

*Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria*



Corso di laurea in Ingegneria Elettrotecnica

SISTEMI PER CONTROLLO DI TEMPERATURA

Relatore: Prof. Gobbo Renato

Laureando: Formentin Valentino

Anno Accademico 2010-2011

SOMMARIO

Questa tesi nasce dall'esigenza, riscontrata nel nostro laboratorio, di effettuare un controllo di temperatura usato per collaudare dei determinati tipi di isolanti sfruttando la prova dei cicli termici. Tuttora viene usato un controllore con una precisione grossolana e con tempi di aggiornamento un po' troppo elevati, quindi è stata studiata una tecnica di controllo più precisa e con frequenze di campionamento più elevata rispetto alla precedente, sfruttando come controllori i regolatori PID, visto che ad un sistema di controllo è richiesto:

- di risentire nel minor modo possibile di disturbi dovuti a cause esterne
- di rispondere più prontamente possibile alle sollecitazioni
- di fornire una risposta, la più precisa possibile.

INTRODUZIONE

Qualsiasi dispositivo elettrico durante il proprio funzionamento si riscalda a causa della potenza dissipata al suo interno, raggiungendo, pertanto, la temperatura di regime legata alla particolare condizione di funzionamento. Affinché il dispositivo elettrico funzioni correttamente, è necessario imporre un limite superiore alle temperature raggiungibili dalle sue diverse parti. Non bisogna imporre un limite massimo alla temperatura media, bensì alle temperature puntuali raggiunte dalle diverse parti del dispositivo.

Gli effetti negativi dovuti alla temperatura sono molteplici: peggioramento delle proprietà meccaniche, deformazioni meccaniche, variazioni dei parametri elettrici e, soprattutto, deterioramento delle proprietà dielettriche dei materiali isolanti. Il deterioramento delle proprietà dielettriche dei materiali isolanti è legato sostanzialmente alle reazioni chimiche che avvengono nel materiale stesso, tanto più veloci quanto maggiore è la temperatura di funzionamento.

L'invecchiamento dell'isolante causerà, inevitabilmente, il cedimento elettrico, rendendo il dispositivo inutilizzabile. La temperatura di funzionamento di un sistema elettrico non è un parametro di secondaria importanza, poiché da questa dipende la durata di vita termica di un isolante, che può dimezzarsi anche per minimi innalzamenti di temperatura. Superata la durata di vita termica, l'isolante non è più idoneo a svolgere il proprio compito. Proprio per questo si effettuano prove di tipo termico le quali utilizzano controllori di temperatura i quali devono garantire l'incolumità dei dispositivi e devono soddisfare le esigenze del sistema, a partire dalla precisione per poi arrivare alla frequenza di regolazione e al modo di regolazione in base all'entità del sistema da controllare. Proprio per questo analizziamo un controllore di tipo PID per tentar di capire i relativi vantaggi rispetto a sistemi di regolazione più grossolani come il controllo di tipo ON-OFF. Inoltre analizzeremo i segnali di uscita forniti da questo tipo di controllore per essere poi in grado di applicare questo tipo di dispositivo all'interno di un circuito elettrico il quale ci permetterà di rilevare e regolare la temperatura utile al nostro sistema.

INDICE

Sommario

Introduzione

Capitolo 1: teoria dei controlli

- sistemi di controllo automatico
- controllo di temperatura

Capitolo 2: Regolatori PID

- analisi di alcuni regolatori PID
- studio dei regolatori PID
- regolazione ad anello chiuso
- modulazione PWM

Capitolo 3: analisi controllo temperatura

- studio dei controllori
- esempi di sistemi controllati
- uso del relè allo stato solido(SSR)
- regolazione di temperatura in laboratorio

Conclusioni

CAPITOLO 1 : TEORIA DEI CONTROLLI

CONTROLLO AUTOMATICO

Il controllo automatico di un dato sistema (di un motore, di un impianto industriale, di una funzione biologica come il battito cardiaco) si prefigge di modificare il comportamento del sistema da controllare (ovvero le sue uscite) attraverso la manipolazione delle grandezze d'ingresso. Ad esempio può richiedersi che l'uscita rimanga costante ad un valore prefissato al variare dell'ingresso (controllo semplice) oppure segua fedelmente la dinamica dell'ingresso stesso (sistema di asservimento) a meno di amplificazioni e ritardi.

Il controllo del sistema in esame viene affidato ad un altro sistema costruito appositamente, detto sistema controllante o controllore, che viene progettato dopo uno studio preliminare del sistema da controllare per individuarne il modello matematico esatto, servendosi degli strumenti messi a punto dalla teoria dei sistemi. Il controllo automatico di un sistema è possibile solo nella misura in cui il sistema stesso è raggiungibile e osservabile, cioè nella misura in cui è possibile portarlo in un dato stato interno agendo sui suoi ingressi, e risalire allo stato attuale del sistema basandosi sulle sue uscite.

Cenni storici

Il primo esempio di applicazione della teoria dei controlli è dato dal Regolatore centrifugo, sul quale James Clerk Maxwell affrontò uno studio di analisi dinamica nel suo scritto del 1868 intitolato *On Governors*.

In seguito Edward John Routh (allievo di Maxwell) generalizzò le conclusioni di Maxwell per la classe dei sistemi lineari. Indipendentemente da Routh, Adolf Hurwitz analizzò nel 1877 la stabilità del sistema servendosi di equazioni differenziali. Il risultato di Routh e Hurwitz è noto come teorema di Routh-Hurwitz.

Negli anni 1890 Aleksandr Michajlovič Ljapunov elabora le basi della teoria della stabilità.

Negli anni 1930 Harry Nyquist elabora il criterio di stabilità di Nyquist, che permette di studiare la stabilità di un sistema in retroazione unitaria.

Con la Seconda guerra mondiale la teoria dei controlli espande il suo campo di applicazione ai sistemi di puntamento, ai sistemi di guida, e all'elettronica. Con

la corsa allo spazio anche la guida dei veicoli spaziali divenne oggetto di studio della teoria dei controlli.

Negli anni quaranta anche l'informatica diventa studio della teoria dei controlli, grazie agli studi sulla programmazione dinamica di Richard Bellman. Sempre negli anni '40 nasce la cibernetica, una scienza multidisciplinare che sfrutta i risultati della teoria dei controlli.

Negli anni cinquanta John R. Ragazzini contribuisce introducendo i concetti di controllo digitale e trasformata zeta. Altri campi di applicazione della teoria dei controlli sono l'economia e l'ingegneria chimica.

Teoria dei controlli

La teoria dei controlli è quella branca della scienza ed ingegneria che studia il comportamento di un sistema che sia interessato a variazioni nel tempo. Questa scienza, che ha un vastissimo campo di applicazione, è nata nell'ambito dell'elettronica industriale e dell'automazione.

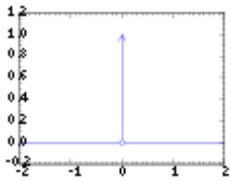
Il controllo può avvenire solo in un regime temporale. Spesso lo studio (matematico, con modelli matematici) nel dominio del tempo diventa molto difficile, causa la necessità di risolvere equazioni differenziali. Quindi, attraverso delle trasformazioni (in gergo, le trasformate, di cui le più famose sono quelle di Fourier e quelle di Laplace), si studia lo stesso sistema con tecniche di tipo algebrico nel dominio della frequenza, e una volta ottenuto il risultato si antitrasforma (antitrasformata) per tornare nel dominio del tempo.

La rappresentazione grafica di un sistema o processo si attua mediante 'schemi a blocchi' oppure 'grafi di flusso' dove ogni singolo processo è individuato da una 'trasferenza' dinamica.

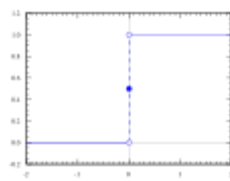
Ingressi e uscite

Ogni sistema può avere uno o più ingressi e può avere una o più uscite. Con il termine SISO (acronimo di Single Input - Single Output) si intende un sistema a singolo ingresso e a singola uscita, mentre con il termine MIMO (acronimo di Multi Input - Multi Output) si intende un sistema a ingressi multipli e a uscite multiple.

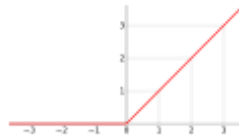
Ad ogni variazione delle variabili in ingresso segue una determinata risposta del sistema, ovvero una variazione di altre variabili all'uscita. Le variazioni delle variabili in ingresso più comuni sono: l'impulso di Dirac, il gradino, la rampa e la sinusoidale.



Impulso
Dirac.



diVariazione
gradino.



aVariazione
rampa.



aVariazione
sinusoidale.

Le variabili in ingresso (o in entrata) si differenziano in:

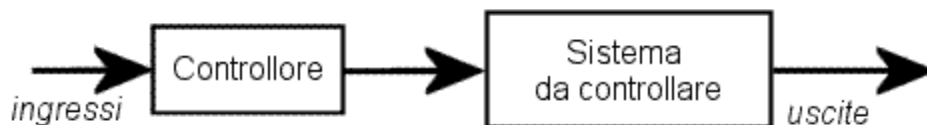
- variabili manipolabili (o variabili di controllo o variabili di manipolazione): hanno la caratteristica di essere sempre misurabili
- disturbi (o sollecitazioni esterne): possono essere anche non misurabili e la loro presenza è indesiderata dal punto di vista del controllo.

Tra le variabili in uscita si hanno:

- variabili di prestazione: sono le variabili controllate (da non confondere con le variabili di controllo), e possono essere misurabili direttamente o indirettamente
- variabili intermedie: sono delle variabili fisiche misurabili, che possono essere utilizzate per la misura indiretta delle variabili di prestazione.

La misurazione diretta delle variabili da controllare viene detta misurazione primaria, mentre la misurazione indiretta delle variabili da controllare viene detta misurazione secondaria. Esempi di misurazione secondaria sono il controllo in cascata, il controllo adattativo e il controllo inferenziale.

Controllo ad anello aperto

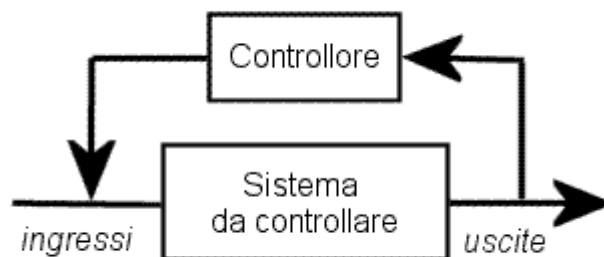


Un sistema automatico di controllo può funzionare essenzialmente in due modi: come controllo diretto o come controllo in retroazione. Il controllo ad anello aperto (o in avanti o predittivo o feed-forward) si basa su una elaborazione degli ingressi eseguita senza conoscere il valore dell'uscita del sistema controllato, essendo note alcune proprietà del sistema da controllare.

In questo caso è fondamentale avere un buon modello matematico che descriva in maniera abbastanza precisa il comportamento del sistema. Tanto più il modello matematico su cui si basa l'azione del controllo feed-forward è esatto, tanto più questo tipo di controllo è affidabile.

I motori elettrici della maggior parte dei ventilatori oggi in vendita sono controllati mediante un sistema di asservimento di questo tipo.

Controllo in retroazione



Il controllo in retroazione (o retroazionato o all'indietro o feed-back), più complesso ma molto più flessibile del primo, può rendere stabile un sistema che di per sé non lo è affatto.

In questo caso l'anello di controllo riporta, all'ingresso del processo che si vuole controllare (o rendere stabile), una funzione dell'uscita che va sommata algebricamente al segnale già presente in ingresso.

Se chiamiamo y_{ref} il segnale in ingresso al sistema prima dell'innesto della retroazione, y_{out} il segnale in uscita dal sistema da controllare, y_{fb} il segnale in uscita dal controllore (che quindi dipende da y_{out} e dalla struttura dello stesso controllore), si può distinguere in:

- retroazione positiva: al segnale y_{ref} viene sommato y_{fb} , e la somma viene inviata in ingresso al sistema;
- retroazione negativa: al segnale y_{ref} viene sottratto y_{fb} , in modo da avere in ingresso al sistema il cosiddetto segnale errore, e_f

A seconda della tipologia della retroazione, si possono fare considerazioni diverse circa la stabilità del sistema complessivo ottenuto (oscillazioni ed energia del segnale in uscita); in generale si può affermare che la retroazione positiva porta a sistemi instabili, mentre la retroazione negativa apre la strada a strategie di controllo molto efficaci per il raggiungimento della stabilità del sistema.

Esempio: controllo della temperatura



Un'applicazione pratica del controllo in retroazione è rappresentato dal sistema di riscaldamento degli ambienti domestici.

Esempio classico di controllo in retroazione è un sistema di controllo di temperatura di una stanza. Supponiamo di voler mantenere la temperatura di una stanza a 20 °C. Un termostato controlla la temperatura e comanda l'afflusso di acqua ai caloriferi della stanza. Il valore a cui vogliamo tenere la temperatura viene definito in un sistema di controllo set point. A seconda della temperatura letta dal sensore quindi si apre o si chiude l'afflusso dell'acqua al calorifero. La temperatura della stanza oscillerà così attorno ai 20 °C a seconda della dissipazione del calore e della capacità dei caloriferi. Un tipo di regolazione in retroazione in questo senso può essere definito regolazione on-off in quanto prevede come retroazione un semplice comando acceso-spento. Un tipo di controllo del genere può essere usato per la regolazione del riscaldamento di una stanza di un'abitazione, dove oscillazioni di 1 °C sono tollerate da chi dovrà utilizzare la stanza.

Soluzioni di controllo

Esistono diverse tecniche per sintetizzare controllori in anello chiuso, di seguito saranno illustrate brevemente le soluzioni più note.

Controllo PID

Rappresenta una delle soluzioni di controllo più semplici, permette di ottenere buone prestazioni con sistemi prevalentemente lineari, mentre risulta deludente per sistemi con carattere fortemente non lineare (es.: sistemi LTV). La semplicità delle tre azioni elementari che lo costituiscono ne rende semplice l'implementazione sia con tecnologie pneumatiche che elettroniche. Per via della sua larga diffusione non è raro trovarne implementazione anche in elettronica digitale dove le potenzialità della CPU permetterebbero l'implementazione di algoritmi ben più complessi.

Controllo Sliding Mode

Utilizzando una visione elementare può essere considerato come una estensione del controllo on/off utilizzato per la regolazione della temperatura di caldaie e frigoriferi. Sfruttando la teoria di stabilità secondo Lyapunov e la possibilità di applicare segnali di controllo in alta frequenza, permette di ottenere controllori semplici ed estremamente robusti. Il limite principale è rappresentato dalla frequenza massima del segnale di controllo e dalla presenza di oscillazioni sull'uscita, note come chatter. Tuttavia la teoria alla base del controllo sliding mode permette di svilupparne varianti leggermente più complesse, ma prive di chatter ma allo stesso tempo robuste anche per sistemi con caratterizzazioni fortemente non lineari.

Controllo adattativo

In questa categoria rientrano gli algoritmi di controllo con capacità di adattarsi al sistema da controllare, possono esserci diverse forme di adattabilità che vanno dalla modifica dei parametri di controllo lungo opportune curve (Gain scheduling) alla possibilità di cambiare completamente o parzialmente la struttura del controllore. Rispetto alle soluzioni di controllo che non prevedono una variabilità nei parametri o nella struttura, scontano un maggiore peso computazionale che ne rende difficile l'implementazione su hardware commerciale. Offrendo come contropartita migliori prestazioni ed una maggiore robustezza.

Controllo ottimo

Il controllo ottimo si prefigge di stabilizzare il sistema dinamico tramite l'ottimizzazione di una funzione di costo $J(x,u)$ (dove per x si intende lo stato del sistema e per u il controllo generato da un opportuno controllore ottenuto a seguito della minimizzazione). Minimizzando la funzione di costo J e manipolando opportuni parametri si riesce ad ottenere un controllore che rende la dinamica del controllo grande e veloce o piccola e lenta. Minimizzare J significa far tendere x a zero in tempo finito o infinito (e quindi anche u che è un controllo in retroazione dallo stato) e quindi stabilizzare x . Il controllo ottimo è efficace sotto ipotesi di stabilità del sistema e di rivelabilità del sistema. Se il sistema è rivelabile (cioè se lo stato x va stimato) è necessario un osservatore anche esso ottimo: il filtro di Kalman.

La teoria sviluppata per il controllo ottimo permette la sintesi di controllori noto il modello ed esclusivamente per sistemi lineari.

Controllo robusto

È una soluzione di controllo che permette di imporre sia le prestazioni nominali, sia le prestazioni robuste (sotto ipotesi di incertezze parametriche sul modello del sistema). Valido solo per sistemi lineari, giunge alla definizione di una serie di vincoli che il controllore dovrà garantire. In tal senso non è una soluzione di controllo robusta per natura (come il Controllo sliding mode), ma semplicemente un'imposizione di vincoli su un controllore in retroazione di stato.

Nel caso lineare MIMO il sistema P_0 , detto processo nominale, viene controllato con un apposito compensatore K in retroazione dallo stato stimato (conterrà quindi un controllore e un osservatore dello stato). La matrice K viene sintetizzata tramite appositi algoritmi di controllo robusto che, dati vincoli di prestazione, forniscono un compensatore ottimo tramite sintesi LQR - LTR (anche detta LQG), tramite sintesi in H-infinito o tramite i classici metodi della compensazione di sistemi SISO previa operazione di disaccoppiamento del sistema.

