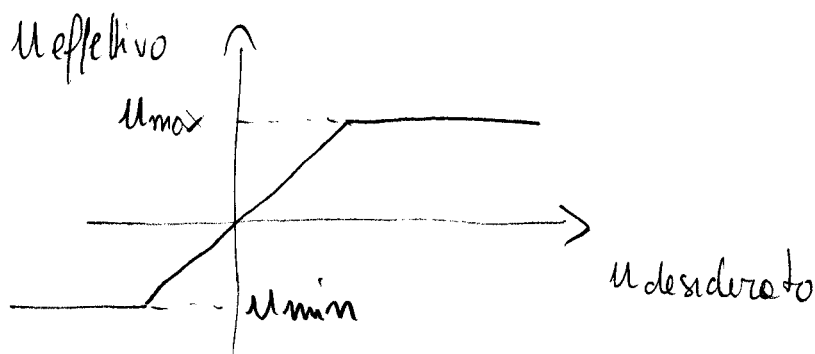


COMPLEMENTI CONTROLLO PONO VARIABILE

①

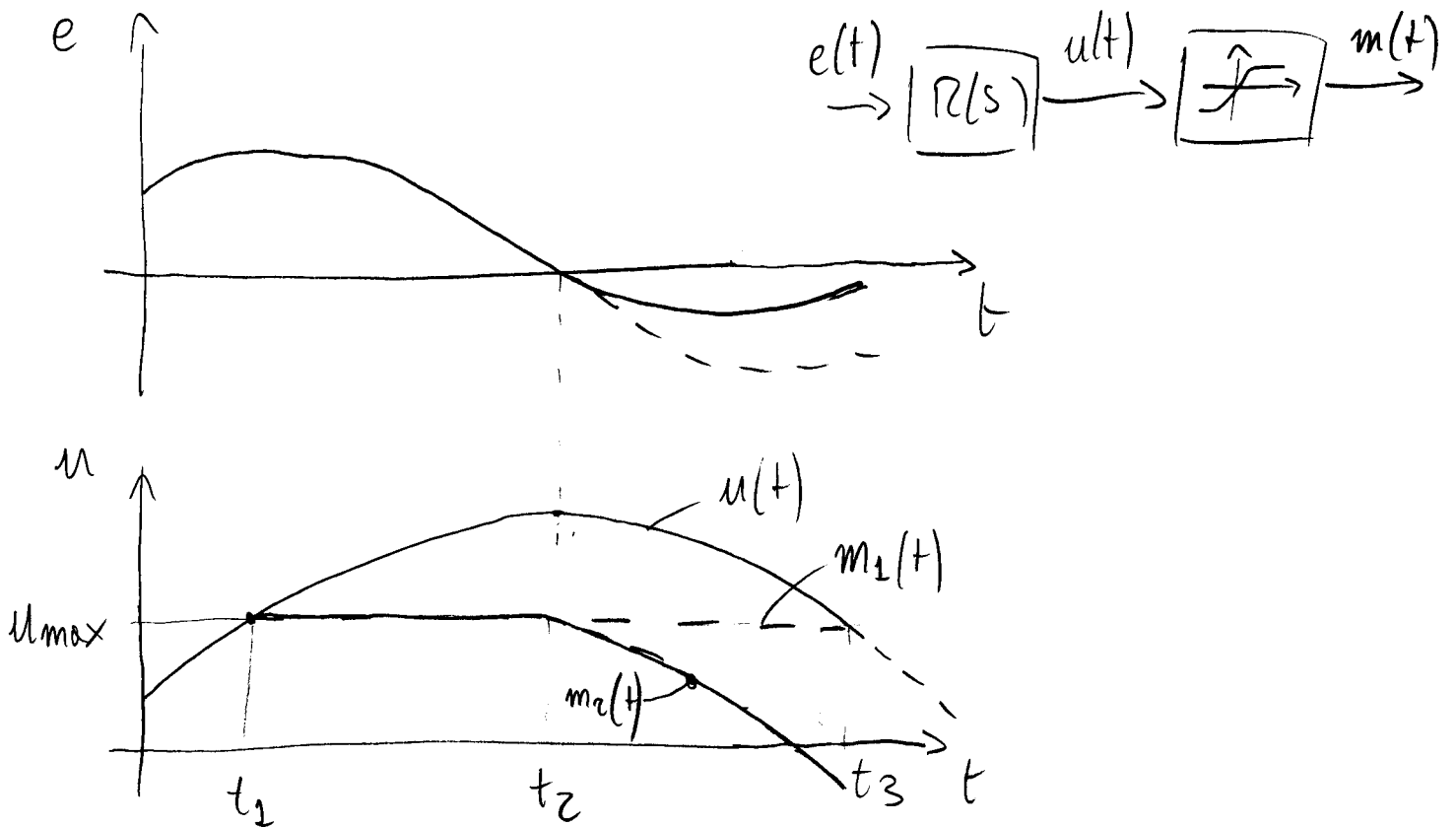
- EFFETTO WINDUP NEI REGOLATORI PID

- L'analisi svolta in precedenza del funzionamento dei regolatori PID si basa sull'ipotesi di linearità dei sistemi coinvolti
- In pratica, ogni attuatore ha un valore massimo e uno minimo oltre i quali non può lavorare; può quindi essere rappresentato da una caratteristica non-lineare



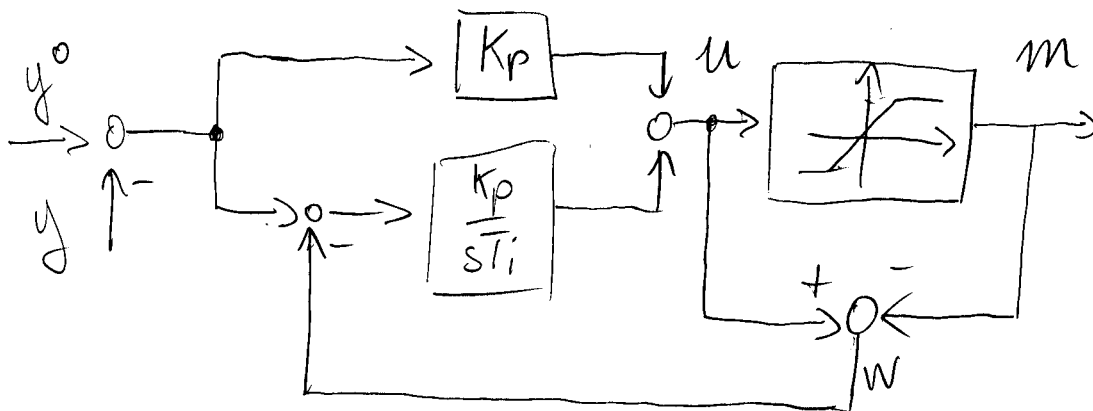
- Quando $u > u_{\text{max}}$ o $u < u_{\text{min}}$, si dice che l'attuatore "setura"
- Se il regolatore ha un effetto integrale, si genera un fenomeno noto come "integrator windup" (saturazione carico integrale) che ha effetti negativi sul controllo
- Supponiamo per semplicità che il regolatore sia puramente integrale

COMPONENTI CONTROLLO MONOVARIABILE (2)



- All'istante t_1 , l'uscita del regolatore $u(t)$ supera il valore massimo; l'attuatore fornirà il valore massimo u_{max}
- All'istante t_2 , l'errore cambia segno: sarebbe opportuno che la variabile di controllo $u(t)$ cominciasse a diminuire. In realtà, essa rimane costante fino all'istante t_3 , perché occorre eliminare la carica integrale accumulata da t_1 a t_2 . Si introduce cioè un effetto di ritardo (non lineare) che ha conseguenze negative sulle prestazioni di controllo
- Occorre quindi fare in modo che la variabile di controllo cominci a scendere vicino a t_2 , cioè non appena l'errore ha cambiato segno

- In altre parole, la variabile di controllo $u(t)$ viene calcolata tenendo anche in conto i limiti di saturazione dell'attuatore
- Ci sono diversi modi per realizzare questo tipo di funzionalità non come dispositivi o funzionalità "anti-windup"
- Un possibile modo è qui schematizzato per il caso del PI



