

Quanto "valgono" i vostri anelli?

Nel vasto campo del monitoraggio delle prestazioni dei sistemi di automazione, un ruolo delicato è quello degli anelli di regolazione, più del 90% dei quali, in ambito industriale, sono presidiati dai regolatori di tipo PID (Proporzionale-Integrale-Derivativo) grazie a un rapporto costi/benefici potenzialmente soddisfacente per la maggior parte dei processi sotto controllo. In queste pagine vengono presentate alcune efficaci tecniche per la valutazione delle prestazioni degli anelli di regolazione PID, traendoli dalla letteratura scientifica, della quale fanno parte anche alcuni contributi dell'autore. Alcune simulazioni aiutano a esemplificare i concetti e alcune applicazioni reali sono riportate tra le referenze indicate.

Massimiliano Veronesi

Nei grandi impianti vi possono essere centinaia di anelli di regolazione e dal loro buon funzionamento possono dipendere la qualità dei prodotti e l'entità degli sprechi (di materie prime, di energia e in ultima analisi anche di tempo); per contro la gestione di tutti questi regolatori è lasciata a un sempre minore numero di operatori che quindi in genere evitano di modificare parametri delicati come quelli PID (che non raramente vengono lasciati persino ai valori di default). Da qui dunque l'esigenza di tecniche che, in automatico, possano individuare gli anelli le cui prestazioni debbano ritenersi non soddisfacenti, suggerendo all'operatore i provvedimenti da prendere.

Normalmente l'approccio prevede: l'identificazione del tipo di prestazione da monitorare, l'introduzione di un indice di prestazione misurabile, l'esplicitazione di un obiettivo di prestazione (adeguato alla struttura del controllore utilizzato), le indicazioni operative per il miglioramento della prestazione.

La materia è tuttora oggetto di studi ma vi sono diverse linee di approfondimento, raggruppate in due principali filoni:

- Tecniche per la valutazione delle prestazioni di reiezione dei disturbi stocastici: rumore, oscillazioni, attrito nelle valvole.
- Tecniche per la valutazione delle prestazioni deterministiche, quali: inseguimento del setpoint, reiezione dei disturbi, interazioni tra anelli di regolazione.

Un'importante caratteristica che le tecniche di monitoraggio delle prestazioni devono avere è quella di far uso dei dati di routine normalmente

disponibili nel corso dell'ordinario esercizio dell'impianto, senza pertanto introdurre perturbazioni sul processo sotto controllo.

Nel seguito di questa trattazione si farà riferimento al tradizionale singolo anello di controllo illustrato nella figura 1.

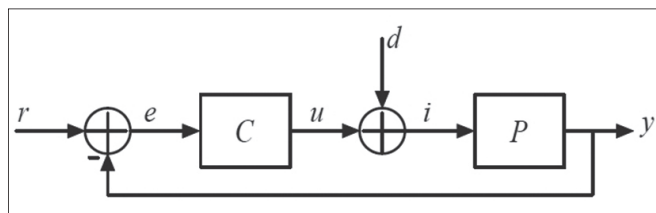


Figura 1 - Anello di controllo

Prestazioni stocastiche

Per la valutazione delle prestazioni di reiezione di disturbi stocastici non misurabili si fa normalmente riferimento all'indice di Harris (cfr. [T.J. Harris, 1989]), definito come l'inverso del rapporto tra la varianza dell'errore di regolazione e la varianza di quello ottenuto con un algoritmo di controllo a minima varianza, che per definizione la rende appunto minima.

La minima varianza dipende, oltre che da quello del rumore, dai coefficienti della risposta impulsiva; pertanto la tecnica non richiede necessariamente che si debba implementare il controllore a minima varianza per ottenerla. In ogni caso, tale obiettivo risulta irraggiungibile con un semplice PID e quindi è più realistico confrontare la prestazione di quest'ultimo con quella ottenibile da un PID ove i parametri siano stati tarati in modo che la varianza dell'errore sia minima.