Di seguito vengono confrontate le diverse possibilità di controllo:

Strutture del controllore

- Controllo feedback - Vantaggi: robustezza, controlla anche i disturbi non misurabili o impreveduti - Svantaggi: essendo in anello chiuso, può introdurre instabilità nella risposta se tarato male, non agisce in tempo reale
- Controllo feedforward - Vantaggi: agisce prima che il sistema risenta del disturbo, non introduce instabilità nella risposta - Svantaggi: il sistema deve scostarsi poco dal modello, è richiesta una buona conoscenza del sistema, il disturbo deve essere misurabile, non controllo i disturbi impreveduti o non misurabili
- Controllo misto - Unisce i vantaggi delle singole soluzioni senza presentare svantaggi significativi.
- Controllo in cascata - Vantaggi: Sforzo di taratura minore, maggiore robustezza ai disturbi

Tipologie di controllore

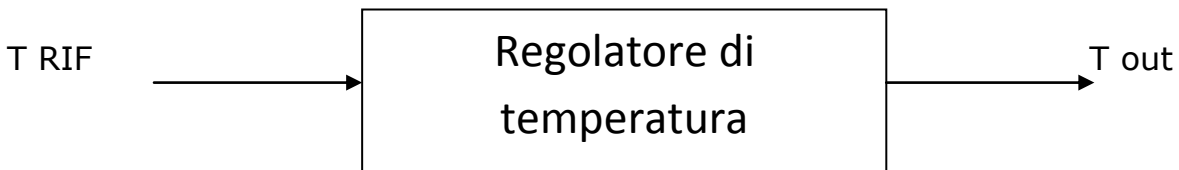
- Controllo PID - Vantaggi: Semplice e funzionale, implementabile in diverse tecnologie - Svantaggi: Prestazioni modeste con sistemi fortemente non lineari, come gli LTV.

- Controllo adattativo - Vantaggi: Sforzo di taratura ridotto, prestazioni elevate anche al variare dei parametri per fenomeni di invecchiamento. - Svantaggi: Costo computazionale maggiore, implementazione possibile solo con dispositivi elettronici digitali.
- Controllo Sliding Mode - Vantaggi: Basso costo computazionale, elevata robustezza - Svantaggi: Alcune soluzioni possono essere affette da 'chatter'.
- Controllo Ottimo - Vantaggi: Permette di sintetizzare un controllore basandosi su un indice di costo, valido anche per sistemi lineari MIMO - Svantaggi: Peso computazione delle operazioni di sintesi elevato, valido solo per sistemi lineari.
- Controllo Robusto - Vantaggi: Robustezza a variazioni parametriche - Svantaggi: Valido solo per sistemi lineari

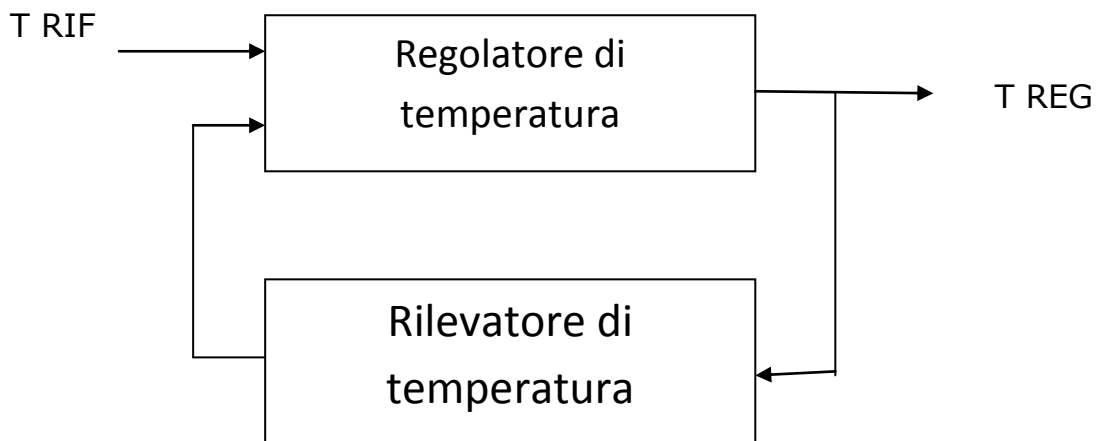
CONTROLLO DI TEMPERATURA

Analizzando i metodi descritti precedentemente possiamo parlare di controllo ad anello aperto se si individuano tre blocchi fondamentali:

- comando, individuato nella figura come "temperatura di riferimento"
- regolatore, in grado di variare la temperatura da controllare
- uscita o temperatura controllata



Nel caso invece compaia un quarto blocco, cioè quello di retroazione, si parla di controllo ad anello chiuso: tale blocco è stato denominato "rilevatore di temperatura", che rappresenta il trasduttore necessario per trasformare la grandezza regolata, nel caso specifico la temperatura, in grandezza comparabile con il comando, di solito un segnale di tipo elettrico.



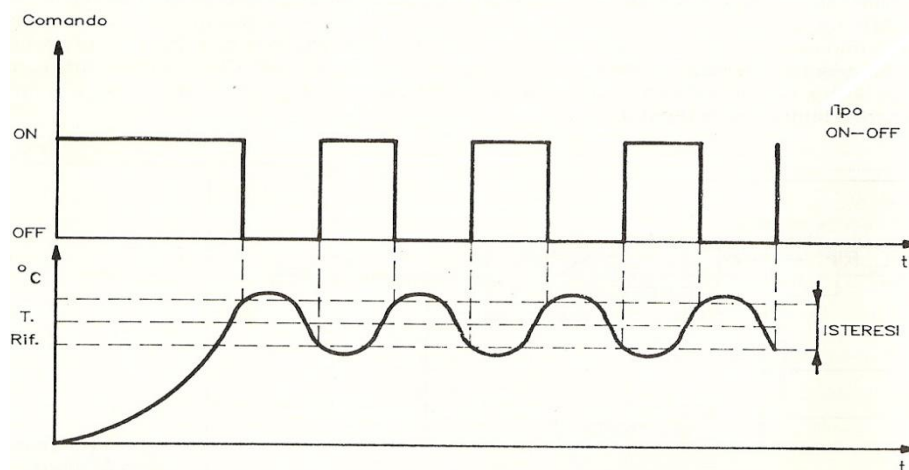
L'attuatore è quindi rappresentato dal blocco "regolatore", che potrebbe essere ricondotto ad una resistenza elettrica, in grado di fornire calore se percorsa da corrente, controllata da un opportuno circuito di comando. Un secondo esempio di attuatore potrebbe essere rappresentato da un bruciatore alimentato a gas, controllato dall'apertura o chiusura di una elettrovalvola, in grado di comandare il flusso del gas stesso.

Possiamo spendere ancora alcune parole per descrivere il tipo di regolazione che può essere effettuato; in questo modo forniamo una panoramica delle problematiche inerenti il controllo di temperatura; il controllo può avvenire in

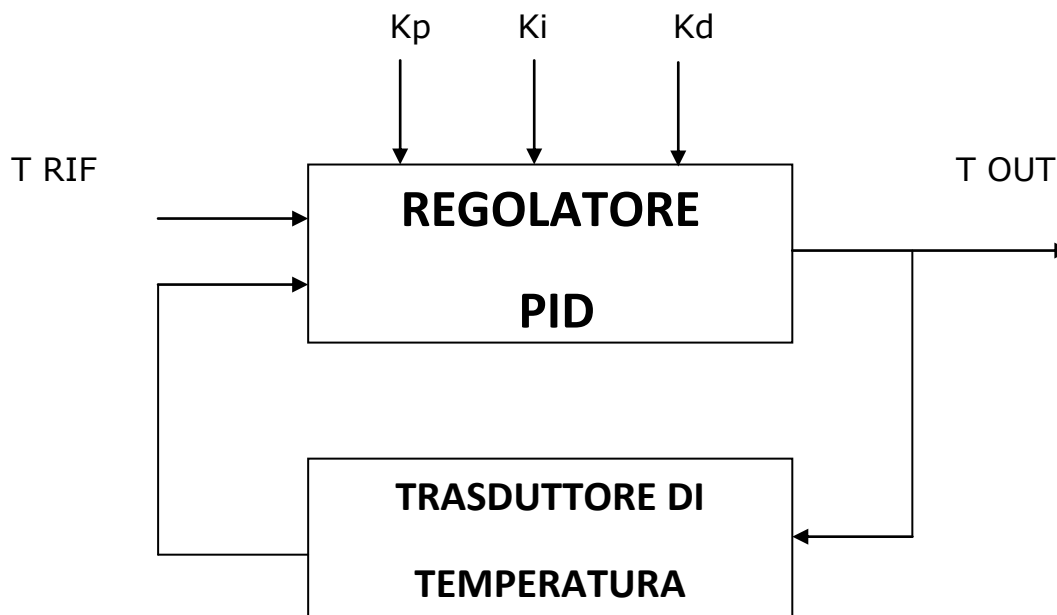
modi differenti, che ci permette di ottenere risultati con precisioni e comportamenti diversi.

Per quanto riguarda i termoregolatori si usa distinguerli nei tipi:

- ON-OFF nei quali il comando dell'attuatore avviene ogni volta si scenda sotto il valore di riferimento, per poi essere tolto appena questo viene superato

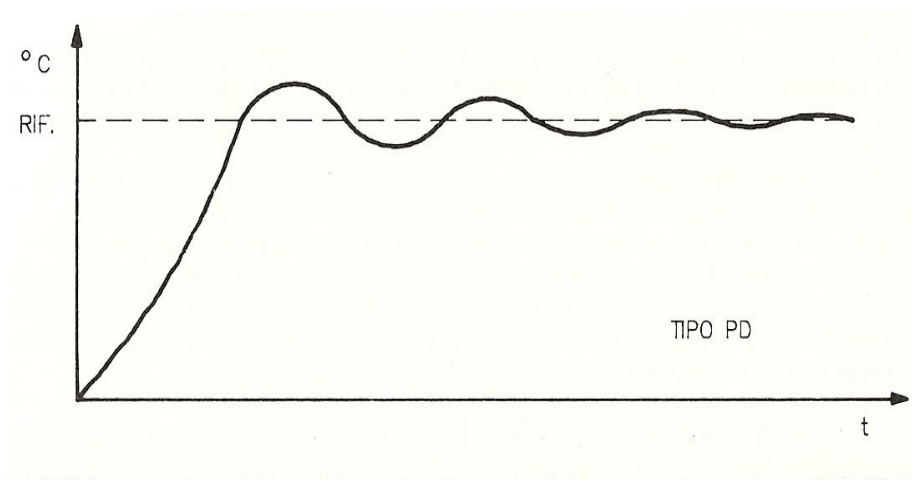


- PD cioè di tipo proporzionale derivativo, nei quali il comando all'attuatore è proporzionale alla differenza tra comando e retroazione, oltre che tener conto della derivata delle variazioni, cioè della velocità con cui avvengono
- PID cioè di tipo proporzionale integrativo derivativo, che aggiunge, rispetto al caso precedente, l'operazione di integrale; in pratica la somma di tutte le variazioni influenza la regolazione di uscita. Questa regolazione è schematizzata nella figura sottostante dove si notano le tre costanti K_p , K_i , K_d , per mezzo delle quali si ottiene maggior o minor influenza, sulla regolazione, di ciascuna delle tre operazioni.

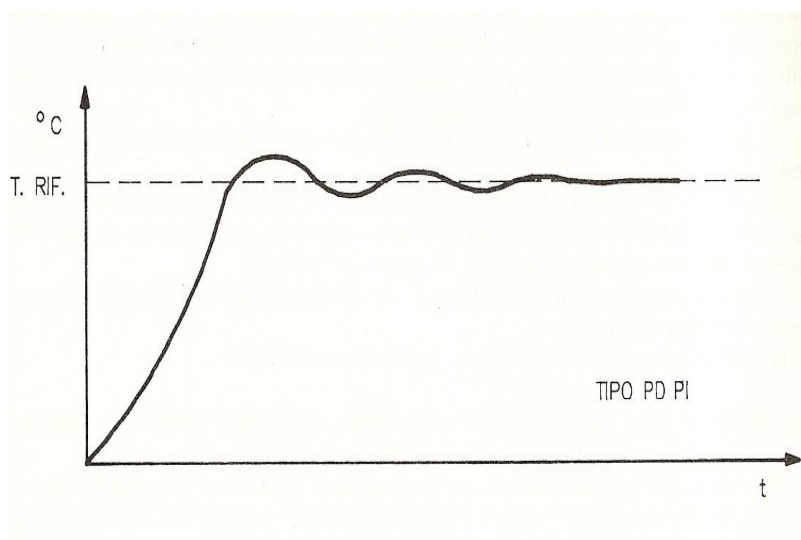


Il comando e quindi il comportamento dell'uscita è diverso in ognuno dei tre casi citati. Lo schema rappresentativo del controllo ON-OFF riporta l'andamento del segnale di comando dell'attuatore, acceso o spento, e nell'altro quello della risposta; si nota come questo possa essere un controllo grossolano, che non può rispettare precisioni elevate.

Nel grafico seguente, invece, è rappresentato l'andamento della temperatura controllata da un regolatore PD; si nota una fase di oscillazione iniziale, che segue la fase di riscaldamento rapida, la quale tende a smorzarsi quando la temperatura ha raggiunto il valore di riferimento. Si ottengono precisioni decisamente più elevate rispetto al caso precedente.



Infine la figura sottostante riporta l'andamento dell'uscita in un regolatore PID, nel quale viene migliorata anche la fase di stabilizzazione al valore di regime, dopo la fase transitoria iniziale, a patto che vengano ben dimensionate le costanti di proporzionalità.



Questi grafici, che descrivono l'andamento della grandezza di uscita nel tempo, in funzione di un comando in ingresso, verranno ripresi più volte, visto che attraverso tali grafici si studia il comportamento del sistema, ottenendo le informazioni necessarie per qualificare il sistema stesso; una delle caratteristiche fondamentali che viene descritta da queste rappresentazioni è la stabilità, ricercata anche attraverso le altre forme di studio di un sistema, come quella analitica.

CAPITOLO 2: REGOLATORI PID

Quando si considera un controllo, viene presa in esame la grandezza di entrata, variabile nel tempo, che possiamo denominare $e(t)$ (può anche essere vista come errore del sistema, quando questa è il risultato di una retroazione), e quella di uscita, denominata $u(t)$. Fra una grandezza e l'altra si collega il regolatore, la cui funzione varia da sistema a sistema. Possiamo comunque ricondurre un controllo generico come composto da tre tipi fondamentali di regolatori.

Regolatori proporzionali P :

in questi controlli l'uscita è legata all'entrata semplicemente tramite una costante di proporzionalità, secondo la legge:

$$u(t) = Kp * e(t)$$

K può essere definito anche guadagno o funzione di trasferimento del regolatore.

Regolatori integrativi I :

in questi controlli l'uscita rappresenta l'integrale nel tempo dell'entrata o dell'errore:

$$u(t) = Ki * \int e(t) dt$$

Ki è la costante integrativa.

Se volessimo analizzare lo stesso tipo di controllo, passando attraverso le trasformate di Laplace, si ottiene:

$$u(s) = \frac{Ki}{s} * E(s)$$

Applicando il teorema dell'integrale e supponendo le condizioni iniziali nulle.

Spesso questi regolatori si accompagnano con quelli di tipo proporzionale, e si ottiene un controllo di tipo PI, regolato dalla legge:

$$u(t) = Kp * e(t) + Ki * \int e(t) * dt$$

Oppure

$$U(s) = Kp * E(s) + \frac{Ki}{s} * E(s)$$

Regolatori derivativi D:

in questi controlli l'uscita rappresenta la derivata nel tempo dell'entrata o dell'errore:

$$u(t) = Kd * \frac{de(t)}{dt}$$

Dove Kd è la costante derivativa.

Se volessimo analizzare lo stesso tipo di controllo, passando attraverso le trasformate di Laplace si ottiene:

$$U(s) = Ks * s * E(s)$$

applicando il teorema della derivata a condizioni iniziali nulle.

Anche questi regolatori spesso si accompagnano con quelli di tipo proporzionale, e si ottiene un controllo di tipo PD, regolato dalla legge:

$$u(t) = Kp * e(t) + Kd * \frac{de(t)}{dt}$$

Oppure

$$U(s) = Kp * E(s) + Kd * s * E(s)$$

Regolatori proporzionali-integrativi-derivativi PID:

in generale i controlli possono avere i tre tipi di regolazione combinati tra loro secondo l'espressione:

$$u(t) = Kp * e(t) + Ki * \int e(t) * dt + Kd * \frac{de(t)}{dt}$$

O anche

$$U(s) = \left(Kp + Ki * \frac{1}{s} + Kd * s \right) E(s)$$

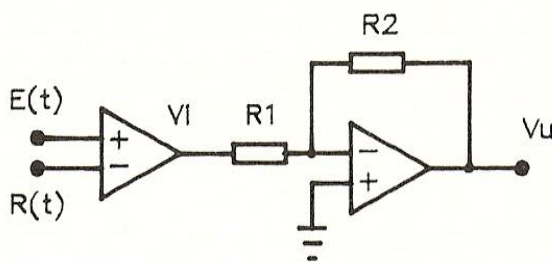
ANALISI DI ALCUNI REGOLATORI PID

Un esempio di regolatori o loro combinazione, si ottiene impiegando gli amplificatori operazionali, in cui entrata ed uscita vengono viste sotto forma di tensione.