- Finché $u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$, il segnale correttivo w è nullo, quindi è come se la retroazione aggiuntiva non ci fosse, e l'uscita m del regolatore è la somma delle normali azioni proporzionale e integrale
- Se $u \geq u_{\max}$ per un po' di tempo, $m = u_{\max} = \text{cost}$ quindi $w = u - u_{\max}$ viene retroazionata sull'ingresso dell'integratore, evitando che la sua uscita continui ad aumentare (wind-up). La retroazione aggiuntiva mantiene lo stato dell'integratore in modo che $u - w \approx 0$ cioè che $u \approx u_{\max}$, che è esattamente l'effetto desiderato

- REGOLATORI ON-OFF

- Finora abbiamo supposto che sia possibile variare con continuità il valore della variabile di controllo. In qualche caso ciò non è possibile, o risulta troppo costoso. Esempi

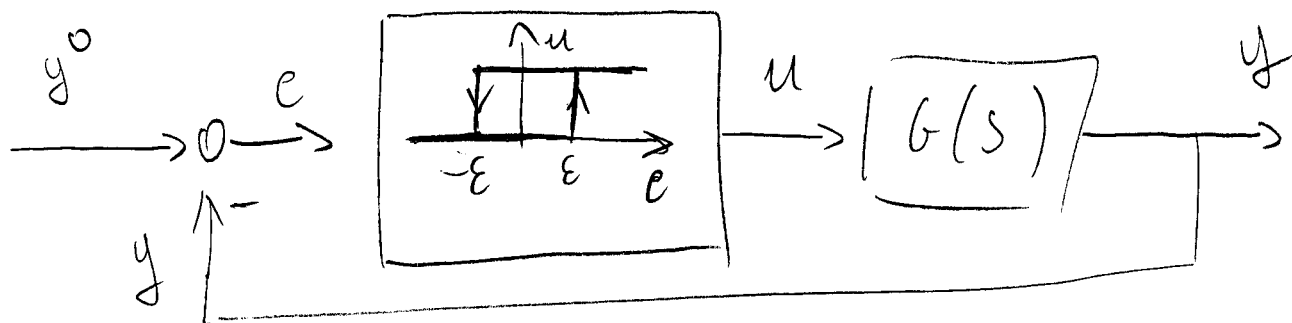
- circuiti elettrici con relé meccanici o interruttori a semiconduttore (IGBT, tiristori)
- valvole on-off non modulanti (ps.: valvole a solenoide)

- Sono possibili 2 strategie:

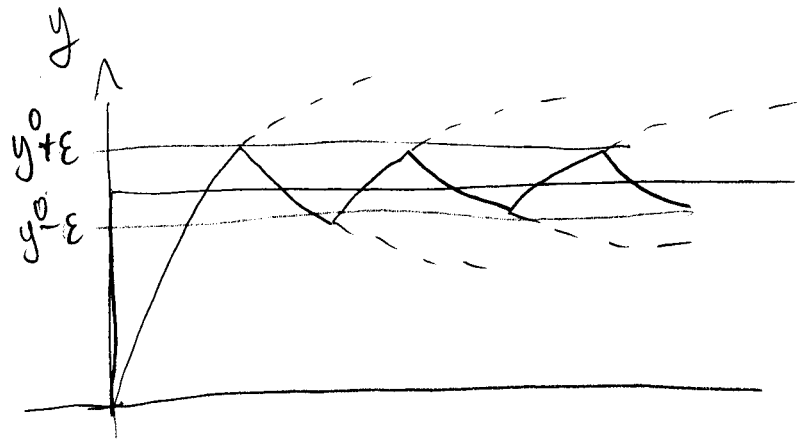
- controllo a relé
- controllo PWM (modulazione d'ampiezza d'impulsi)

- REGOLATORI A RELÉ

- Il valore di $u(t)$ viene deciso in base al segno di $e(t)$; si introduce una certa zona di isteresi per evitare commutazioni spurie dovute all'errore di misura