L'espressione di quest'ultima è dovuta a [Ko, Edgar - 2004] e vale

L' AUTORE

M. Veronesi, Yokogawa Italia Srl

$$\sigma_{PID}^2 = n^2 (I + S^T k_1 + (FS)^T k_2 + (F^2 S)^T k_3)^{-1} (I + S k_1 + F S k_2 + F^2 S k_3)^{-1} n \sigma_\omega^2$$

ove n è il vettore dei campioni del disturbo, σ_ω^2 è la varianza del disturbo, I è la matrice identità, F è definita come

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ed S è costruita a partire dai campioni s_1, s_2, \dots, s_m della risposta allo scalino in anello aperto come

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_m & s_{m-1} & \dots & s_1 & 0 \end{bmatrix}$$

I coefficienti k_1, k_2 e k_3 , infine, sono legati ai parametri PID (K_p, T_i, T_d della versione in parallelo) dalle relazioni

$$k_1 = K_p \left(1 + \frac{h}{T_i} + \frac{T_d}{h} \right)$$

$$k_2 = -K_p \left(1 + \frac{2T_d}{h} \right)$$

$$k_3 = \frac{K_p T_d}{h}$$

ove h è il periodo di campionamento utilizzato. L'indice di prestazione è allora definito come

$$\eta = \frac{\check{\sigma}_{PID}^2}{\sigma_y^2}$$

ove σ_y^2 è la varianza della variabile da controllare mentre $\check{\sigma}_{PID}^2$ è il valore della varianza ottenuto con la terna di parametri (k_1, k_2 e k_3) che la rendono minima, ottenibile attraverso una opportuna (preferibilmente efficiente) tecnica di ottimizzazione globale tra quelle disponibili.

Per quanto riguarda l'individuazione delle oscillazioni il punto di partenza può essere, come suggerito da [Hagglund, 1995], la valutazione di

$$IAE_k = \int_{t_k}^{t_{k+1}} |e(t)| dt$$

ove t_k e t_{k+1} sono due istanti successivi in cui l'errore $e(t)$ si annulla. Se l'errore fosse un puro segnale sinusoidale di ampiezza A e pulsazione ω , in ogni semi-periodo si avrebbe

$$IAE = \int_0^{\pi/\omega} |A \sin(\omega t)| dt = \frac{2A}{\omega}$$

Questo valore può pertanto essere preso come valore di soglia per le oscillazioni che si definiscono tollerabili. In altre parole, se delle

oscillazioni di ampiezza A e frequenza ω si ritengono tollerabili per l'errore, allora IAE_k non deve eccedere il valore di $2A/\omega$. In particolare risulta allora ragionevole attendersi che l'ampiezza massima sia quella unitaria e la pulsazione massima sia quella (tipicamente indicata con ω_u) in corrispondenza della quale il diagramma di Nyquist della funzione di trasferimento del processo interseca per la prima volta l'asse reale negativo. In mancanza di questa ultima si può utilizzare $\omega_i = 2\pi/T_i$ poiché infatti per un regolatore PID ben tarato in genere il periodo limite ($T_u = 2\pi/\omega_u$) è circa uguale al tempo integrale T_i . Dato che una singola rilevazione di $IAE_k > 2/\omega_i$ non è abbastanza per determinare la presenza di oscillazioni, è opportuno monitorare l'errore per un tempo di supervisione sufficientemente lungo (50 volte il tempo integrale è in genere ragionevole) e decretare che l'andamento dell'errore è oscillante se ciò accade per un numero sufficiente di volte.

Altre tecniche più complesse, che però in compenso non richiedono di determinare (o approssimare) ω_u , fanno riferimento alle funzioni di auto-covarianza o di auto-correlazione della variabile misurabile, dai cui andamenti si possono inferire quelli della variabile da controllare senza essere disturbati dal rumore come si può esserlo analizzando invece il segnale di misura.

Le tecniche di rilevazione di **frizione nelle valvole**, basandosi generalmente su un modello dell'attrito nell'attuatore consentono di individuare negli andamenti della variabile di controllo e di quella da controllare i sintomi del problema. Ne è un esempio quella proposta in [Scali et alii, 2004] che individua la presenza di attrito riscontrando nelle variabili un andamento simile a quello che avrebbero per un processo del primo ordine con ritardo (FOPDT) controllato in modo on/off da un relè. La tecnica ha il pregio di non richiedere che sia misurabile la variabile di uscita della valvola (e non solo quella del regolatore) che infatti in genere non è disponibile. Similmente basata sulla forma delle oscillazioni del segnale di misura la tecnica proposta in [Singhal and Salsbury, 2005] che individua l'attrito quando l'area sottesa dall'andamento crescente dell'oscillazione è marcatamente più elevata di quella successiva relativa al ritorno a zero dopo il punto di massimo (essendo invece tipicamente uguali nel caso di oscillazioni di tipo sinusoidale dovute ad altre cause).

