

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

Scuola di Scienze
Corso di Laurea in Fisica

Sistema di Controllo PID di Temperatura con LabVIEW e Scheda Arduino

Relatore:
Prof. Luca Pasquini

Presentata da:
Matteo Marchesini

Correlatore:
Dott. Filippo Maria Giorgi

Sessione III
Anno Accademico 2014/2015

Il segreto del successo è quello di non possedere nulla, ma controllare tutto.
Nelson Rockefeller

Sommario

Lo scopo del lavoro svolto è quello di realizzare un sistema di controllo Proporzionale-Integrativo-Derivativo (PID) della temperatura all'interno di un fornello in una camera a vuoto. Il sistema deve essere in grado di eseguire rampe di temperatura con differenti rapidità di variazione, in vista di un suo futuro impiego nello studio del Desorbimento Termico di diversi materiali.

Nella prima parte della tesi, si esaminano le premesse teoriche ai controlli Proporzionali-Integrativi-Derivativi, e sono esposti i metodi di Ziegler-Nichols e di Tyreus-Luyben per ricavare le costanti del PID. Nella seconda parte si descrivono il sistema fisico in esame e l'hardware messo a punto per il sistema di controllo, gestito interfacciandolo con una scheda Arduino. Nella terza parte viene invece trattato il software realizzato con LabVIEW per gestire e controllare l'apparato. Nella quarta parte sono infine mostrati i risultati sperimentali ottenuti, e le conclusioni tratte al termine del lavoro.

Indice

I	Teoria del PID	1
1	Accenni sui Controlli a Retroazione	3
1.1	La Trasformata di Laplace	4
1.2	Funzioni di Trasferimento	6
1.2.1	Diagrammi a Blocchi	6
1.2.2	Zeri & Poli	8
2	Sistemi di Controllo PID	11
2.1	PID: Caratteristiche Tecnico-Pratiche	12
2.1.1	Metodo di Ziegler-Nichols	13
2.1.2	Metodo di Tyreus-Luyben	14
II	Apparato Sperimentale	15
3	Sistema Fisico	17
3.1	Camera a Vuoto	17
3.2	Fornetto	20
4	Apparato di Misura & Controllo	21
4.1	Termocoppia	21
4.2	Scheda Arduino Uno	21
4.2.1	Uscite PWM	23
4.2.2	Filtri Passa-Basso	23
4.2.3	Amplificatori Operazionali → Adattatori di Impedenza	25
4.3	Generatore di Corrente	26
III	Software di Acquisizione & Controllo	27
5	Gestione Entrate & Uscite	29

6	Realizzazione Software di Acquisizione & Controllo	31
6.1	Sub-VI “PID”	31
6.2	Fornetto “Isoterma”	31
6.3	Fornetto “in Rampa”	32
IV	Risultati Sperimentali e Conclusioni	35
7	Risultati Ottenuti	37
7.1	Tempi di Campionamento	38
7.2	Risultati in “Isoterma”	42
7.3	Risultati in “Rampa”	45
8	Conclusioni	55
8.1	Ipotesi per Miglioramenti Futuri	55
V	Appendici	57
A	VI Principali	59
A.1	Isoterma	59
A.2	Rampa di Temperatura	60
B	Sub-VIs	61
B.1	PWM	61
B.2	Lettura Temperatura	62
B.3	Lettura Corrente Erogata	63
B.4	PID	64
	Bibliografia	65

Parte I
Teoria del PID

Capitolo 1

Accenni sui Controlli a Retroazione

Un *controllo* è un dispositivo che monitora ed altera fisicamente le condizioni operative di un dato *sistema dinamico*. Esistono due tipologie di sistemi di controllo: ad *anello aperto*, e ad *anello chiuso* (o *retroazionato*). Nel primo un segnale in ingresso è applicato al sistema, che in base ad una predeterminata *calibrazione* lo amplifica o riduce, producendo così l'uscita desiderata; nel *controllo ad anello chiuso* invece, oltre alle componenti del controllo ad anello *aperto* ve ne sono di ulteriori, che misurano l'uscita generata e la “mandano indietro” all'ingresso, dove viene comparata con l'*input* (l'*output desiderato*), e da qui il segnale che giunge al controllo è l'*errore*, ossia la differenza, tra i due segnali. Si può quindi notare come i controlli a *retroazione* automaticamente cerchino di correggere qualsiasi discrepanza tra l'*uscita desiderata* e quella *effettiva*, rendendosi relativamente indipendenti da calibrazioni e, soprattutto, da fluttuazioni del sistema. Nella presente trattazione sarà questo ultimo tipo di controllo ad essere preso in esame.

Esistono diversi metodi ed architetture per realizzare sistemi di controllo, ma a prescindere dalla natura dei suoi componenti (elettrici, pneumatici, ottici, ecc) le equazioni che esprimono le caratteristiche del sistema, assumendolo lineare, sono sempre le stesse, nella forma:

$$A_n \frac{d^n \theta_{out}}{dt^n} + \dots + A_2 \frac{d^2 \theta_{out}}{dt^2} + A_1 \frac{d\theta_{out}}{dt} + A_0 \theta_{out} + A + A_{-1} \int \theta_{out} dt = f(E) \quad (1.1)$$

