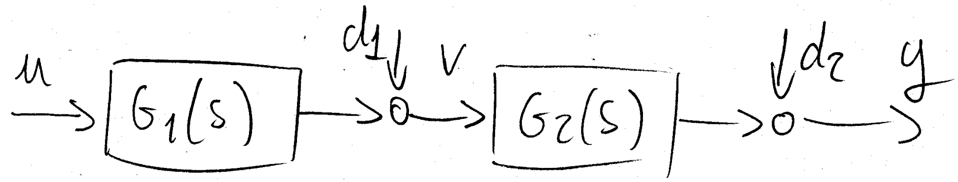
CONTROLLO IN CASCATA

- In molti casi applicativi accade che il sistema da controllare sia strutturabile come il risultato della connessione in cascata di due sottosistemi



- Esempio: sistema di controllo della temperatura

  u: comando velocità di regolazione pompa

  d_1: effetto delle variazioni di pressione alla mandata della pompa sulla portata

  v: portata pompa

  d_2: disturbi che influenzano la temperatura

  y: temperatura controllata

- Supponiamo ora che
  - v sia misurabile
  - G_1 sia più favorevole di $G_1 G_2$ ai fini del controllo

    p.es. G_1 veloce $G_1 G_2$ lenta

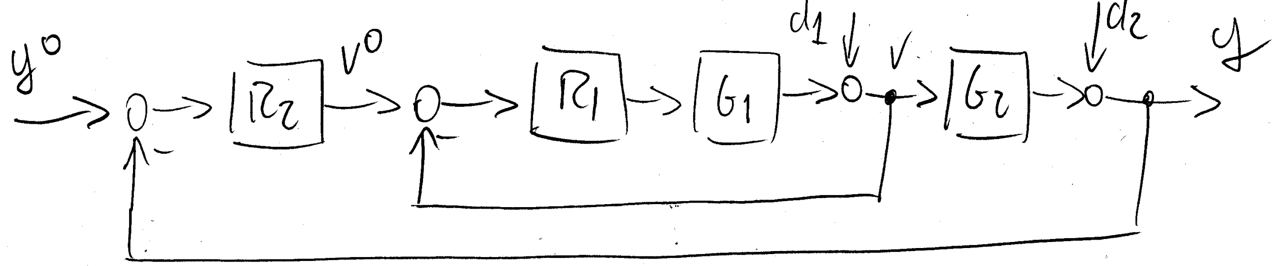
    G_1 fase minima $G_1 G_2$ fase non minima

    G_1 as. stabile $G_1 G_2$ instabile

- Caso tipico: G_1: attuatore G_2: processo sotto controllo

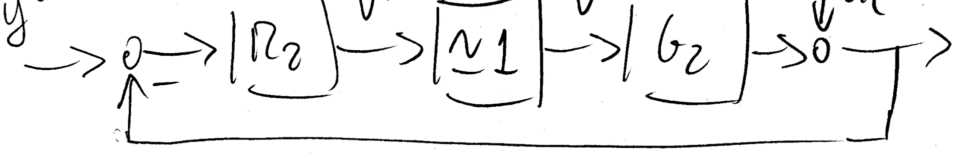
CONTROLLO IN CASCATA

- Schema di controllo in cascata



- L'anello interno regola v in base al set point v^o
- L'anello esterno usa v^o come variabile di controllo virtuale

- Disaccoppiamento in frequenza:
  - Si progetta l'anello interno veloce, grazie alla dinamica favorevole di G_1 $\Rightarrow$ d_1 rigettato efficacemente ω_{c1} grande
  - Per $\omega \ll \omega_{c1}$, $v^o \simeq v$, quindi R_2 "vede" solo G_2 e d_2, come se l'attuatore virtuale fosse ideale
  - Si progetta l'anello esterno con $\omega_{c2} \ll \omega_{c1}$

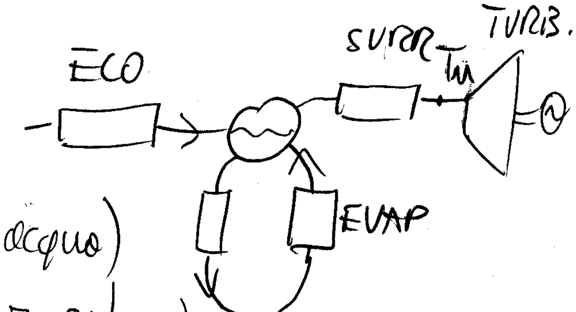


- Al prezzo di un sensore extra per v e di una logica di controllo più complessa, si ottiene una migliore reiezione del disturbo d_1 rispetto al classico schema in retroazione

CONTROLLO IN CASCATA

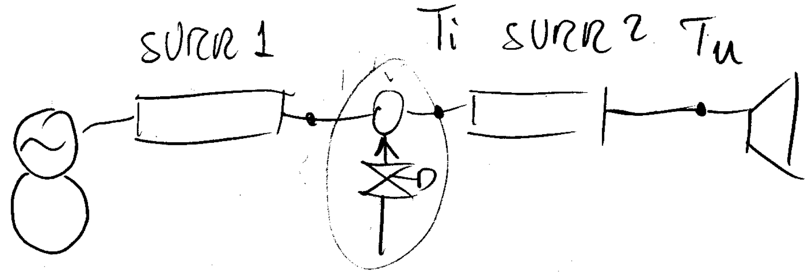
- APPLICAZIONE: CONTROLLO TEMP. SURRISCALDATORI

- Generatore di vapore per ciclo Rankine:
  - economizzatore (preriscaldo acqua)
  - evaporatore (generatore vapore saturo)
  - surriscaldatori



- La temperatura d'uscita dai surriscaldatori, Tu, va regolata accuratamente
  - + alta possibile per non penalizzare η turbina
  - senza superare i limiti di resistenza termica dei tubi

- Soluzione: si inietta una piccola quantità di acqua liquida per abbassare la temperatura d'uscita

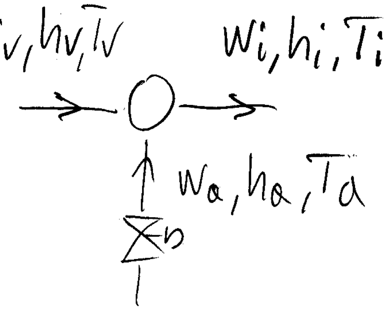


attemperatore

in un punto intermedio opportuno (vedi + avanti sui criteri di scelta)

CONTROLLO IN CASCATA

- Modello dell'attemperatore



w: portate massiche
h: entalpie specifiche
T: temperature

(1) $0 = w_v + w_a - w_i$ massa

(2) $0 = w_v h_v + w_a h_a - w_i h_i$ energia

(2) $-$ (1)$\cdot h_v$: $0 = \cancel{w_v h_v} + w_a h_a - w_i h_i - \cancel{w_v h_v} - w_a h_v - w_i h_v$

$$w_i \underbrace{(h_i - h_v)}_{\text{vapore surriscaldato} \sim \text{gas ideale}} = w_a \underbrace{(h_a - h_v)}_{\text{calore latente di evaporazione}}$$

$$w_i c_p (T_i - T_v) = -w_a \Delta h_{ev}$$

$$T_i = T_v - \frac{w_a}{w_i} \frac{\Delta h_{ev}}{c_p} \qquad \frac{\Delta h_{ev}}{c_p} \simeq 1000\ K$$