Un approccio alternativo è quello, proposto da [A. Horch, 1999], basato sull'analisi dello sfasamento tra la variabile di controllo $u(t)$ e quella da controllare $y(t)$, che è circa $\pi/2$ in caso di attrito mentre è di circa π in caso di altro disturbo oscillante. L'analisi risulta più agevole valutando la funzione di cross-correlazione

$$r_{uy}(\tau) = \sum_{k=0}^{N-|\tau|-1} u(k)y(k+\tau)$$

che risulta essere una funzione (di τ) dispari nel caso lo sfasamento tra $u(t)$ e $y(t)$ sia $\pi/2$ e invece pari nel caso sia π . Dovuto allo stesso autore anche un metodo basato sulla distribuzione statistica della derivata (seconda, nel caso di processi integrali) del segnale di misura, che risulta essere più marcatamente gaussiana proprio nel caso di oscillazioni dovute all'attrito nelle valvole (essendo quelle dovute ad altre cause più tipicamente sinusoidali e quindi associate a una distribuzione statistica teorica "a gobbe di cammello"). Altri approcci si basano sull'analisi dello scostamento rispetto a un modello lineare (da identificare) del processo o alla complessa

computazione di indici di non linearità e non gaussianità basate sullo spettro dell'errore [Choudhury et alii, 2004].

Prestazioni deterministiche

L'analisi delle prestazioni deterministiche è in buona parte rivolta alla individuazione di tarature sconvenienti del regolatore. Per questo motivo, tra le numerose tecniche proposte, si sofferma questa breve trattazione su due tra le più adatte a fornire utili indicazioni operative per il miglioramento della performance. La cifra di merito cui si fa riferimento è spesso l'integrale del valore assoluto dell'errore (IAE) generalmente riconosciuto come un buon indice per valutare l'entità di sprechi di materie prime e di produzione fuori specifica.

Prestazioni di reiezione del disturbo

Un noto motivo di insoddisfazione riguardo le prestazioni di un regolatore è in genere quello concernente la lentezza nella risposta; nell'ambito del controllo di processo si considera quella relativa alla compensazione di bruschi disturbi, essendo questa più importante dell'inseguimento del setpoint e potendo quest'ultimo essere migliorato attraverso altri accorgimenti (per esempio peso sul setpoint). A questo proposito in [Hagglund, 1999] si suggerisce di considerare le variazioni della variabile di controllo, Δu , e di quella da controllare, Δy : se esse hanno lo stesso segno per lungo tempo allora l'azione del regolatore è particolarmente lenta. Si possono allora valutare i due seguenti tempi (essendo h il tempo di campionamento):

$$t_{pos} = \begin{cases} = t_{pos} + h & \text{se } \Delta u \Delta y > 0 \\ = t_{pos} & \text{se } \Delta u \Delta y \leq 0 \end{cases}$$

$$t_{neg} = \begin{cases} = t_{neg} + h & \text{se } \Delta u \Delta y < 0 \\ = t_{neg} & \text{se } \Delta u \Delta y \geq 0 \end{cases}$$

Si consideri allora l'indice (Idle Index) definito come:

$$I_i = \frac{t_{pos} - t_{neg}}{t_{pos} + t_{neg}} \in [-1 \quad 1]$$

Più I_i è vicino ad 1 e più la compensazione risulta lenta; viceversa se il regolatore è tarato bene I_i è prossimo a -1 ; ciò purtroppo accade anche in caso di risposta oscillante per cui è opportuno combinare l'analisi con una tecnica di individuazione delle oscillazioni come quella discussa in precedenza oppure combinare l'analisi con quella derivante da altri indici di prestazione.