dove

θ_{out} = quantità in uscita

E = errore = $\theta_{in} - \theta_{out}$

θ_{in} = quantità in ingresso

A_n, \dots, A = coefficienti che sono funzioni dei parametri del sistema

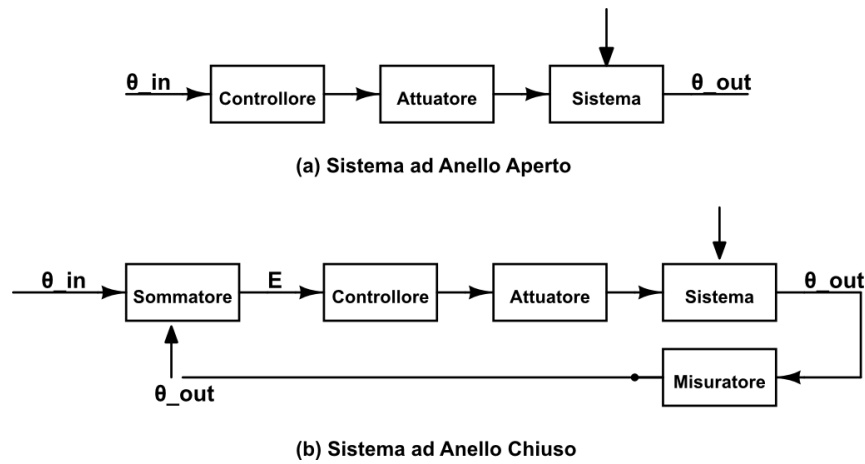


Figura 1.1: Schemi dei controlli

Uno strumento matematico estremamente efficace per semplificare le equazioni differenziali che caratterizzano i sistemi da studiare è la *trasformata di Laplace*: essa risulta infatti idonea a risolvere le equazioni caratteristiche dei sistemi, ricavarne le *funzioni di trasferimento* e trovarne *zeri e poli*.

1.1 La Trasformata di Laplace

La *trasformata di Laplace* è un operatore funzionale lineare che, data una funzione di variabile *reale*, ve ne associa una a variabile *complessa*. Nel caso specifico della presente trattazione, essa associa a funzioni nel *dominio del tempo* funzioni nel *dominio di variabili complesse*, operando un “cambio di variabile” $t \rightarrow s = \sigma + i\omega$ (dove ω è la *frequenza* di oscillazione del segnale).

Dopo questa premessa possiamo definire la *funzione trasformata* secondo Laplace $F(s)$ di una funzione del tempo $f(t)$ come:

$$F(s) := \mathcal{L}[f(t)] \quad (1.2)$$

dove \mathcal{L} è l'*integrale di Laplace*, ed è definito come:

$$\mathcal{L} := \int_0^{\infty} e^{-st} dt \quad (1.3)$$

e dunque:

$$\mathcal{L}[f(t)] = \int_0^{\infty} e^{-st} dt [f(t)] = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad (1.4)$$

Di seguito, nelle Tabb.(1.1, 1.2) sono proposte le trasformate di alcune funzioni notevoli, ed alcune proprietà utili della trasformata di Laplace.

Funzione da Trasformare	Funzione Trasformata
$f(t) = A = \text{const}$	$\mathcal{L}[A] = \frac{A}{s}$
$f(t) = e^{-\alpha t}$	$\mathcal{L}[e^{-\alpha t}] = \frac{1}{\alpha + s}$
$f(t) = \sin(\beta t)$	$\mathcal{L}[\sin(\beta t)] = \frac{\beta}{s^2 + \beta^2}$
$f(t) = \cos(\beta t)$	$\mathcal{L}[\cos(\beta t)] = \frac{s}{s^2 + \beta^2}$
$f(t) = t^n$	$\mathcal{L}[t^n] = \frac{n}{s^{n+1}}$

Tabella 1.1: Trasformata di Laplace di funzioni notevoli

Linearità	$\mathcal{L}[af(t) + bg(t)] = a\mathcal{L}[f(t)] + b\mathcal{L}[g(t)]$
Derivazione (I ordine)	$\mathcal{L}[f'] = s\mathcal{L}[f] - f(0^+)$
Derivazione (ordine n)	$\mathcal{L}[f^{(n)}] = s^n \mathcal{L}[f] - \sum_{k=1}^n s^{n-k} \frac{d^{k-1} f(0)}{dt^{k-1}}$
Integrazione	$\mathcal{L}[\int_0^t f(\tau) dt] = \frac{\mathcal{L}[f(t)]}{s}$
Convoluzione	$\mathcal{L}[f * g] = \mathcal{L}[f] \cdot \mathcal{L}[g]$

Tabella 1.2: Proprietà notevoli della Trasformata di Laplace

Così come la *trasformata* di Laplace permette di passare dal dominio del tempo a quello delle frequenze, così la sua inversa, l'*antitrasformata di Laplace* permette di passare dal dominio delle frequenze a quello dei tempi. L'*antitrasformata*

viene indicata:

$$\mathcal{L}^{-1}[F(s)] := f(t) \quad (1.5)$$

1.2 Funzioni di Trasferimento

Ogni sistema o componente fisico può generalmente essere descritto per mezzo di equazioni differenziali. Queste equazioni possono essere trasformate in equazioni algebriche attraverso la trasformata di Laplace, così da semplificare le ulteriori manipolazioni matematiche; la più diffusa tra queste è la *funzione di trasferimento*.

Questa è definita come *il rapporto tra le trasformate di Laplace dei segnali in uscita ed in ingresso* del sistema:

$$G(s) := \frac{\theta_{out}(s)}{\theta_{in}(s)} \quad (1.6)$$

La definizione ha valenza universale, ma quando è applicata a sistemi nei quali non si considera il transitorio, si può notare che la variabile s rappresenta una variabile *immaginaria pura*, e dunque con *parte reale nulla*; ne consegue che in questi casi $s = j\omega$, che produce un segnale oscillatorio.

Il grande vantaggio che si ha nell'utilizzare le funzioni di trasferimento nello studio dei sistemi di controllo, è che permettono di ottenere rapidamente informazioni sulla risposta complessiva dei sistemi, tramite l'analisi dei *diagrammi a blocchi*, e anche sui punti di *stabilità* ed *instabilità* del sistema, a prescindere dalla natura fisica degli apparati, come descritto nei seguenti paragrafi.