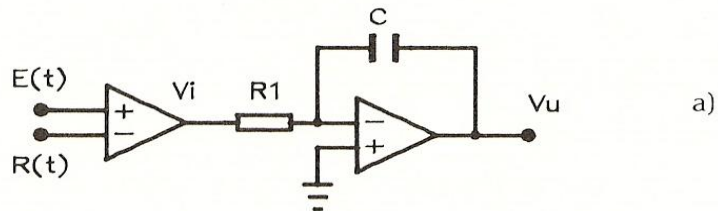
Di seguito verranno descritti i vari tipi di regolatori :

-

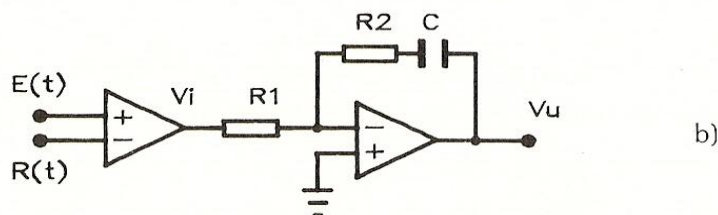
regolatore di tipo P



-regolatori di tipo I (a) e di tipo PI (b)

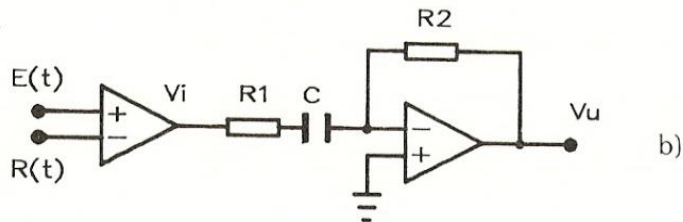
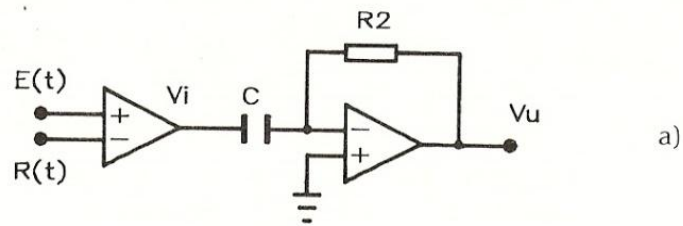


a)

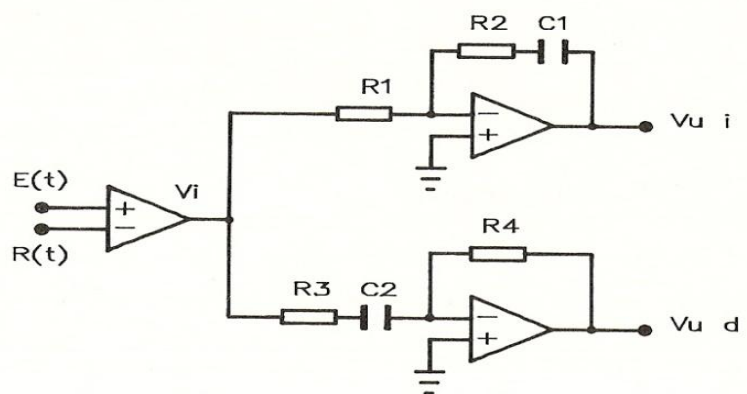


b)

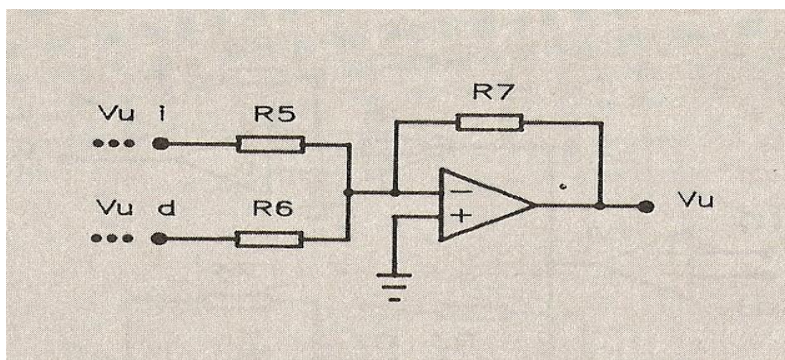
-regolatori di tipo D (a) e di tipo PD (b)



-combinazione dei due regolatori PI e PD



-somma dei regolatori PI e PD con un'unica uscita



Un regolatore di tipo P, provvede all'amplificazione dell'errore ottenuto come differenza tra l'ingresso e la retroazione.

In questo caso K vale $-R_2/R_1$ essendo appunto:

$$V_u = A * V_i = -\frac{R_2}{R_1} * V_i = -\frac{R_2}{R_1} * (E - R)$$

Per quanto riguarda un regolatore di tipo I vale la funzione di trasferimento:

$$V_u = -\frac{1}{R_1 * C} * \int V_i * dt$$

Invece per un regolatore di tipo PI vale:

$$V_u = -\frac{R_2}{R_1} * V_i - \frac{1}{R_1 * C} * \int V_i * dt = -\frac{R_2}{R_1} * \left(V_i + \frac{1}{R_2 * C} * \int V_i * dt \right) \\ = K_p * \left(V_i + K_i * \int V_i * dt \right)$$

Dove $K_p = -R_2/R_1$ e $K_i = 1/R_2 * C$

Il regolatore di tipo D sfrutta la funzione di trasferimento:

$$V_u = -R_2 * C * \frac{dV_i}{dt}$$

Mentre per il regolatore di tipo PD vale:

$$V_u = -R_2 * C * \frac{dV_i}{dt} - \frac{R_2}{R_1} * V_i = -\frac{R_2}{R_1} * \left(V_i + R_1 * C * \frac{dV_i}{dt} \right) = K_p * \left(V_i + K_d * \frac{dV_i}{dt} \right)$$

Dove $K_p = -R_2/R_1$ e $K_d = R_1 * C$

Volendo combinare i regolatori proposti è possibile collegare i due tipi di circuiti, come descritto nella figura seguente dove in pratica si ottengono le stesse espressioni viste prima:

$$V_{ui} = K_{p1} * \left(V_i + K_i * \int V_i * dt \right)$$

e

$$V_{ud} = K_{p2} * \left(V_i + K_d * \frac{dV_i}{dt} \right)$$

Dove $K_{p1} = -R_2/R_1$ e $K_i = 1/R_2 * C_1$

$K_{p2} = -R_4/R_3$ e $K_d = R_3 * C_2$

Si può successivamente collegare le due uscite ad un sommatore per ottenere un'unica V_u in modo tale da avere:

$$V_u = -\frac{R_7}{R_5} * V_{ui} - \frac{R_7}{R_6} * V_{ud}$$

E se $R_5 = R_6 = R_7 = R$

$$V_u = -\frac{R}{R} * V_{ui} - \frac{R}{R} * V_{ud} = -(V_{ui} + V_{ud})$$

Cioè

$$Vu = - \left[Kp1 * (Vi + Ki * \int Vi * dt) + Kp2 * \left(Vi + Kd * \frac{dVi}{dt} \right) \right]$$

Applicando la trasformata di Laplace, rispettando le condizioni iniziali, si ottiene:

$$U(s) = - \left[Kp1 * \left(V(s) + Ki * \frac{1}{s} * V(s) \right) + Kp2 * \left(V(s) + Kds * V(s) \right) \right]$$

STUDIO DEI REGOLATORI PID

Un sistema analogo al precedente, in cui vengono messi in evidenza i vari tipi di regolazione è schematizzato a blocchi nella figura seguente per la quale si può arrivare facilmente al calcolo della funzione di trasferimento:

$$U(s) = Vi(s) + Vd(s)$$

Ma

$$Vi2(s) = Vi1(s) * Ki * \frac{1}{s} = V(s) * Kp1 * Ki * \frac{1}{s}$$

E

$$Vd2(s) = Vd1(s) * Kd * s = V(s) * Kp2 * Kd * s$$

Quindi

$$U(s) = V(s) * Kp1 * Ki * \frac{1}{s} + V(s) * Kp2 * Kd * s = V(s) * \left[Kp1 * Ki * \frac{1}{s} + Kp2 * Kd * s \right]$$

E

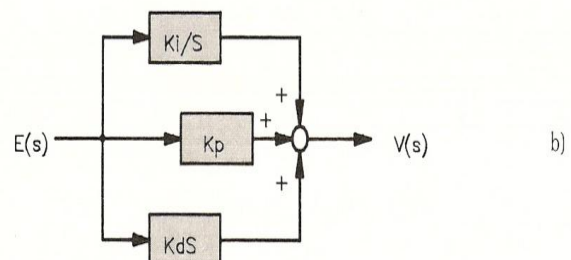
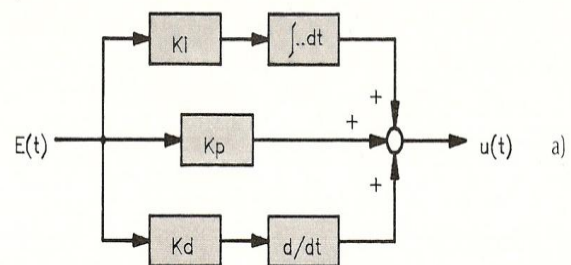
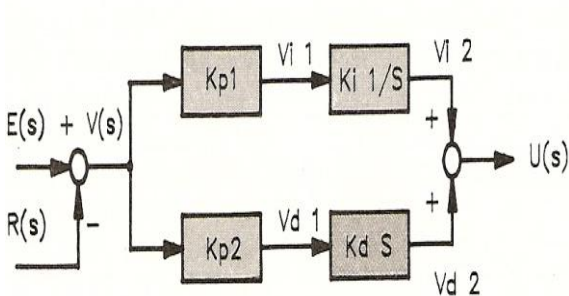
$$\frac{U(s)}{V(s)} = Kp1 * Ki * \frac{1}{s} + Kp2 * Kd * s$$

Per un regolatore PID del tutto generale, come si è descritto in apertura di capitolo, vale invece l'espressione già vista:

$$u(t) = Kp * e(t) + Ki * \int e(t) * dt + Kd * \frac{de(t)}{dt}$$

Oppure

$$U(s) = \left(Kp + Ki * \frac{1}{s} + Kd * s \right) * E(s)$$



Questo può essere descritto dai seguenti schemi a blocchi e si può ricavare facilmente la funzione di trasferimento, identica a quella che si otterrebbe dall'espressione precedente rapportando $U(s)/E(s)$:

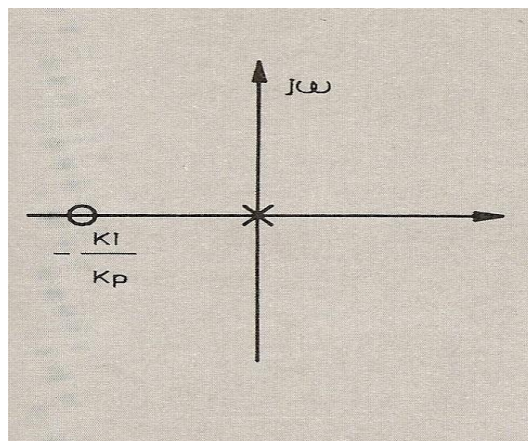
$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp + Ki * \frac{1}{s} + Kd * s$$

Per capire come si comportano i sistemi controllati mediante i regolatori studiati, occorre procedere a piccoli passi per riuscire ad abbinare quanto studiato in precedenza.

Iniziamo con l'esame del controllo PI, la cui funzione di trasferimento abbiamo già visto essere:

$$G(s) = Kp + \frac{Ki}{s} = \frac{Kp * s + Ki}{s} = \frac{Kp * \left(s + \frac{Ki}{Kp}\right)}{s}$$

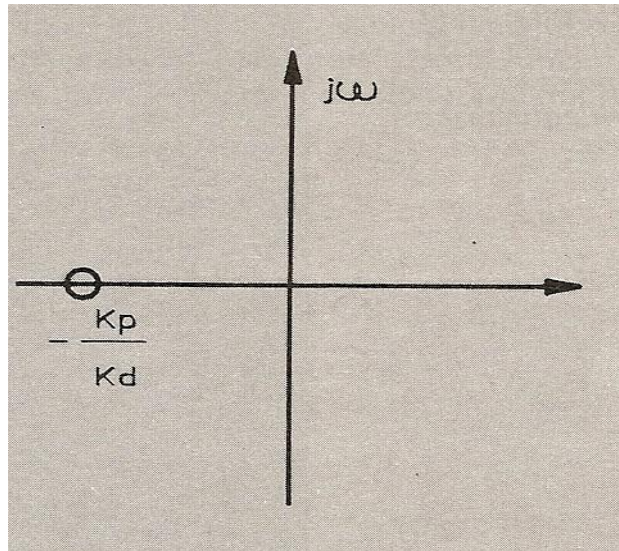
Questo tipo di controllo presenta un polo nell'origine ed uno zero per $s = -Ki/Kp$; vediamo tutto questo in figura:



Per il controllo PD, la funzione di trasferimento è:

$$G(s) = Kp + Kd * s = Kd * \left(s + \frac{Kp}{Kd}\right)$$

Che rappresenta uno zero per $s = -Kp/Kd$; lo vediamo nella seguente figura:



Per il controllo PID, la funzione di trasferimento è:

$$G(s) = Kp + Ki * \frac{1}{s} + Kd * s = Kd * \left(\frac{Kp}{Kd} + \frac{Ki}{Kd * s} + s \right) = \frac{Kd}{s} * \left(\frac{Kp}{Kd} * s + \frac{Ki}{Kd} + s^2 \right)$$

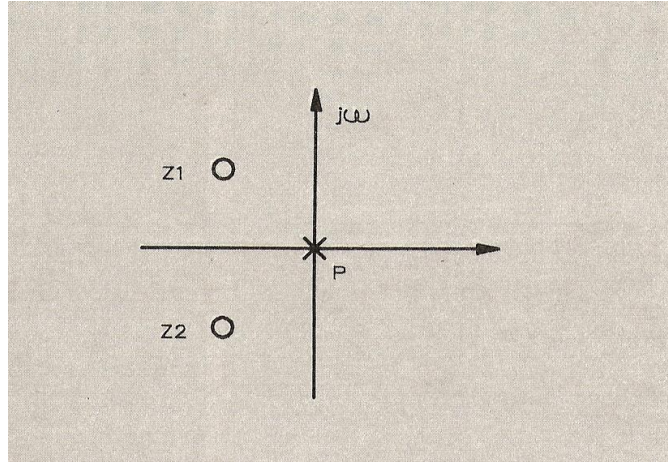
$$= Kd * \frac{s^2 + s * \frac{Kp}{Kd} + \frac{Ki}{Kd}}{s}$$

Che presenta un polo nell'origine, per $s=0$ e due zeri:

$$z1 = \left(-\frac{Kp}{Kd} + \frac{\sqrt{\left[\left(\frac{Kp}{Kd} \right)^2 - 4 * \frac{Ki}{Kd} \right]}}{2} \right)$$

$$z2 = \left(-\frac{Kp}{Kd} - \frac{\sqrt{\left(\left(\frac{Kp}{Kd} \right)^2 - 4 * Ki/Kd \right)}}{2} \right)$$

La rappresentazione nel piano delle radici è quindi riportata nella seguente figura e la posizione dei due zeri, all'interno del piano, dipende dal valore delle costanti Kp , Ki e Kd , e al variare di queste si ottiene il luogo delle radici.



REGOLAZIONE AD ANELLO CHIUSO

Riassumendo, possiamo schematizzare un controllo ad anello chiuso semplicemente con due blocchi, uno che rappresenta il sistema ad anello aperto, la cui funzione di trasferimento rappresenta il rapporto tra uscita e ingresso, ed uno di retroazione, che riporta al nodo di ingresso la grandezza di uscita.

La funzione di trasferimento ad anello aperto vale:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)}$$

Ad anello chiuso si ha invece:

$$U(s) = I(s) * G(s) = [E(s) - R(s)] * G(s) = [E(s) - H(s) * U(s)] * G(s)$$

Da cui

$$U(s) + H(s) * G(s) * U(s) = E(s) * G(s)$$

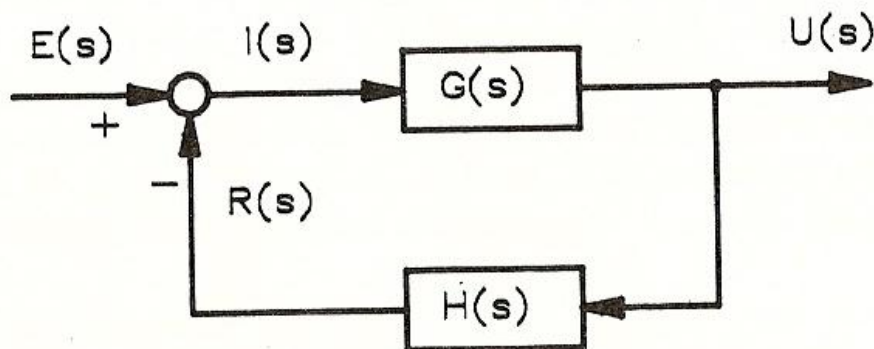
Quindi

$$Gt(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{G(s)}{1 + H(s) * G(s)}$$

Il grado dei polinomi abbiamo visto che dipende dal tipo di sistema; se la risposta si ottiene elaborando un'equazione differenziale, ad esempio, con derivate di ordine due, il sistema è del secondo ordine, e la funzione di trasferimento conterrà la variabile s elevata al quadrato.