Una valutazione ancora più quantitativa delle prestazioni di reiezione del disturbo sul carico si può ricavare confrontando il valore dello IAE con quello ottenibile attraverso una taratura che in teoria è in grado di fornire una prestazione ritenuta un soddisfacente riferimento. Considerando quella utilizzata per l'autotuning proposte in [Chen, Seborg - 2001], le funzioni di trasferimento in anello chiuso che ci si propone di realizzare non presentano oscillazioni: pertanto il valore di IAE si può agevolmente ricavare applicando il teorema del valore finale relativamente al calcolo di IE (si veda [Veronesi, Visioli - 2011] per i passaggi). I valori dell'indice di prestazione, denominato LRPI (Load-disturbance Rejection Per-

formance Index), sono allora quelli riportati nella tabella 1. Si ricorda che T_o è il valore della somma di tutte le costanti di tempo e del ritardo del processo, ricavabile matematicamente attraverso il calcolo di un semplice integrale da valutare a transitorio esaurito:

- per processo autoregolante:

$$\text{guadagno: } \mu = \frac{T_i A_d}{K_p \int_0^\infty (u(t) + A_d) dt}$$

$$T_\sigma = \frac{K_p}{T_i A_d} \int_0^\infty \int_0^t v(\xi) d\xi dt, \text{ ove } v(t) = \mu \cdot (u(t) + A_d) - y(t)$$

- per processo integrale:

$$\text{guadagno: } \mu = \frac{T_i A_d}{K_p \int_0^\infty \int_0^t (u(\xi) + A_d) d\xi dt}$$

$$T_\sigma = \frac{K_p}{T_i A_d} \int_0^\infty \int_0^t v(\xi) d\xi dt, \text{ ove } v(t) = \mu \cdot \int_0^t (u(\xi) + A_d) d\xi - y(t)$$

L'ampiezza A_d del disturbo sul carico, se non nota, si può ricavare come

$$A_d = -\frac{K_p}{T_i} \int_0^\infty e(t) dt$$

LRPI	Tipo di controllore	Processo autoregolante	Processo integrale
$(A_d = \text{ampiezza del disturbo sul carico})$	PI	$\frac{4A_d \mu \theta^2}{T_\sigma IAE}$	$\frac{16A_d \mu \theta^2}{IAE}$
	PID	$\frac{27A_d \mu \theta^2}{4(2T_\sigma - \theta)IAE}$	

Tabella 1 - Indici di prestazione per reiezione disturbo sul carico (LRPI)

È opportuno sottolineare che la prestazione di riferimento è quella ottenibile (da un regolatore tarato come in [Chen, Seborg - 2001]) su processi del primo (PI) o secondo ordine (PID): l'indice dovrebbe pertanto essere tanto più vicino a 1 quanto più il processo risulta ben rappresentato da modelli di questo tipo (che comunque costituiscono un modello approssimato di processi di ordine più elevato in base alla "half-rule" proposta in [Skogestad, 2003]). Il ritardo puro del processo, infine, può essere ricavato come il tempo necessario all'errore per uscire dalla soglia di rumore, che per convenzione si può ragionevolmente fissare al 2% del range della variabile da controllare.

Prestazioni di inseguimento del setpoint

Un diffuso obiettivo di molte tecniche di taratura è quello di ottenere tra il riferimento e l'uscita una funzione di trasferimento

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} \cong \frac{e^{-s\theta}}{1 + s\tau}$$

ove θ è il ritardo del processo mentre τ è un parametro di progetto che si fissa, ragionevolmente, pari a θ con il quale si otten-

gono un margine di fase di circa 61.4° e un margine di guadagno di 3.14. Quando questa è la funzione di trasferimento tra setpoint e uscita, l'integrale del valore assoluto dell'errore (IAE) a transitorio esaurito vale come quello dell'errore, poiché l'andamento di quest'ultimo non presenta oscillazioni; non è difficile ricavare che:

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt = \int_0^{\infty} e(t) dt = 2A_s \theta$$

ove A_s è l'ampiezza della variazione a gradino di setpoint. Poiché lo IAE è una buona misura della performance del controllore, si prende come indice di prestazione il rapporto (denominato SFPI – "Setpoint Following Performance Index")