1.2.1 Diagrammi a Blocchi

Poiché i sistemi di controllo reali differiscono tra loro per numero e natura fisica delle componenti a seconda delle applicazioni, è utile introdurre un formalismo che generalizzi le caratteristiche di tali sistemi, per permetterne una trattazione generale: i *diagrammi a blocchi*.

In Fig.1.2 è mostrato il diagramma a blocchi di un sistema di controllo a retroazione; ogni blocco rappresenta un componente del sistema di controllo, ed ognuno di essi è rappresentabile matematicamente tramite un'equazione parametrizzata che mette in relazione il segnale in ingresso al blocco con quello in uscita. Dunque risulta conveniente ricavare la funzione di trasferimento di ogni

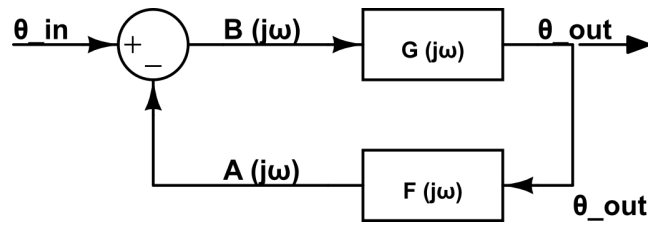


Figura 1.2: Diagramma a blocchi di un controllo a retroazione

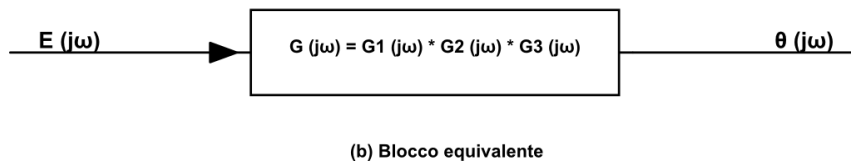
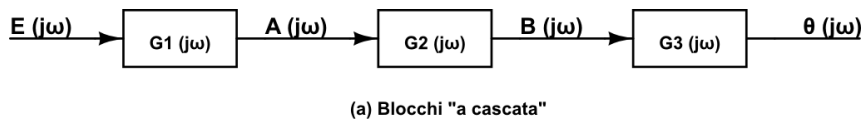


Figura 1.3: Blocchi in serie

singolo blocco, e da queste ricavare la *funzione di trasferimento equivalente* del sistema. In questo modo diventa possibile studiare il comportamento del sistema attraverso equazioni *polinomiali*, piuttosto che *differenziali*, semplificando di molto i calcoli.

Prendendo come esempio lo schema dei blocchi (cosiddetti *a cascata*) in Fig.1.3.a), si ricava facilmente:

$$G(j\omega) = \frac{\theta_{out}}{E}(j\omega) = \frac{A}{E}(j\omega) \frac{B}{A}(j\omega) \frac{\theta_{out}}{B}(j\omega) \quad (1.7)$$

dove essendo

$$\begin{cases} \frac{A}{E}(j\omega) = G_1(j\omega) \\ \frac{B}{A}(j\omega) = G_2(j\omega) \\ \frac{\theta_{out}}{B}(j\omega) = G_3(j\omega) \end{cases}$$

si ricava:

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= G_1(j\omega)G_2(j\omega)G_3(j\omega) \\ &= G_1G_2G_3(j\omega) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Se si considera un sistema di controllo *retroazionato*, allora è necessario collegare l'uscita del sistema al suo ingresso, dopo aver calcolato la differenza tra

questo *output* ed il *valore di riferimento* (o *set-point*) al quale si vuole stabilizzare il controllo. In Fig.1.1.b) è riportato lo schema a blocchi risultante, dove il blocco caratterizzato da $F(j\omega)$ rappresenta il *sistema di retroazione*, e θ_{set} il *valore di riferimento*; analizzando le funzioni di trasferimento si nota:

$$\begin{cases} \frac{\theta_{out}}{B}(j\omega) = G(j\omega) \\ \frac{A}{\theta_{out}} = F(j\omega) \\ B(j\omega) = \theta_{set}(j\omega) - A(j\omega) \end{cases}$$

da cui si può ricavare:

$$\begin{aligned} \theta_{out}(j\omega) &= [\theta_{set}(j\omega) - A(j\omega)]G(j\omega) \\ &= [\theta_{set}(j\omega) - \theta_{out}(j\omega)F(j\omega)]G(j\omega) \\ &= \theta_{set}(j\omega)G(j\omega) - \theta_{out}(j\omega)F(j\omega)G(j\omega) \end{aligned} \quad (1.9)$$

da cui segue:

$$\theta_{out}(j\omega)[1 + F(j\omega)G(j\omega)] = \theta_{set}(j\omega)G(j\omega) \quad (1.10)$$

per cui la *funzione di trasferimento complessiva* è:

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{set}}(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1 + F(j\omega)G(j\omega)} \quad (1.11)$$

Tuttavia, i sistemi di retroazione piu' semplici presentano $F(j\omega) = 1$, per cui la funzione di trasferimento complessiva di un sistema di controllo a retroazione si può generalmente scrivere come:

$$G_{tot}(j\omega) = \frac{\theta_{out}}{\theta_{set}} = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \quad (1.12)$$

1.2.2 Zeri & Poli

Una applicazione diretta delle funzioni di trasferimento è lo studio dei suoi *poli* e dei suoi *zeri*. Essi infatti permettono di avere uno sguardo di insieme sul comportamento della componente in esame sia a regime che in transitorio. Essendo le *funzioni di trasferimento* funzioni di *variabile complessa*, occorre tener conto sia della parte Reale σ che quella Immaginaria ω . In particolar modo, σ caratterizzerà il comportamento della componente durante i regimi transitori, mentre ω quello nei regimi oscillatori.