$\Rightarrow$ basta una w_a pari a qualche ‰ di w_v per abbassare T_i di parecchi gradi

$\Rightarrow$ $w_i \sim$ costante (w_a trascurabile rispetto a w_v)

CONTROLLO IN CASCATA

- modello del surriscaldatore

Hp:
- $W_i \sim$ costante
- capacità termica vapore trascurabile rispetto a quella della parete
- resistenza termica parete e resistenza termica scambio vapore parete trascurabili rispetto alla resistenza termica dello scambio convettivo parete esterna - gas caldi
- distribuzione spaziale della temperatura dei gas caldi $\sim$ uniforme

$$\Delta T_u = G_{T_i}(s) \cdot \Delta T_i$$

$$G_{T_i}(s) = e^{-\alpha_0} \cdot e^{-s\tau}$$

$$\alpha_0 = \frac{hS}{W_i c_p}$$

$hS \leftarrow$ conduttanza termica totale parete esterna - gas caldi

$W_i c_p \leftarrow$ prodotto portata vapore $\times$ c_p vapore

($\alpha_0 = NTU$, numero unità scambianti)

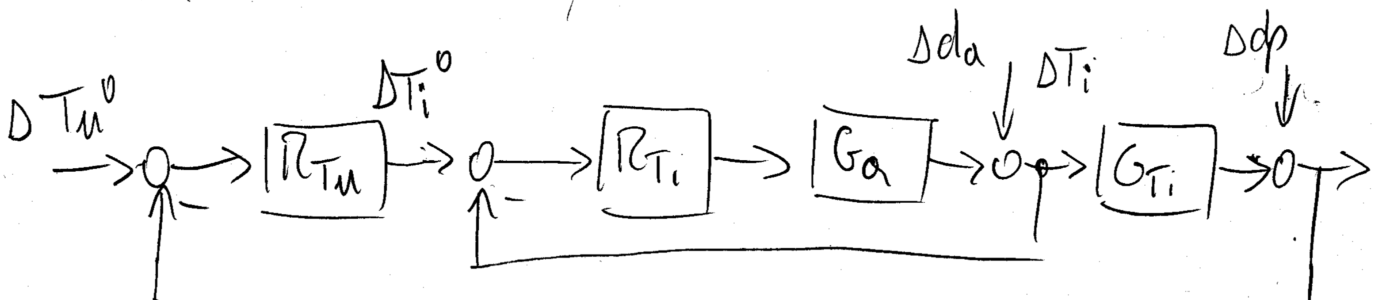
$$\tau = \frac{M_m c_m}{W_i c_p}$$

$M_m c_m \leftarrow$ capacità termica pareti tubi

$W_i c_p \leftarrow$ prodotto portata vapore $\times$ c_p vapore

CONTROLLO IN CASCATA

- Variazioni di temperatura all'ingresso si manifestano all'uscita attenuate di $e^{-\alpha_0}$ e dopo un ritardo puro di τ secondi. Valori tipici: $\begin{cases} \alpha_0 = 0.5 \div 1 \\ \tau \sim 100\,s \end{cases}$
- È chiaro che $G_{Ti}(s)$ è sfavorevole per il controllo a causa del ritardo puro (si ricordi che $\omega_c < \frac{1}{\tau}$)
- Conviene chiudere un anello interno su T_i per rigettare tutti i disturbi sull'attuatore e le variazioni di T_v (temp. uscita surr1); la dinamica in quel caso è solo quella della valvola di attemperamento $G_a(s)$ che è molto più veloce



- L'anello interno abbatte tutti i disturbi a monte di T_i, con una banda $\omega_c = 0.1 \div 0.3$ rad/s

CONTROLLO IN CASCATA

- All'anello esterno rimane da rigettare i disturbi a valle (cioè essenzialmente gli effetti della variazione di temperatura e portata dei gas caldi), con una banda dell'ordine di 0.01 rad/s

- Osservazione #1 : a parità di portata vapore, il ritardo τ è proporzionale alla massa di SURR2: conviene quindi tenere SURR2 il + corto possibile spostando il punto di iniezione acqua vicino alla turbina, per non penalizzare troppo il controllo. Non bisogna esagerare, altrimenti si rischiano danni termici all'uscita di SURR1, che non è protetto dall'attemperatore

- Osservazione #2: a carichi ridotti, cioè a portata vapore ridotta, τ aumenta in modo inversamente proporzionale alla portata w_i — onde evitare instabilità può essere opportuno ritarare R_{TU} quando l'impianto lavora a bassi carichi (20%-30%)

CONTROLLO FREQUENZA/POTENZA

- INTRODUZIONE

Nell'ambito del corso, abbiamo valutato la dinamica della generazione di potenza meccanica per impianti idroelettrici e termoelettrici. In tutti i casi, la potenza meccanica viene erogata a fronte di una richiesta di apertura di un organo regolante (valvole turbina, ugello condotta forzata)

$$\delta K_v \longrightarrow \boxed{G_p(s)} \longrightarrow \delta P_g$$

idroelettrico: $$G_p(s) = \frac{1}{1+sT_a} \cdot \frac{1-2\beta Th(s\tau)}{1+\beta Th(s\tau)}$$

termoelettrico (caldaia segue) $$G_p(s) = G_{SAT}(s) \cdot \frac{1+s\tau_r'}{1+s\tau_r}$$

termoelettrico (turbina segue) $$G_p(s) = G_{SAC}(s) \cdot \frac{1+s\tau_r'}{1+s\tau_r}$$

termoelettrico (pressione variabile) $$G_p(s) = G_{SAC}(s) \cdot \frac{1}{1+s\tau_e} \cdot \frac{1+s\tau_r'}{1+s\tau_r}$$

CONTROLLO FREQUENZA/POTENZA

- COLLEGAMENTO A RETE ∞ – REG. POTENZA
  - Il bilancio di potenza all'asse della turbina è

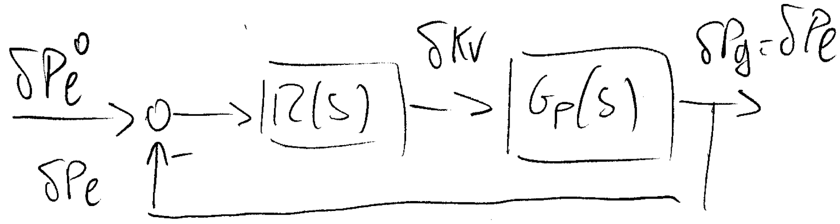
$$\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}J\omega^2\right) = P_g - P_e$$

generata dalla turbina — assorbita dal generatore elettrico

- Se il generatore (sincrono) è connesso ad una rete con potenza installata molto superiore, possiamo assumere in prima approssimazione che ω sia imposto dalla rete e mantenuto costante al suo valore nominale

$$\Rightarrow \delta P_e = \delta P_g$$

- Si può quindi controllare la potenza elettrica generata con uno schema di questo tipo