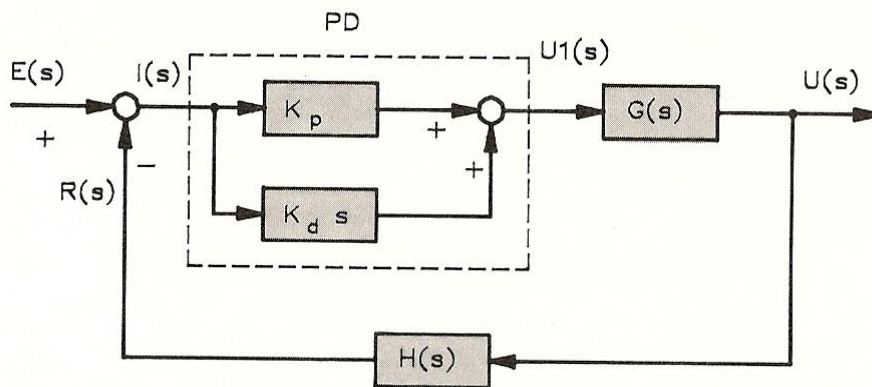
Una funzione di trasferimento, per un sistema del secondo ordine, del tutto generale, si presenta nella forma:

$$G(s) = \frac{\omega^2}{s * (s + 2 * \xi * \omega)}$$



A seconda dei parametri che compaiono nella funzione che descrive il sistema, questo avrà un comportamento più o meno stabile alle varie sollecitazioni in ingresso. Per renderlo stabile, allorché non lo sia o lo sia in modo poco smorzato, si può agire introducendo o variando la posizione di poli e zeri.

Se al sistema della figura precedente applichiamo ad esempio un regolatore di tipo PD, si ricava un sistema di come descritto dalla figura seguente, in cui compaiono appunto in blocchi Proporzionale e Derivativo.



Sappiamo che la funzione di trasferimento del gruppo aggiunto è del tipo:

$$G_{pd}(s) = K_p + K_d s$$

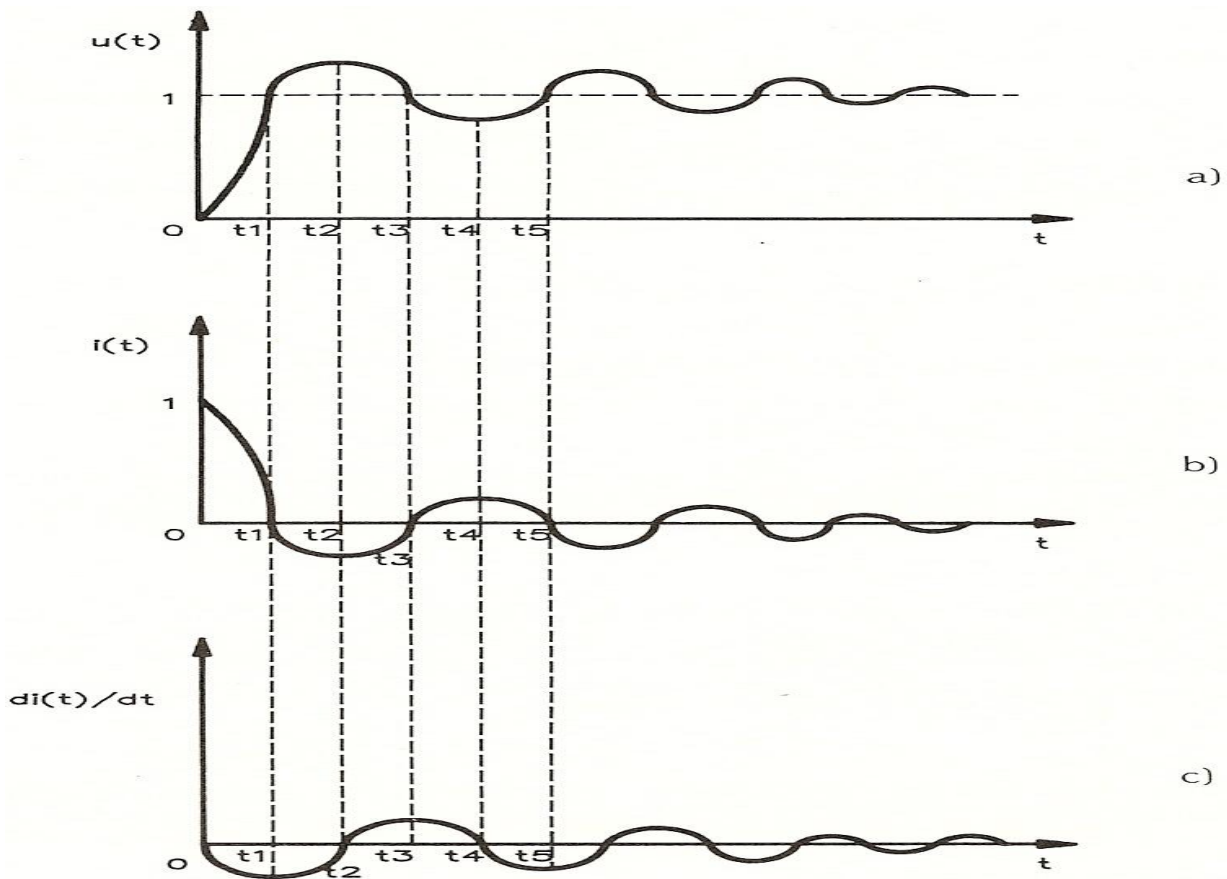
Mentre per l'intero sistema, supponendo inizialmente che sia ad anello aperto, è:

$$G_1(s) = G_{pd}(s) * G_t(s)\omega^2 = (K_p + K_d s) * \frac{\omega^2}{s * (s + 2 * \xi * \omega)} = \frac{\omega^2 * (K_p + K_d s)}{s * (s + 2 * \xi * \omega)}$$

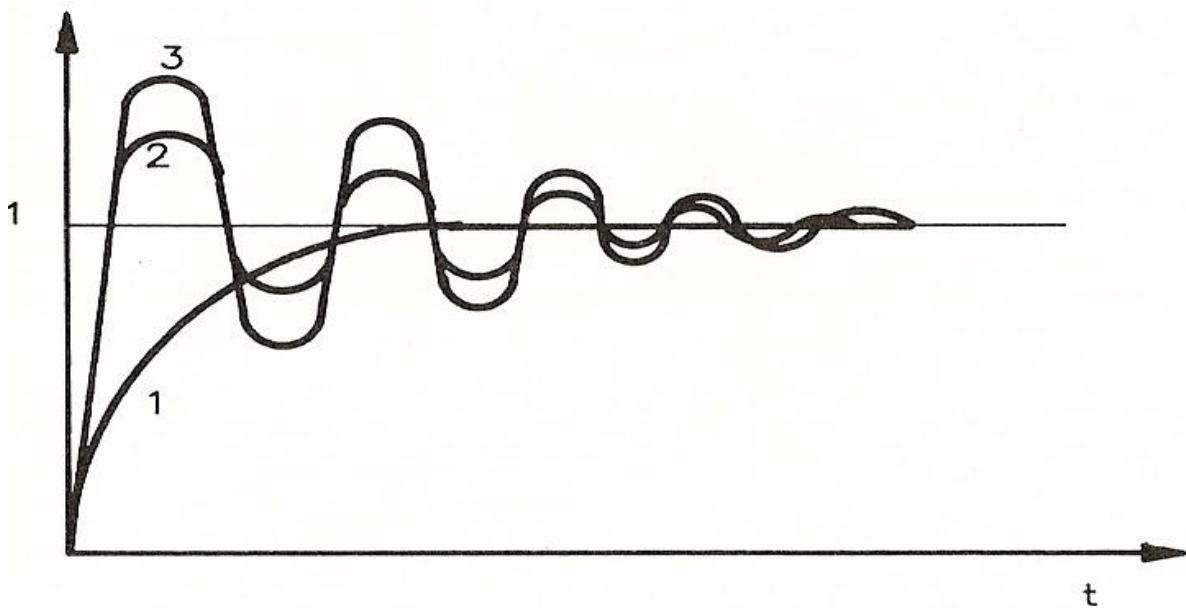
Abbiamo quindi introdotto uno zero di valore pari a $-K_p/K_d$.

L'effetto di una operazione di derivata sull'intero sistema ad anello chiuso, si può notare nella figura seguente, in cui si rappresenta la risposta $u(t)$ ad un gradino unitario, in assenza del gruppo derivatore, il corrispondente errore di anello $i(t)$ e la sua derivata $di(t)/dt$ che si somma all'errore in assenza di derivata, correggendone l'andamento.

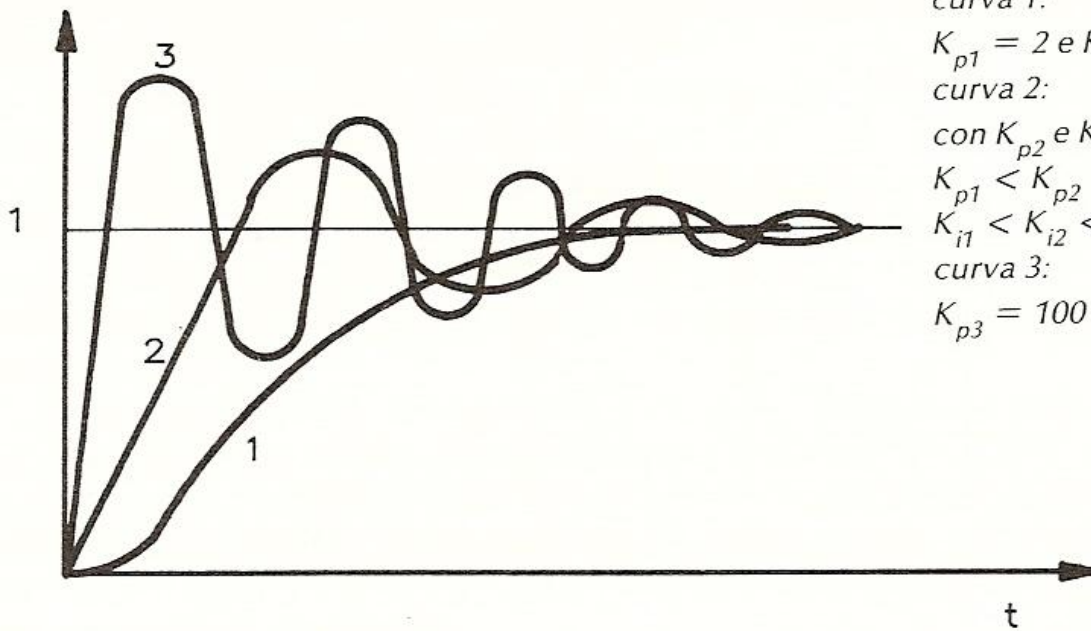
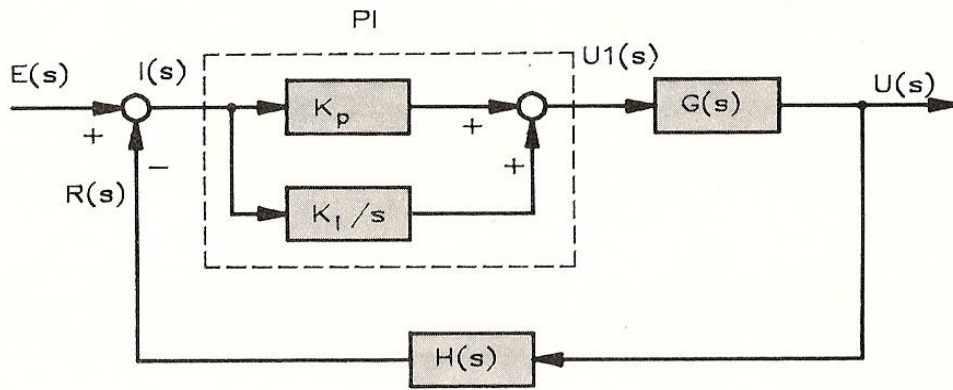
In particolare, nell'intervallo $0 < t < t_1$, riduce l'errore, essendo i due andamenti di segno opposto; nell'intervallo $t_1 < t < t_2$, l'ampiezza dell'oscillazione viene però aumentata. Si tratta di vedere quanto ha inciso la correzione precedente rispetto alla seconda, per stabilire il buon esito della correzione.



Di seguito forniamo graficamente un esempio di risposta del sistema, nel primo grafico se applichiamo un regolatore PD e modificando le relative costanti, e nel secondo grafico usando un regolatore di tipo PI e modificando sempre le costanti.



Esempio di sistema ad anello chiuso in cui è stato applicato un blocco PI.



curva 1:

$$K_{p1} = 2 \text{ e } K_{i1} = 0,25;$$

curva 2:

con K_{p2} e K_{i2} di valore:

$$K_{p1} < K_{p2} < K_{p3} \text{ e}$$

$$K_{i1} < K_{i2} < K_{i3}$$

curva 3:

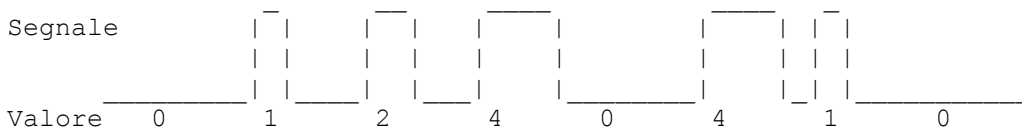
$$K_{p3} = 100 \text{ e } K_{i3} = 10.$$

MODULAZIONE PWM

La modulazione di larghezza di impulso, dall'inglese pulse-width modulation o PWM, è un tipo di modulazione analogica in cui l'informazione è codificata sotto forma di durata nel tempo di ciascun impulso di un segnale.

La durata di ciascun impulso può essere espressa in rapporto al periodo tra due impulsi successivi, implicando il concetto di duty cycle. Un duty cycle pari a 0% indica un impulso di durata nulla, in pratica assenza di segnale, mentre un valore del 100% indica che l'impulso termina nel momento in cui inizia il successivo.

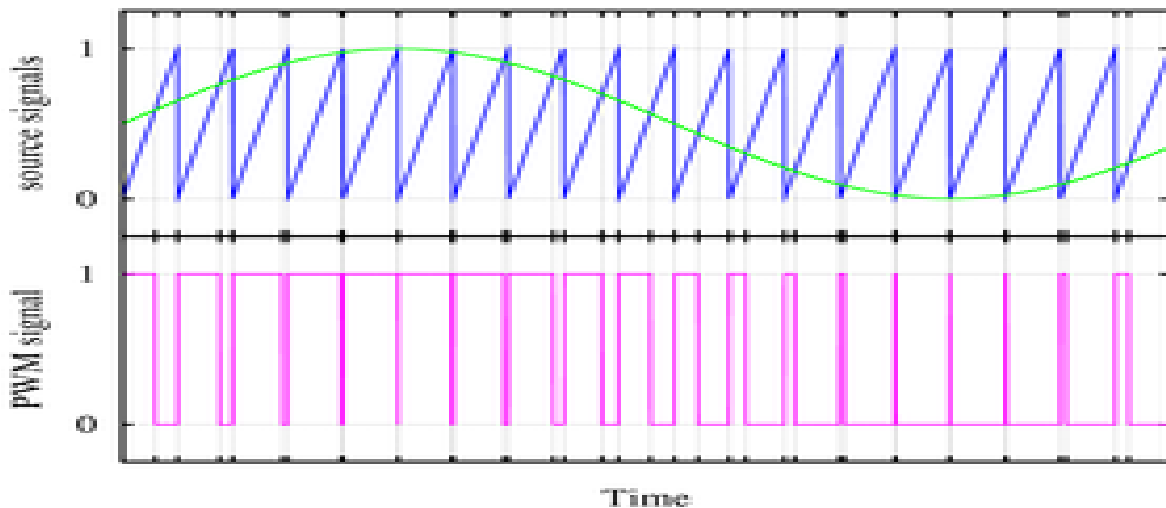
Di seguito è mostrato un esempio di modulazione a 2 bit



Un segnale di clock è a volte utilizzato per determinare la posizione degli impulsi, ma spesso non è necessario in quanto al segnale viene aggiunto un valore minimo che garantisce la presenza di un piccolo impulso anche per il valore zero.



Regolazione della potenza elettrica:



Esempio di segnale sinusoidale modulato tramite larghezza di impulso. La modulazione del segnale è ottenuta confrontando il segnale di ingresso (somma di sinusoidi di valore da 0 a V_{max}) con un segnale a dente di sega di frequenza maggiore (almeno dieci volte) dell'ampiezza di banda del segnale. Questo è possibile usando un comparatore (per es. un trigger di Schmitt realizzato con un Amplificatore operazionale). Gli impulsi ottenuti saranno di ampiezza proporzionale a quella del segnale.

La modulazione a larghezza di impulso è largamente utilizzata anche per regolare la potenza elettrica inviata ad un carico, per esempio negli inverter, per regolare la velocità dei motori in corrente continua e per variare la luminosità delle lampadine.

Come si può intuire, con un duty cycle pari a zero la potenza trasferita è nulla, mentre al 100% la potenza corrisponde al valore massimo trasferito nel caso non sia presente il circuito di modulazione. Ogni valore intermedio determina una corrispondente fornitura di potenza.