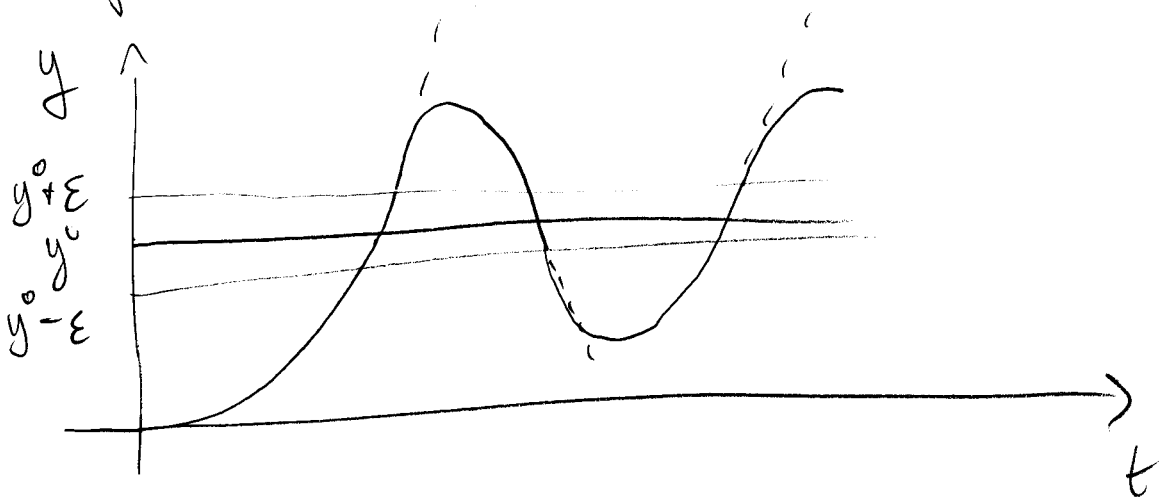


- Se $G(s) = \frac{1}{1+ST}$, si può valutare graficamente l'andamento della variabile controllata



→ scaldobagno elettrico

- Riducendo l'ampiezza dell'isteresi $\bar{\epsilon}$ si ottiene una maggiore precisione del controllo, a scapito però di una frequenza di commutazione più elevata, e della possibilità di commutazioni spurie
- Se il processo da controllare ha invece un grado relativo più elevato, ovvero ritardi puri, la variabile controllata oscilla in un intervallo molto più ampio di $\pm \epsilon \Rightarrow$ soluzione sconsigliata



COMPLEMENTI CONTROLLO MONOVARIABILE (6)

- CONTROLLO PWM

- In molti casi l'attuatore è di tipo on-off ma può essere acceso e spento ad intervalli di tempo molto + rapidi della dinamica dominante del sistema da controllare
- se $G(s)$ è di tipo passa-basso con costante di tempo fondamentale T_p , si generano impulsi con un periodo $T \ll \frac{1}{\omega_c}$, in modo da sfruttare l'effetto passa-basso del processo da controllare, e con una ampiezza proporzionale al segnale di controllo continuo desiderato



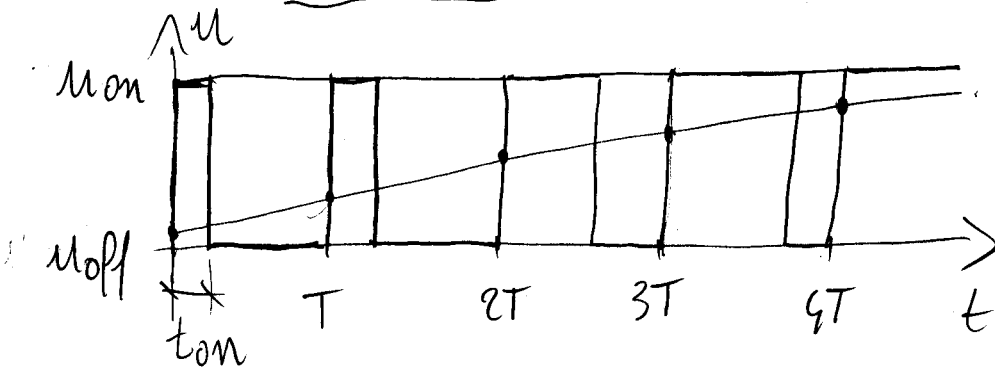
PWM:

Pulse

width

Modulation

(Modulazione ad ampiezza d'impulsi)

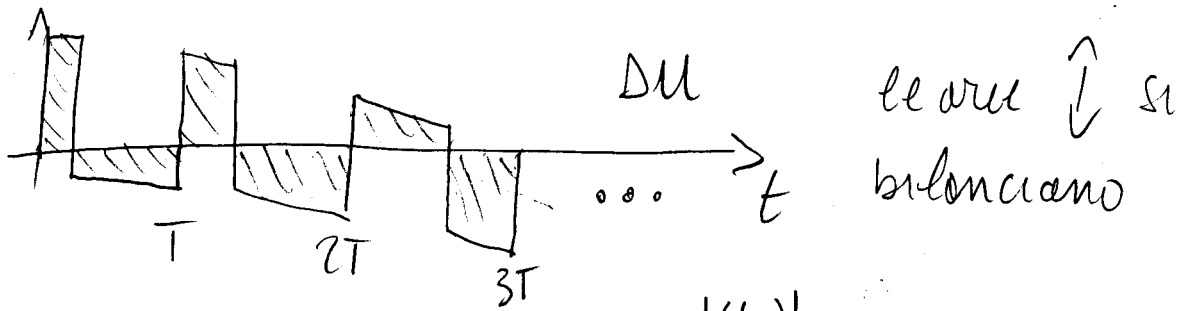
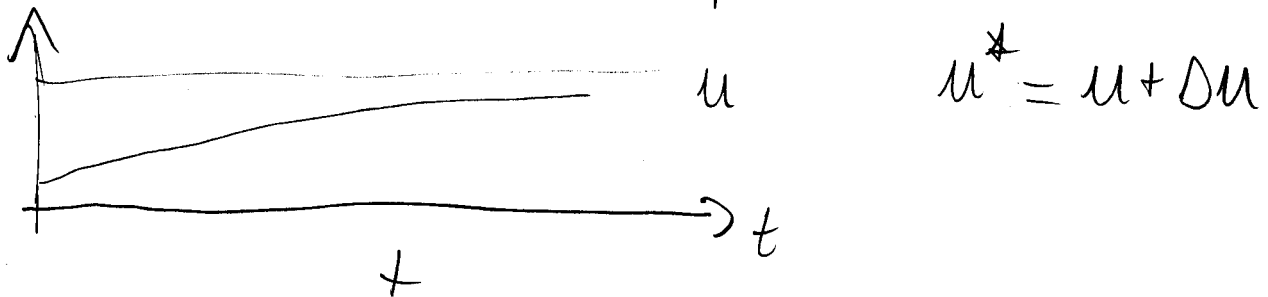


$$t_{on} = \frac{u - u_{off}}{u_{on} - u_{off}} \cdot T$$

duty-cycle

COMPONENTI CONTROLLO MONOVARIABILE (7)

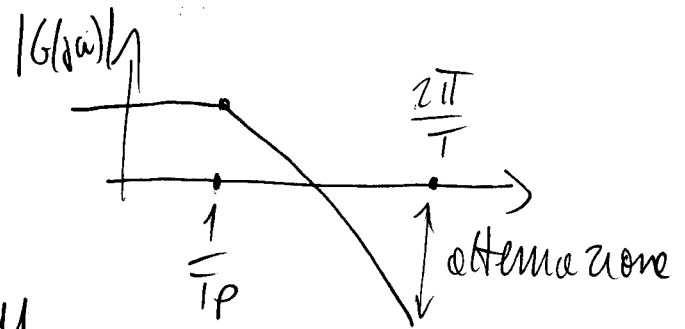
- Il segnale PWM u^* può essere visto come la sovrapposizione del "valor medio" u , che varia lentamente, e di un segnale a media nulla con frequenza fondamentale $\frac{1}{T}$ (+ armoniche superiori)



- Se $T \ll T_p$

la componente ad alta frequenza e media nulla Δu

viene filtrata da $G(s)$ (passa-basso), e rimane quindi solo l'effetto del valor medio u , che varia lentamente rispetto a T

