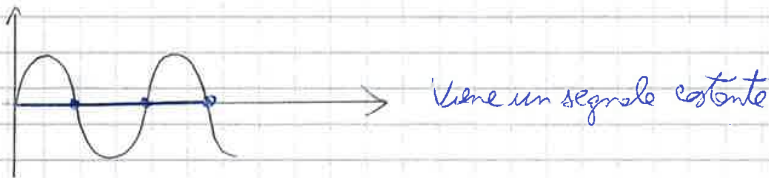
**$\omega_s \geq 2\omega_1$**  Teorema di Nyquist



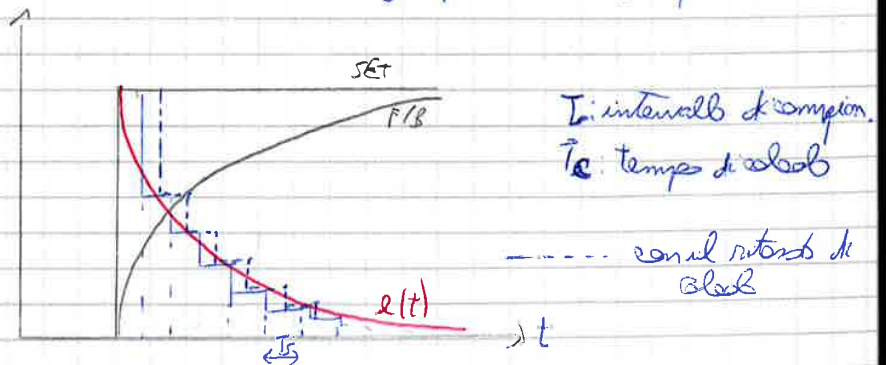
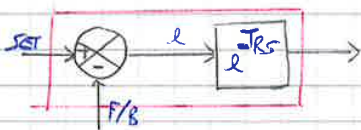
Se  $\omega_1 < \omega_s < 2\omega_1$

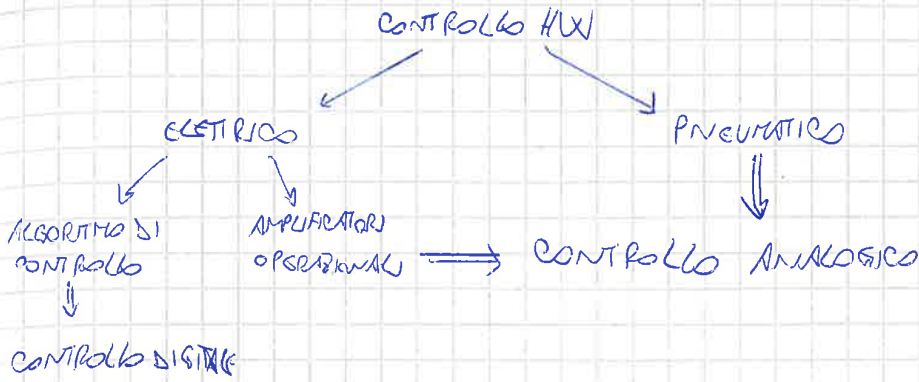


Se  $\omega_s = \omega_1$

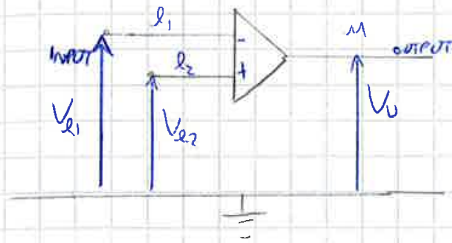


A monte del processo di campionamento mette ~~un filtro~~ ~~di~~ ~~passo~~ ~~banda~~ ~~passo~~ ~~banda~~ un **FILTRO ANTI-ALIASING**, passa basso, che blocca il contenuto in frequenza alle frequenze alte.





**Controllo ANALOGICO : L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE**



alimentato con 15V continui e tra fuori segnali saturati in uscita a 10V.

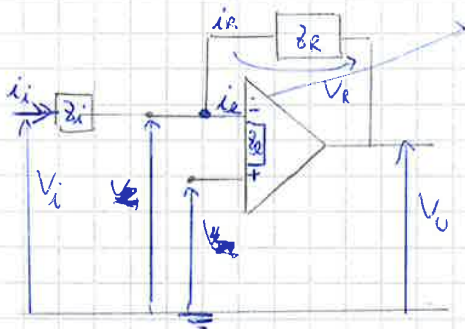
2 input sono 2 tensioni:  $V_{e1}$  e  $V_{e2}$ .  
L'output è la  $V_u$ .

Ha un guadagno dell'ordine dei 100.000 ( $1 \cdot 10^5$ )

$$20 \log_{10}(10^5) = 100 \text{ dB}$$

Ha un'impedenza in ingresso molto grande  $\Rightarrow$  circola una corrente molto piccola.

Lo schema di risposta di un amplificatore operazionale è:



⊖ : - INGRESSO INVERTENTE  
⊕ : " " NON INVERTENTE

L'amplificatore viene usato mettendo un'impedenza in retroazione  $Z_R$ , che connette l'uscita all'ingresso.

$V_i$ : tensione di input

$V_e$ : " del punto in cui retroazione ed input si connettono

$V_u$ : " di uscita

$i_i$ : corrente che circola su  $Z_i$

$i_R$ : " " " "  $Z_R$

$i_e$ : " " entra nell'ingresso invertente

$Z_e$ : impedenza in ingresso nell'amplificatore.

Se  $V_i > 0$   $\left\{ \begin{array}{l} V_i = i_i Z_i + V_e \\ i_i + i_R = i_e \end{array} \right.$  (continuità del nodo)

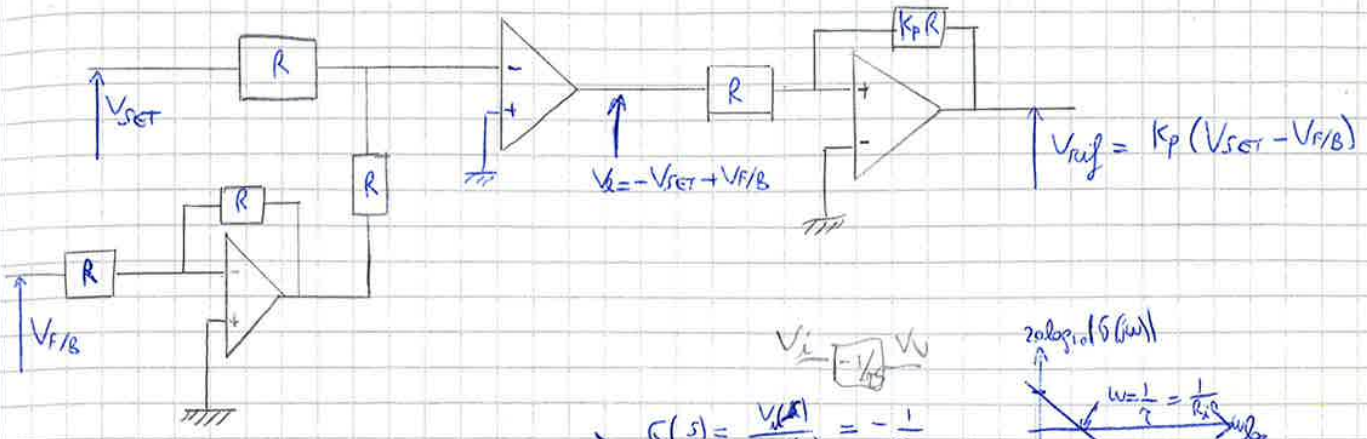
$V_e = i_e Z_e$

$V_R = i_R Z_R$

Se chiamiamo  $A$  il guadagno dell'amplificatore,  $\Rightarrow V_u = (-A) V_e$

$V_R = i_R Z_R$

$V_u = V_R + V_e \Rightarrow V_u - V_e = V_R$

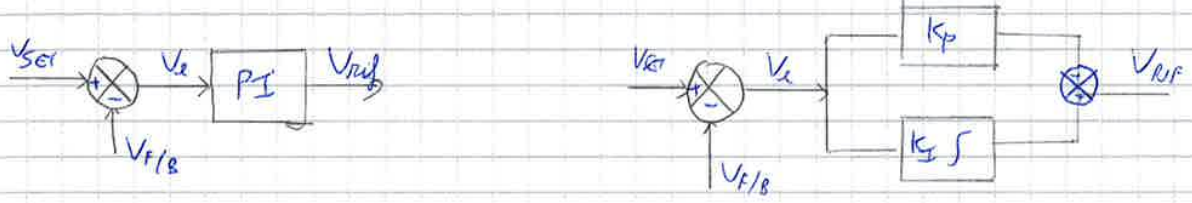


**ELEMENTI INTEGRATORI**

$V_i = -\frac{1}{R_i} V_u$

$G(s) = \frac{V_u(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{R_i s}$

Vediamo di fare un guadagno proporzionale integrativo PI.



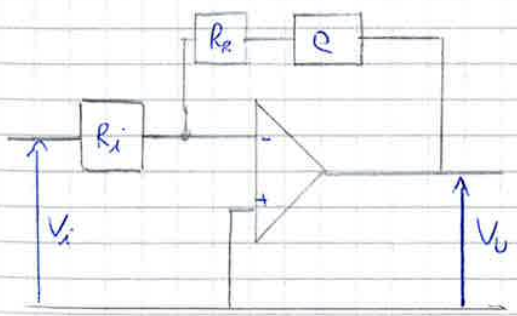
$V_{ref}(t) = K_p V_e(t) + K_I \int V_e dt$

$V_{ref}(s) = -(K_p V_e + \frac{K_I}{s} V_e) = -\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right) V_e$

due  $K_p$ : guadagno proporzionale  
 $K_I$ : " integrativo

**Z CAPACITIVA**  
 $Z_R = \frac{1}{sC}$   
 s: operatore di Laplace

$\frac{V_{ref}}{V_e} = -\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right) = -\frac{K_p s + K_I}{s} = -K_I \left[ \frac{K_p s + 1}{s} \right]$



$Z_R = R_R + \frac{1}{sC}$        $s = j\omega \Rightarrow Z_R = R_R + \frac{1}{j\omega C}$

Nota l'elemento elettrico nel circuito:

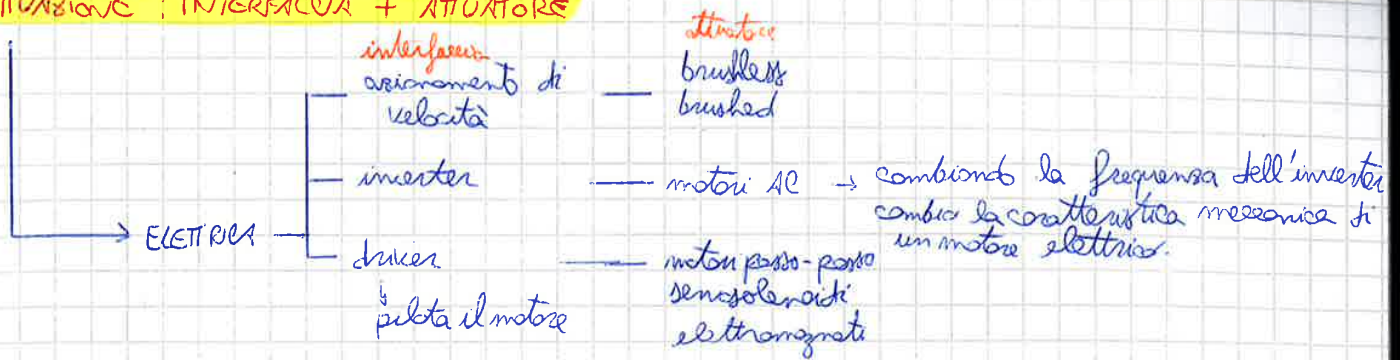
$i = C \frac{dV}{dt}$        $i = \frac{V}{R_R}$

$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_R}{Z_i} = -\frac{R_R + \frac{1}{j\omega C}}{R_i} = -\left(\frac{R_R}{R_i} + \frac{1}{j\omega C R_i}\right) = -\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)$

$K_p = \frac{R_R}{R_i}$        $K_I = \frac{1}{C R_i}$

$G(s) = \frac{V_u(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_R s + 1}{R_i C s} = -\frac{R_R s + 1}{R_i C s}$

## ATTUAZIONE : INTERFACCIA + ATTUATORE



In un controllo elettrico abbiamo 3 loop: - chiusura dell'anello di posizione  
 - " " " " velocità  
 - " " " " corrente nel driver