Il vantaggio di questa tecnica è di ridurre drasticamente la potenza dissipata dal circuito limitatore rispetto all'impiego di transistor controllati analogicamente. In un semiconduttore la potenza dissipata è determinata dalla corrente che lo attraversa per la differenza di potenziale presente ai suoi capi. In un circuito PWM il transistor in un istante conduce completamente, riducendo al minimo la caduta ai suoi capi, oppure non conduce, annullando la corrente, ed in entrambi i casi la potenza dissipata è minima.

Negli alimentatori elettronici, negli inverter e nei gruppi di continuità la modulazione può essere regolata in funzione della tensione in uscita, in modo da introdurre una retroazione che stabilizza la tensione al variare della tensione di ingresso.

Nei regolatori di luminosità domestici, viene usato un particolare sistema PWM in cui la modulazione viene applicata alla tensione sinusoidale della rete elettrica. Il momento in cui si ha il passaggio per lo zero della tensione, un circuito determina un ritardo temporale compreso tra circa zero e un semiperiodo, in funzione della posizione di un potenziometro. Trascorso tale ritardo viene innescato un Triac che inizia a condurre da questo momento fino al prossimo passaggio per lo zero.

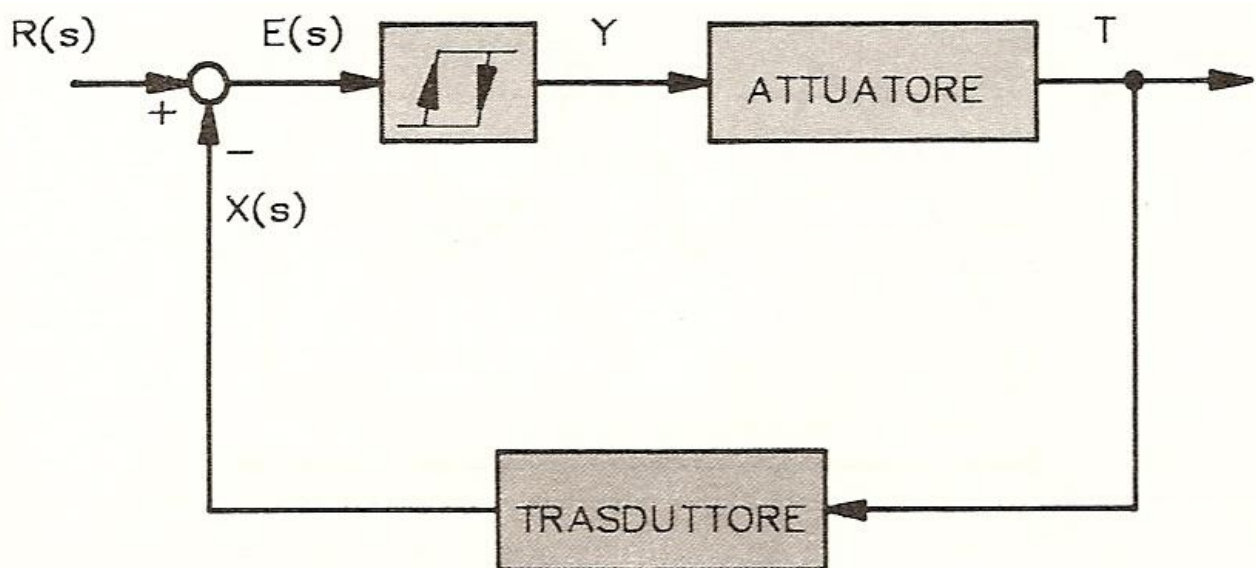
Nel comando di valvole proporzionali (in oleodinamica) si usa utilizzare un comando di tipo PWM in cui si sovrappone all'onda principale, ad una frequenza di qualche kHz, una modulazione del duty-cycle (dithering) a bassa frequenza (da 50 a 200Hz) per mantenere in leggera vibrazione il nucleo e ridurre così

l'isteresi della valvola. In alternativa viene usato un PWM a bassa frequenza (50-200Hz) in modo che sia il ripple della corrente a garantire la vibrazione necessaria. In questo caso la vibrazione non rimane però costante su tutto il campo di regolazione della corrente, con prestazioni leggermente inferiori.

CAPITOLO 3: ANALISI CONTROLLO TEMPERATURA

STUDIO DEI CONTROLLORI

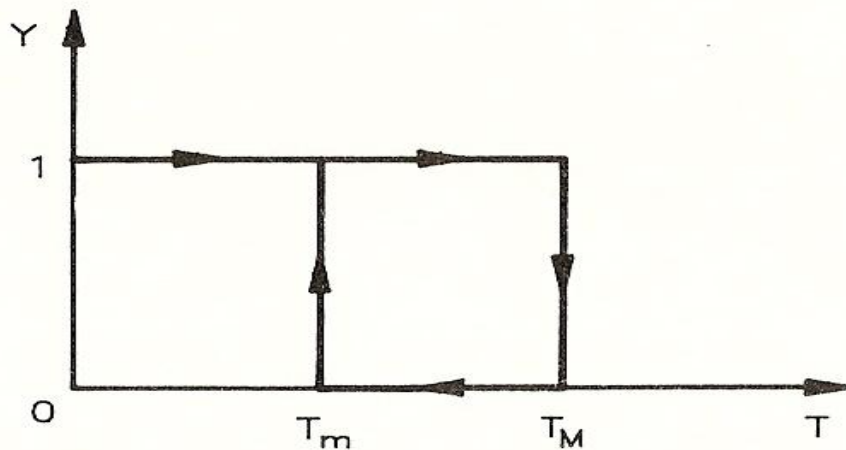
Iniziamo mettendo in evidenza il controllo della temperatura per un regolatore di tipo ON-OFF, nel quale il riferimento iniziale $R(s)$ si sottrae alla retroazione $X(s)$ e si ha come errore $E(s)$ il quale entra nel blocco di isteresi; vediamo qualitativamente tramite il seguente schema a blocchi come si struttura un controllo di tipo ON-OFF:



Si è accennato anche al tipo di regolazione ON-OFF, spesso utilizzata, se le prestazioni che si vogliono ottenere non sono di elevata precisione e con escursioni della temperatura. Iniziamo con la descrizione di questo tipo di regolazione.

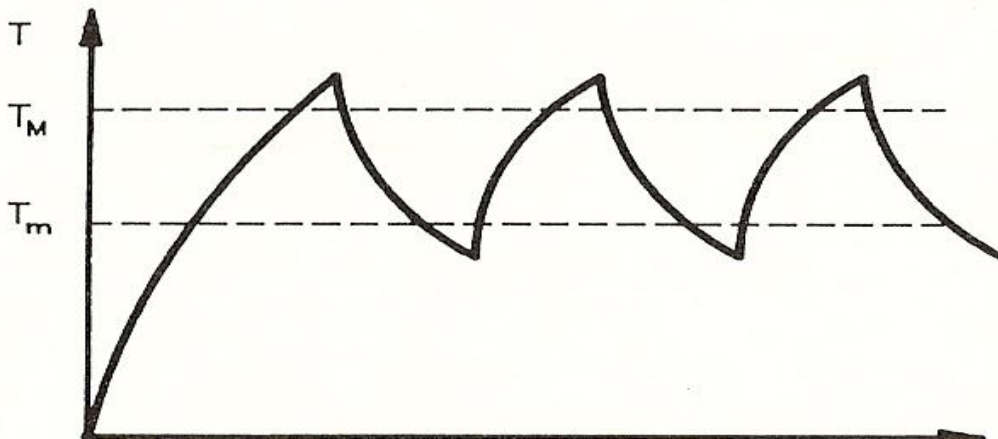
Lo schema a blocchi del sistema è riportato nella figura precedente in cui si nota che l'errore di temperatura $E(s)$, ottenuto come differenza tra il riferimento $R(s)$ e la retroazione $X(s)$, viene introdotto in un blocco di isteresi.

Quest'ultimo potrebbe essere realizzato con un amplificatore che svolge la funzione di comparatore con isteresi, la cui uscita è di tipo ON-OFF. Le entrate dovranno essere delle tensioni proporzionali alle temperature da ottenere e misurata. Il comportamento dell'uscita di tale blocco, che indichiamo con Y , assume l'andamento descritto di seguito:



Si parte con una temperatura sotto la soglia minima T_m , l'uscita è in ON e l'attuatore provvede al riscaldamento, fino all'aumentare della temperatura sopra la soglia massima T_{max} . In questa situazione la Y assume lo stato OFF, e la temperatura cala per raffreddamento ambientale, fino a scendere sotto la soglia minima T_m , che causa la riaccensione della Y in ON. Ha inizio così il ciclo di isteresi descritto.

L'andamento della temperatura è descritto di seguito, in cui si è supposto che essa vari in modo esponenziale, sia nel riscaldamento che nel raffreddamento.



Passiamo ora ad esaminare un controllo più completo, schematizzandolo a blocchi, supponendo di sommare le tre regolazioni PID, e analizzando il tutto dopo aver trasformato nella variabile s , come mostra la prossima figura.

Prima di passare allo studio del sistema, descriviamo la figura citando le grandezze in gioco.

L'entrata è stata denominata $R(s)$, che si può supporre essere una tensione di riferimento, proporzionale alla temperatura che si vuole ottenere. Il valore prefissato si somma algebricamente con la retroazione $X(s)$, ottenuta da un trasduttore di temperatura, il quale dovrà fornire una tensione proporzionale

alla temperatura letta. L'errore risultante entra in un blocco K_p , detto fattore di proporzionalità, che possiamo definire come guadagno di sistema; il risultato prende poi tre strade: una diretta verso il nodo di uscita, una per essere sottoposto all'operazione integrativa e l'ultima per essere sottoposto a quella derivativa. Il nodo sommatore finale le raggruppa tutte e tre, per poi ottenere l'uscita di comando $Y(s)$, che fornisce l'informazione all'attuatore, in grado di convertire tale comando nella temperatura finale.

Limitiamoci a studiare il cammino che ci porta ad ottenere la $Y(s)$, senza considerare per ora l'attuatore finale.

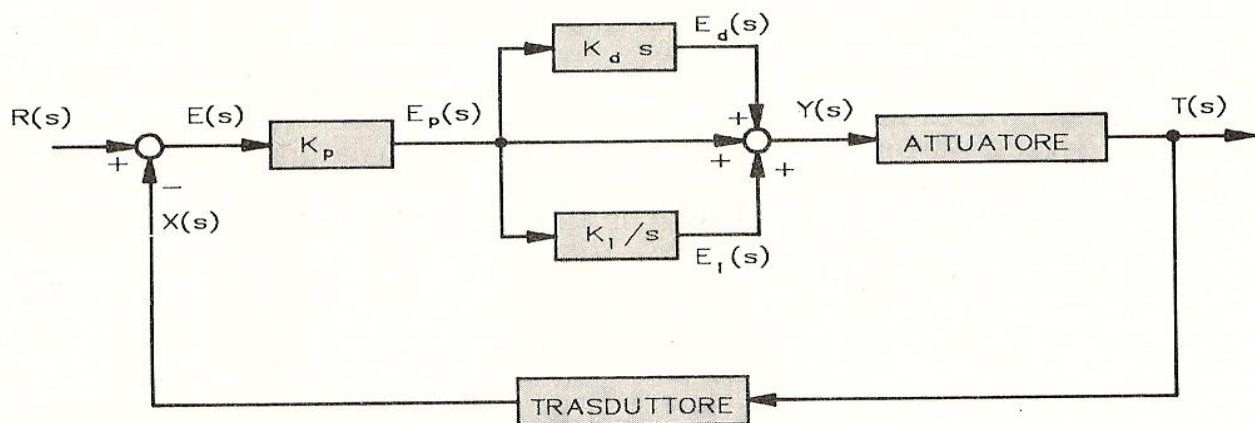
Dallo schema a blocchi si ricava:

$$Y(s) = E_p(s) + E_i(s) + E_d(s) = E_p(s) * \left[1 + \frac{K_i}{s} + s * K_d \right]$$

$$= K_p * \left[E(s) + \frac{K_i}{s} * E(s) + s * K_d * E(s) \right]$$

In realtà $E(s)$ rappresenta l'errore di anello, su cui vengono effettuate le tre operazioni; riconducendo il tutto in funzione del tempo, si ottiene l'equazione integro-differenziale:

$$y(t) = K_p * \left[e(t) + K_i * \int e(t) * dt + K_d * \frac{de(t)}{dt} \right]$$



La $e(t)$ sappiamo che risulta dalla differenza tra il riferimento R e la retroazione $x(t)$. il primo si può supporre una costante, almeno in un arco di tempo determinato, durante il quale vengono effettuate le letture. La seconda rappresenta la temperatura da controllare, istante per istante.

Volendo effettuare il controllo tramite una struttura intelligente, che possa elaborare un algoritmo, il più possibile fedele all'espressione appena ricavata, occorre suddividere il tempo in intervalli, cosiddetti di campionatura. Il controllore in processo effettuerà cioè delle misure di temperatura periodiche, aggiornando continuamente il comando di conseguenza.

Una possibilità si ha adottando il seguente algoritmo:

$$Y = Kp * [(R - Xn) + Ki * Sn + Kd * (Xn - X_{n-1})]$$

Dove

R = valore di riferimento

Y = valore di regolazione

X = valore regolato

Kp = fattore di proporzionalità

Kd = fattore derivativo

Ki = fattore integrativo

Sn = somma delle differenze = Sn-1+R-Xn

Si può notare che il termine (R-Xn) rappresenta l'errore di anello ai vari istanti in cui si effettua la misura. La Sn rappresenta la somma dei vari errori precedenti all'istante n (ed è riconducibile all'operazione di integrale). L'ultimo termine, moltiplicato dalla costante Kd, rappresenta la differenza fra una lettura e quella precedente, in pratica è il Δx . Se gli intervalli di campionatura sono ravvicinati, tale differenza si avvicina all'operazione di derivata.

Supponiamo che Y determini la potenza con cui si accende il gruppo riscaldante, resistenza elettrica o altro; in pratica rappresenta la pendenza con cui aumenta o diminuisce la temperatura; mentre R e X si possono supporre valori di temperatura, dando per scontato che il programma abbia già tradotto il valore di temperatura.

Occorre a questo punto determinare il comportamento del sistema, in pratica come l'attuatore determina la variazione di temperatura. Si può supporre ad esempio che la legge con cui varia la temperatura dipenda da Y quando questo è positivo, in pratica quando il gruppo riscaldante è acceso; mentre se Y è negativo, la temperatura segue una legge del tutto diversa, come se la temperatura diminuisse in modo naturale, con un andamento relativo alle condizioni ambientali. Questo presuppone di essere in presenza di un sistema che viene riscaldato dall'attuatore a temperature più elevate di quella ambiente. La prima legge potrebbe esser del tipo:

$$Xn = K * Y * e^{t-t1} + X_{n-1} \quad \text{se } Y > 0$$

La seconda:

$$Xn = X_{n-1} - K1 * e^{-\frac{t}{t2}} \quad \text{se } Y < 0$$

Dove t_1 e t_2 sono le due costanti di tempo del sistema, a seconda che venga riscaldato (la prima) o si raffreddi in modo naturale (la seconda). Mentre K e K_1 sono due costanti di proporzionalità che dipendono sia da fattori ambientali che da parametri del sistema.

In particolare t_1 e K dipenderanno ovviamente dalle caratteristiche dell'attuatore.

ESEMPI DI SISTEMI CONTROLLATI

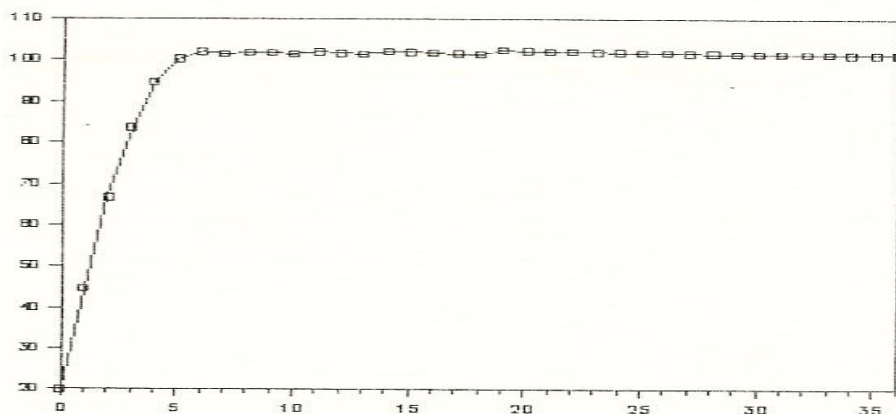
Proponiamo ora alcuni esempi, ricavati dando valori diversi ai vari parametri in gioco, e costruendo la relativa tabella e il diagramma corrispondente, che rappresenta la risposta del sistema nel tempo.

Partiamo con una storia nulla e iniziamo a regolare da una temperatura pari a 20 gradi, volendo arrivare ai 100 gradi. Il tempo tra una campionatura e l'altra viene definito come un incremento di t pari ad 1 (questo valore può essere modificato in base al grado di precisione che si vuol ottenere); durante questo intervallo occorrerà dare un valore all'incremento di T in relazione ad Y , secondo le leggi esposte. Chiamando con $t_1, t_2, t_3 \dots t_n$ gli intervalli di tempo, costruiamo la tabella dei valori, basandoci su quanto appena stabilito.

Per ottenere una elaborazione delle tabelle e del grafico in un modo preciso e rapido si sono utilizzati fogli elettronici gestiti da un PC. Abbiamo successivamente riportato quanto elaborato, per avere una visione globale di come si sono ottenute le risposte del sistema.