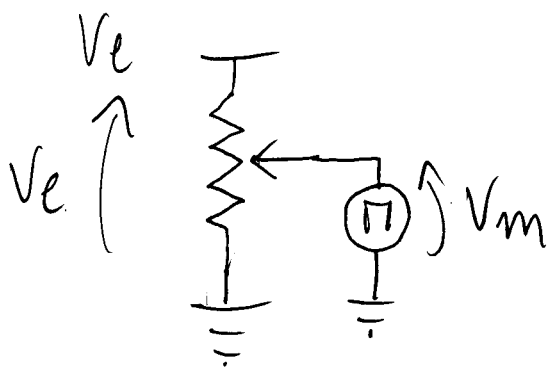


COMPONENTI CONTROLLO FONDO VARIABILE (8)

- APPLICAZIONE 1: CONTROLLO MOTORE IN C.C.

- la velocità di un motore in c.c. può essere controllata variando la tensione d'ingresso

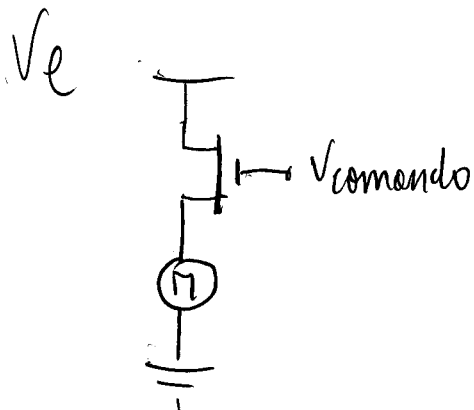
- Supponiamo di avere una tensione di linea costante V_e ; si può usare un reostato



V_m si può modulare spostando il cursore

- Problema: una frazione consistente della potenza assorbita viene dissipata sul reostato - non adatto per potenze rilevanti

- Soluzione: relè a stato solido (semiconduttori) con controllo PWM



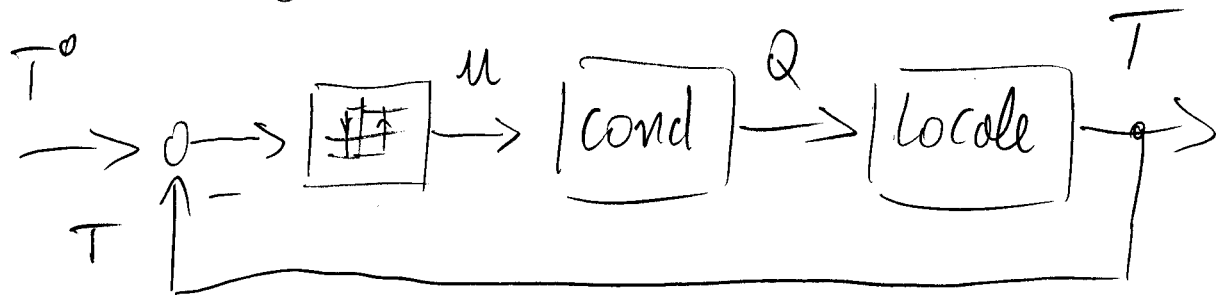
Il relè viene acceso/spento ad alta frequenza. Idealmente la dissipazione di potenza sul relè è nulla
(0 è un circuito aperto, $I=0$
 0 è un circuito chiuso, $V=0$)

COMPLEMENTI CONTROLLO MONOVARIABILE (9)

- APPLICAZIONE 2: CONTROLLO TEMPERATURA CONDIZIONATORI

- Il motore che muove il compressore dei comuni condizionatori è alimentato da $V_{CA} = 220 V, 50 Hz$ costante. Occorre modulare la potenza termica Q prodotta in modo da ottenere la temperatura T ambiente desiderata.