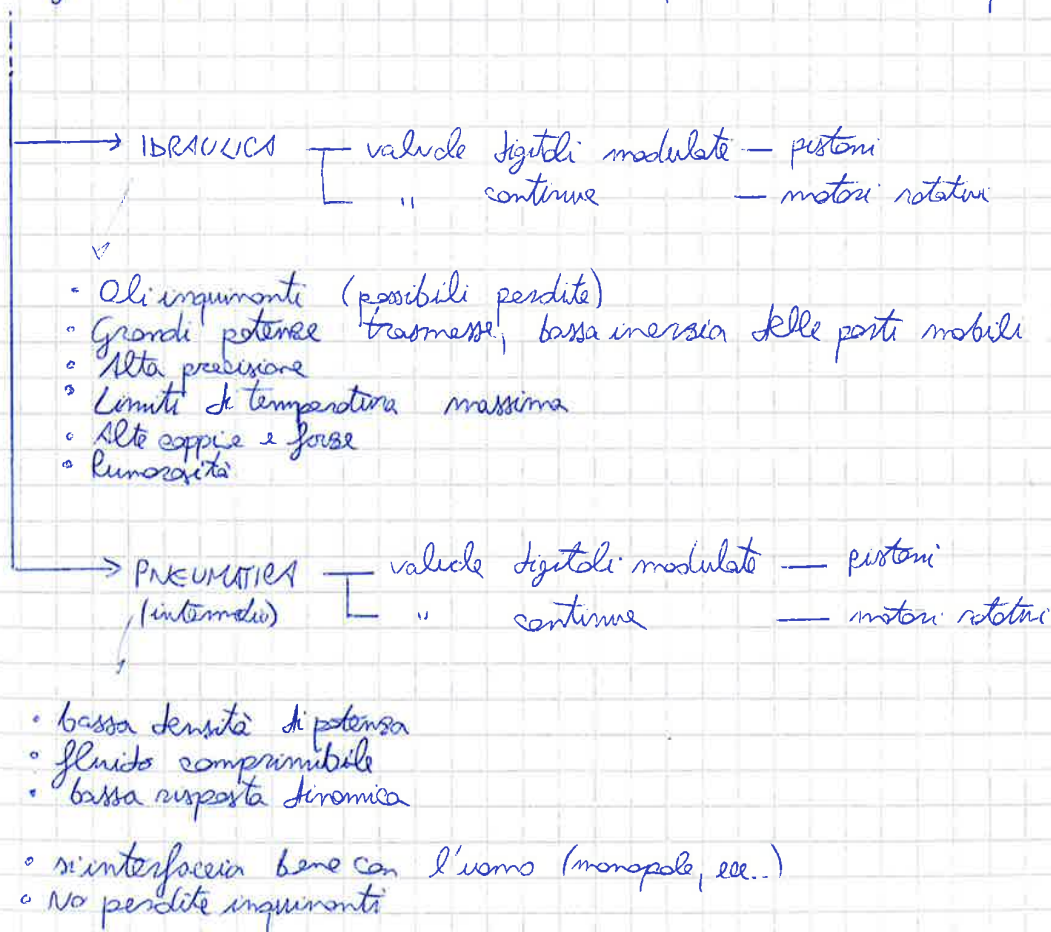
Ogni volta che faccio un loop miglioro il sistema (+ stabile, + preciso, + stabile)

Il sistema elettrico è + performante, pulito e abbastanza lineare (si controlla bene).

Ho un rapporto peso/potenza alto, ma una densità di potenza bassa (rispetto ad un idraulico)

Ha meno conversione di energia, mi arriva direttamente il segnale elettrico.

Nella trasformazione da moto rotatorio a lineare passano esseri degli impuntamenti.

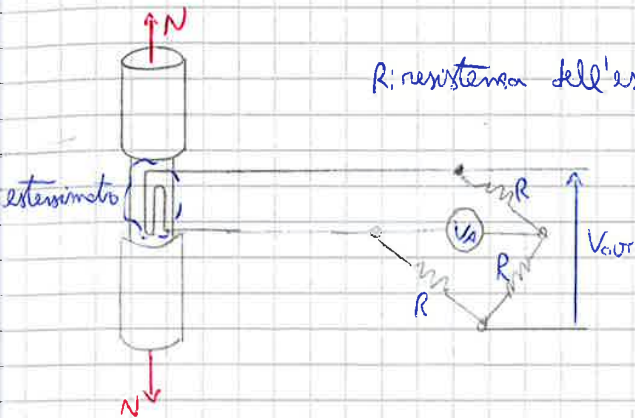


**inD** : input disturbo : può sommarsi all'input generale, modificando l'output attraverso una legge  $F_D$ .

**in** : input modificatore : non si somma direttamente alla linea I/O, ma può modificare la relazione tra I/O, che modifica l'output.

**ES. TRASDUTTORE DI FORZA**

estensimetro : misura la forza ai suoi estremi, attraverso la deformazione di una sezione calibrata del sensore.



Ci sarà una relazione fra  $N$  ed  $E$  (deformazione)

$R$ : resistenza dell'estensimetro a vuoto

$$E = \frac{1}{ES} N$$

modul. elastico  $\downarrow$  ES  
resiliva

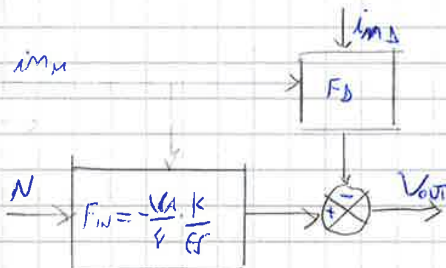
tramite un traduttore, faccio corrispondere la variazione di resistenza ad una deformazione attraverso un guadagno:

$$\frac{\Delta R}{R} = k E$$

gain factor (guadagno dell'estensimetro)

$\frac{\Delta R}{R} \frac{V_A}{V} = V_{out}$  tramite un ponte di Wheatstone alimentato con  $V$  dell'esterno.

$$V_{out} = - \left( \frac{V_A}{V} \cdot \frac{k}{ES} \right) N$$



Gli input modificatori possono essere:

- la tensione  $V_A$  può essere stata ridotta male, potrebbe oscillare
- se cambia la temperatura, può variare il guadagno dell'estensimetro

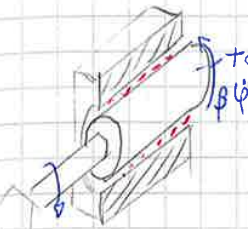
Gli input disturbo possono essere:

- la temperatura che può dilatare il sistema,  $\Rightarrow$  deformazione anche con  $N=0$
- un campo elettrico, che induce una tensione di uscita sul ponte (se non abbiamo schermato bene il circuito)

Possiamo compensare questi input. Es. Se  $T \uparrow$ , variando la tensione, possiamo mettere un diodo con una riduzione di resistenza all'aumentare di  $T$ , compensando la variazione di tensione.

È bene conoscere e misurare il disturbo, in modo che  $inD \cdot F_D$  e  $inM$  : una qualche funzione **FESD - FORWARD** si compensino:  $\rightarrow$

Per smorzare, mettiamo uno SMORZAMENTO VISCO:



tamburo solidale all'asse dell'indicatore.

Mettiamo un fluido viscoso (⋮), che smorza le vibrazioni agendo sul tamburo.

In questo caso il disturbo è causato dalla temperatura!

$T \uparrow \Rightarrow \downarrow \text{viscosità} \Rightarrow \downarrow \beta$  la risposta cade, allora il sistema si modifica

$T \uparrow \Rightarrow \uparrow \text{raggio del tamburo} \Rightarrow \text{si riduce il mozzo} \Rightarrow \text{aumenta la coppia viscosa}$

Se compensiamo la viscosità con la coppia viscosa  $\uparrow$  abbiamo risolto.

## CALIBRAZIONE O TARTURAZIONE

### Passi per la calibrazione

- Identificare tutti i possibili input
- Determiniamo, fra questi input, quelli significativi
- Scegliere la quantità standard, confrontandola con uno strumento che ha una precisione maggiore
- Definire procedure e condizioni di calibrazione in accordo al lavoro dello strumento
- Progettare un banco prova
- Eseguire la calibrazione facendo variare un solo input (gli altri costanti) e misurare gli output.

A fronte di questi dati determiniamo le caratteristiche statiche:

- Sensibilità statica
- linearità
- Campi di lavoro, misura, non linearità...
- risoluzione
- Span (Ampiezza del range)
- isteresi
- Precisione, accuratezza, ripetibilità
- banda morta
- ...

### • GUADAGNO STATICO (static gain)

$$K = \frac{\Delta \text{OUT}}{\Delta \text{IN}} \quad (\text{adimensionale}) \quad \text{ci dà la relazione statica input/output}$$

### • CAMPO DI MISURA

↳ è l'intervallo in cui può variare la variabile misurata dello strumento (min: max), in cui vengono garantite le prestazioni di precisione dello strumento.

### • CAMPO DI CALIBRAZIONE

↳ è quello in cui si fa la calibrazione (tipicamente è inferiore al campo di misura).

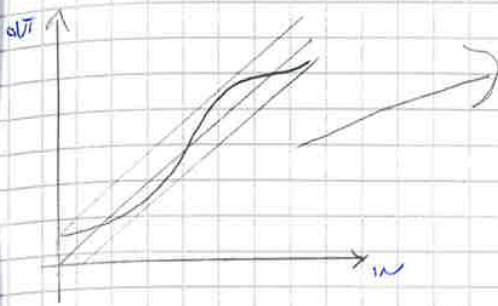
### • SPAN

↳ è il Full Scale range es.  $(-10 \div 10)V \rightarrow \text{ampiezza } 20V$



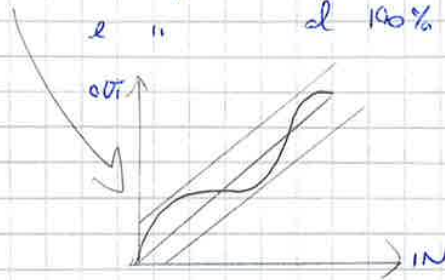
**• LINEARITÀ**

↓ errore fra la caratteristica statica del massimo dei valori del nostro segnale



- **INDIPENDENTE**: la pendenza e l'ordinata all'origine dipendono dalla regressione lineare.

- **DIPENDENTE**: imponiamo allo 0% dell'input 60% dell'output  
 e " " al 100% " " il 100% " "



**• ISTERESI**

↳ è dato come errore rispetto al fondamento.

↳ è causata da effetti meccanici, elettrici...

↳ è la differenza tra l'errore medio in salita e in discesa.

Spesso gli errori non vengono separati (errori complessivi)

**• RISOLUZIONE**

↓  
 Il più piccolo incremento dell'output <sup>misurabile</sup> a fronte di una variazione dell'input.

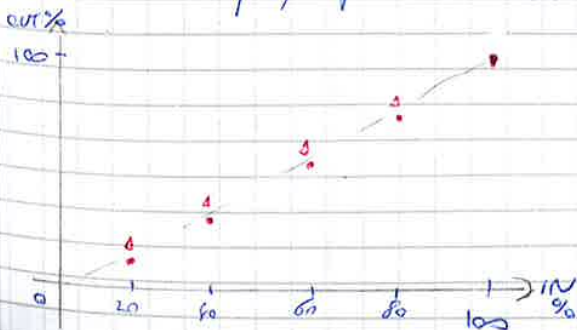
**• BANCA MORTA**

la banda di input che non produce variazione di output

**PROCEDURA DI CALIBRAZIONE** pag. 3.28 / 3.29

- 1) Diamo 0% all'input, e verificiamo che a questo corrisponde 60% dell'output
- 2) " il 100% " " " " " " " " il 100% " "
- 3) Ho così identificato lo span di input e d'output
- 4) Eseguo dei cicli di calibrazione (almeno 3) in cui defino l'input e leggo l'output.

Incremento l'input, aspetto che il sistema si sia stabilizzato, leggo l'output.



Faccio 6 misurazioni per ciascuno ciclo, e ripeto i valori misurati nel ciclo di solito in TAB. 3.31.

Faccio i cicli su i punti di misura



## TRASFORMATE DI LAPLACE

Identificare un modello per ricavare in forma chiusa l'eq. della variabile d'uscita a fronte di un ingresso (qualsiasi).

Permette di ottenere l'integrale generale dell'omogenea associata e l'integrale particolare.

$s = \sigma + j\omega$   
operatore di Laplace

$$\bar{x}(s) = \mathcal{L}\{x(t)\} = \int_0^{+\infty} e^{-st} x(t) dt$$

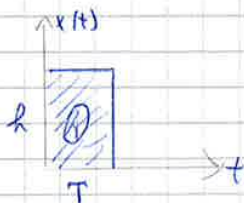
dove:  $x(t)$  è la funzione nel tempo  
 $x(s)$ , " " " in  $s$

Da questo integrale il tempo sparisce.