In regime oscillatorio, gli *zeri* della funzione di trasferimento indicano le componenti della frequenza che a regime non passano, a prescindere dall'ampiezza del segnale in ingresso; è dunque necessario tenere conto che a determinate frequenze, la componente fungerà da "blocco", non lasciando passare alcun segnale.

Lo studio dei *poli* fornisce invece informazioni sulla stabilità del sistema: se infatti i punti in cui la funzione di trasferimento *diverge* hanno *componente reale positiva*, allora durante un regime transitorio il segnale in uscita tenderà anch'esso a divergere; se invece la *componente reale* del polo è *negativa*, durante il transitorio il segnale in uscita subirà uno *smorzamento*, e dopo il tempo caratteristico del transitorio la parte oscillatoria prenderà il sopravvento, portando quindi il sistema in *regime oscillatorio*.

Capitolo 2

Sistemi di Controllo PID

Il sistema di gran lunga più utilizzato nell'ingegnerizzazione dei controlli a retroazione è quello *PID*, il cui nome è un acronimo che sta per *Proporzionale Integrativo Derivativo*. Il suo vasto utilizzo è dovuto alla relativa semplicità realizzativa e dall'efficacia del sistema, del quale stanno sorgendo prove che venga utilizzato anche da sistemi biologici in natura per regolare i propri processi [?referenze in biblio?].

Già l'acronimo del PID (il cui diagramma a blocchi è riportato in Fig.2.1) suggerisce quali siano le componenti dello stesso:

- una componente che ha in uscita un segnale proporzionale all'*errore* in ingresso al sistema
- una componente che ha in uscita un segnale proporzionale all'*integrale dell'errore* in ingresso al sistema
- una componente che ha in uscita un segnale proporzionale alla *derivata dell'errore* in ingresso al sistema

le quali si formalizzano nella relazione *ingresso\uscita* ideale:

$$\theta_{out}(t) = k_p E(t) + k_i \int_0^t E(\tau) d\tau + k_d \frac{dE(t)}{dt} \quad (2.1)$$

dove

$$\begin{aligned} \theta_{out} &= \text{segnale in uscita} \\ E &= \text{errore in ingresso} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} k_p &= \text{costante proporzionale} \\ k_i &= \text{costante integrativa} \\ k_d &= \text{costante derivativa} \end{aligned}$$

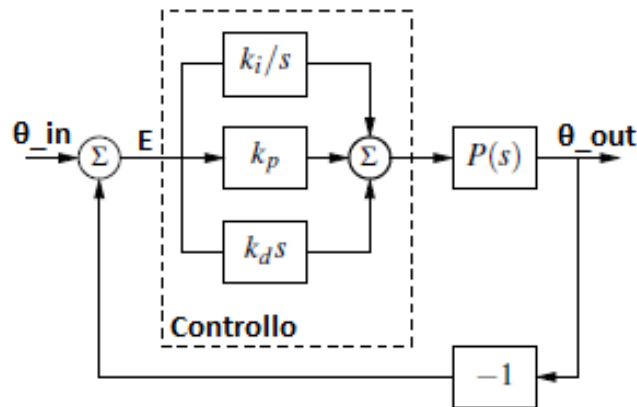


Figura 2.1: Schema a blocchi di un controllo PID

Considerando che le componenti del PID agiscono in parallelo, e che la funzione di trasferimento risultante di tre in parallelo è data dalla somma delle $G(s)$, dalla (2.1) è immediato ricavare la *funzione di trasferimento* $G_{PID}(s)$ di un PID:

$$\begin{aligned} G_{PID}(s) &= G_p(s) + G_i(s) + G_d(s) \\ &= k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \end{aligned} \quad (2.2)$$

Si propone ora una trattazione sul significato delle tre componenti di un PID, e di alcuni metodi empirici per ricavare i valori ottimali delle costanti k_p k_i k_d .

2.1 PID: Caratteristiche Tecnico-Pratiche

In linea di principio, per realizzare un sistema di controllo sarebbe sufficiente utilizzare una risposta proporzionale all'errore in ingresso (ottenendo così un sistema di controllo P).

Tuttavia, come si può osservare in Fig.2.2.a), aumentando il valore di k_p non si riesce a raggiungere un equilibrio stabile al *valore di riferimento*, ma solo al di sotto di esso. Per ovviare a questo problema il metodo più semplice è di “correggere” il segnale in uscita sommandovi un'ulteriore costante r (detta *reset*) che permetta al sistema di raggiungere uno stato stabile al setpoint; l'uscita “corretta” risulta dunque:

$$\theta_{P,corretta}(t) = k_p E(t) + r \quad (2.3)$$

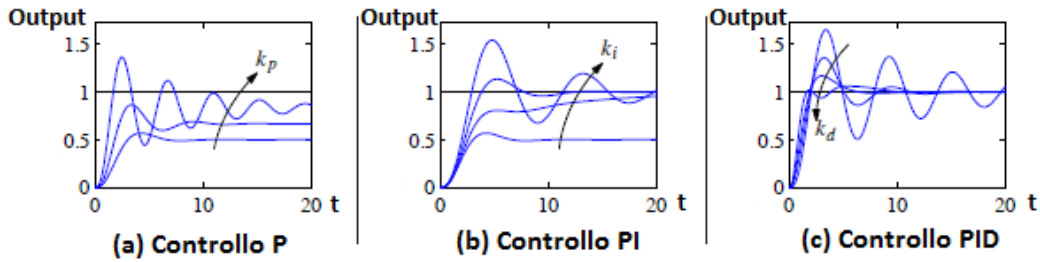


Figura 2.2: Output PID

La valore della costante di *reset*, però, è dipendente dal valore del riferimento, ed andrebbe quindi ricalibrata ogniqualvolta venisse cambiato. Questo inconveniente viene dunque risolto sostituendo al *reset* la parte integrativa, ottenendo così un controllo *PI*.