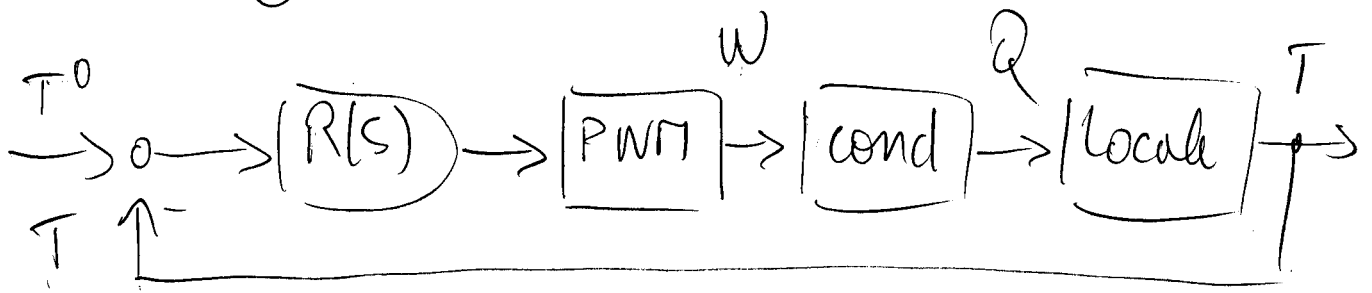
- Soluzione (1): controllo a relé



- Il comando u attacca/stacca il compressore, che quindi o è fermo o lavora a max potenza
- La soglia E va tarata in modo da evitare commutazioni frequenti, che danneggiano il compressore

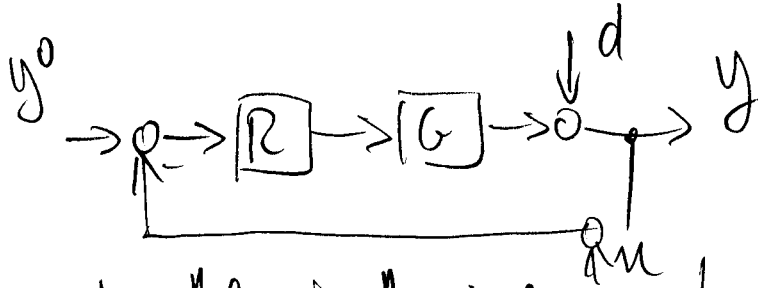
COMPONENTI CONTROLLO MONOVARIABILE (10)

- Soluzione (2) : Inverter



- In questo caso, un modulo PWM (comunemente denominato inverter, realizzato con tecnologia a semiconduttori) regola la velocità di rotazione ω del compressore in modo continuo. La portata del compressore viene quindi ridotta in funzione del carico termico Q richiesto dall'ambiente per mantenere $T = T^0$
- Vantaggi (1) a carico ridotto, gli scambiatori lavorano con ΔT tra fluido refrigerante ed aria + bassi di quelli nominali, ottenendo quindi un COP + elevato e quindi minori consumi di potenza elettrica
- (2) Regolazione di temperatura + fine
- Svantaggi: l'inverter costa molto di più di un semplice relè

- REGOLATORI A 2 GDL



- Il regolatore "classico" risolve contemporaneamente 2 pb

• Inseguimento del setpoint $Y/Y^0 \approx 1$ (a)

• Reiezione di disturbi $Y/D \approx 0$ (b)

in un colpo solo. Le prestazioni (a) e (b) sono legate

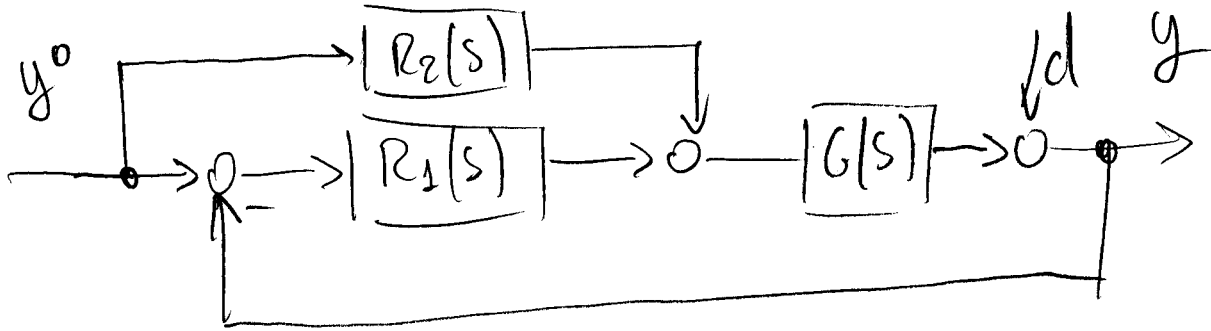
alle prestazioni $Y/Y^0 = \frac{RG}{1+RG}$ $Y/D = \frac{1}{1+RG}$