- Scrivo il modello del sistema
- Trasformo ogni termine dell'equazione assumendo le condizioni iniziali (note)
- Risolvo l'eq. algebrica in funzione della variabile di uscita trasformata in  $s$ ,  $Y(s)$
- Si assume una certa trasformata dell'input, combinazione di  $n$  pezzi
- Nota  $y(s)$  antitrasformo, per ottenere la  $y(t)$ .

## TRASFORMATE ELEMENTARI

### IMPULSO FINITO



$$x(t) = h \quad 0 < t < T$$

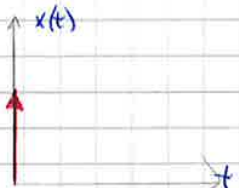
$$x(t) = 0 \quad t > T$$

$A = hT$  *intensità* del comando impulso finito  
area

$A$  punta di  $A$  potrei avere impulsi discreti

$$\bar{x}(s) = \int_0^{+\infty} x(t) e^{-st} dt = \int_0^T h e^{-st} dt = \frac{h}{s} (1 - e^{-Ts})$$

### IMPULSO (delta di Dirac)



$$T \rightarrow 0$$

$$h \rightarrow \infty$$

$$A = hT$$

$$\mathcal{L}\{x(t)\} = \bar{x}(s) = A$$

È come se avessimo cambiato le condizioni iniziali!

Vada a vedere poi la risposta senza una forzante (risposta libera)

↓  
omogenea associata (output = 0)

↳ caratteristiche dinamiche del sistema

Se  $A = 1 \Rightarrow \mathcal{L}\{x(t)\} = 1$

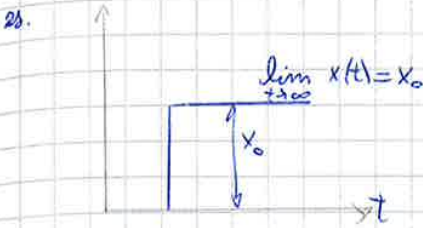
teorema del valore iniziale

$$\lim_{t \rightarrow 0} x(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot \bar{x}(s) = x(0)$$

teorema del valore finale

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \bar{x}(s)$$

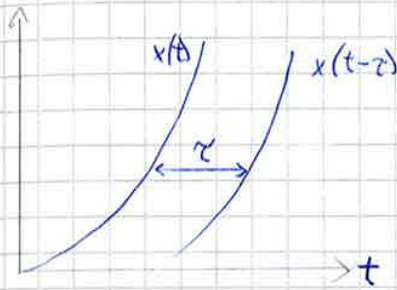
alla fine del comando  $t \rightarrow \infty$  (regime)  
 $\downarrow$   
 $s \rightarrow 0$   
 $\downarrow$   
 componente in frequenza  $\omega = 0$



$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot x(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{x_0}{s} = x_0$$

teorema del ritardo

$$L(x - \tau) = e^{-s\tau} \cdot \bar{x}(s)$$



Il ritardo SPOSTA il segnale.

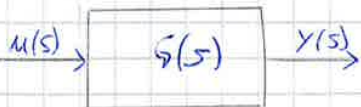
**FUNZIONE DI TRASFERIMENTO**



$$Y(s) \left[ \quad \right] - C.I. y = U(s) \left[ \quad \right] - C.I. u$$

Se C.I. = 0  $\Rightarrow$   $G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \dots$

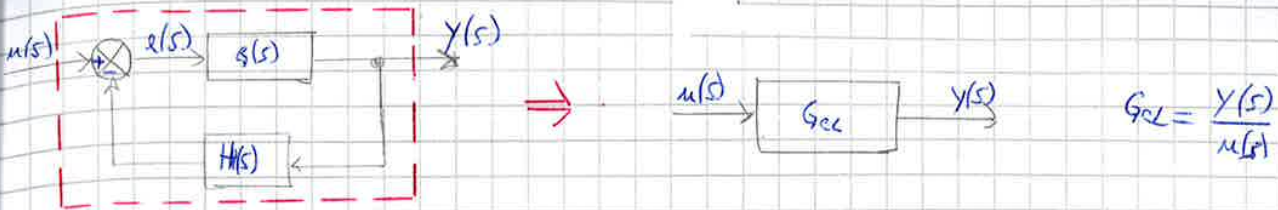
Se fissiamo una  $u(s)$  (trasformata all'ingresso), ottengo un'espressione in  $s \Rightarrow$  posso fare l'antitrasformata per ricavare la risposta nel tempo.



Posso piazzarla al posto del sistema.

**OSS.**

$G(s)$  non dipende dall'input. Si ottiene solo se abbiamo preso un modello lineare.



$G_{cl}$ :  $G$  di closed loop è la funzione di trasferimento del sistema retroazionato, fra ingresso e uscita.

$$Y(s) = G(s)R(s) = G(s)[U(s) - F/B(s)]$$

$$R(s) = U(s) - F/B(s)$$

$$F/B(s) = H(s) \cdot Y(s)$$

$$Y(s) = G(s)[U(s) - H(s)Y(s)]$$

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

↓

$$Y(s)[1 + G(s)H(s)] = G(s)U(s) \Rightarrow \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G(s)}{1 + G_{cl}(s)}$$

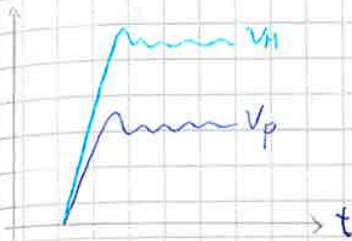
La  $y(t)$  dev'essere sovrapposto a  $u(t)$ , (gli andamenti temporali devono essere simili)

Finché mando un input con una frequenza minore della capacità massima del sistema, viene tutto elaborato. Viceversa le componenti a frequenza superiore non passano.

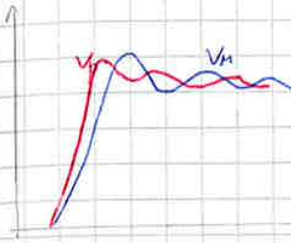
Analizziamo i vari componenti:

• **trasduttore**

↳ Hp. ha un minimo di ritardo



$V_P$  e  $V_M$  sono VSUAKI  $\Rightarrow V_M = V_P \cdot \left[ \begin{matrix} \text{guadagno} \\ \end{matrix} \right]$



→ Se ho un andamento del genere, lo ammetto nel sistema.

$\tau_T \frac{dV_M(t)}{dt} + V_M(t) = K_T V_P(t)$  eq. diff. le del I ordine

↳ trasformo in s

$\tau_T s \bar{V}_M(s) + \bar{V}_M(s) = K_T \bar{V}_P(s)$

$(\tau_T s + 1) \bar{V}_M(s) = K_T \bar{V}_P(s) \Rightarrow G_T = \frac{V_M(s)}{V_P(s)} = \frac{K_T}{\tau_T s + 1}$

• **circuito elettrico**

Nel circuito elettrico, dalla  $V_M$  calcolo la  $i$  (corrente) che circola.

$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V_M(t)$  eq. diff. le I ordine

↳ trasformo in s

$Ls \bar{i}(s) + R \bar{i}(s) = \bar{V}_M(s) \Rightarrow G_{E.E.} = \frac{i(s)}{V_M(s)} = \frac{1}{Ls + R} = \frac{1/R}{Ls + 1} = \frac{1/R}{\tau_{E.E.} s + 1}$

↳  $\tau_{E.E.}$  elettrico, costante di tempo del circuito resistivo induttivo

• **circuiti magnetici**

↳ l'interazione del campo di spira con il campo del magnete mi genera  $e_m$ :

$e_m(t) = K_e i(t)$   $K_e$ : costante di coppia

↳ trasformo in s

$\bar{e}_m(s) = K_e \bar{i}(s) \Rightarrow G_{c.m.} = \frac{e_m(s)}{i(s)} = K_e$

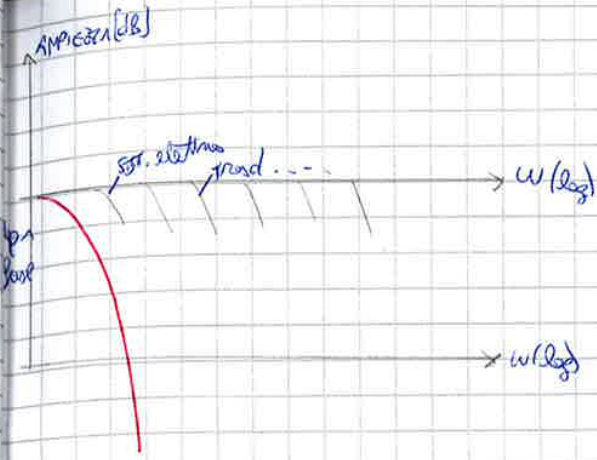
• **albero meccanico**

↳ eq. alla rotazione:  $I \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2} + \gamma \frac{d\theta(t)}{dt} + K_\theta \theta(t) = C_M(t)$  eq. diff. le del II ordine

↳ trasformo in s

$I s^2 \bar{\theta}(s) + \gamma s \bar{\theta}(s) + K_\theta \bar{\theta}(s) = \bar{C}_M(s)$

↳  $G_{albero}(s) = \frac{\theta(s)}{C_M(s)} = \frac{1}{I s^2 + \gamma s + K_\theta}$



Nel diagramma di Bode posso riportare tutti i comportamenti dei sottosistemi a cascata.

Se riparto l'ampiezza in dB, il modulo di una serie di funzioni di trasferimento:

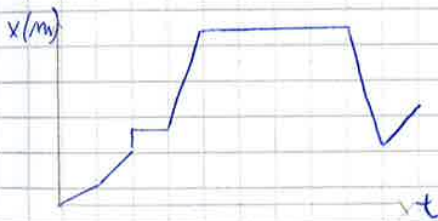
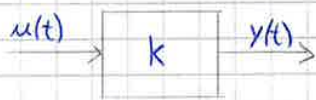
$$\log(A \cdot B) = \log A + \log B$$

↓  
Somma i logaritmi di ogni componente

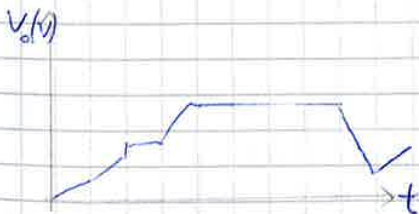
**SISTEMI DI ORDINE 1**

• SISTEMI DI ORDINE 1 → relazioni geometriche, no derivate.

$$A_0 y(t) = B_0 u(t) \Rightarrow y(t) = \frac{B_0}{A_0} u(t) = k u(t)$$

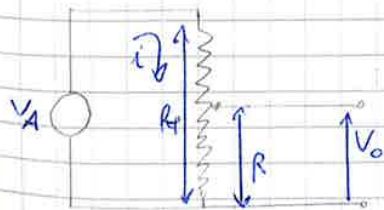


→ Nel tempo la forma è la stessa.



il guadagno  $k$  è costante con  $w$  (nella funzione di trasferimento) non c'è  $s = jw$

Un sistema reale è un POTENZIOMETRO



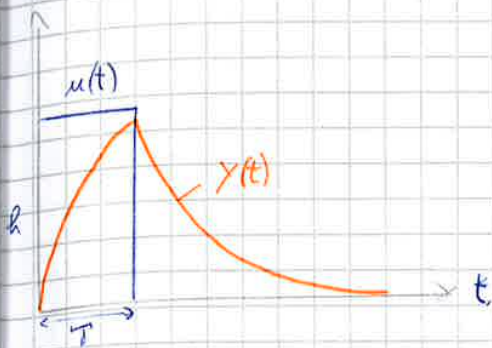
Variando la posizione del cursore sul resistore, faccio variare la tensione  $V_0$  che a questo rapporto un segnale di tensione  $V_0$ .

$V_A = R_t i$  Alimento  $R_t$  con  $V_A$  (costante)

$V_0 = R_i i$

$V_A \cdot x = V_0 \cdot x_t$

### 2) IMPULSO DI DURATA T FINITA



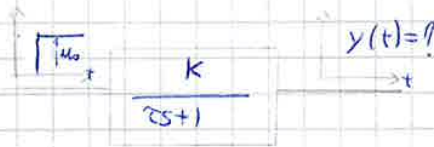
Se la T (durata del <sup>segnale</sup> impulso) è molto più piccola di  $\tau$  ( $\frac{T}{\tau} \ll 1$ ) potremmo approssimare la risposta del sistema al segnale impulso come quella che il sistema avrebbe con un segnale impulsivo.