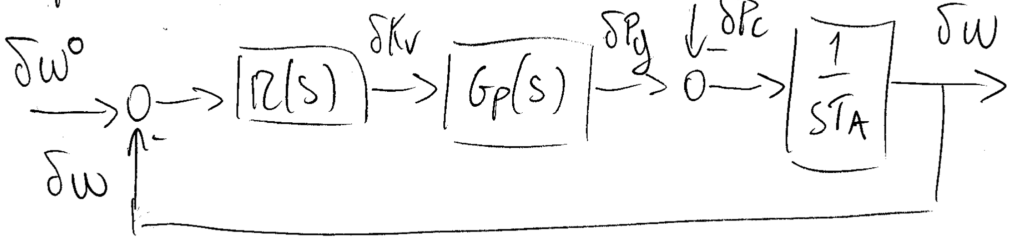


- $R(s)$ può avere azione integrale per avere errore nullo a regime
- La banda ottenibile (con ragionevoli sforzi del controllo) dipende da $G_P(s)$ $(0.01 \div 2 \text{ rad/s})$

CONTROLLO FREQUENZA/POTENZA

– COLLEGAMENTO A CARICHI ISOLATI – REG. FREQUENZA

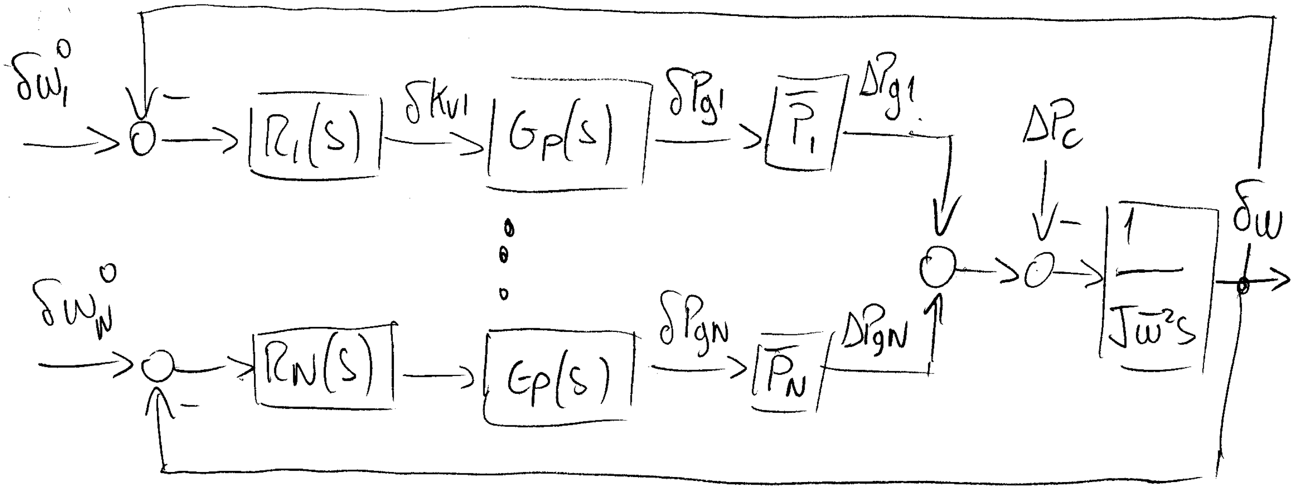
- In questo caso, lo sbilancio tra potenza elettrica generata P_e e potenza assorbita dai carichi P_c determina la variazione della velocità di rotazione del turbogeneratore, e quindi della frequenza di rete, che diventa la variabile da regolare



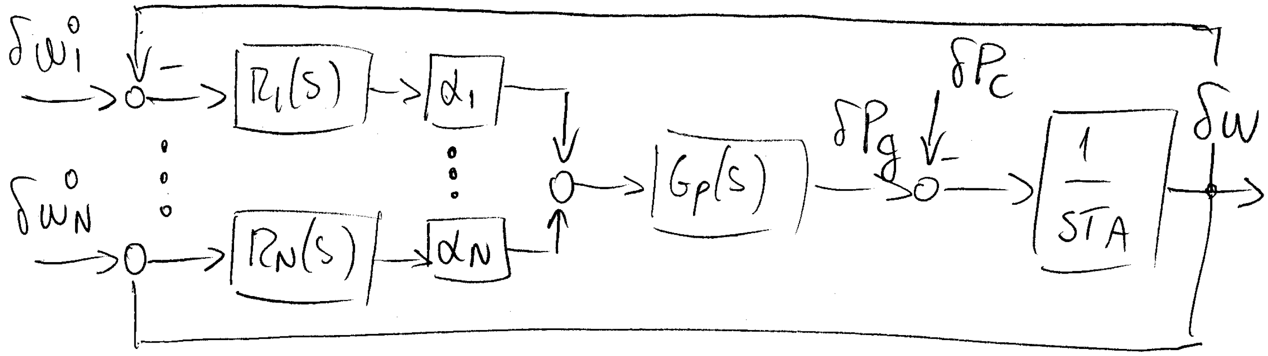
- È opportuno usare $R(s)$ con azione integrale, per avere buona precisione della frequenza a regime. La banda (e quindi la velocità di risposta a fronte di attacchi/distacchi di carico) dipende come sempre da $G_P(s)$

– PIÙ GENERATORI CONNESSI IN RETE – REG. PRIMARIA FREQUENZA

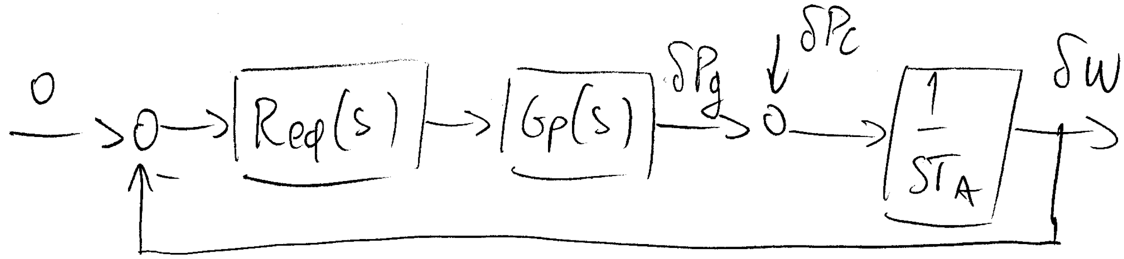
- Supponiamo ora di avere N generatori connessi tramite una rete elettrica. Se trascuriamo le dinamiche elettriche delle correnti in rete, possiamo assumere in prima approssimazione che i generatori (sincroni) ruotino in maniera solidale, come se fossero un unico rotore, con momento d'inerzia $J = \sum_{1}^{N} J_i$.
- Per semplicità, consideriamo il caso di impianti tutti dello stesso tipo (stessa $G_P(s)$).