- Può succedere che le prestazioni di tipo (a) richiedano un sistema molto più veloce di quanto non lo richiedano le specifiche su (b)

→ occorre una $R(s)$ ad alto guadagno che amplifica inutilmente il rumore n

- In questi casi si sdoppia il controllore in 2 parti, orientate ad (a) e (b) rispettivamente

- Schema ①: Compensazione del riferimento



$$Y/Y^0 = \frac{R_1 G + R_2 G}{1 + R_1 G}$$

- Ponendo idealmente $R_2(s) = \frac{1}{G(s)}$ si ottiene $Y/Y^0 = 1$

- In generale questo non è possibile × pb di

- consistenza (+zeri che poli)
- stabilità (zeri ed × in $G(s)$ → poli e D× in $R_2(s)$)

- Al solito, si cerca di fare in modo che

$$R_2(j\omega) \approx \frac{1}{G(j\omega)} \quad \text{nella banda d'interesse}$$

(NB R_2 non è coinvolto nella reiezione del disturbo

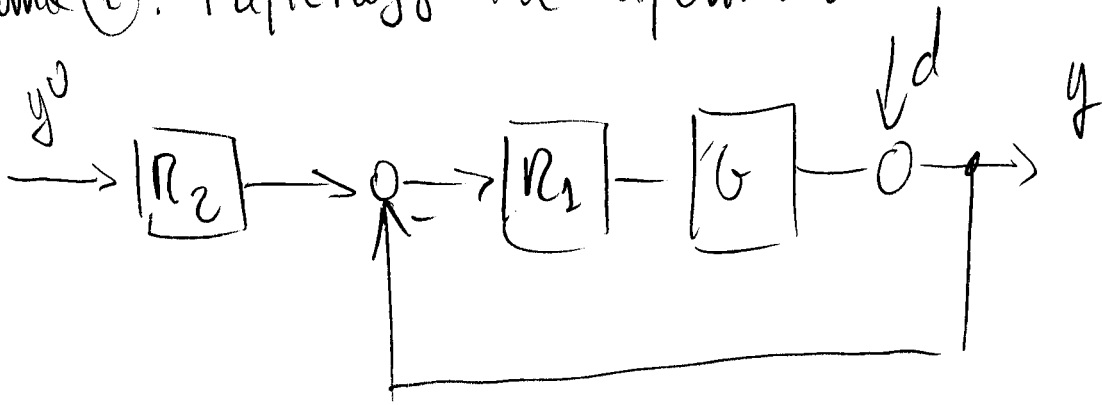
R_1 invece va progettato essenzialmente in base

alle specifiche su Y/D)

- Progetto del sistema di controllo :

- R_1 : reiezione del disturbo
- R_2 : inseguimento del setpoint

- Schema (2): Prefiltraggio del riferimento



$$\frac{Y}{Y^0} = R_2 \cdot F = R_2 \cdot \frac{R_1 G}{1 + R_1 G}$$

- R_2 può modificare il guadagno e la banda passante di F

p.es $F \approx 0.9 \frac{1}{1+10s}$

$$R_2 = 1.11 \frac{1+10s}{1+2s}$$

$$\rightarrow \frac{Y}{Y^0} = 1 \cdot \frac{1}{1+2s}$$

+veloc

quad. statico = 1

- Diminuisce

- R_2 non coinvolge d

- R_1 si progetta sulla risonanza di d

- Inoltre

- scelta meno robusta (staticamente) rispetto all'azione integrale in R_1 : se $\mu_F > 0.95$

$$Y/Y^0 = 1.05 \frac{1}{1+2s}$$