$[\tau] = \text{secondi}$  (è un tempo)

oss.

Un sistema del I ordine non presenta oscillazioni nel tempo.

### 3) RISPOSTA A GRADINO



in fatti semplici

$$Y(s) = \frac{K}{s+1} \cdot \frac{M_0}{s} = \frac{K M_0}{(s+1)s} = \frac{K_1}{s+1/\tau} + \frac{K_2}{s+0}$$

0 e  $\pm 1/\tau$  sono le radici del denominatore

$$G(s) = K \frac{\prod_{j=1}^m (s+z_j)}{\prod_{i=1}^n (s+p_i)} = \frac{K_1}{s+p_1} + \dots + \frac{K_i}{s+p_i} + \dots + \frac{K_0}{s+p_0} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_m s^m + \dots + a_1 s + a_0}$$

antitrasformo

Vedo a vedere nella risposta qual è il contributo dell'omogenea associata

$$g(t) = K_1 e^{-p_1 t} + \dots + K_i e^{-p_i t} + \dots + K_m e^{-p_m t}$$

l'uscita dipende da come è fatto il sistema e dalla forzante.  
 TRANSITORIO                      REGIME

Quanto valgono  $K_1, K_2, \dots, K_m$ ?

facendo riferimento a  $K_i$ , moltiplico tutti i termini per  $(s+p_i)$ :

$$(s+p_i)g(s) = \frac{K_1}{(s+p_1)}(s+p_i) + \dots + \frac{K_i}{(s+p_i)}(s+p_i) + \dots + \frac{K_m}{(s+p_m)}(s+p_i)$$

$$K_i = \lim_{s \rightarrow -p_i} (s+p_i)g(s)$$

Si ricava che:

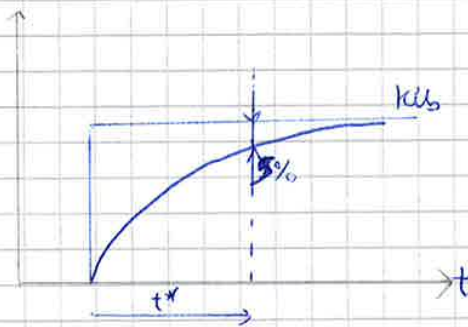
$$y(t) = K_1 e^{-t/\tau} + K_2 e^{-0t}$$



Se  $v\%$  è 5% (0,05)  $\Rightarrow t^* = -\tau \ln(0,05) \approx 3\tau$  (vedi grafico)

Se al posto di 5% avessi un'altra banda, avrei il  $t^*$  corrispondente:

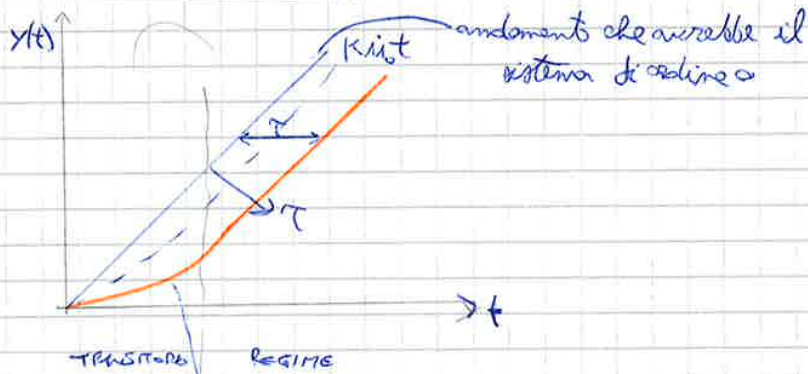
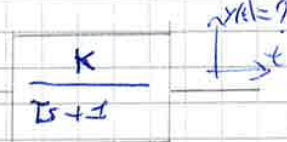
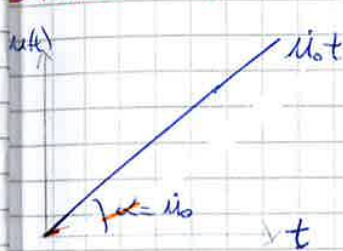
$t/\tau$	$y(t)/k_{st}$
0	0
1	63,2%
2	86,5%
3	95%
4	98,2%
$\infty$	1



$$\tau = t^*/3$$

Ho un primo parametro che mi dice come risponde il sistema.

### RISPOSTA AD UNA RAMPA



RISPOSTA

$$y(t) = k_{st} u_0 (t - \tau + \tau e^{-t/\tau})$$

l'accesso al regime avviene senza perturbazione.

Se  $t \rightarrow \infty$ ,  $e^{-t/\tau} \rightarrow 0 \Rightarrow y(t)$  è ritardata di  $\tau$  rispetto alla risposta del sistema di ordine 0 ( $k_{st} u_0 t$ )

L'errore si vede in ~~regime~~, a regime:  $k_{st} u_0 t - [k_{st} u_0 (t - \tau)] = k_{st} u_0 \tau$  **errore**

$\downarrow$   
è tanto + piccolo quanto + piccola è la costante di tempo.

$$Y_R(t) = \mathcal{F}(-j\omega) \frac{M_0}{-2j} e^{-j\omega t} + \mathcal{F}(j\omega) \frac{M_0}{2j} e^{j\omega t}$$
 a regime

$$G(j\omega) = Re + jIm$$
  

$$G(-j\omega) = Re - jIm$$
  

$$e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin \omega t$$
  

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$$
 (Euler)

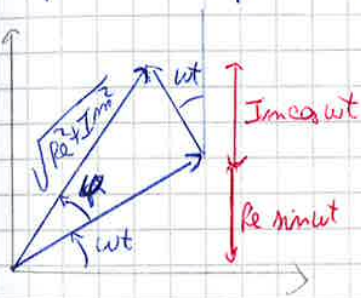
Sostituendo:

$$Y_R(t) = (Re - jIm) \frac{M_0}{-2j} (\cos \omega t - j \sin \omega t) + (Re + jIm) \frac{M_0}{2j} (\cos \omega t + j \sin \omega t) =$$

$$= \frac{M_0}{-2j} [Re \cos \omega t - j Re \sin \omega t - j Im \cos \omega t - Im \sin \omega t] +$$

$$+ \frac{M_0}{2j} [Re \cos \omega t + j Re \sin \omega t + j Im \cos \omega t - Im \sin \omega t] = M_0 Im \cos \omega t + M_0 Re \sin \omega t$$

Posso pensare a questa risposta come ad un vettore rotante con velocità angolare  $\omega$ :



$$Y(t) = M_0 \sqrt{Re^2 + Im^2} \sin(\omega t + \varphi)$$

Il vettore parte reale sommo la parte immaginaria per avere la somma in quadratura.

$$Y_0 = M_0 \sqrt{Re^2 + Im^2}$$

variano con  $\omega$ ,  
non con  $M_0$

$$Y_0 = M_0 |G(j\omega)|$$
 moduli della funzione di trasferimento

$$\varphi = \arctg \frac{Im}{Re} = \arg G(j\omega)$$

Un modo per rappresentare questo comportamento è vedere la risposta variando la pulsanza.

Ripetiamo il valore di  $\frac{Y_0}{M_0}$  e la fase:

$$\frac{Y_0}{M_0} = |G(j\omega)|$$

DIAGRAMMA DI AMPLIEZZA



DIAGRAMMA IN FASE

$$\varphi = \arg(G(j\omega))$$

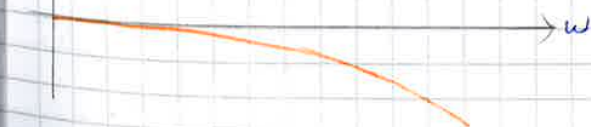


DIAGRAMMA DI FASE

Risposta in frequenza SVS I ordine

$$Y_0 = |G(j\omega)| M_0$$

$$\varphi = \arg[G(j\omega)] = \arctg \frac{\text{Im}(G(j\omega))}{\text{Re}(G(j\omega))}$$

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{K}{\tau j\omega + 1} \right| = \frac{K(1 - \tau^2 \omega^2)}{\tau^2 \omega^2 + 1} = \frac{K}{\tau^2 \omega^2 + 1} \sqrt{\tau^2 \omega^2 + 1} = \frac{K}{\sqrt{\tau^2 \omega^2 + 1}} \Rightarrow \frac{Y_0}{M_0} = \frac{1}{\sqrt{\tau^2 \omega^2 + 1}}$$

$$\arg[G(j\omega)] = \arctg \frac{\text{Im}(G(j\omega))}{\text{Re}(G(j\omega))} = \arctg \left( \frac{-\tau\omega}{1} \right) = \arctg(-\tau\omega) \Rightarrow \varphi = \arctg(-\tau\omega)$$

Plots  $\frac{Y_0}{M_0}$  e  $\varphi$ :

Se  $\omega=0 \Rightarrow |G(0)| = \frac{K_0}{\sqrt{1}} = K_0$

$\varphi(0) = \arctg(-\tau \cdot 0) = 0$

Se  $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow |G(\infty)| = 0$

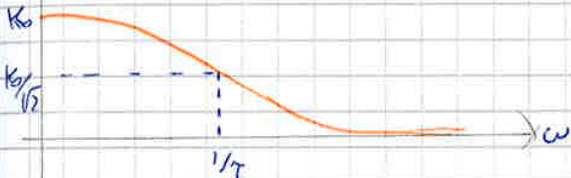
$\varphi(\infty) = -90^\circ$

Se  $\omega = \frac{1}{\tau} \Rightarrow |G(j\frac{1}{\tau})| = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$

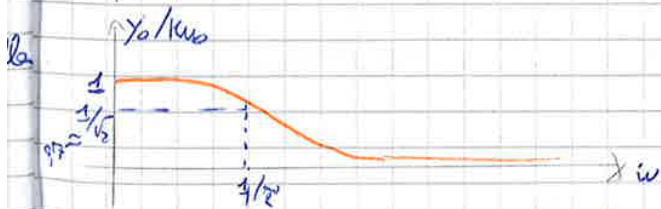
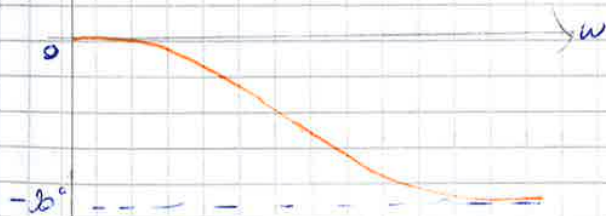
$\varphi = \arctg(-1) = -45^\circ$

$\frac{1}{\tau}$  è un parametro del sistema

$$\frac{Y_0}{M_0} = |G(j\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{\tau^2 \omega^2 + 1}}$$



$$\varphi = \arctg(-\tau\omega)$$



$$20 \log_{10}(1/\sqrt{2}) = -3 \text{ dB}$$

Se facciamo arrivare al sistema dei segnali sinusoidali con ampiezza inferiore a quella propria del sistema, l'ampiezza non viene attenuata.

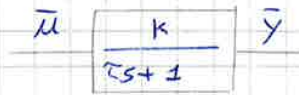
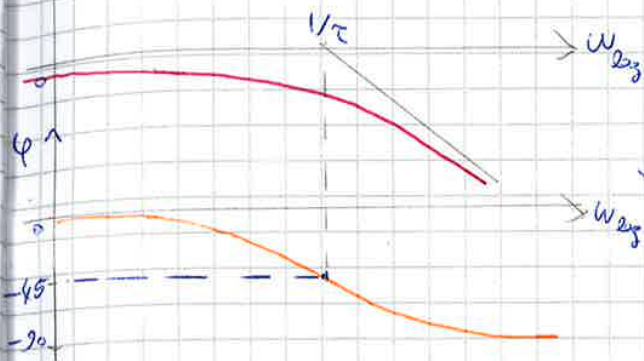
Quando aumentiamo  $\omega$ , vicino ad  $\omega = 1/\tau$ , ho attenuato l'ingresso  $M_0$ ,  $0,7 K_0 M_0$ .

Se do al sistema una  $\omega$  troppo alta, il sistema fa da filtro, non ce la fa ad elaborare.

Potrei mettere sulle asse sia  $\omega$  in scala logaritmica.