- lo schema è equivalente al seguente, dove le potenze sono normalizzate rispetto a $\bar{P} = \sum_i^N \bar{P}_i$, e $T_A = \frac{\bar{P}}{J\bar{\omega}^2}$



- se ora consideriamo l'equivalente parallelo dei regolatori e consideriamo $\delta\omega_j^0 = 0$, troviamo



che è identico al caso di generatore singolo in isola

- Problema: l'ultimo schema è equivalente dal punto di vista ingresso/uscita (f.d.t $\delta\omega/\delta P_c$); se però tutti i regolatori hanno azione integrale, mettendoli in parallelo si ha una cancellazione polo/zero di $N-1$ poli nell'origine. Questi poli non vengono spostati dalla retroazione quindi si ottiene un sistema con parti non raggiungibile/non osservabile non asintoticamente stabili. In pratica, le uscite dei singoli regolatori vanno alla deriva, e la ripartizione di produzione a transitorio esaurito è indeterminata

→ Occorre usare regolatori di tipo 0 (senza azione integrale)

p.es $$R_i(s) = \frac{1}{\sigma_i} \frac{1+s\tau_i}{1+sT_i}$$

$$\sigma_i = \frac{\delta\omega}{\delta P}$$ si definisce statismo dell'i-esimo generatore (valori tipici $2\% \div 10\%$)

- A fronte di uno scalino del carico

$$\Delta P_c(t) = \Delta P_c \cdot sca(t)$$

si trova che a transitorio esaurito

- $\delta\omega = \sigma_{rete} \cdot \dfrac{\Delta P_c}{\bar{P}}$ $\qquad \sigma_{rete} = \dfrac{\bar{P}_g}{\sum_{1}^{N} \frac{\bar{P}_{gi}}{\sigma_i}}$ (statismo medio di rete)

- $\delta P_{gi} = \dfrac{1}{\sigma_i}\, \delta\omega$

CONTROLLO FREQUENZA/POTENZA

-> I generatori si coordinano tramite l'errore di frequenza

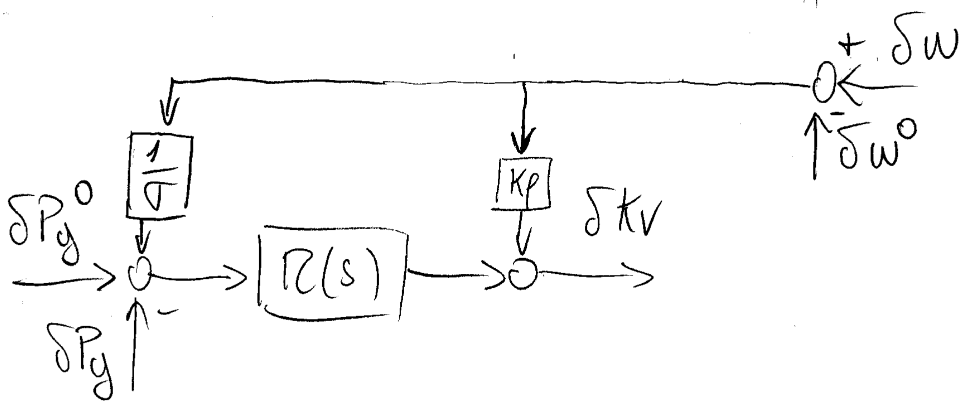
-> I generatori con statismo più basso contribuiscono maggiormente alla regolazione primaria di frequenza

- Tipicamente $\sigma = 5\%$, mentre $\delta\omega$ deve essere meno dello 0.2% ($f = 49.9 \div 50.1$ Hz)

$$\rightarrow \frac{\Delta P_{c\,max}}{P_c} = \frac{\delta\omega}{\sigma} = 0.04 = 4\%$$

-> la regolazione primaria è sufficiente su intervalli di tempo di $\frac{1}{2}$ ora - 1 ora, ma è insufficiente su archi di tempo + lunghi, dove ΔP_c varia di più

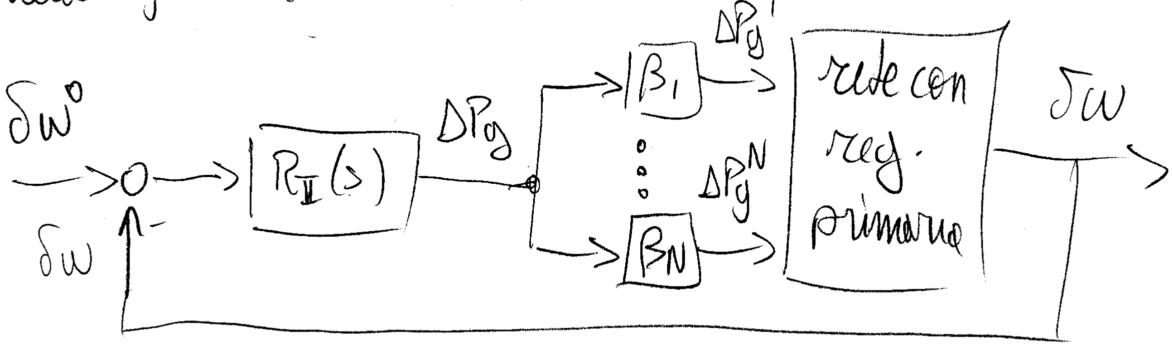
- REGOLAZIONE FREQUENZA/POTENZA
  - Si possono realizzare schemi che combinano la regolazione di potenza con un termine aggiuntivo per la regolazione primaria di frequenza (frequency bias)



CONTROLLO FREQUENZA/POTENZA

– REGOLAZIONE SECONDARIA DI POTENZA

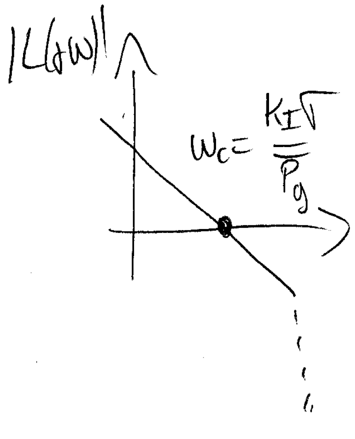
– la regolazione a zero dell'errore di frequenza viene effettuata da un unico regolatore centralizzato per tutta la rete, che invia una richiesta di potenza aggiuntiva ai regolatori dei gruppi che partecipano alla regolazione secondaria



$\frac{\delta\omega}{\Delta P_g}$ ha guadagno $\mu = \frac{\sigma}{P_g}$ e dinamica caratterizzata dai tempi di risposta della regolazione primaria (qualche secondo)