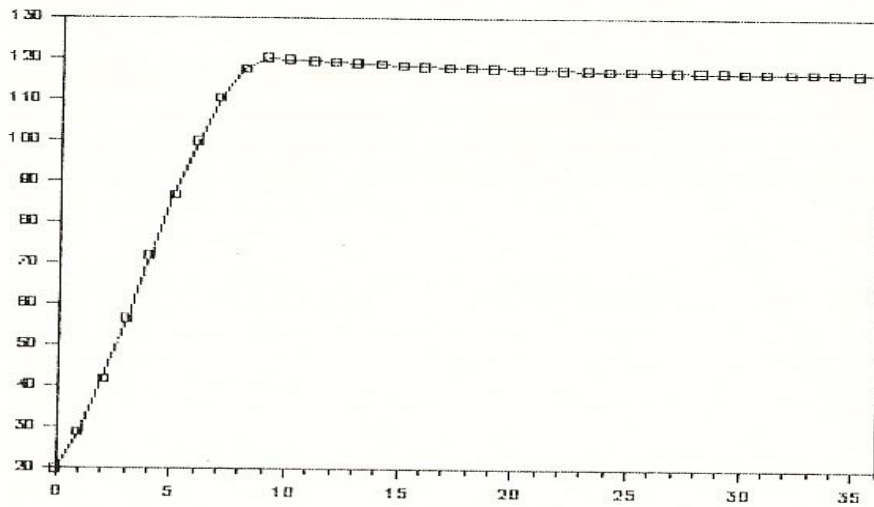
Nel primo caso, descritto dalla figura seguente, si ha a che fare con un sistema regolato solo in modo proporzionale, avendo K_i e K_d nulle; le costanti di tempo t_1 e t_2 sono uguali ed assumono il valore 10. È un sistema che si comporta in modo ottimale, come si nota dall'andamento della temperatura all'aumentare di t .

X rappresenta la temperatura istante per istante, Y il valore dell'uscita del regolatore ed s_1 la somma ogni volta aggiornata per il calcolo del fattore integrativo.



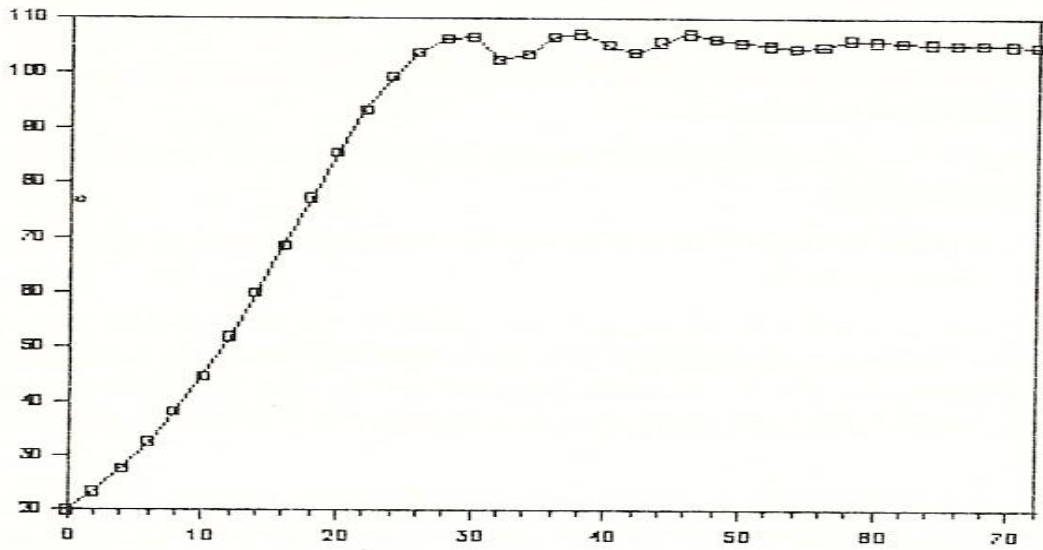
R	100
KP	0,5
KI	0,01
KD	0,1
K	0,5
PASSO	1
TAU1	5
TAU2	10
K1	1

Se allo stesso sistema avessimo applicato una regolazione di tipo D, introducendo il valore $K_d=4$, si sarebbe ottenuto una risposta più veloce, superando il valore R abbondantemente, come descritto nella prossima figura:



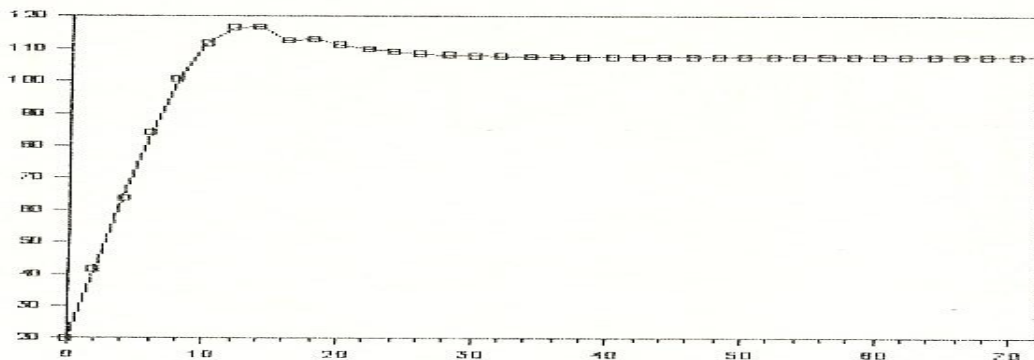
R	100
KP	0,1
KI	0
KD	4
K	1
PASSO	1
TAU1	10
TAU2	10
K1	1

Il valore a regime si abbassa, introducendo anche il fattore integrativo I variando le costanti di proporzionalità come descrive la seguente figura:



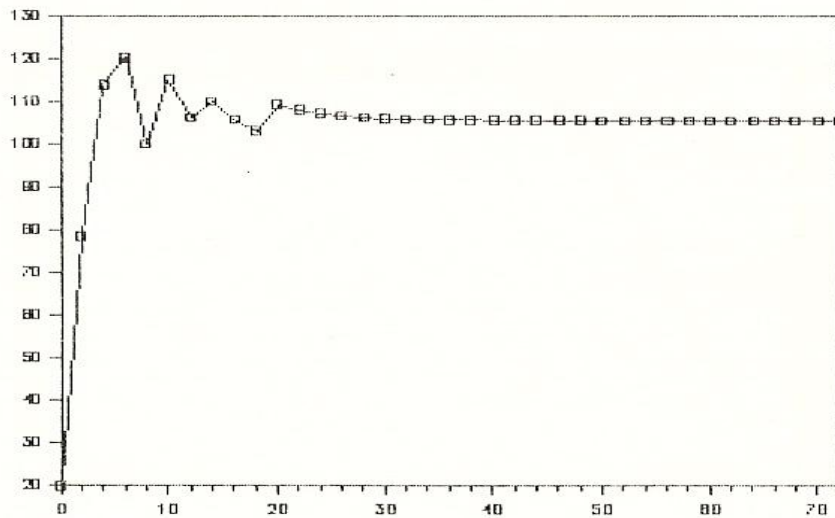
R	100
KP	0,01
KI	0,01
KD	0,5
K	3,5
PASSO	2
TAU1	10
TAU2	10
K1	100

Il discorso cambia se il sistema non è caratterizzato dagli stessi valori delle costanti di tempo, quindi il suo comportamento non è più quello ideale. Se, ad esempio, si volesse regolare in modo PID un sistema con $t_1=10$ e $t_2=5$, con le costanti di proporzionalità di valore pari a $K_p=K_i=K_d=0.1$, $K=2$ e $K_1=100$, si otterrebbe una risposta abbastanza rapida e con sovra oscillazione, ma con valore a regime poco preciso, come nella figura:



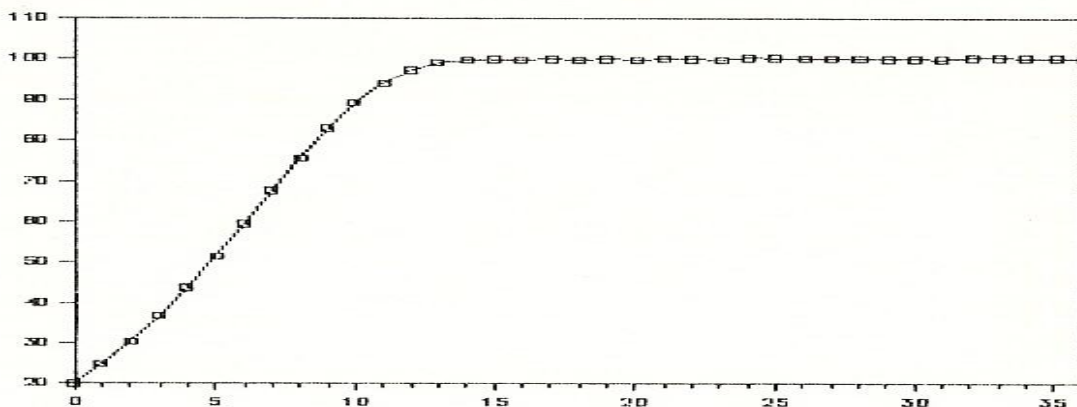
R	100
KP	0,1
KI	0,1
KD	0,1
K	2
PASSO	2
TAU1	10
TAU2	5
K1	100

Aumentando il fattore integrativo si riesce invece ad accelerare ulteriormente la risposta, aumentandone però la sovra oscillazione, ma rendendola più precisa a regime.



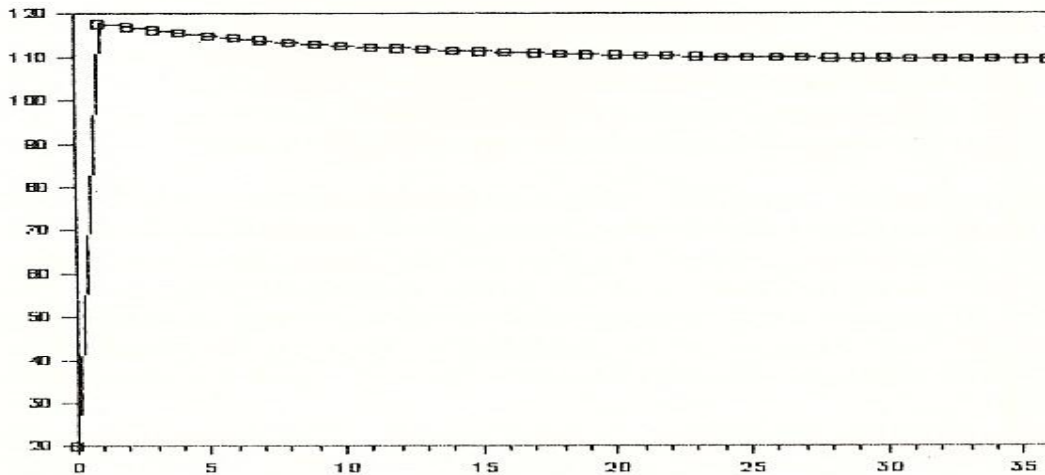
R	100
KP	0,1
KI	0,2
KD	0,1
K	5
PASSO	2
TAU1	10
TAU2	5
K1	100

Esaminiamo infine un sistema avente le costanti di tempo $t_1=5$ e $t_2=10$, il contrario del precedente; si ha una regolazione abbastanza buona, ma lenta, in cui sono escluse le regolazioni I e D.



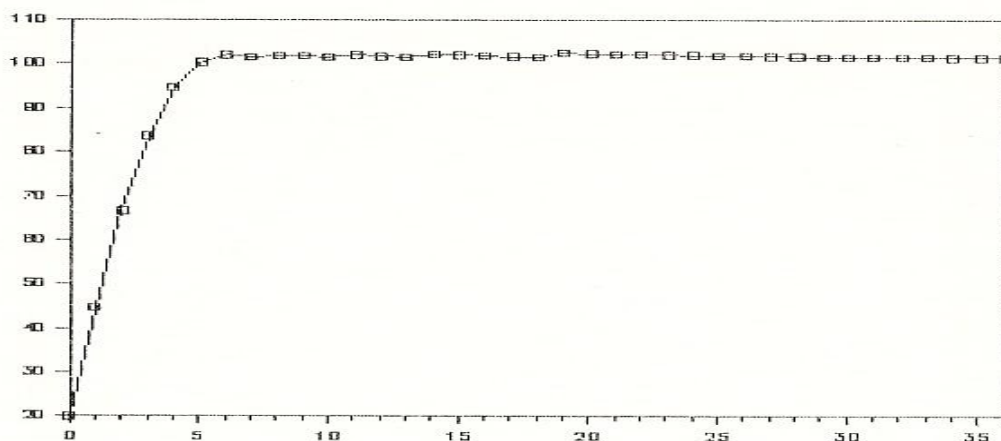
R	100
KP	1
KI	0
KD	0
K	1
PASSO	1
TAU1	5
TAU2	10
K1	1

Volendo rendere la risposta più pronta, si potrebbero aumentare i valori K e Kp, ottenendo una risposta come descritta di seguito; si nota però una forte sovra oscillazione e un valore a regime impreciso.



R	100
KP	0,1
KI	0
KD	0
K	0,5
PASSO	1
TAU1	5
TAU2	10
K1	1

Arrivando perciò ad un buon compromesso, inserendo le regolazioni I e D e calibrando opportunamente i valori delle costanti si arriva ad avere:



R	100
KP	0,5
KI	0,01
KD	0,1
K	0,5
PASSO	1
TAU1	5
TAU2	10
K1	1

USO DEL RELE' ALLO STATO SOLIDO(SSR)

Chiamati anche "statici" o "circuiti a PWM", disponibili per lavorare con tensioni alternate, hanno la caratteristica di non avere contatti meccanici. Sono costituiti da due circuiti elettronici separati galvanicamente tra loro tramite un fotoaccoppiatore (più spesso con optotriac: un fotoaccoppiatore con un fototriac al posto del fototransistor), la parte operante in serie al carico, è costituita da un triac, attivato e disattivato tramite un segnale a livello logico che pilota il fotoaccoppiatore. Esiste una tipologia definita "zero crossing", la quale effettua la chiusura e l'apertura del circuito, in prossimità del passaggio sullo zero della sinusoide, minimizzando il picco di corrente generato sulla linea. Sono forniti per potenze varie, da pochi watt a qualche chilowatt. Il loro costo è elevato, virtualmente immuni da usura, sono impiegati in circuiti sottoposti ad alta frequenza di azionamento e dove necessita alta affidabilità nel tempo.



È fuori dubbio che i progettisti di circuiti elettronici possono trarre considerevoli vantaggi dall'utilizzo di relè realizzati a stato solido (Solid State Relay, SSR) rispetto a quelli tradizionalmente realizzati con elettromeccanismi (Electromechanical Re-lay, EMR). Pur realizzando la stessa funzione circuitale, i nuovi SSR possono rimpiazzare i loro predecessori in tutti quei circuiti dove ne è presente un impiego massiccio come in molte applicazioni per telecomunicazioni e nei settori industriali e della sicurezza. I vantaggi offerti dai nuovi relè a stato solido sono disparati presentando aspetti positivi in numerose specifiche tanto da divenire delle interessanti soluzioni a numerose problematiche. Il principale vantaggio particolarmente apprezzato dai progettisti di circuiti elettronici è la loro compattezza. Infatti, grazie alle dimensioni ridotte permettono più facili integrazioni conservando ovviamente, la loro funzionalità. Inoltre, non avendo parti meccaniche in movimento avranno un maggiore tempo di vita grazie all'assenza di parti degradabili. I relè a stato solido, a differenza dei loro predecessori, non necessitano di complicati circuiti di pilotaggio. Questo permetterà un più semplice e veloce progetto di circuiti che ne faranno utilizzo con costi decisamente inferiori. Il funzionamento

basato su semiconduttori permette ai relè a stato solido, a differenza di quelli elettromeccanici, di fare a meno di grandi dissipatori di calore andando a diminuire i costi e gli ingombri.

Vantaggi dei SSR:

Il più grosso vantaggio presentato dai nuovi SSR rispetto ai tradizionali relè elettromeccanici è, come accennato precedentemente, il loro ingombro ridotto. Questo vantaggio sarà ovviamente maggiormente apprezzato in tutte quelle applicazioni in cui l'ingombro di schede elettroniche risulterà un fattore critico. Le dimensioni contenute dei SSR si rifletteranno immediatamente sulle schede elettroniche che li ospitano sia in termini d'occupazioni di spazio che d'interazione elettromagnetica, di rumore generato o di sensibilità elettromagnetica. I relè elettromeccanici hanno come principio di funzionamento la presenza di campi magnetici che, sfortunatamente non sono confinati all'interno del componente. Come conseguenza si potrebbe avere l'interazione del campo generato con altri elettromeccanismi situati vicino a quello emittente. Per diminuire l'effetto di queste interazioni magnetiche si potrebbe aumentare la distanza che separa due EMR con conseguenti costi aggiuntivi dovuti a ingombri maggiori (si veda la figura 1). Questi possono essere considerati come un onere aggiuntivo legato all'utilizzo dei EMR rispetto ai SSR. I relè a stato solido, come delineato in precedenza, avendo un principio di funzionamento differente non avranno come conseguenza la generazione o sensibilità a campi elettromagnetici. Un altro vantaggio dei SSR rispetto ai EMR è l'assenza di rumore elettrico o addirittura udibile. I relè elettromeccanici utilizzando per il loro funzionamento campi elettromagnetici dovranno essere alimentati con correnti relativamente alte che inevitabilmente causeranno la presenza di rumore elettronico dovuto, per esempio, ad accoppiamento elettromagnetico tra circuiti adiacenti.