Al diagramma d'ampiezza si deve associare il diagramma di fase:

$Y_0/K \omega \text{ dB}$



risposta in frequenza di questo sistema

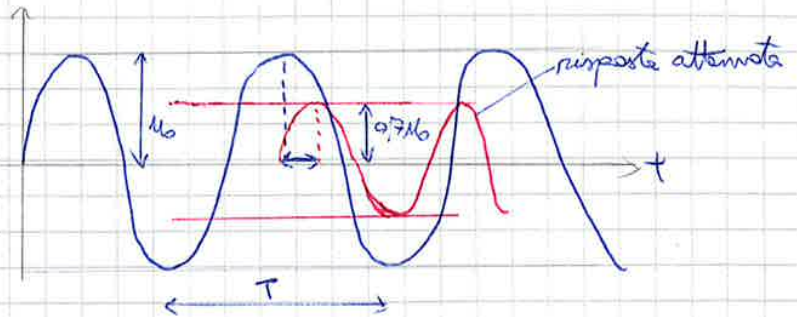
$1/\tau$  è il punto in cui il sistema inizia ad ATENUARE.

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad \omega = \frac{1}{T}$$

$$\downarrow \quad \quad \quad \downarrow$$

$$T = 2\pi\tau$$

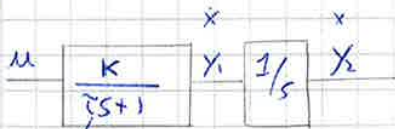
$K=1$   
Per sovrapporre  
u. e y



Se ho aumentato di una decade  $\omega$ , sono sceso di 20 dB  $\Rightarrow$  l'ampiezza è -20 dB  $\Rightarrow$  vale  $1/10$ .

$$20 \log(0,1) = -20$$

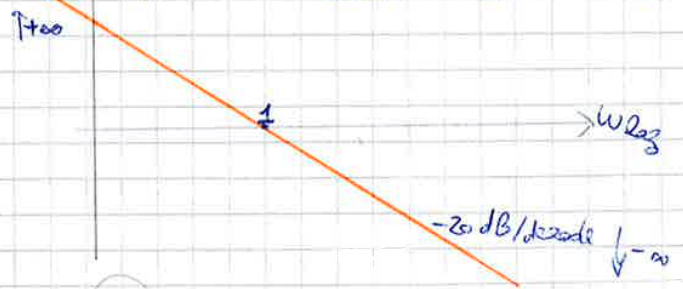
Supponiamo che ci siano 2 sistemi del primo ordine in serie:



Ha una radice finita (polo)  
con parte reale negativa

La sua risposta in frequenza è del tipo:

$$20 \log |G(j\omega)| = 20 \log \left| \frac{1}{j\omega} \right| = 20 \log \left( \frac{1}{\omega} \right) = -20 \log \omega$$



$$\left| \frac{1}{j\omega} \right| = \left| \frac{-j\omega}{(j\omega)(-j\omega)} \right| = \frac{-j}{\omega}$$

↓  
parte reale: 0

$$\left| \left( \frac{-j}{\omega} \right)^2 + 0 \right| = \frac{1}{\omega}$$

" immag.:  $-\frac{1}{\omega}$

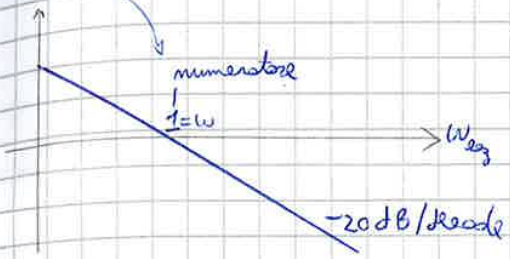
Per  $\omega \rightarrow 0$ ,  $-20 \log \omega \rightarrow +\infty$

Per  $\omega \rightarrow +\infty$ ,  $-20 \log \omega \rightarrow -\infty$

Per  $\omega = 1$ ,  $-20 \log \omega = 0$

Se la  $G(s)$  fosse  $1/s$  (anziché  $1/s$ ), avremmo lo stesso andamento, ma con il taglio dell'asse  $x$  in  $\alpha$ .

$G(s) = 1/s$



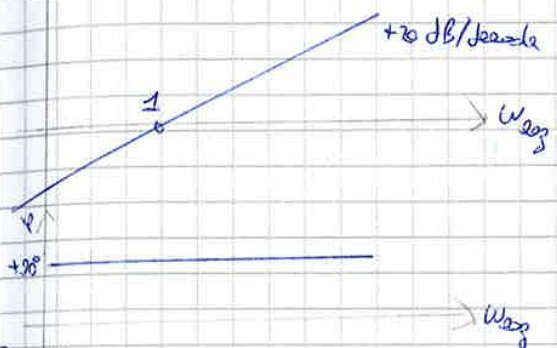
$G(s) = s$

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

DERIVATIVO

$|G(j\omega)|_{dB}$

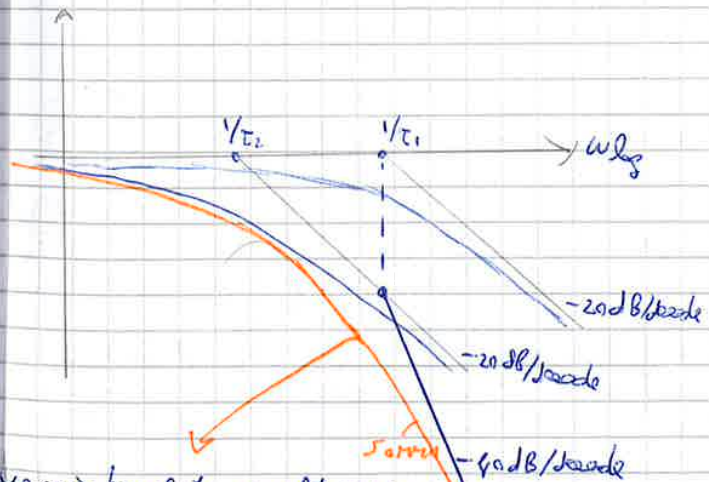
$|G(j\omega)| = \omega$



Se abbiamo:



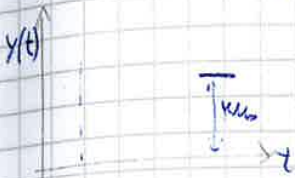
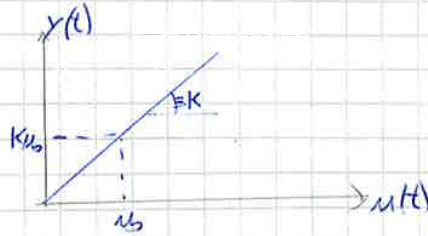
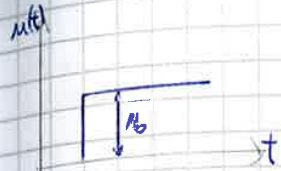
Hp.  $\tau_1 < \tau_2 \Rightarrow \frac{1}{\tau_1} > \frac{1}{\tau_2}$



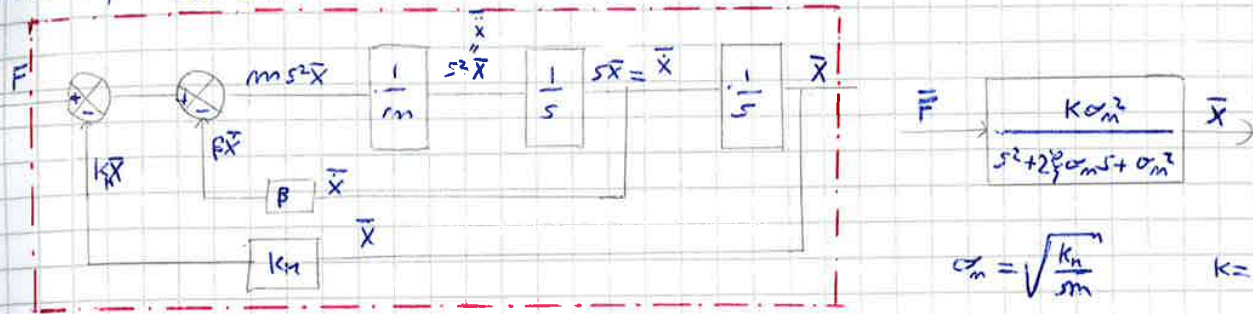
verrà traslata + in alto o in basso in base ai valori di  $K_1$  e  $K_2$ .

Se  $\tau_1 < \tau_2$  di + di un ordine di grandezza ( $\tau_1 = 1ms, \tau_2 = 0.1s$ )  $\Rightarrow \omega$  differenti, chiamando il sistema con  $\tau_2$  (COSA DI BOTTIGLIA).

Valore di  $x(t)$



$$(ms^2 + \beta s + k)\bar{x} = \bar{F}$$



$$\sigma_n = \sqrt{\frac{k_n}{m}} \quad k = \frac{1}{k_n}$$

$$\zeta = \frac{\beta}{2\sqrt{k_n m}}$$

L'eq. caratteristica  $s^2 + 2\zeta\sigma_n s + \sigma_n^2 = 0$  può avere:

espansione negativa come risposta

- ① 2 radici reali distinte negative:  $\zeta > 1$  **SISTEMA SOVRASMORZATO** (simile al I ordine)  
 No armoniche sulla parte libera della risposta
- ② 2 radici reali coincidenti:  $\zeta = 1$  **sistema criticamente smorzato**
- ③ " " complesse coniugate distinte:  $0 \leq \zeta < 1$  **SISTEMA SOTTO SMORZATO**  
 ↳ gran parte dei sistemi

$\zeta = 0,7 \pm 0,8$  è un buon sistema (basso errore dinamico fra input e output)

Il sistema sottosmorzato ha delle armoniche nella parte di risposta libera.

- ④ **sistema non smorzato** → NON ESISTE  
 2 radici complesse coniugate, con parte reale  $\neq 0$ .

Come ricavare la II espressione?

derivata  
LOGARITMICA

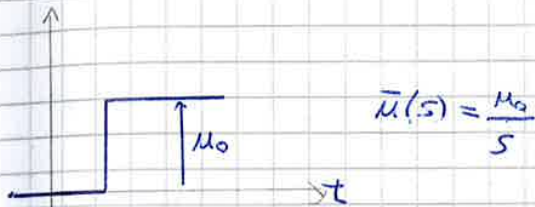
$$f = \ln \frac{y_{i+1}}{y_i} = \ln \frac{\frac{KA \sigma_m}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \sigma_m t_{i+1}} \sin(\sigma_m \sqrt{1-\zeta^2} t_{i+1})}{\frac{KA \sigma_m}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \sigma_m t_i} \sin(\sigma_m \sqrt{1-\zeta^2} t_i)} = \ln \frac{e^{-\zeta \sigma_m t_{i+1}} \sin(\sigma_m \sqrt{1-\zeta^2} t_{i+1})}{e^{-\zeta \sigma_m t_i} \sin(\sigma_m \sqrt{1-\zeta^2} t_i)}$$

dopo un periodo il seno non cambia

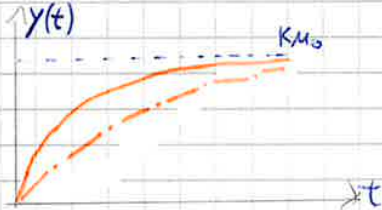
$$= -\zeta \sigma_m T_s = -\zeta \sigma_m \frac{2\pi}{\sigma_m \sqrt{1-\zeta^2}} \Rightarrow \sigma = \frac{-\zeta 2\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}} \rightarrow \text{calcol (E)}$$

(\*) dal periodo calcol  $\sigma_m \Rightarrow \sigma_m = \frac{2\pi}{T_s \sqrt{1-2\zeta^2}} \rightarrow \text{calcol (C)}$

**RISPOSTA AL GRADINO**



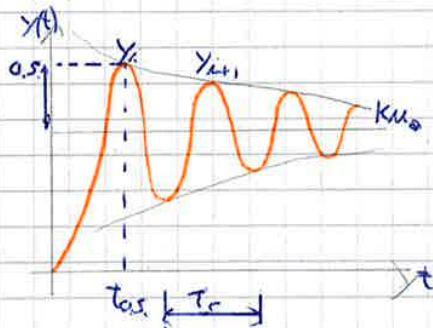
①  $\zeta > 1$



---  $\zeta > 1$   
—  $\zeta = 1$

②  $\zeta = 1$

③  $\zeta < 1$



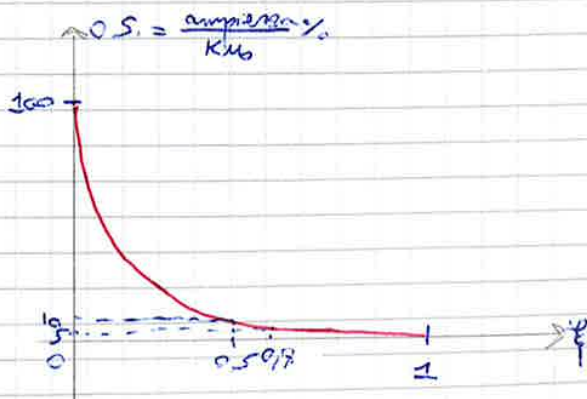
Nel sistema sottosmorzato, le curve di estinzione istantanea sono asintotiche al valore di regime.