→ Basta $R_{II}(s) = \frac{K_I}{s}$ con $\omega_c \sim 0.01$

(regolazione in cascata)



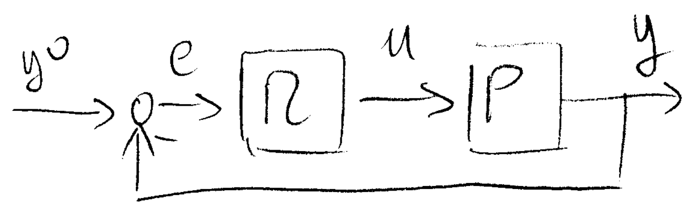
CONTROLLO MULTIVARIABILE

– SISTEMI DI CONTROLLO MULTIVARIABILE

- L'analisi si è finora concentrata su sistemi di controllo monovariabile: 1 variabile di controllo e 1 variabile controllata
- Molti problemi di controllo significativi hanno però una struttura multivariabile: m variabili di controllo vengono usate per regolare p variabili d'uscita. Per poterle regolare in modo indipendente, occorre che sia $\boxed{m \geq p}$; nella maggior parte dei casi $\boxed{m = p}$

– Fondamentalmente sono possibili due strategie di controllo

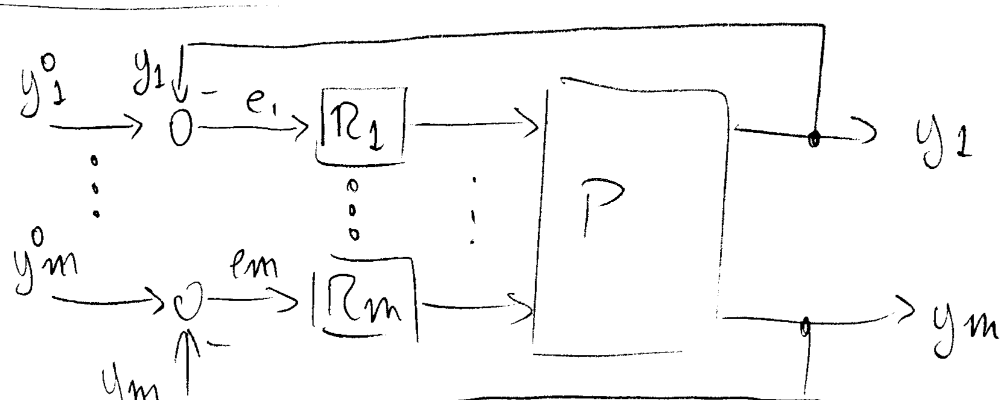
- centralizzata



$e \in \mathbb{R}^m$
$u \in \mathbb{R}^m$
$y \in \mathbb{R}^m$

le variabili di controllo vengono calcolate in funzione di tutte le misure e i setpoint

- decentralizzato



- I sistemi centralizzati vanno progettati usando tecniche più generali di quelle viste finora. Possono fornire prestazioni più spinte, però sono più complessi da progettare e gestire (effetto "scatola nera")
- I sistemi decentralizzati si possono progettare utilizzando le tecniche già viste, e sono più "semplici" da gestire. Le prestazioni ottenibili sono meno spinte, soprattutto per sistemi fortemente interagenti

- SCOMPOSIZIONE EURISTICA
  - Metodo di progetto per un sistema decentralizzato

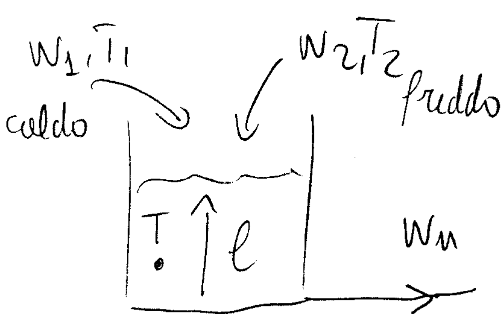
1) Si ordinano ingressi ed uscite in modo che sia massima l'influenza $u_j \to y_j$ e minima l'influenza $u_j \to y_{k \neq j}$, e che i tempi di risposta tra u_j e y_j siano crescenti (dal più veloce al più lento)

2) Si progetta il sistema di controllo $R_1(s)$ che controlla y_1 usando u_1 e si chiude l'anello

3) Col sistema $R_1(s)$ funzionante, si progetta il sistema $R_2(s)$ che controlla y_2 con u_2

4) Si prosegue fino a R_m
5) Se necessario, si ri-tarano i primi anelli di controllo (il cui funzionamento può essere alterato dalla chiusura degli ultimi)

- Questa procedura ha buone probabilità di riuscita se il processo è scarsamente interagente, cioè se gli elementi sulla diagonale della matrice di trasferimento $G(s)$ dominano su quelli fuori diagonale, e se gli anelli vengono chiusi dal più veloce al più lento
- In realtà è sufficiente che la matrice sia circa triangolare nel qual caso il requisito di ordinamento delle velocità non è più necessario
- ESEMPIO 1 Controllo di temperatura e livello in un serbatoio



$\left.\begin{matrix} w_u \\ w_1 \end{matrix}\right\}$ var. controllo; $\left.\begin{matrix} T \\ l \end{matrix}\right\}$ var controllate

w_2, T_2: disturbi

- Influenze $u \to y$

w_u influenza l ma non T
w_1 influenza poco l e tanto T
$\Rightarrow$ $w_u \leftrightarrow l$, $w_1 \leftrightarrow T$