L'uscita diventa dunque:

$$\theta_{PI}(t) = k_p E(t) + k_i \int_0^t E(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

La parte integrale del controllo funge quindi da *reset variabile* permettendo, come si nota in Fig.2.2.b), di eliminare la differenza tra uscita e *riferimento*, prescindendo dal valore di quest'ultimo.

L'inserimento della parte derivativa, invece, si rende necessario per contrastare il fenomeno dell'*overshoot*, ossia il fatto che alla prima oscillazione il segnale tende a superare il valore di riferimento, come si può notare nelle Figg.2.2.(a,b). Utilizzando dunque un sistema *PID* anziché *PI*, si può ridurre drasticamente se non eliminare completamente questo effetto, come mostrato in Fig.2.2.c).

La difficoltà nel realizzare un controllo PID sta nel trovare la *miglior stima* dei tre parametri, poiché dipendono dalla struttura del sistema in esame. Esistono tuttavia dei metodi, denominati *empirici*, che in seguito ad alcune misurazioni di prova sul sistema permettono di ricavare i valori ottimali di k_p , k_i e k_d . Tra i più comuni si trovano i metodi di *Ziegler-Nichols* e di *Tyreus-Lwyben*.

2.1.1 Metodo di Ziegler-Nichols

Il metodo di *Nichols-Ziegler* prevede di effettuare una misura preliminare ponendo $k_i = 0$ e $k_d = 0$, e dunque gestendo la sola parte proporzionale del controllo.

La misura consiste nell'aumentare gradualmente il valore della costante proporzionale, finché il sistema non inizia ad oscillare stabilmente attorno al *valore*

di aspettazione (ossia presenta oscillazioni che non si smorzano dopo un periodo transitorio); a questo punto si misurano il valore della costante, che sarà chiamata *costante critica* K_c , e quello del *periodo delle oscillazioni* P_c . Da questi due valori si possono ricavare quelli delle tre costanti, secondo quanto indicato in Tab.2.1 .

Ziegler-Nichols	k_p	k_i	k_d
P	$\frac{K_c}{2}$	/	/
PI	$\frac{K_c}{2,2}$	$\frac{P_c}{1,2}$	/
PID	$\frac{K_c}{1,7}$	$\frac{P_c}{2}$	$\frac{P_c}{8}$

Tabella 2.1: Costanti PID per *Ziegler-Nichols*

2.1.2 Metodo di Tyreus-Luyben

Il metodo di *Tyreus Luyben* è operativamente molto simile a quello di Ziegler-Nichols: richiede infatti la medesima misura preliminare, per ricavare la *costante critica* K_c ed il *periodo delle oscillazioni* P_c , come descritto in **2.1.1**. Il cambiamento sostanziale dal metodo di Ziegler-Nichols risiede nel valore assegnato alle tre costanti, dove si fa prevalere la componente integrale sopra le altre, come indicato in Tab.2.2 .

Tyreus-Luyben	k_p	k_i	k_d
PI	$\frac{K_c}{3,2}$	$2,2P_c$	/
PID	$\frac{K_c}{2,2}$	$2,2P_c$	$\frac{P_c}{6,3}$

Tabella 2.2: Costanti PID per *Tyreus-Luyben*

Parte II
Apparato Sperimentale

Capitolo 3

Sistema Fisico

Il sistema fisico in esame si compone essenzialmente di un *fornetto elettrico* posto in un vuoto medio ($\approx 10^{-2}$ *mBar*), creato per mezzo di *pompe a vuoto* in un'apposita *camera a vuoto*.

Il *sistema di controllo* descritto nella **Parte III**, rilevando la temperatura interna al filamento, governa la corrente circolante nel fornetto per portarne la temperatura al valore desiderato.

Di seguito sono esposti nel dettaglio le componenti del sistema succitato.

3.1 Camera a Vuoto

La camera a vuoto utilizzata possiede diversi *passanti* per permettere la trasmissione via cavi di segnali elettrici fra il sistema e l'*apparato di misura e controllo*. Il vuoto all'interno della camera è realizzato da una coppia di pompe: la prima *rotativa*, la seconda *diffusiva*; poiché quest'ultima serve a generare un vuoto più spinto, non necessario ai fini del lavoro svolto, essa è stata tenuta inattiva, e non verrà trattata.

La *pompa rotativa* è collegata alla camera tramite una *valvola a 3 vie*, che le permette di aspirare l'aria direttamente dalla camera (modalità *roughing*) oppure dalla zona della *pompa diffusiva* (modalità *backing*), o ancora può rimanere chiusa. La pressione interna alla camera è misurata da un misuratore di pressione tipo *Pirani*, posto appena prima della valvola (Fig. 3.5), e il valore misurato è leggibile sul *canale 1* dell'*Active Gauge Controller* (Fig. 3.6); il posizionamento del misuratore risulta effica-