**OVERSHOOT**: quanto supera la risposta a partire dal valore di regime!

Si deve misurare al primo colpo, perché dopo si smorza.

$$O.S. = K U_0 e^{\frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \Rightarrow O.S. = f(\zeta)$$

$$t_{0.5} = \frac{T_s}{2} = \frac{\pi}{\sigma_m \sqrt{1-\zeta^2}}$$



**RISPOSTA IN FREQUENZA**

$u(t) = M_0 \sin(\omega t)$

$$\frac{K \omega_m^2}{s^2 + 2\zeta \omega_m s + \omega_m^2}$$

$y(t) = Y_0 \sin(\omega t + \varphi)$

$\varphi$  è negativo (retardato)  
 Se abbiamo + pole che zero

$Y_0 = |G(j\omega)| M_0$  ampiezza della risposta sinusoidale

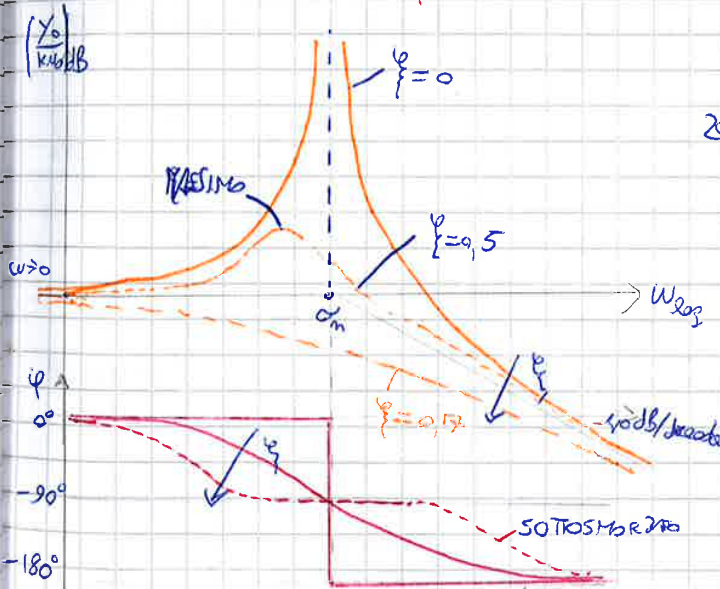
$\varphi = \arg[G(j\omega)] = \arctg \frac{\text{Im} G(j\omega)}{\text{Re} G(j\omega)}$  sfasamento

$$|G(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_m^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_m^2}}} \Rightarrow \varphi = \arg G(j\omega) = \arctg \left( \frac{-2 \frac{\omega}{\omega_m}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_m^2}} \right)$$

↓ derivata = 0 per trovare il massimo

$M_p = \left| \frac{Y_0}{K M_0} \right|_{\max} = \frac{1}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}}$  per  $0 < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$  → esiste un massimo,  $\omega_p = \omega_m \sqrt{1 - 2\zeta^2}$  per  $0 < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$

↓ picco d'ampiezza



$$20 \log \left| \frac{G(j\omega)}{K} \right| = 20 \log 1 - 20 \log \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_m^2}\right)^2 + 4\zeta^2 \frac{\omega^2}{\omega_m^2}}$$

- Se  $\omega \rightarrow 0$ : moduli =  $20 \log 1 = 0$  dB
- Se  $\omega \rightarrow \infty$ : moduli =  $-20 \log \omega = -\infty$  dB con che pendenza?  $-20 \log \frac{\omega^2}{\omega_m^2} = -20 \cdot 2 \log \frac{\omega}{\omega_m} = -40 \log \frac{\omega}{\omega_m}$
- $\omega \rightarrow \omega_m$ : **RISONANZA** → la risposta a regime ha ampiezza  $\infty$ .  
 ↓  
 Se  $\zeta = 0$

osservando l'espressione della fase:

- Per  $\omega/\omega_m \ll 1$  ( $\omega \rightarrow 0$ ):  $\varphi = \arctg 0 = 0^\circ$
- Per  $\omega/\omega_m = 1$  ( $\omega = \omega_m$ ):  $\varphi = \arctg -2\zeta/0 = -90^\circ$
- Per  $\omega/\omega_m \gg 1$  ( $\omega \rightarrow \infty$ ):  $\varphi = \arctg \frac{-2\zeta}{\omega/\omega_m} = -180^\circ$

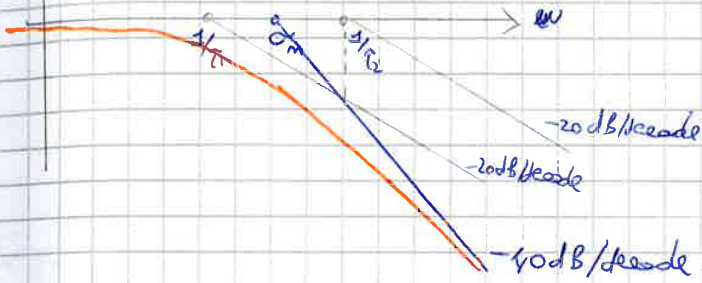


$$\Rightarrow \sigma_m = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}}$$

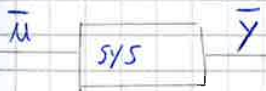
$$2\zeta\sigma_m = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} \Rightarrow \zeta = \frac{(\tau_1 + \tau_2)\sqrt{\tau_1 \tau_2}}{\tau_1 \tau_2 \cdot 2} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\sqrt{\tau_1 \tau_2}} > 1$$

$$k = k_1 \cdot k_2$$

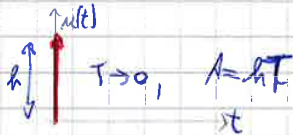
$$\left| \frac{1}{\tau_1 s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right|_{dB}$$



### RIEPILOGO



1) IMPULSO INFINITESIMO



• ORDINE 0

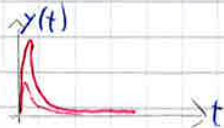


• ORDINE 1

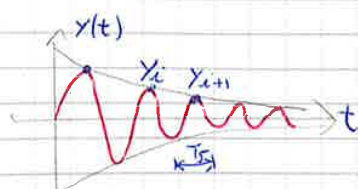


• ORDINE 2

$\zeta > 1$

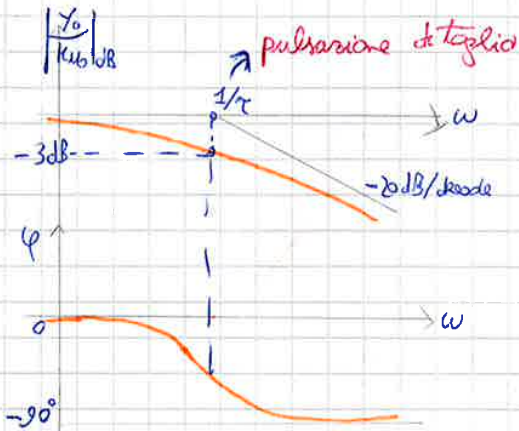
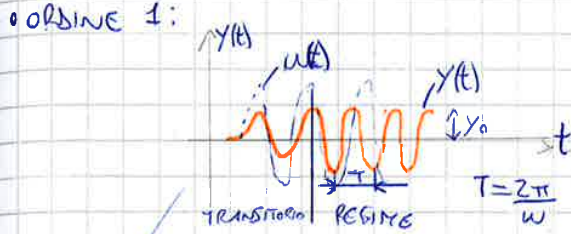
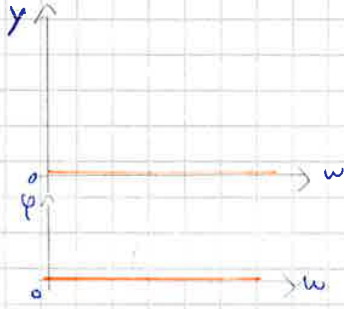
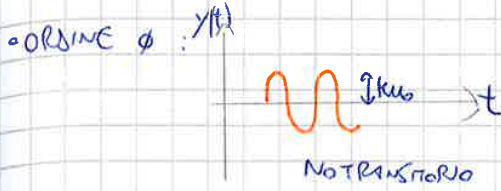
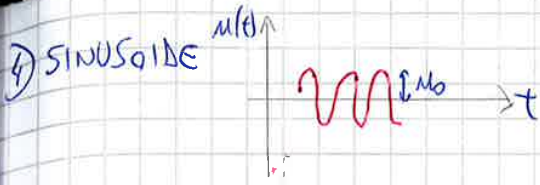


$\zeta < 1$



$$\delta = f(\zeta); \quad T_s = \frac{2\pi}{\sigma_m \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

$$\sigma_m = \frac{2\pi T_s}{\sqrt{1 - \zeta^2}}$$



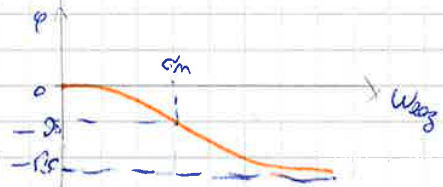
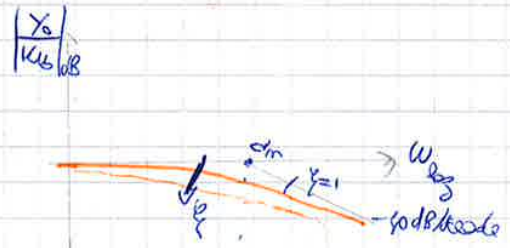
Se  $y_0 = 0,7 \cdot K_u u_0$   
 0,7 in decibel  $\approx -3dB$

Conoscendo il periodo, conoscendo  $\omega$ , trova  $\tau = \frac{1}{\omega}$

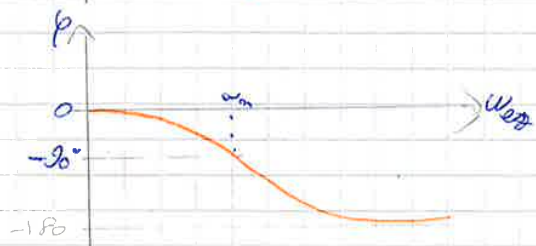
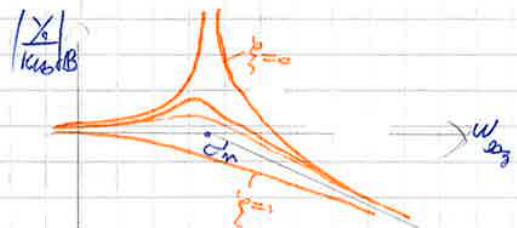
$\omega = 2\pi f$   
 $\omega = \frac{2\pi}{T}$   
 $\omega_c = 1/\tau$

2° ORDINE  $\phi$ :

$\zeta > 1$



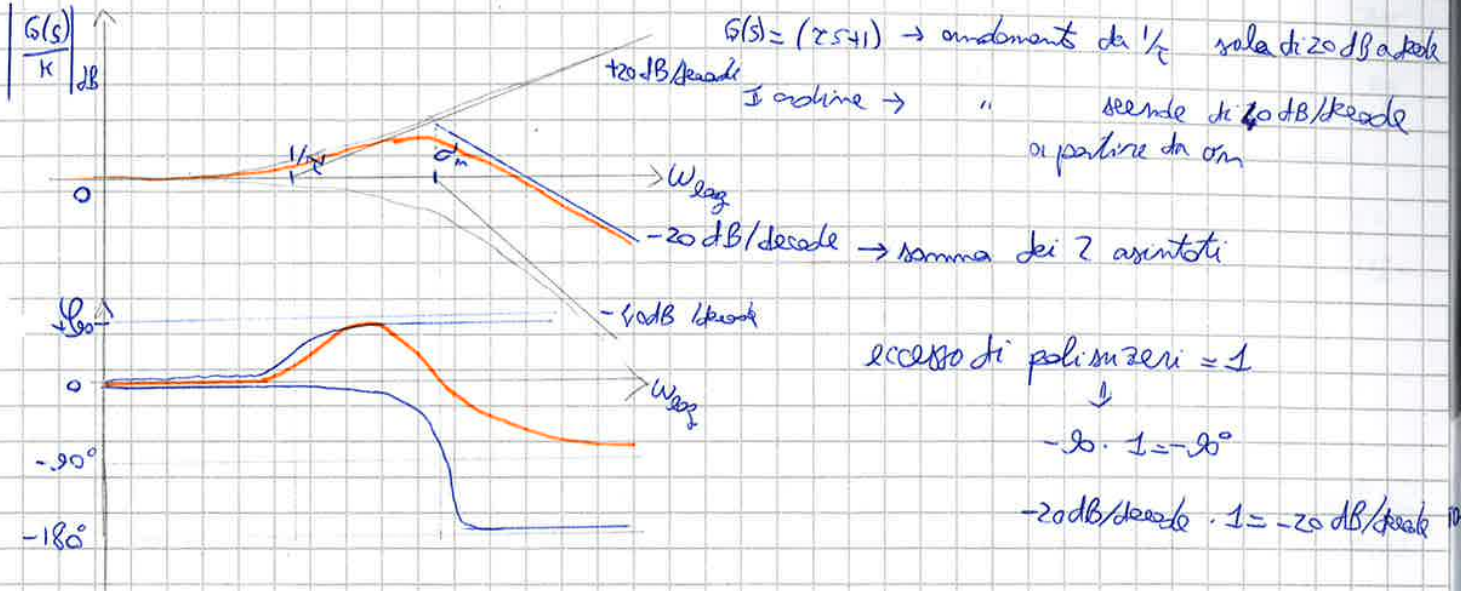
$\zeta < 1$



Ipotesiamo un sistema che abbia uno o due poli:

$$\bar{u} \left[ \frac{(Ts+1) \sigma_m^2 K}{s^2 + 2\zeta \sigma_m s + \sigma_m^2} \right] \bar{y}$$