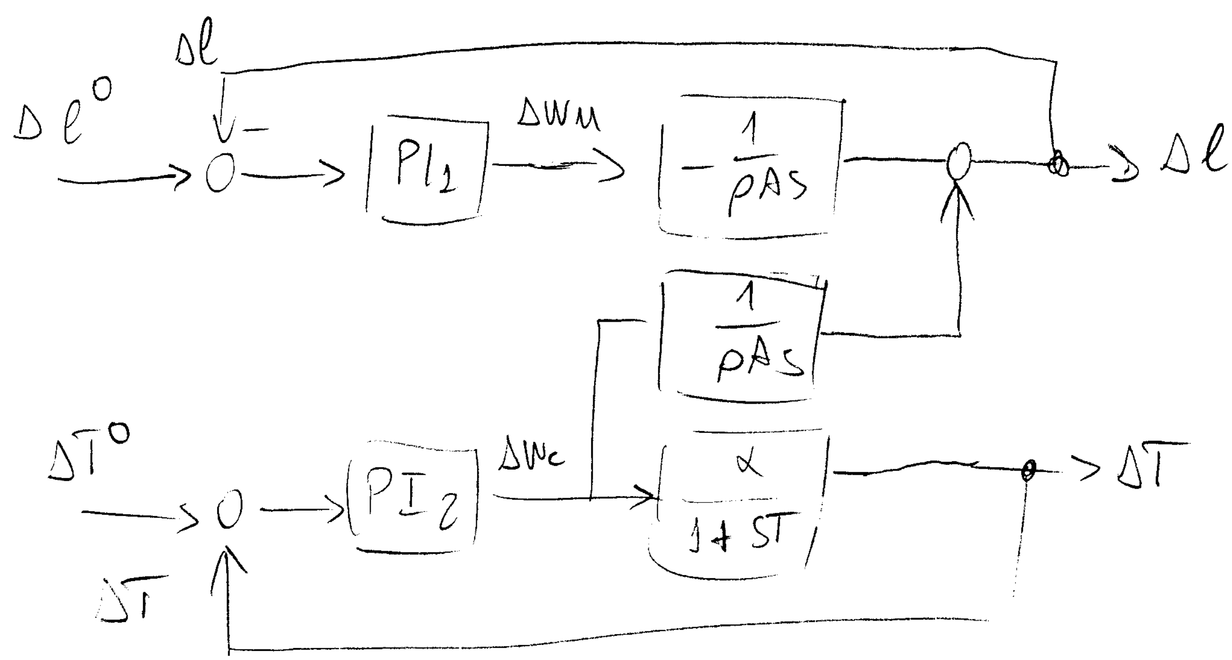
CONTROLLO MULTIVARIABILE

- $Y(s) = G(s)\,U(s)$

$$\begin{bmatrix} \Delta L \\ \Delta T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\rho A s} & \frac{1}{\rho A s} \\ 0 & \frac{\alpha}{1+sT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta W_u \\ \Delta W_1 \end{bmatrix}$$

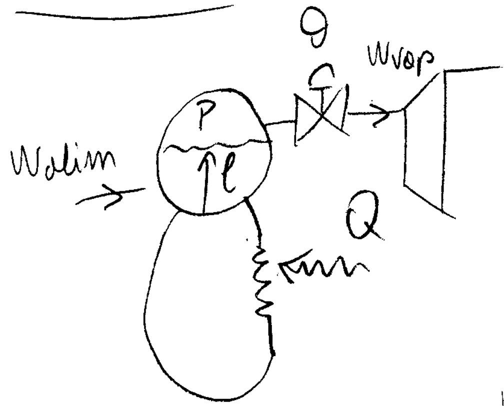
- Progetto il regolatore di livello R_1: il regolatore vede la fdt $-\frac{1}{\rho A s}$ tra ΔW_u e Δl → solito regolatore PI

- Progetto il regolatore di temperatura R_2: grazie alla struttura triangolare di $G(s)$, il regolatore vede una fdt tra ΔW_1 e ΔT che vale $\frac{\alpha}{1+sT}$, ed è indipendente da R_1 → ancora regolatore PI



- Nei casi in cui $G(s)$ è "piena", la chiusura dell'anello tra u_1 e y_1 modifica la fdt tra u_2 e y_2 -> occorre tenerne conto, chiudendo prima l'anello più veloce, poi quello più lento, ed eventualmente ri-tarando quello + veloce

- <u>ESEMPIO 2</u> GENERATORE DI VAPORE SATURO



- Var. di controllo:

W_{alim}	portata alimento
Q	flusso termico agli evaporatori
ϑ	apertura valvola

- Var. controllate

ℓ	livello
W_{vap}	portata vapore
P	pressione

- <u>Strategia</u> 1: "Caldaia-segue"

$\vartheta \leftrightarrow W_{vap}$

$W_{alim} \leftrightarrow \ell$

$Q \leftrightarrow P$

- La valvola di turbina viene usata per regolare la portata di vapore; il controllo è agevole dato che la risposta di Wvap a scalino su θ è istantanea
- La portata di alimento regola il livello nel corpo cilindrico
- Il flusso termico viene usato per regolare la pressione

- Strategia 2 : "Turbina segue"