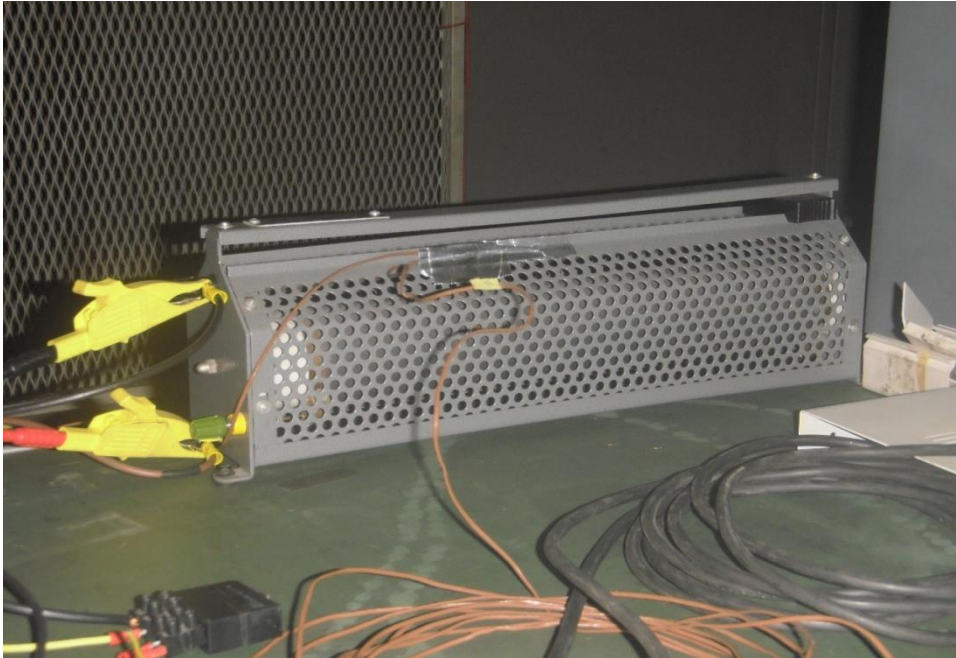
Oltre a questa spiacevole fonte di rumore, gli EMR, presentando dispositivi meccanici potrebbero mostrare rumore udibile dovuto per esempio a vibrazioni non desiderate. I relè a stato solido, viceversa, essendo dei circuiti integrati, non presenteranno rumore udibile o elettronico, o problemi di progetto legati alla loro posizione sulla scheda elettronica che li ospita. Un altro importante fattore che deve essere tenuto in considerazioni nel momento in cui si progettano circuiti con relè elettromeccanici è rappresentato dall'eventuale presenza di urti o vibrazioni. Gli EMR sono, per loro stessa natura, più sensibili ad urti o vibrazioni meccaniche rispetto ai nuovi SSR. Inoltre in fase di progetto di circuiti utilizzando EMR si dovrà tenere conto della direzione dalla quale un movimento fisico o una vibrazione è attesa. Tutto questo, ovviamente, rappresenterà una complicazione per il progettista che

inevitabilmente si ripercuoterà sui tempi di sviluppo e dunque sui costi. I relè a stato solido, viceversa, non presentando parti in movimento, saranno insensibili ad urti o vibrazioni e non richiederanno dunque particolari attenzioni in fase di progetto. Il costo di una scheda elettronica è dovuto in larga parte ad oneri legati al montaggio dei componenti. Da una stima di costi si è potuto evincere che il montaggio manuale di un componente su una scheda elettronica può costare dalle venti a più di cento volte il costo del montaggio automatizzato. Questo è dovuto a diversi fattori come l'onere derivante dall'inserzione del componente, la sua saldatura e la successiva ispezione. Nel caso di un montaggio automatizzato tutto questo si evita permettendo così un risparmio di costi e tempo. I relè a semiconduttore permettono a differenza di quelli elettromeccanici un montaggio automatizzato. Un ulteriore potenziale pericolo proveniente dall'utilizzo di relè elettromeccanici potrebbe venire in fase di realizzazione della scheda dalla fase di saldatura.

Gli EMR sono costituiti da spire, armature o altre inserzioni metalliche che potrebbero subire danneggiamenti durante la fase di saldatura. Questo delicato momento del processo produttivo è caratterizzato da alte temperatura vicino al componente che, inevitabilmente, sarà sottoposto a uno stress di natura termica che potrebbe portarlo addirittura alla rottura. I relè a stato solido non presentano questo problema e permettono il montaggio su entrambe le superfici della scheda. Pur essendo difficile da quantificare, è chiaro come il consenso d'industrie manifatturiere sia orientato verso processi uniformi che non richiedono tecnologie miste. Dunque la tendenza oramai consolidata è quella di avere flussi di processo semplici e integrati.

REGOLAZIONE DI TEMPERATURA IN LABORATORIO

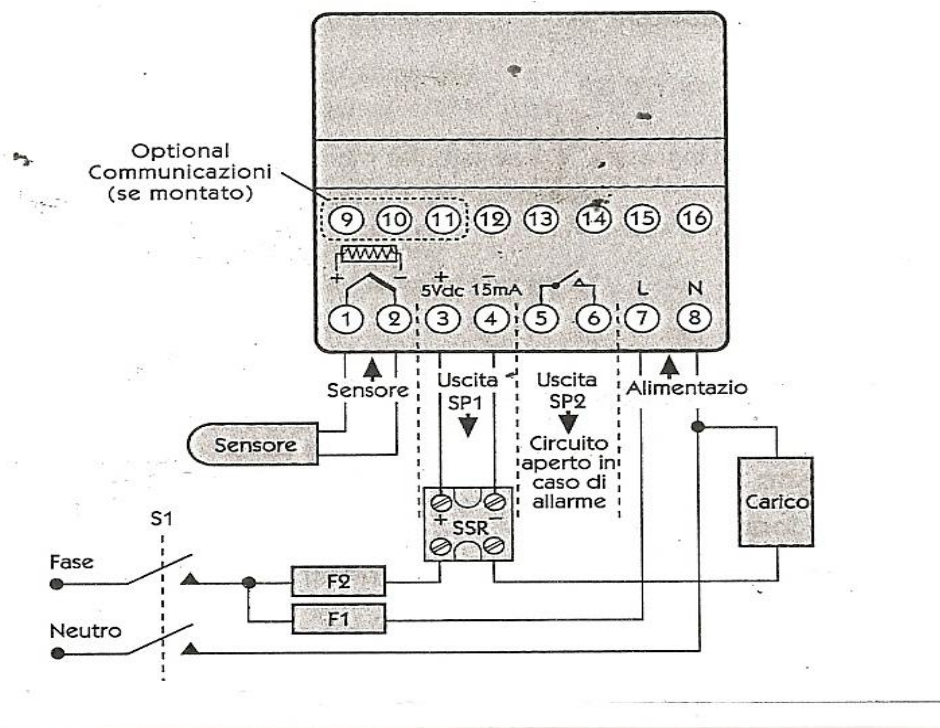
Questa esperienza nasce con lo scopo di misurare e controllare la temperatura sulla carcassa esterna di un reostato a cursore OFEL 200 Ohm.



Il circuito per effettuare questa prova è composto da un reostato, una scatola fusibili, un relè allo stato solido (SSR) della grayhill e principalmente dal nostro controllore di temperatura con autotune della CAL CONTROLS modello 3300 il quale rileva la temperatura tramite un termocoppia di tipo t (rame-costantana).



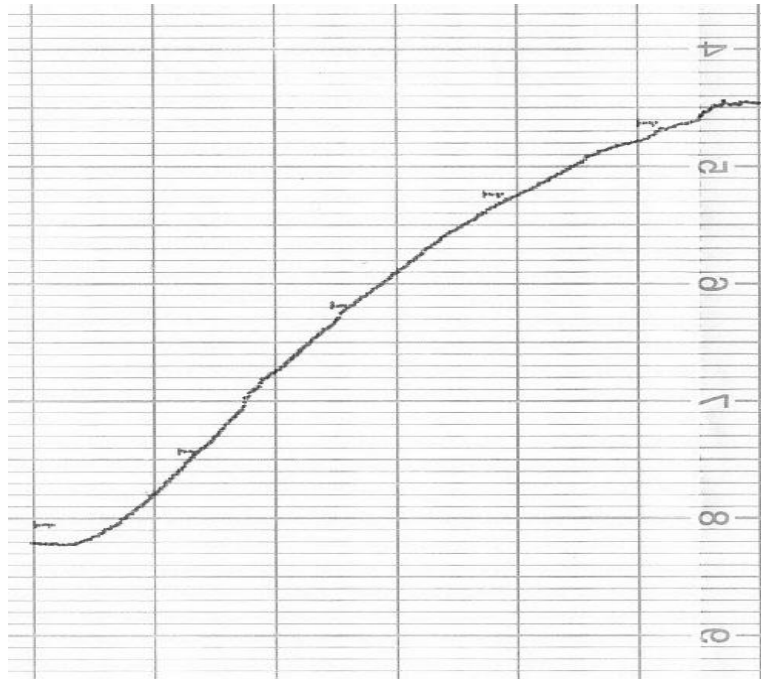
Questo circuito è stato sfruttato per comprendere al meglio il tipo di controllo reso possibile da questo tipo di controllore, il quale può sfruttare sia una regolazione di tipo ON-OFF e sia una regolazione di tipo PID avendo una tensione pari a 220V di tipo alternata che alimenta il nostro carico, per far in modo di riscaldare il reostato e modulare la tensione su di esso per aver un controllo di temperatura. Ricordo inoltre che la stampa dei grafici del nostro controllo è resa possibile da un dispositivo di misura della YOKOGAWA accoppiato ad una termocoppia posta nella stessa zona di rilevazione della temperatura della termocoppia del controllore.



Inizialmente abbiamo alimentato il carico con il 100% della potenza disponibile e abbiamo registrato l'andamento della temperatura, partendo dalla temperatura ambiente (17.5°C) e riscaldando fino a circa 55°C, per poi estrapolarne la relativa funzione e grafico:

$$T = T_i + Kt * t = 17.5 + \left(\frac{50 - 17.5}{27} \right) * t = 17.5 + 1.204 * t$$

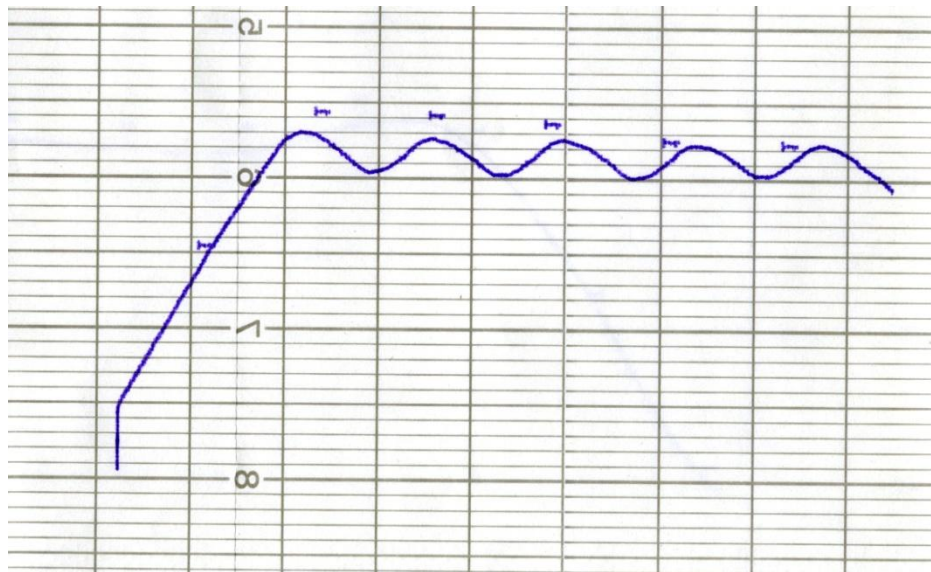
L'andamento della curva nel grafico l'abbiamo assimilata ad un sistema del primo ordine e ne abbiamo sfruttato il coefficiente angolare della stessa per scrivere l'equazione, come rapporto tra la differenza di temperatura tra due punti e la relativa differenza temporale. La legge vale affinché la curva ha un andamento simile ad una retta, quando inizia la saturazione, la legge seguirà un'altra relazione da noi non calcolata, per la difficile comprensione di molti fattori che riguardano materiali e sistema misurato.



Il nostro controllore:



Successivamente al montaggio del circuito abbiamo effettuato un controllo di temperatura di tipo ON-OFF, questo è reso possibile variando una impostazione del dispositivo proprio per avere un controllo ad isteresi e non di tipo PID; la temperatura del set point è stata impostata a 40°C e rimane invariata per tutto il tempo della prova, un fattore che abbiamo modificato è il valore di BAND, cioè dell'isteresi, avendolo portato da 10 (valore impostato dalla fabbrica) ad 1, proprio per avere un controllo di $\pm 1^\circ\text{C}$ dalla temperatura del set point desiderato. Questo tipo di controllo, anche se di tipo ON-OFF l'abbiamo fatto sfruttando lo SSR proprio perché esso può fungere da semplice relè per questo tipo di controllo. La temperatura che noi misuriamo è quella della carcassa del reostato e quindi si ha una sovranelongazione della temperatura dovuta alla trasmissione del calore per convezione dal corpo interno, cioè il nucleo, verso l'esterno, dove è presente la carcassa. Avendo impostato BAND pari a 1 il controllore abilita l'uscita fino ad una temperatura di 40°C, viene quindi effettuato il riscaldamento del carico, per poi disabilitare l'uscita consentendo il raffreddamento di esso fino alla temperatura di 39°C.



Nel grafico la regolazione non è precisamente a 40°C , ma a 42°C, quindi di 2 gradi in più rispetto al set point, per il fatto che c'è una incongruenza tra il controllore e il dispositivo di misura e di stampa, il quale percepisce una temperatura superiore rispetto al controllore. Questa differenza la abbiamo associata al fatto che nell'installazione del controllore la connessione effettuata tra l'uscita del dispositivo e il connettore esterno è stata fatta non con uno spezzone di termocoppia di tipo t, come quella che è stata usata esternamente, ma con uno spezzone di termocoppia di tipo j.

Tra una prova e l'altra lasciamo che il carico, quindi il reostato, si raffreddi ma per velocizzare questo passaggio è stato utilizzato un ventilatore.

Successivamente abbiamo provato a regolare la temperatura con lo stesso controllore ma con il metodo proporzionale integrativo derivativo PID e lasciando impostati i valori di fabbrica delle relative costanti:

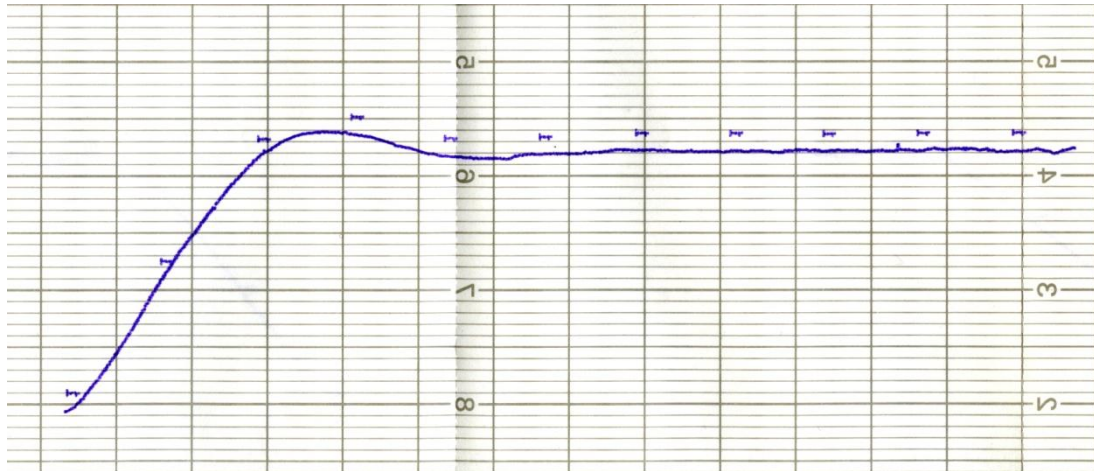
costante proporzionale, $K_p=20s$

costante integrativa, $K_i=5m$

costante derivativa, $K_d=25s$

guadagno, $BAND=10^\circ C$

E' stato notato un controllo più che eccellente, con una sovra elongazione iniziale di circa due gradi, molto probabilmente legata all'inerzia di tipo termica, una seguente ma lieve sottoelongazione, per poi arrivare stabilmente al valore desiderato con una potenza allorchè circa costante vicino al valore 44%.