$$SFPI = \frac{2A_s \theta}{IAE}$$

che appunto dovrebbe idealmente valere 1 qualora la funzione di trasferimento tra il riferimento e la variabile da controllare sia effettivamente quella desiderata. Dato che però non è lecito ignorare le approssimazioni introdotte (modello FOPDT, $e^{-s\theta} \approx 1-s\theta$), è ragionevole ritenere buona la prestazione se già $SFPI \geq 0.6$; in ogni caso il valore di SFPI oltre il quale la prestazione può ritenersi buona rimane un parametro a disposizione dell'utilizzatore, che può così esprimere un giudizio più o meno severo. Si tenga conto, peraltro che il valore ottimo dello IAE ottenibile con un controllore generico (non PID) è pari a $1,380A_s$ e che il PID, per un processo del secondo ordine, consente di raggiungerlo con una efficienza al più pari al 65% [Huang, Jeng, 2002]. Per quanto riguarda la ritardatura del controllore, si può far riferimento (tra le molte disponibili) a quanto riportato in [Veronesi, Visioli, 2009], ove viene proposto un algoritmo per ottenere buone prestazioni a partire da un modello FOPDT del processo aggiornabile a seguito di ogni variazione a scalino di setpoint. L'algoritmo è ispirato alla taratura SIMC proposta in [Skogestad, 2003], generalmente riconosciuta come buon compromesso tra robustezza e prestazioni.

T_σ è un parametro caratteristico rappresentativo dello sfasamento introdotto nell'anello da parte del processo da controllare. Esso, come mostrato in [Veronesi, Visioli - 2009], si può ricavare calcolando la funzione di trasferimento tra il setpoint e

la variabile $v(t) = u(t) - y(t)$ ed applicando il teorema del valore finale, ottenendo:

$$T_\sigma = \frac{1}{A_s} \left(\mu \int_0^{\infty} u(t) dt - \int_0^{\infty} y(t) dt \right)$$

che fornisce un risultato indipendente dai parametri PID e robusto nei confronti del rumore di misura in quanto basato sulla valutazione di cifre integrali. Non è difficile dimostrare che, qualora la funzione di trasferimento del processo contenga anche degli zeri a numeratore, le relative costanti di tempo vanno a sommarsi, se negative, o a sottrarsi, se positive, al valore di T_σ . Anche il guadagno del processo si può agevolmente ricavare dopo il transitorio a seguito della variazione a scalino di setpoint, tenendo presente la nota relazione secondo cui

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^{\infty} e(t) dt = \frac{A_s}{\mu}$$

Per il ritardo puro valgono le considerazioni fatte alla fine del paragrafo precedente.

SFPI	Single loop o cascata		
	Tipo di regolatore	Processi autoregolanti	Processi integrali
(A _s = ampiezza variazione del setpoint)	PD	N/A	$\frac{2A_s \theta}{IAE}$
	PID	$\frac{2A_s \theta}{IAE}$	$\frac{3.45A_s \theta}{IAE}$

Tabella 2 - Indici di prestazione per inseguimento setpoint

Quella proposta in [Veronesi, Visioli - 2009] si è rivelata una tecnica di monitoraggio e riassetto delle prestazioni semplice e valida anche per processi di tipo integrale ed è stata estesa anche agli anelli in cascata [Veronesi, Visioli - 2011]. Gli indici di prestazione sono riassunti nella tabella 2 mentre le formule di taratura relative ai diversi casi sono state già presentate nei riferimenti indicati. Un paio di reali applicazioni industriali, infine, sono illustrate in [Veronesi, Visioli - 2010] e [Veronesi, 2010].

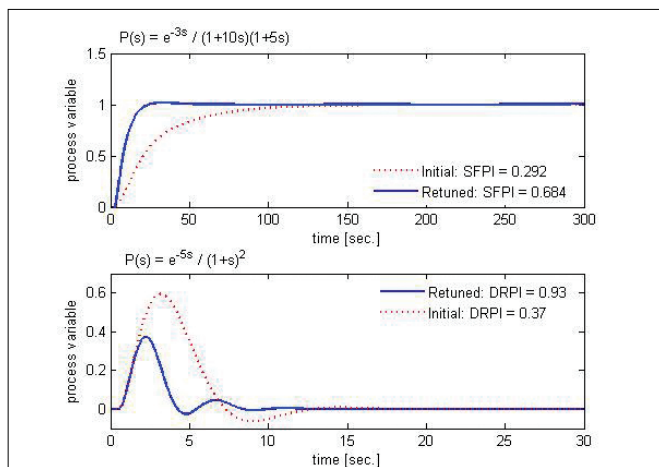


Figura 2 - Valutazione delle prestazioni di inseguimento e reiezione per 2 diversi processi