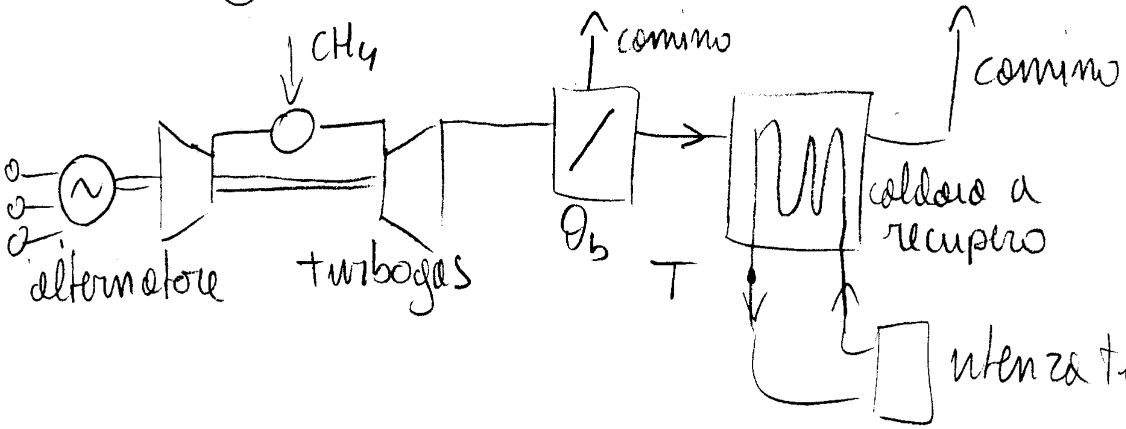
$\theta \leftrightarrow P$

$W_{alim} \leftrightarrow l$

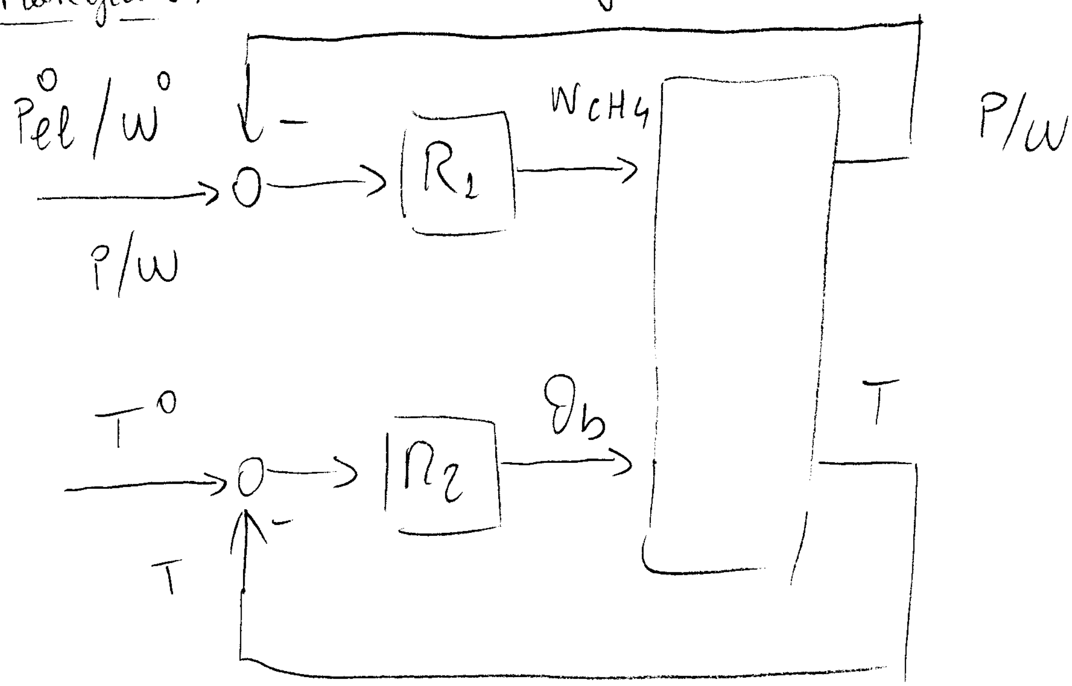
$Q \leftrightarrow W_{vap}$

- In questo caso l'apertura della valvola di turbina viene usata per regolare la pressione, e la portata di vapore generato viene regolata col flusso termico. Il sistema controllato è più lento, però non viene sottoposto a stress termici quando si varia la richiesta di carico turbina

- ESEMPIO (3) Impianto di cogenerazione

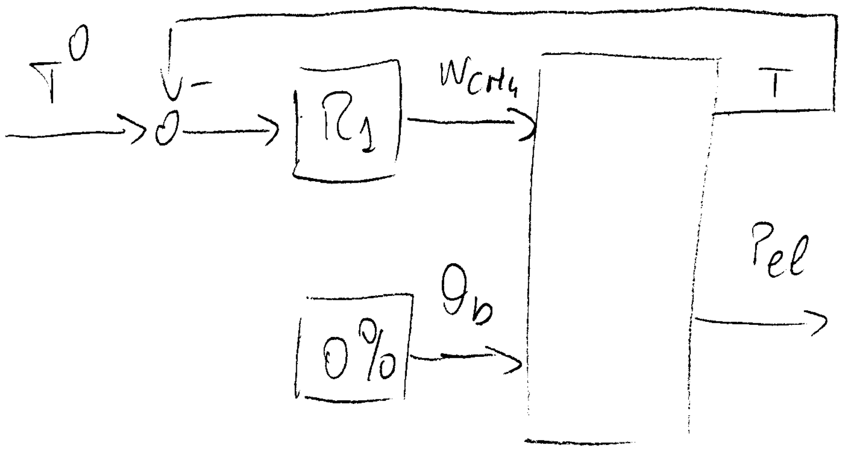


- Var. di controllo $\quad W_{CH_4}$ portata gas naturale
  ϑ_b apertura serronde by pass caldaia
- Var. controllo $\quad P_{el} / \omega$ potenza/frequenza alternatore
  T temperatura acqua calda
- Strategia 1: carico elettrico guida



→ È possibile modulare indipendentemente il carico elettrico e quello termico; per avere capacità di controllo, una parte dei fumi caldi è bypassata al camino (basso rendimento)

– Strategia 2 carico termico guida



→ Tutti i fumi caldi sono usati in caldaia (max rendimento)
Il carico elettrico prodotto dipende dal carico termico
Non è possibile lavorare in isola

CONTROLLO DIGITALE

– INTRODUZIONE

- Nelle precedenti lezioni abbiamo studiato il problema del progetto del regolatore, cioè di stabilire la funzione di trasferimento $R(s)$ del sistema di controllo. Si pone ora il problema della realizzazione tecnologica del regolatore

a) Realizzazione analogica

Si costruisce un sistema fisico (dinamico) che abbia la funzione di trasferimento richiesta tra ingresso e uscita

- elettronica: circuito elettrico (RLC + op. amp.)
- pneumatica: circuito pneumatico (valvole, molle, soffietti gonfiabili)
- etc

Nel passato questa era la soluzione più diffusa, per il suo basso costo. E' chiaro però che la flessibilità di una realizzazione analogica è molto ridotta x es: cambiare la struttura di $R(s)$ significa cambiare una rete elettrica, o comunque i valori di alcuni componenti

b) Realizzazione digitale

$$e(t) \longrightarrow \boxed{A/D} \xrightarrow{e^*(k)} \boxed{\mu P} \xrightarrow{u^*(k)} \boxed{D/A} \longrightarrow u(t)$$

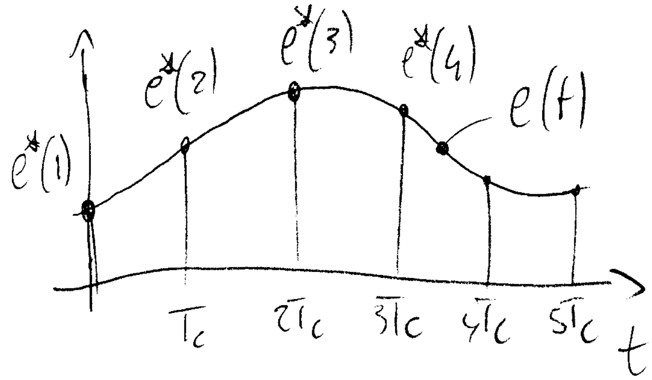
Si converte il segnale analogico in un segnale digitale, campionato ad intervalli regolari. Il segnale viene elaborato da un microprocessore per produrre il segnale di controllo $u^*(k)$, che viene riconvertito in un segnale digitale

Occorre progettare il programma che gira sul μP in modo che la relazione tra $e(t)$ e $u(t)$ sia simile a quella specificata da $R(s)$

- COMPONENTI SIST. CONTROLLO DIGITALE

- $\boxed{A/D}$ Campionatore sincrono

È un circuito elettronico che misura $e(t)$ ad intervalli di tempo T_c (tempo di campionamento), e lo converte in un numero digitale, accessibile al microprocessore



$$e^*(k) = e(kT_c)$$

- Oltre che essere discretizzato sull'asse dei tempi, il segnale viene anche quantizzato, visto che la rappresentazione digitale ha un numero finito di bit (8, 12, 16, 20, 24)
  È chiaro che un numero > di bit permette una rappresentazione più accurata, comportando però > costi del convertitore

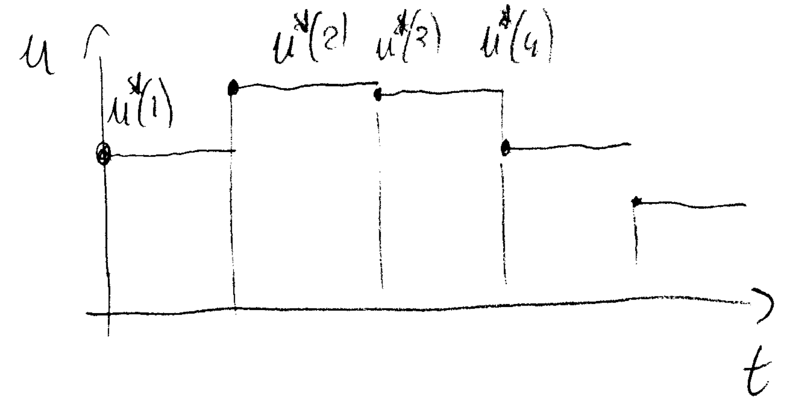
- $\boxed{\mu P}$ microprocessore

  Esegue ciclicamente un programma, ricominciando ad intervalli di tempo di T_c, non appena è disponibile la lettura del nuovo segnale $e^*(k)$