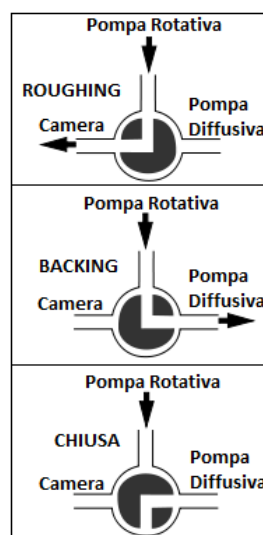


Figura 3.2: Schema delle modalità della *valvola a 3 vie*

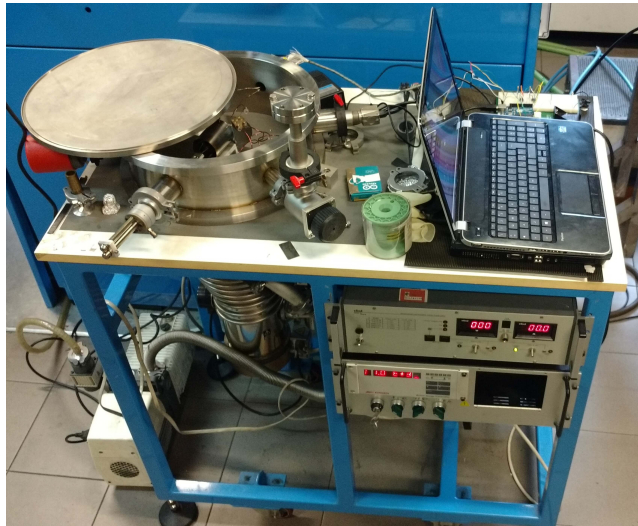


Figura 3.1: L'apparato nel suo insieme

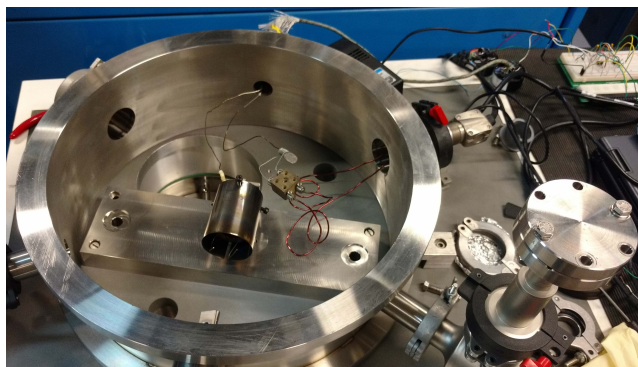


Figura 3.3: La camera a vuoto aperta



Figura 3.4: La *pompa rotativa*; la connessione con la camera a vuoto avviene attraverso il tubo argentato



Figura 3.5: Particolare dell'attacco del misuratore *Pirani*; si notano l'attacco del tubo della pompa rotativa e la valvola a 3 vie in *roughing*



Figura 3.6: L'*Active Gauge Controller*



Figura 3.7: Il *fornetto* assemblato; nella figura di destra si può notare il foro sul fondo della provetta

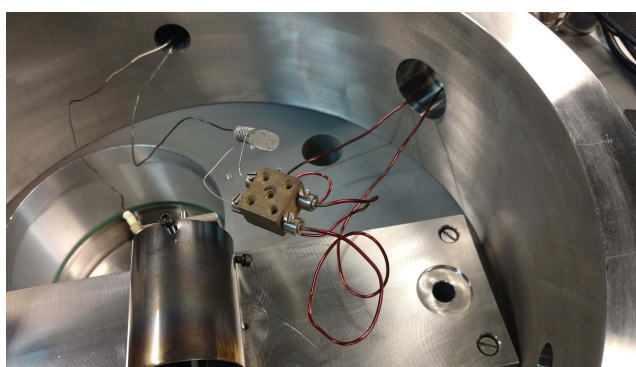


Figura 3.8: Il *fornetto* in posizione

ce poiché permette la misura per qualsiasi configurazione della valvola, con il difetto che il valore riportato non è tuttavia quello esatto della pressione nella camera.

3.2 Fornetto

Il fornello utilizzato è costituito da una *provetta* in vetro con il fondo forato, e da un filo non smaltato di *molibdeno* (99,95% Mo; \varnothing 0,5 mm) avvolto intorno, fungente da resistenza. Il foro nella provetta ha lo scopo di permettere l'ingresso della *termocoppia*, in modo che possa fornire dati sulla temperatura *interna* al fornello.

L'apparato è stato scelto di ridotte dimensioni per massimizzare l'efficacia del riscaldamento per effetto Joule. Dovendosi infatti svolgere le misure in un ambiente privo di gas, lo scambio di calore tramite *convezione* non può avvenire, e occorre ottimizzare lo scambio di calore (per conduzione e irraggiamento) fra il filamento riscaldante e la provetta stessa.

Capitolo 4

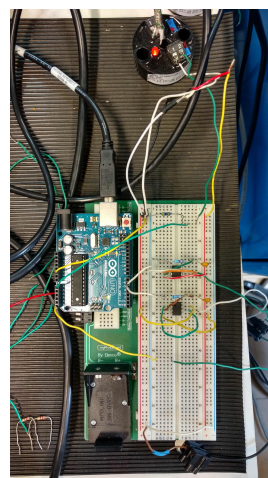
Apparato di Misura & Controllo

L'acquisizione dei dati riguardanti la temperatura del fornello, assieme al controllo della corrente erogata necessaria al riscaldamento, è gestita da un software in *LabVIEW*, che si interfaccia con un circuito appositamente realizzato (schema in Fig. 4.1) attraverso una scheda *Arduino Uno*.

Per una trattazione riguardo al *software* si rimanda alla **Parte III**; segue una descrizione dell'*hardware* impiegato.

4.1 Termocoppia

Nella realizzazione dell'apparato è stata utilizzata una termocoppia *tipo K* (*Chromel (Ni-Cr)(+)* / *Alumel (Ni-Al)(-)*), il cui segnale è processato da un *linearizzatore e amplificatore* modello *Minco TT190* (Fig. 4.2), che fornisce in uscita una corrente variabile tra 4 e 20 mA, proporzionale alla temperatura. Il segnale così processato viene letto da uno dei canali di *input analogico* della *scheda Arduino*, per poi essere elaborato dal *software*.