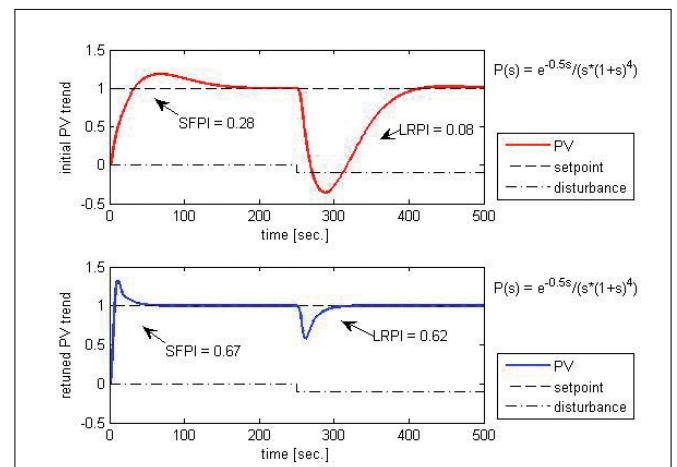


Figura 3 - Valutazione delle prestazioni di inseguimento e reiezione per processo di tipo integrale

Le figure 2, 3 e 4 illustrano, senza pretesa di esaustività, i risultati di alcune simulazioni mostrando quanto gli indici proposti possano essere efficaci per valutare le diverse prestazioni in diversi tipi di anelli di controllo.

Questo contributo si può dunque chiudere con uno schematico flow-chart, riportato in figura 5, che può essere di riferimento per l'analisi delle prestazioni dell'anello di regolazione. Le migliori diagnosi si ottengono proprio utilizzando più tecniche in parallelo e confrontando tra loro i risultati ottenuti.

Conclusioni

Quello del monitoraggio delle prestazioni degli anelli di regolazione è un argomento piuttosto ampio e variegato e in questo campo ancora molti sono gli spazi per l'implementazione delle numerose tecniche proposte nell'ultimo decennio nell'ambito della ricerca, tuttora attiva su questo fronte. I prodotti commerciali disponibili al momento, forniti dai vendors di DCS o da più piccole software-house più o meno indipendenti, si fermano tipicamente all'analisi dei loops rivolta a fornire indicazioni in merito alla percentuale di esercizio in modo Aut/Man, in saturazione con MV=100%, alla varianza dell'errore (Harris Index), all'individuazione di correlazioni tra anelli e di attrito nelle valvole, oltre a fornire in alcuni rari casi indici di prestazione e/o di robustezza basati su quelle ottenibili con un modello stimato del processo. Questo contributo fornisce dunque spunti per implementarne altri che, pur essendo semplicemente ricavabili dai dati normalmente disponibili nell'ambito del normale esercizio in sala controllo, risultano efficaci relativamente a diversi tipi di prestazioni (di reiezione di disturbi stocastici o deterministici e di inseguimento del setpoint).

Bibliografia

[1] D. Chen, D. E. Seborg, "PI/PID controller design based on direct synthesis and disturbance rejection", *Industrial and Engineering Chemistry Research*, vol. 41, pp. 4807-4822, 2002.
 [2] M. A. A. S. Choudhury, S. L. Shah, N. F. Thornhill, "Detection and diagnosis of system nonlinearities using higher order statistics", *Automatica*, vol. 40, pp. 1719-1728, 2004.
 [3] T. Hägglund, "A control-loop performance monitor", *Control Engineering Practice*, n. 3, pp. 1543-1551, 1995.
 [4] T. Hägglund, "Automatic detection of sluggish control loops", *Control Engineering Practice*, vol. 7, n. 12, pp. 1505-1511, 1999.
 [5] T. J. Harris, "Assessment of control loop performance", *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, vol. 67, n. 5, pp. 856-861, 1989.