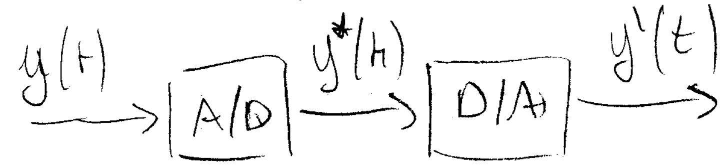
- $\boxed{D/A}$ convertitore digitale analogico (sincrono)

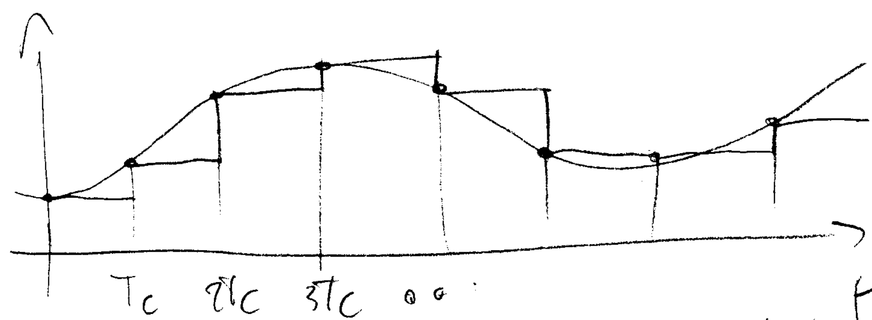
  Il convertitore più semplice (e più usato) è il cosiddetto mantenitore di ordine zero (ZOH), che mantiene l'uscita analogica pari all'ultimo valore digitale ricevuto

CONTROLLO DIGITALE



- Se consideriamo la coppia A/D + D/A,





si può intuire come la conversione introduca 2 tipi di distorsione

- aggiunta di armoniche a frequenze multiple di $\frac{1}{T}$
- ritardo di fase equivalente a $e^{-T_c/2\, s}$

E' inoltre chiaro che è impossibile rappresentare segnali a frequenza superiore di $\frac{1}{2T_c} = f_N$ (frequenza di Nyquist

→ Sarà quindi necessario prendere T_c sufficientemente ridotto, compatibilmente col tempo di ciclo del programma sul µP

- REALIZZAZIONE DIGITALE $R(s)$

- Ogni sistema lineare di f.d.t. $R(s)$ può essere rappresentato con le sue equazioni di stato e di uscita

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$
$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

- Queste possono essere approssimate da equazioni alle differenze, p.es. tramite il metodo di Eulero

$$\dot{x}(t) \simeq \frac{x(t+T_c) - x(t)}{T_c}$$

$$x(kT_c) = x^*(k) \qquad u(kT_c) = u^*(k) \qquad y(kT_c) = y^*(k)$$

$$\frac{x^*(k+1) - x^*(k)}{T_c} = Ax^*(k) + Bu^*(k)$$

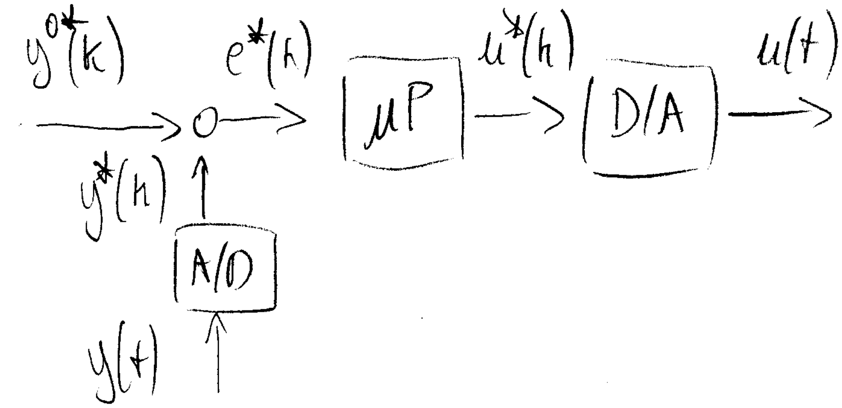
$$y^*(k) = Cx^*(k) + Du^*(k)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} y^*(k) = Cx^*(k) + Du^*(k) & \text{calcolo uscita} \\ x^*(k+1) = x^*(k) + T_c\left[Ax^*(k) + Bu^*(k)\right] & \text{aggiornam. stato} \end{cases}$$

→ Queste due equazioni sono la base del codice del sistema di controllo

CONTROLLO DIGITALE

- REALIZZAZIONE DIGITALE PI



$$R(s) = K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} \qquad U(s) = R(s)\,E(s)$$

$$U = K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} E = \underbrace{K_p E}_{P} + \underbrace{K_p \frac{1}{sT_i} E}_{I}$$

sia $x(t) = \int_0^t e(\tau)\,d\tau$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = e(t) \\ u(t) = \dfrac{K_p}{T_i} x(t) + K_p e(t) \end{cases}$$

$$\boxed{\begin{cases} x^*(k+1) = x^*(k) + T_c\, e^*(k) \\ u^*(k) = \dfrac{K_p}{T_i} x^*(k) + K_p e^*(k) \end{cases}}$$

- Pseudocodice (da eseguire ogni T_c secondi (interrupt))

```
input y°;
convert y;
e := y° - y;
u := Kp/Ti * x + Kp * e;     // calcolo u
convert u
x := x + Tc * e;             // aggiornamento x
```

- Possiamo ora aggiungere 2 funzionalità
  - anti windup
  - commutazione auto/manuale senza sbalzi

$$\left.\begin{array}{l} u_{auto} = K_p e + \frac{K_p}{T_i} x \\ u_{auto} = u_{man} \end{array}\right\} \Rightarrow x = (u_{man} - K_p e) * T_i / K_p$$

$$\Downarrow$$

$$x_{man} = (u_{man} - K_p e) T_i / K_p$$

- Pseudo codice 2

```
input y°
input uman
convert y
e := y° - y;
if auto then
   u := Kp/Ti * x + Kp * e;
   x := x + Tc * e;
   if u > umax then
      u = umax;
      x := (umax - Kpe) * Ti / Kp
   else if u < umin then
      u := umin
      x := (umin - Kpe) * Ti / Kp
else
   u : uman
   x := (uman - Kp * e) * Ti / Kp
output u;
```