4.2 Scheda Arduino Uno

Come interfaccia tra il *software* e l'apparato di misura e controllo, è stata utilizzata una scheda **Arduino Uno** (Fig. 4.3): questa è una delle prime, in ordine temporale, delle innumerevoli piattaforme *Arduino* sviluppate presso l'*Interaction Design Institute* di Ivrea (TO). Esse sono particolarmente apprezzate da hobbisti e appassionati di

Figura 4.2:
L'apparato nel suo insieme: circuito, scheda *Arduino*, *linearizzatore* (in alto)

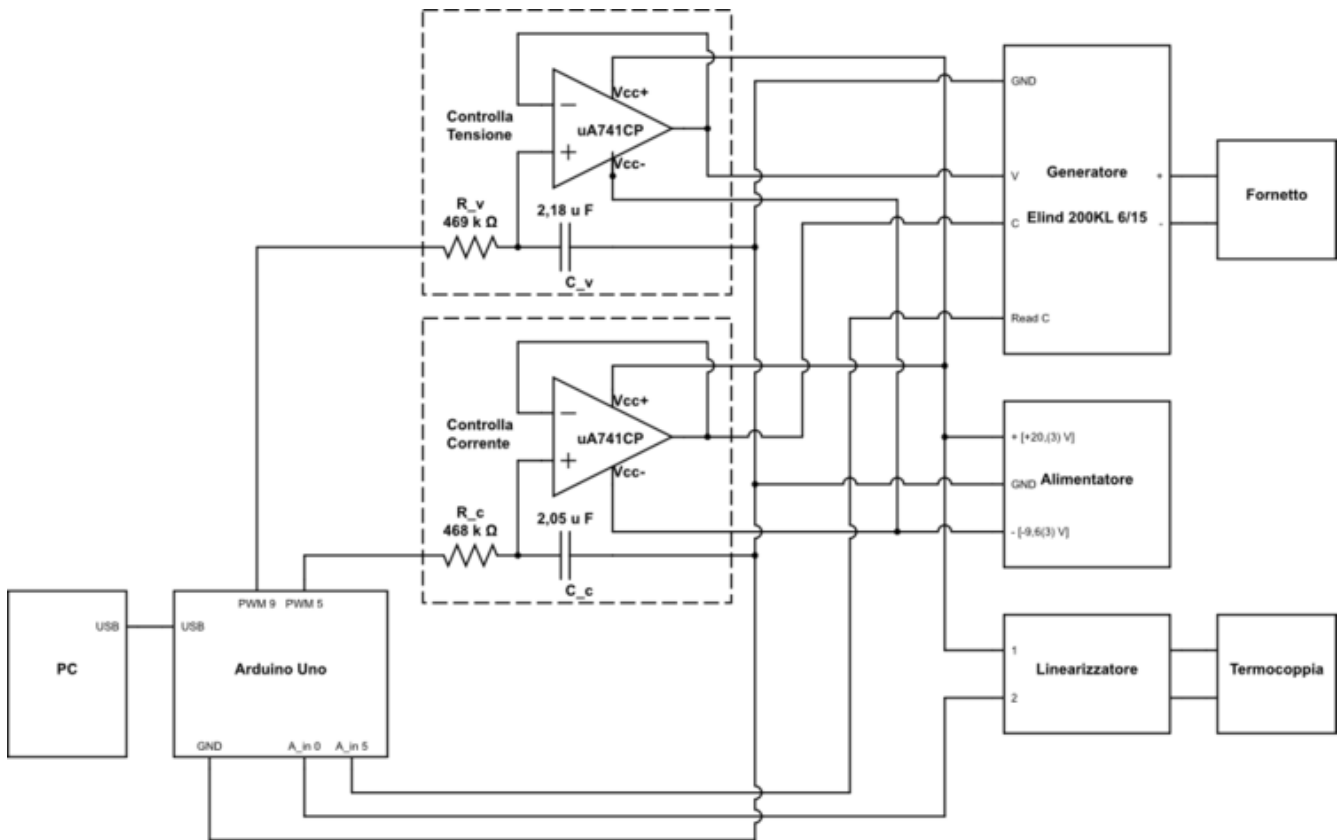


Figura 4.1: Schema del *circuito di interfaccia* realizzato

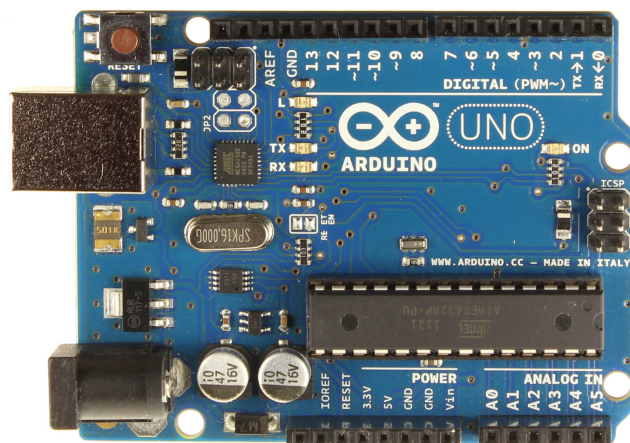


Figura 4.3: Una scheda *Arduino Uno*

elettronica per via della semplicità del loro utilizzo (grazie ad un linguaggio di programmazione intuitivo derivato da *C* e *C++*), ai bassi costi dell'hardware ($\approx 0,1$ k€ per i modelli Arduino), ed anche alla possibilità di interagire con software residenti su computer e di connettersi con innumerevoli periferiche.