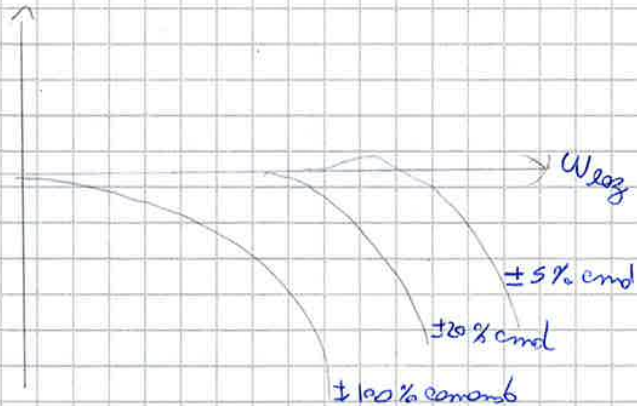
$$H_p \frac{1}{T} < \sigma_m$$



**SISTEMA NON LINEARE**

$$u(t) \text{ [SYS] } y(t)$$

Per esempio, al diminuire della percentuale di comando il sistema potrebbe diventare + sottosmorzato.



Riprendiamo il discorso del servomotore elettrico: 2.12 LIBRO

19/11/15

ricorriamo la funzione di trasferimento per il motore elettrico, e il diagramma di Bode per il sistema.

Avremo subito diverse equazioni:

errore commesso

$$① \bar{V}_{\text{ref}} = G_e (\bar{x}_{\text{set}} \cdot K_{\text{set}} - \bar{V}_{F/B})$$

$$② \bar{V}_A = (\bar{V}_{\text{ref}} - \bar{V}_{F/B}) G_w \cdot \text{AMP. al motore}$$

$$③ (\bar{V}_A - k_e \bar{\omega}) \frac{1}{(Ls + R)} = \bar{i}$$

$$④ \bar{C}_m = k_e \bar{i}$$

$$⑤ (\bar{C}_m - \bar{C}_r - \delta \bar{\omega}) \frac{1}{I_m s} = \bar{\omega}$$

$$⑥ X = \frac{P}{2\pi} \frac{1}{s} \bar{\omega}$$

$$⑦ \bar{V}_{F/B} = k_x \bar{X}$$

$$⑧ \bar{V}_{F/B} = k_{\phi} \bar{\omega}$$

$$⑨ \bar{C}_r = \frac{P}{2\pi \eta} \cdot \bar{F}_e$$

Qual'è la  $G_{ec} = \frac{\bar{X}}{\bar{x}_{\text{set}}}$  ? e la  $G_{ol} = \frac{\bar{V}_{F/B}}{\bar{V}_{\text{ref}} - \bar{V}_{F/B}}$  ?  
errore

Iniziamo dalla funzione di trasferimento del motore elettrico:

$$M_E = \frac{\bar{\omega}}{\bar{V}_A}$$

con  $\bar{E}_e = 0$

$$③ \left\{ \begin{aligned} \bar{V}_A &= k_e \bar{\omega} + \bar{i} (R + Ls) \end{aligned} \right.$$

$$⑤ \left\{ \begin{aligned} \bar{\omega} (I_m s + \delta) = \bar{C}_m - \bar{C}_r &= k_e \bar{i} - \bar{C}_r \Rightarrow \bar{\omega} \frac{(I_m s + \delta)}{k_e} = \bar{i} - \frac{\bar{C}_r}{k_e} \Rightarrow \bar{i} = \frac{(I_m s + \delta)}{k_e} \bar{\omega} + \frac{\bar{C}_r}{k_e} \end{aligned} \right.$$

$$④ \left\{ \begin{aligned} \bar{C}_m &= k_e \bar{i} \end{aligned} \right.$$

$$\bar{V}_A = k_e \bar{\omega} + \frac{(I_m s + \delta)}{k_e} (R + Ls) \bar{\omega} + (R + Ls) \frac{\bar{C}_r}{k_e}$$

$\cdot k_e$

$$\bar{V}_A \cdot k_e = k_e \cdot k_e \bar{\omega} + (I_m s + \delta) (R + Ls) \bar{\omega} + (R + Ls) \cdot \bar{C}_r$$

$$\bar{V}_A k_e = [I_m R s + R \delta + I_m L s^2 + L \delta s] \bar{\omega} + k_e k_e \bar{\omega} + (R + Ls) \cdot \bar{C}_r \Rightarrow$$

Hp semplificative:

$$\delta=0 \Rightarrow \varphi=0 \Rightarrow \bar{r}_2=0 \Rightarrow \frac{\bar{w}}{\bar{v}_1} = \frac{k_w}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1} = \frac{k_w / \tau_m \tau_e}{s^2 + \frac{\tau_m s + 1}{\tau_m \tau_e}} \quad \text{II ORDINE}$$

$$\downarrow$$

$$\frac{k_w \alpha_e^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}$$

Dati:

$$\alpha_e = \frac{1}{\tau_m \tau_e}$$

$$2\zeta \alpha_e = \frac{\tau_m}{\tau_m \tau_e} = \frac{1}{\tau_e} \Rightarrow \zeta = \frac{1}{2\alpha_e \tau_e} = \frac{\sqrt{\tau_m \tau_e}}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_m}{\tau_e}}$$

Normalmente,  $\tau_m > \tau_e$  (vale di un ordine di grandezza).

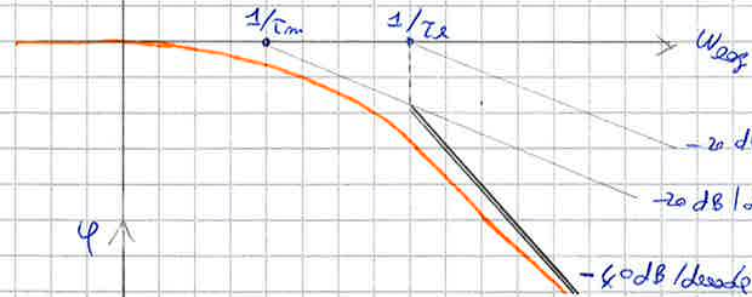
Ad esempio, se  $\tau_m = 10\tau_e$

$$\frac{\tau_m}{\tau_e} = 10 \Rightarrow \sqrt{\frac{\tau_m}{\tau_e}} > 1 \Rightarrow \zeta > 1 \quad \text{fattore di smorzamento elettrico}$$

II ORDINE  
SOVRASMORZATO (2 poli distinti)

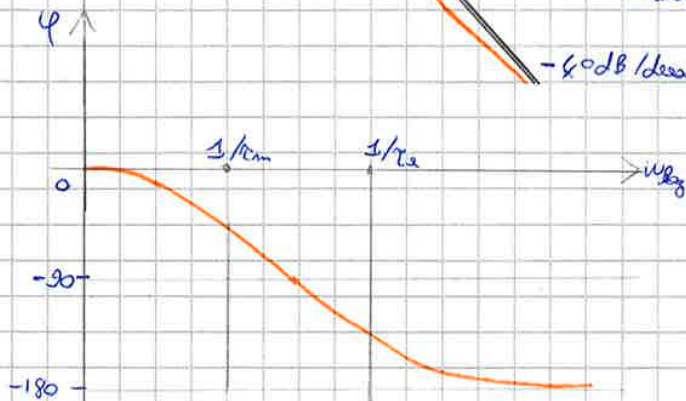
Diagr. di Bode (del motore)

$$\left| \frac{\bar{w}}{k_w \bar{v}_1} \right|_{dB}$$



$$\frac{1}{\tau_m} \quad \frac{1}{\tau_e} \quad \text{poli}$$

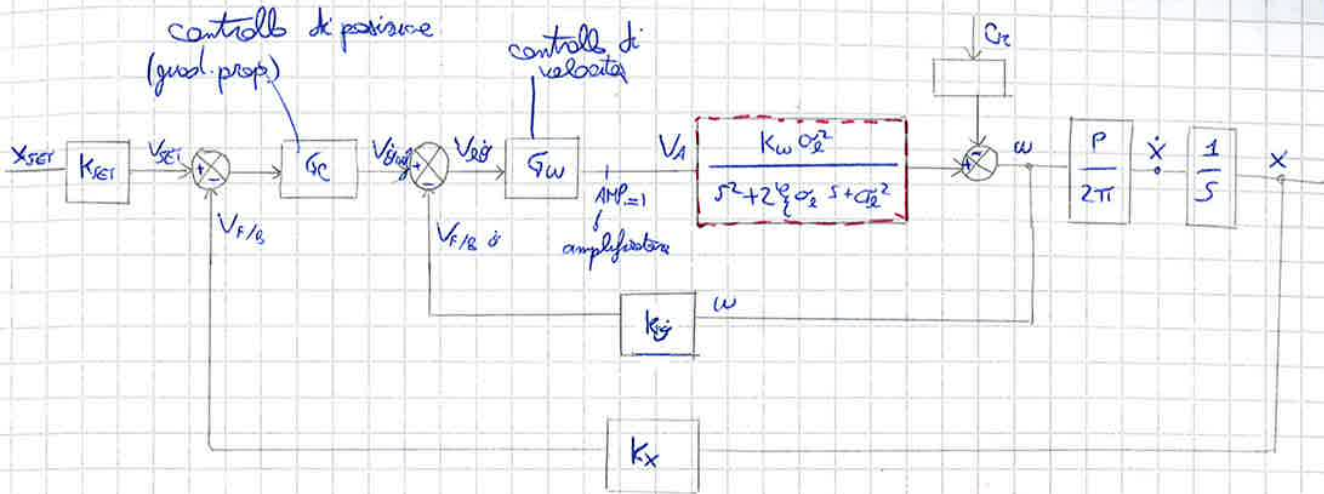
in realtà, sono le radici del denominatore della funzione di trasferimento.



Nel caso in cui  $r_2 = 0$  (manca uno dei poli al numeratore)

Se ci fosse il II polo, avremmo un eccesso di poli su z pari a 1  $\Rightarrow -20 \cdot 1 = -20 \text{ dB/decade}$   
 $-20 \cdot 1 = -20 \text{ dB/decade}$

19/11/15  
POMERIGGIO



Proviamo a chiudere l'anello di velocità → tra  $V_{e\dot{\theta}}$  e  $\omega$

$$G_{cl\omega} = \frac{\omega}{V_{e\dot{\theta}}} = \frac{\frac{G_w K_w \omega_e^2}{s^2 + 2\zeta \omega_e s + \omega_e^2}}{1 + \frac{G_w K_w \omega_e^2}{s^2 + 2\zeta \omega_e s + \omega_e^2} \cdot K_{\dot{x}}} = \frac{G_w K_w \omega_e^2}{s^2 + 2\zeta \omega_e s + \omega_e^2 + G_w K_w \omega_e^2 K_{\dot{x}}}$$

Se la  $G_{cl}$  del controllo di velocità è del II ordine (tra  $V_{e\dot{\theta}}$  e  $V_f/B \dot{\theta}$ ), anche la  $G_{cl}$  sarà del II ordine (assumendo che la  $G_w$  sia un pur guadagno proporzionale).