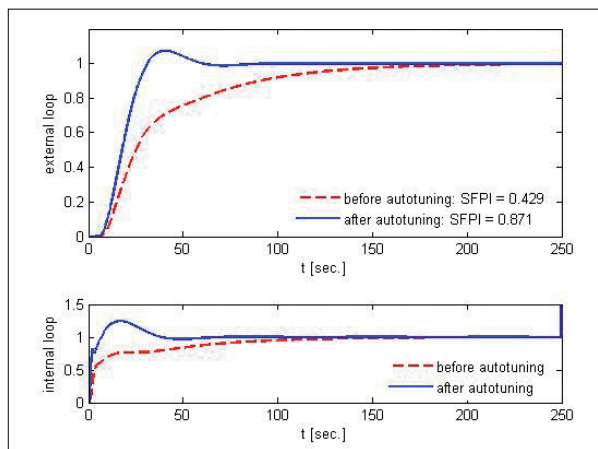


Figura 4 - Valutazione delle prestazioni di inseguimento per controllo in cascata (processo primario del 3° ordine con guadagno unitario, ritardo $L=3$ sec. e costanti di tempo $T_1=10$ sec., $T_2=4$ sec., $T_3=1$ sec.; processo secondario del 1° ordine con guadagno unitario, ritardo $\theta=1$ sec. e costante di tempo $\tau=2$ sec.)

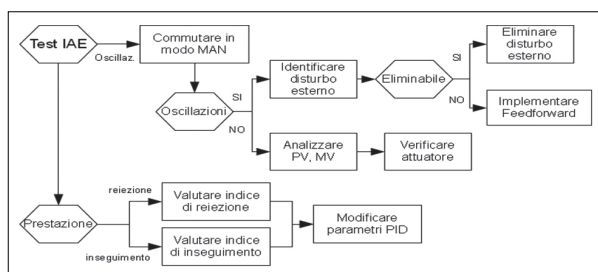


Figura 5 - Schema per la valutazione delle prestazioni

[6] T. J. Harris, C. T. Seppala, L. D. Desborough, "A review of performance monitoring and assessment techniques for univariate and multivariate control systems", *Journal of Process Control*, vol. 9, n. 1, pp. 1-17, 1999.
 [7] A. Horch, "A simple method for detection of stiction in control valves", *Control Engineering Practice*, vol. 7, n. 10, pp. 1221-1231, 1999.
 [8] H.P. Huang, J.C. Jeng, "Monitoring and assessment of control performance for single loop systems", *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 41, pp. 1297-1309, 2002.
 [9] M. Jelali, "An overview of control performance assessment technology and industrial applications", *Control Engineering Practice*, vol. 14, pp. 441-466, 2006.
 [10] B. S. Ko, T. F. Edgar, "PID control performance assessment: the single-loop case", *AIChE Journal*, vol. 50, pp. 1211-1218, 2004.
 [11] S. J. Qin, "Control performance monitoring - a review and assessment", *Computers and Chemical Engineering*, vol. 23, pp. 173-186, 1998.
 [12] M. Rossi, C. Scali, "A comparison of techniques for automatic detection of stiction: simulation and application to industrial data", *Journal of Process Control*, vol. 15, n. 5, pp. 505-514, 2005.
 [13] S. Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning", *Journal of Process Control*, vol. 13, n. 4, pp. 291-309, 2003.
 [14] A. Singhal and T. I. Salsbury, "A simple method for detecting valve stiction in oscillating control loops", *Journal of Process Control*, vol. 15, n.4, pp. 371-382, 2005.
 [15] N. F. Thornhill, T. Hägglund, "Detection and diagnosis of oscillation in control loop", *Control Engineering Practice*, vol. 5, n.10, pp. 1343-1354, 1997.
 [16] M.Veronesi, A.Visioli, "Performance assessment and retuning of PID controllers", *Industrial and Engineering Chemistry Research*, vol. 48, n. 5, pp. 2616-2623, 2009.
 [17] M.Veronesi, A.Visioli, "Performance assessment and retuning of PID controllers for integral processes" *Journal of Process Control*, vol. 20, n. 3, pp. 261-269, 2010.
 [18] M.Veronesi, A.Visioli, "An Industrial application of a performance assessment and retuning technique for PI controllers", *ISA Transactions*, vol. 49, n. 2, pp. 244-248, 2010.
 [19] M.Veronesi, A.Visioli, "A simultaneous closed-loop automatic tuning method for cascade controllers", *IET Control Theory & Applications*, vol. 5, n. 2, pp. 263-270, 2011.
 [20] M. Veronesi, "Valutazione automatica delle prestazioni e ritaratura per i loop PID", *Automazione e Strumentazione*, anno LVII, n. 5, pp. 77-80, Maggio 2010.