La prova seguente è stata eseguita per testare l'impostazione di tipo automatica del controllore il quale ha la possibilità di sfruttare l'autotune quindi una acquisizione delle costanti del tutto autonoma. Impostiamo quindi il modo di funzionamento su "tune at set-point" e vediamo che inizialmente la potenza fornita è al 100% fino al valore di regime (set-point); dal raggiungimento del set-point inizia il controllo di tipo automatico e continua finché lampeggia la relativa scritta, durante questo periodo le costanti vengono modificate fino al punto considerato più ottimale dal controllore, queste rimarranno poi invariate per i cicli successivi. Andiamo successivamente a leggere le costanti appena modificate:

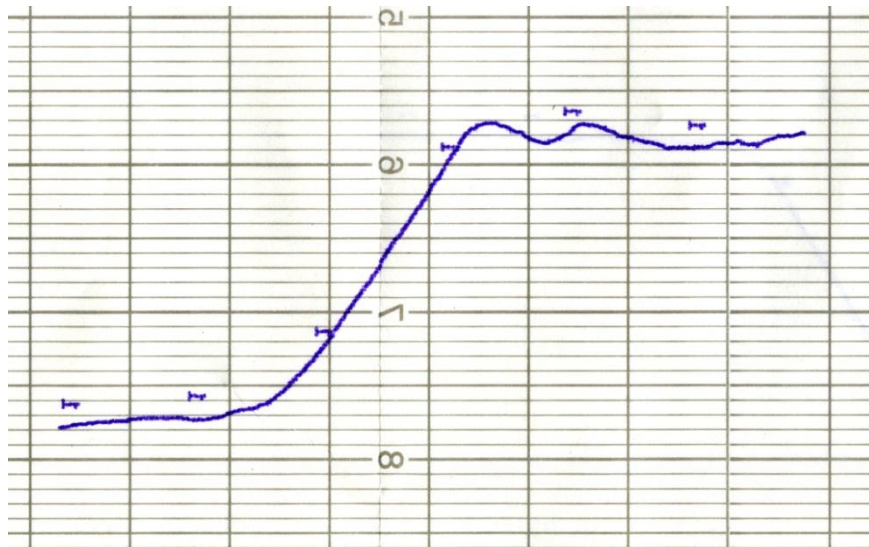
costante proporzionale, $K_p=20s$

costante integrativa, $K_i=6.8m$

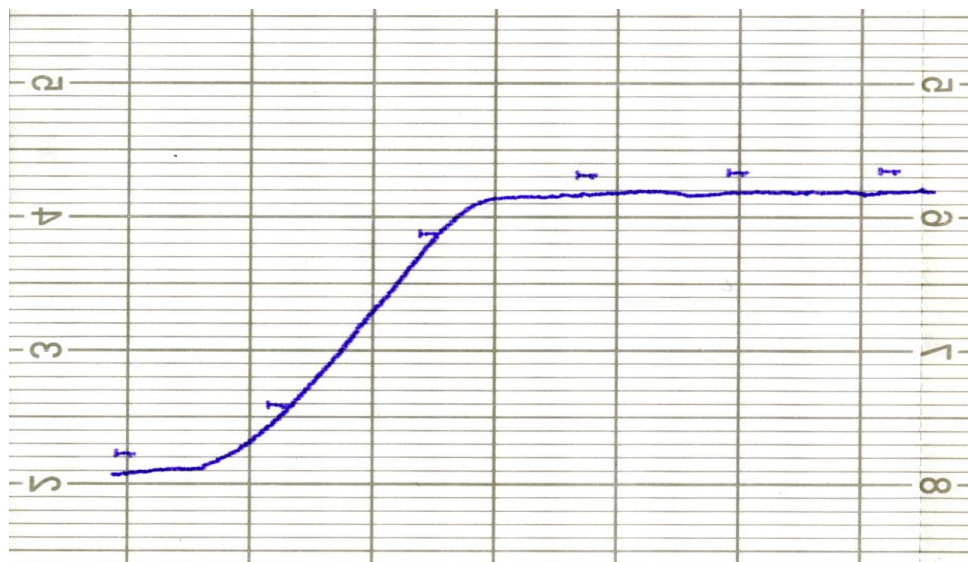
costante derivativa, $K_d=29s$

guadagno, $BAND=3.2^{\circ}C$

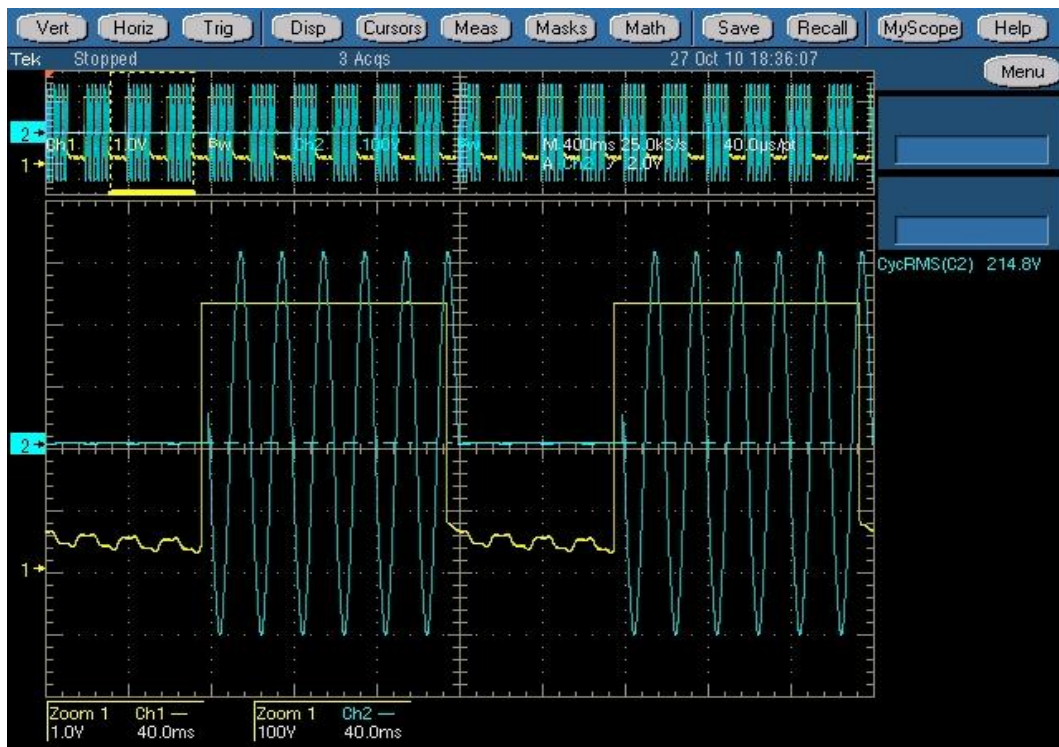
La costante di tipo proporzionale non verrà mai modificata dal sistema, ma c'è la possibilità che venga modificata manualmente al momento in cui il controllo con acquisizione automatica non ci soddisfa, la possiamo quindi aumentare o diminuire.



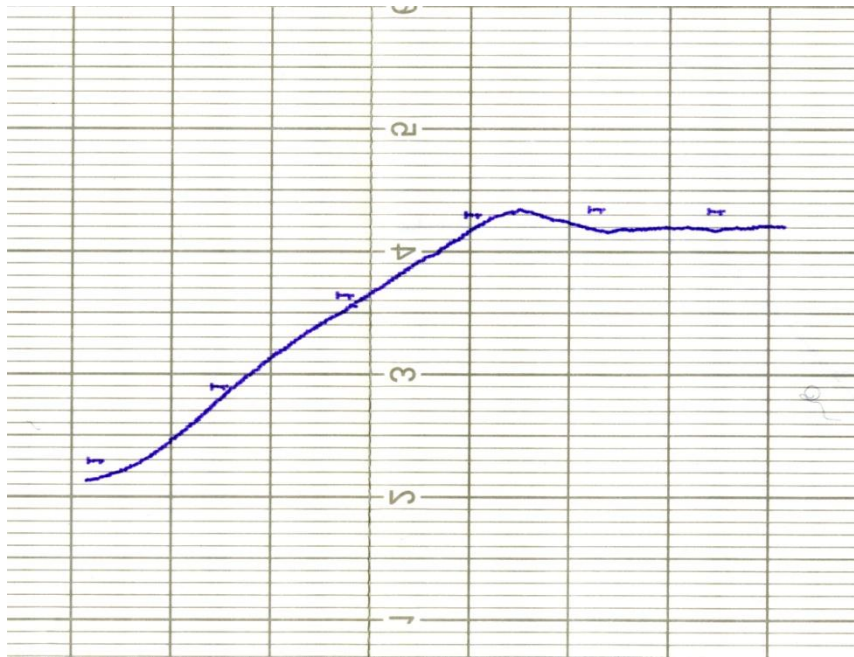
La prova seguente la facciamo lasciando impostate le costanti secondo le impostazioni automatiche; le costanti rimarranno quindi costanti durante tutto il tempo di controllo: inizialmente il sistema alimenta il carico al 100% della potenza, il controllo inizia però già a 36.8°C ($40-3.2=36.8$) in modo proporzionale (PWM), non si arriva quindi al set point direttamente col 100% della potenza, ma avviene una modulazione dell'alimentazione del carico anche al di sotto dei 40°C , quindi in teoria questo tipo di controllo non dovrebbe presentare una sovra elongazione iniziale. Si arriva quindi al set point e di seguito il controllore modula la potenza al carico in modo tale da alimentarlo per valori di potenza compresi tra il 40 e il 46 per cento della potenza massima.



Nella figura seguente si nota la modulazione di tipo PWM del segnale effettuata dal controllore affinché si possa arrivare al set point desiderato, essendo impostata una funzione del regolatore in modo di "tune at set point" (impostazione automatica):



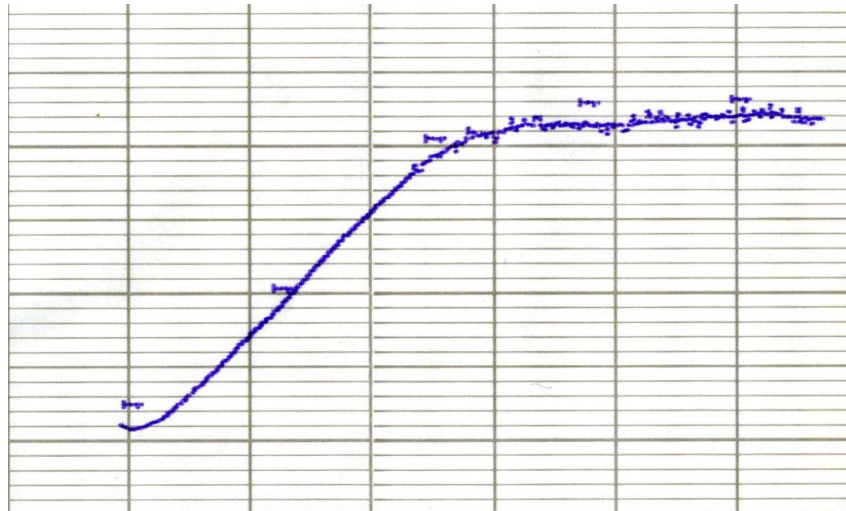
Nella prossima prova si parte per l'ennesima volta dalla temperatura ambiente, sfruttiamo i parametri auto-impostati dal programma di tune at set point e impostiamo le costanti della rampa per far in modo che si arrivi al set point desiderato con un andamento diverso, essenzialmente più lento di quello iniziale, quindi il sistema controllato arriverà al set point con un tempo superiore: nel modo di riscaldamento naturale vediamo che si arriva al set point con un tempo di circa 12 minuti e con un riscaldamento di circa 20°C quindi in termini orari (moltiplicando il tutto per un fattore 5) si ha un riscaldamento di 100°C orari. La rampa da noi impostata avrà un andamento meno ripido, impostandolo a 50°C orari. Si nota fin dall'accensione un controllo di tipo proporzionale, questo proprio perché abbiamo impostato la pendenza della rampa con un valore circa la metà, per quanto riguarda il coefficiente angolare, e con un tempo necessario per il raggiungimento del livello di set point circa il doppio. In questo caso il controllore modula la potenza diretta al carico con valori compresi tra il 50 e il 75% della potenza massima. Anche se son state mantenute le costanti precedenti, in questo caso si nota una leggera sovra elongazione, per poi stabilizzarsi sul set point in maniera ottimale.



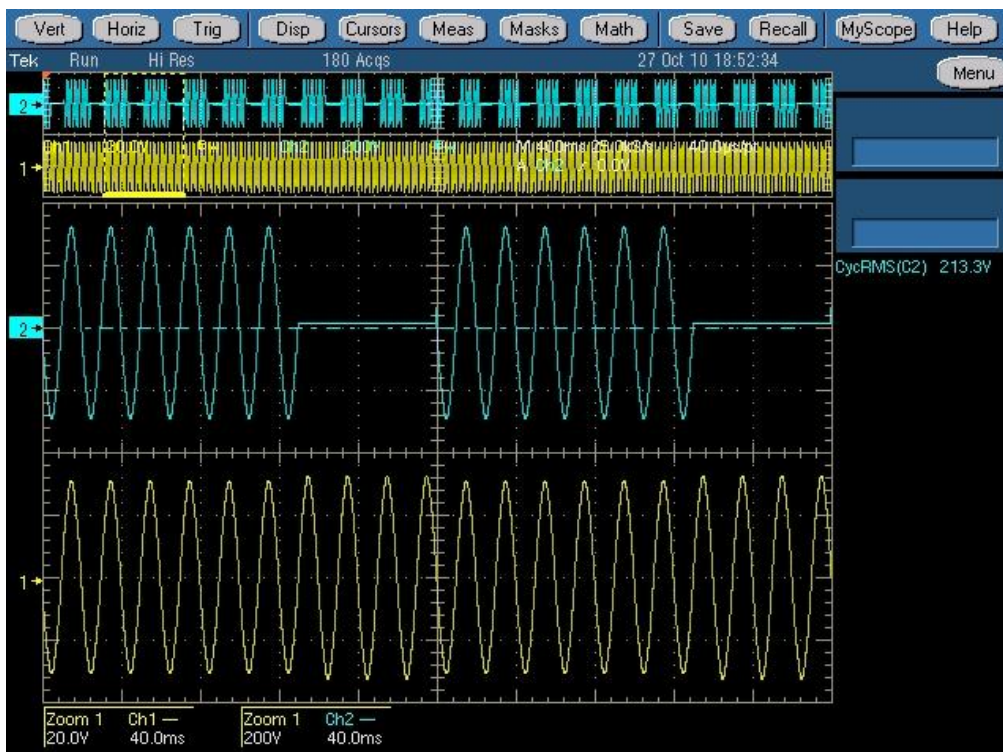
Nella prossima e ultima prova è stata reimpostata la rampa di tipo naturale, che segue quindi l'andamento in funzione della costante termica del materiale interessato, e impostato inoltre il tempo di ciclo a 0.2 s al posto del valore 20 impostato dalla fabbrica. Avendo impostato questo periodo si può calcolare una frequenza pari a :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.2} = 5Hz$$

Con questo tipo di frequenza è possibile visualizzare il fenomeno di flicker: in ambito elettrotecnico il flicker è lo sfarfallio di una lampada ad incandescenza percepibile dall'occhio umano. E' un fenomeno causato dalle variazioni della tensione di alimentazione e più precisamente del suo valore efficace in quanto la luminosità di una lampada ne è direttamente correlata. Le cause di tale disturbo sono riconducibili all'inserzione e al distacco di grossi carichi connessi alla rete elettrica che lavorano in modo discontinuo. Quindi un apparecchio che assorba anche una notevole potenza dalla rete se sempre attivo non genera flicker. Proprio per notare questo fenomeno, come già detto sopra, abbiamo installato una lampada ad incandescenza di 60w. Di seguito vediamo il tipo di controllo del sistema, all'interno del quale vediamo dei disturbi dovuti principalmente alla lampada.



Nella figura seguente si nota il fenomeno del flicker, che guardando accuratamente si può notare che l'ampiezza del segnale dell'onda di flicker, quella gialla, la quale estrapola inoltre l'alimentazione fornita alla nostra lampada ad incandescenza da 60W, ma principalmente fa in modo di notare l'amplificazione del segnale di una piccola percentuale al momento in cui non c'è l'alimentazione indirizzata al carico.



CONCLUSIONI

In seguito all'esperienza fatta in laboratorio siamo in grado di applicare questo tipo di regolazione anche per effettuare le prove per i cicli termici su cavi MT, sfruttando questo metodo di regolazione PID, la quale è molto più accurata e fornisce una risposta più pronta ai sistemi da regolare, e inoltre introducendo l'uso del solid state relè SSR risolviamo problemi relativi ad usure dei contatti elettromeccanici e alla velocità di commutazione, essi inoltre favoriscono l'annullamento dei disturbi causati da circuiti induttivi, i quali presentano un pericoloso picco iniziale in seguito alla chiusura del circuito, sfruttando l'uso di circuiti già predisposti internamente i quali grazie a capacità e resistenze sopprimono questo tipo di problemi. Andremo quindi ad usare controllori ed SSR appropriati, i quali dovranno essere in grado di aprire le correnti di esercizio sfruttate per le nostre prove.

BIBLIOGRAFIA

GRUPPO EDITORIALE JACKSON - Sistemi automazione e laboratorio
scritto da Luciana Donelli e Franco Sgorbani

EDIZIONI LIBRERIA PROGETTO PADOVA - Controlli automatici
scritto da Mauro Bisiacco e Maria Elena Valcher

HOEPLI - Elettronica di potenza(convertitori e applicazioni) scritto
da Ned Mohan, Tore M. Undeland e William P. Robbins

GRAYHILL - Manuale di istruzione ed uso per SSR(solid state relè)
mod. 70L-OA

CAL CONTROLS - Manuale di istruzione ed uso- Regolatori di
temperatura con autotune CAL3300