Quando chiudiamo l'anello, cambiano le posizioni dei poli, si spostano verso frequenze più alte ⇒ MISURA LA DINAMICA DEL SISTEMA.

L'ordine tra anello aperto e chiuso non cambia.

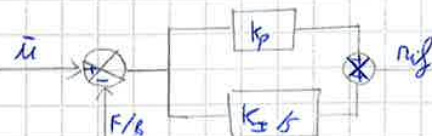
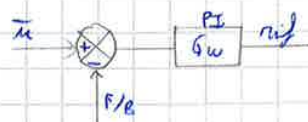
$$\textcircled{\ast} G_{ol\omega} = \frac{V_f/B \dot{\theta}}{V_{e\dot{\theta}}} = G_w \frac{K_w \omega_e^2}{s^2 + 2\zeta \omega_e s + \omega_e^2} \cdot K_{\dot{x}}$$

Se diamo un gradino a  $V_{e\dot{\theta}}$ ,  $\omega$  a regime non si paragona al gradino. Con un guadagno puramente proporzionale c'è un ERRORE A REGIME.

Con  $\lim_{s \rightarrow 0}$  otteniamo un guadagno statico  $< 1$ .

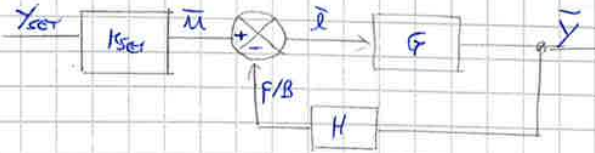
Il denominatore di  $G_{cl}$  non sarà mai uguale al numeratore. Per risolvere mi serve anche una parte INTEGRATIVA →

$$K_p + \frac{K_I}{s} = G_w$$



$$G_{OL} = \frac{F/B}{e} = G \cdot H$$

$$G_{CL} = \frac{\bar{Y}}{\bar{U}} = \frac{G}{1+GH}$$



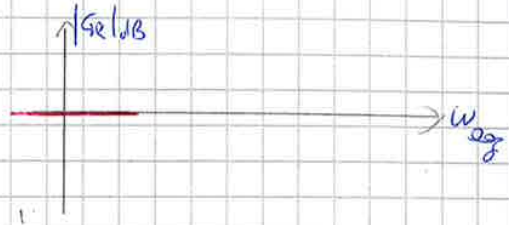
Se  $GH \gg 1 \Rightarrow G_{CL} \approx \frac{G}{GH} \approx \frac{1}{H}$

Affinchè l'ingresso e uscita abbiano le stesse dimensioni, devo mettere un  $K_{SET}$ :

$$G_{CL} = \frac{Y}{Y_{SET}} = \frac{K_{SET} \cdot H}{H} = 1 \Rightarrow 20 \log_{10}(1) = 0 \text{ dB}$$

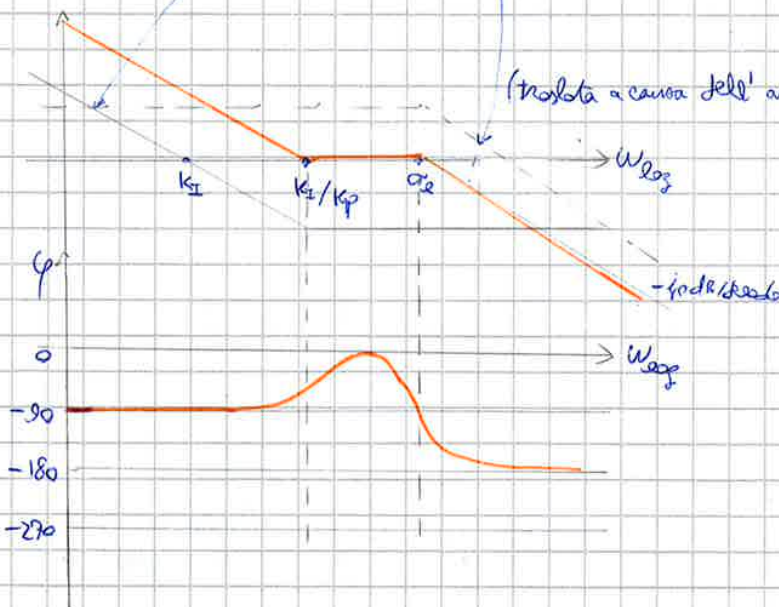
Per avere  $G_{CL}$  a bassa frequenza parta da 0dB, occorre avere un  $GH \rightarrow \infty$ .

$GH$  rappresenta il prodotto fra quello che abbiamo sui  
 rami di azione e retroazione.  
 motore                      trasduttore



Per fare in modo di avere una  $G_{CL}$  che a bassa frequenza abbia guadagno infinito? Metto un proporzionale-integrativo.

$$G_{OL PI} = \frac{k_p/k_i s+1}{s} \cdot k_t \cdot k_g \cdot k_w \cdot \frac{\sigma_2^2}{s^2 + 2\zeta\sigma_2 s + \sigma_2^2}$$



$G_{CL}$  diventa del II ordine: 3 poli e 1 zero

excesso poli su zeri = 2:

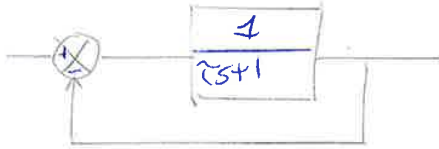
$$-20 \cdot 2 = -40 \text{ dB/decade}$$

$$-90 \cdot 2 = -180^\circ$$

Se nella  $G_{OL}$  non abbiamo poli nell'origine, a bassa frequenza abbiamo un guadagno statico, la curva e' piatta  $\rightarrow$  **SISTEMI A RISOLUZIONE LITTOPO** (di punto all'origine)

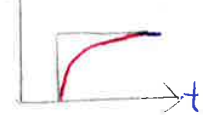
La  $G_{OL}$  ammette un polo oltre la  $G_{OL}$ .

Es. 1.03 SINCR



$$G_{OL} = \frac{1/(s+1)}{1 + \frac{1}{s+1}} = \frac{1}{s+2} = \frac{1/2}{s/2 + 1}$$

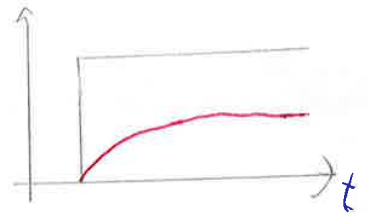
$G_{OL}$  SINCR



→ se chiudo l'anello, ⇒



In termini dinamici, retroazionando si  
traccia una costante di tempo + piccola  
↓  
trasl. + parte.



Retroazionando, perdiamo guadagno, e aumentiamo di "prestazioni dinamiche".

↓  
dobbiamo recuperare → PI → allora la  $G_{OL}$  a bassa frequenza

Una  $G_{OL}$  con un polo nell'origine non ha senso!

Hp di non aver nessun controllo  $\Gamma$  sull'anello di libertà.

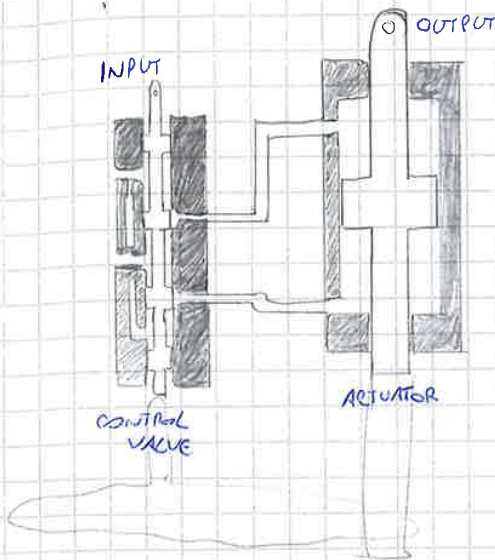
Quando analizziamo  $G_{OL}$  e  $G_{CL}$  sull'anello di posizione, abbiamo  $G_{OL}$ , funzione di trasferimento sensapoli nell'origine,  $1/2\pi$ ,  $1/5$  (polo nell'origine,  $K \dots$ ?)

Un polo nell'origine ce l'abbiamo perché dobbiamo avere la precisione della velocità, indipendentemente se l'abbiamo aggiunto al controllo.

Mettenendo gli anelli interni, anche non necessari, miglioriamo la stabilità e le dinamiche del sistema.



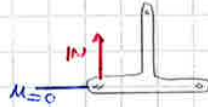
## SERVOSISTEMI IDRAULICI



Si può collegare la parte mobile <sup>del cilindro</sup> con la parte mobile della valvola.

È un sistema retroazionata in controllo posizione usata in molte applicazioni.

VEDI SLIDE pag. 5



Applico una forza che commuta la valvola, consentendo il passaggio di fluido verso la camera superiore.

Dopo una fase transitoria per vincere le forze statiche, nasce un'accelerazione che muove verso il basso il pistone. La leva ruota in senso orario finché non si raggiunge la posizione finale.

$$u \rightarrow y \quad K_{uo} = y_0$$

determinato dalle dimensioni della leva.

## Sensibilità ai disturbi

Il sistema retroazionata è meno sensibile ai disturbi.



Qualsiasi attuatore ha una certa cedevolezza. Se una forza esterna aumenta, lo stelo scenderà un po'  $\Rightarrow$  si determina un errore, che diventa il riferimento di velocità.

Se il sistema è montato bene, l'alimentazione fa salire la pressione nella camera in cui era scesa a causa del disturbo e si compensa, del tutto o parzialmente, l'errore che si era verificato.

SLIDE 8

26/11/15  
MATTINA

La forza che deve fornire il servosistema non è costante, è il dimensionamento va fatto con la "massima".

Si può avere il modello dell'attuatore, controllo di posizione dello swashplate, e di conseguenza spostare i punti di ancoraggio delle leve, facendo ruotare il rotore.

Ci sono 2 swashplate, superiore e inferiore: affinare le risultanti di forza non sia solo verticale, però poter orientare la risultante.

**PASSO CRISTIANO**: la rack fornisce uno spostamento della stessa quantità ai 3 swashplate, lo swashplate si sposta verso l'alto, i 3 swashplate hanno lo stesso angolo di inclinazione  $\Rightarrow$  si spostano verso l'alto della stessa quantità.

Affinare l'elivettore non gira su stesso occorre una coppia di reazioni dietro (Rotors).

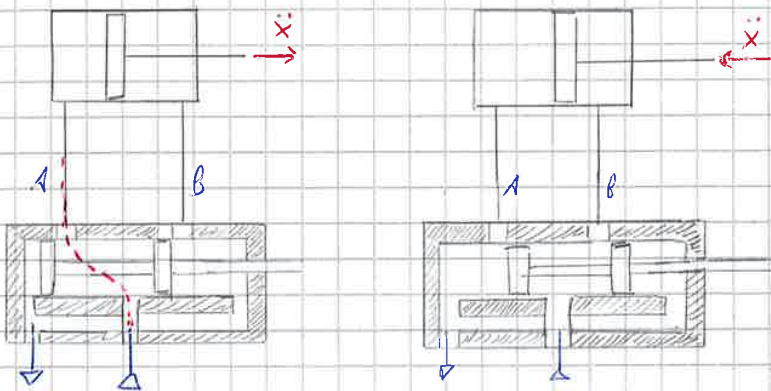
Le applicazioni dei servocomandi (in particolare primari) sono tipicamente lineari ON/OFF.

In comandi secondari, ad esempio i flap, hanno un unico albero che ruota, che intersecca un sistema vite-madrevite per azionare i comandi.

L'attuatore deve avere una massa, e quindi un'inerzia, il + ridotta possibile; tuttavia, lo stesso deve avere una sua dimensione per garantire la spinta.

Se devo fare un **controllo di forza**, devo tenere conto anche della massa delle parti mobili dell'attuatore → A punta di potenza, massa + piccola per gli attuatori idraulici.

**VALVOLE**



La valvola è ON-OFF ⇒ Non genera la potenza idraulica.

Le valvole si caratterizzano per il numero delle vie e per il n° di configurazioni. Ad esempio, ci sono valvole con 3 configurazioni, di cui quella centrale è una configurazione iniziale, con alimentazione e reserve chiuse (e uscite).



Le 2 linee rappresentano una valvola continua, in cui l'elemento mobile si può spostare con continuità lungo la corsa.

La valvola può essere:

- CONTINUA
    - ↳ VALVOLE PROPORZIONALI
    - ↳ SERVVALVOLE
  - DISTATE
    - ↳ ON-OFF
    - ↳ PWM : valvola modulata, modulab la durata in cui mantengo il segnale on-off.
- } Non c'è un segnale modulato, è analogica variabile in un certo range