In linea generale, le schede Arduino si basano tutte su *circuiti stampati* integrati ad un *microcontrollore* con pin connessi alle porte I/O; possiedono una porta di alimentazione a 12 V, e possono avere un *connettore USB* per comunicare con un computer. Nella fattispecie, la scheda *Arduino Uno* impiegata si basa su un controllore *ATmega328P*; dispone inoltre di pin di *ground (GND)* e *Vcc* a 5 e 3,3 V, oltre che 5 pin di *input analogico* e 14 di *I/O digitale*, di cui 6 che possono fungere da uscite *PWM*, ed anche un connettore USB.

Per quanto riguarda il metodo di interfaccia tra la scheda e *LabVIEW*, si rimanda al **Cap 5**, mentre di seguito vengono descritte più nel dettaglio le uscite *PWM*, che risultano fondamentali nel lavoro svolto.

4.2.1 Uscite PWM

La PWM (acronimo di *pulse-width modulation*: modulazione di larghezza d'impulso) è un tipo di modulazione digitale che permette di ottenere una tensione media variabile, agendo sul valore del *duty-cycle* del segnale. In pratica, le uscite PWM permettono di variare in modo quasi continuo il *valore efficace* della tensione generata, come si potrebbe fare con un canale di *output analogico*.

Nel lavoro svolto si sono sfruttate due delle uscite PWM della scheda *Arduino* (5 e 6, quelle a frequenza più elevata: ≈ 980 Hz; $V_{PWM} \approx 5$ V), per effettuare un *controllo analogico remoto* dei valori di tensione e corrente del *generatore* (per ulteriori dettagli si rimanda al **4.3**). Volendo poter fornire questi due valori senza “balzi”, per ridurre al minimo le angolosità dei segnali, li si sono filtrati con *filtri passa-basso* opportuni, come spiegato di seguito.

4.2.2 Filtri Passa-Basso

I filtri passa-basso sono circuiti che permettono di far passare segnali con una frequenza inferiore alla cosiddetta *frequenza di taglio*. Nel caso di un filtro *passivo*, come quello qui utilizzato, costituito da un *RC serie* come mostrato in Fig. 4.4, la *frequenza di taglio* è una quantità dipendente dai valori di R e di C:

nel circuito in Fig. 4.4, il valore di V_{out} è:

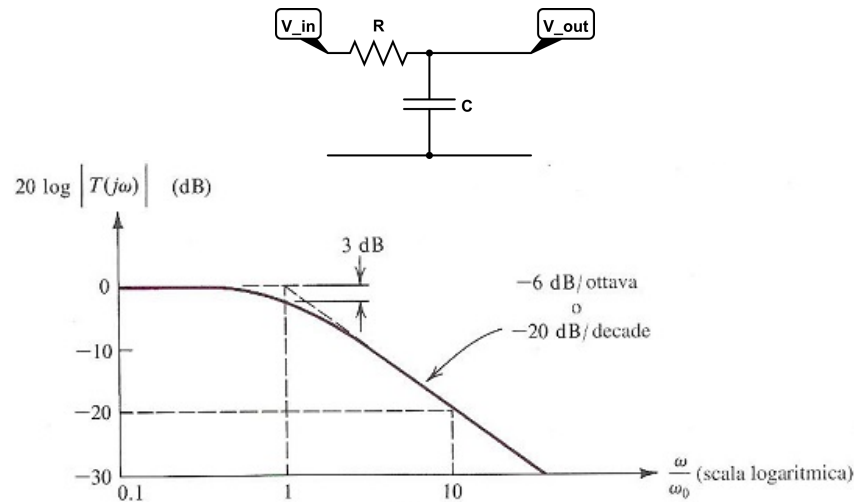


Figura 4.4: Schema circuitale e *funzione di trasferimento* di un *filtro passa-basso* passivo [?referenze?]

$$V_{out} = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \cdot V_{in}$$

da cui segue:

$$V_{out} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot V_{in} \quad (4.1)$$

la *funzione di trasferimento* del circuito è:

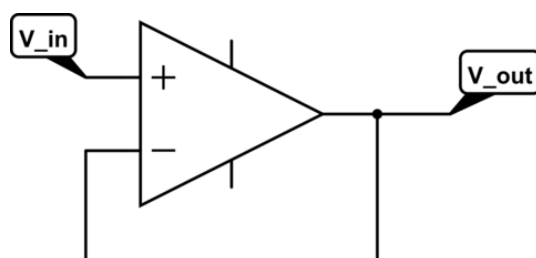
$$|T(\omega)| = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$\begin{cases} |T(\omega)| = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} \\ \omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau} \end{cases} \quad (4.2)$$

dove ω_0 è per l'appunto la *frequenza di taglio* del circuito.

L'effetto del filtro può essere osservato nell'immagine a destra in Fig. 4.4, che mostra come all'aumentare del rapporto tra la frequenza del segnale in ingresso e la *frequenza di taglio*, l'intensità del segnale in uscita decresce logicamente (di 20 dB ogni decade), e già a $\omega = \omega_0$ si ha una riduzione di 3 dB. La conseguenza diretta è che, inserendo un segnale PWM modulato a frequenze superiori di ω_0 , il segnale PWM viene tradotto in un segnale *continuo*.

Nel caso in esame, avendo una $\omega \approx 980 \text{ Hz}$, si è scelto di operare un taglio a $\omega_0 = 1 \text{ Hz}$ adoperando, nei due canali necessari, le seguenti componenti:

Figura 4.6: Amplificatore collegato in modalità *buffer*

	R [k Ω]	C [μ F]	ω_0 [Hz]
Canale <i>Corrente</i>	468 \pm 4	2,05 \pm 0,14	1,04 \pm 0,08
Canale <i>Tensione</i>	469 \pm 4	2,18 \pm 0,14	0,98 \pm 0,08

Tuttavia, non è stato possibile portare direttamente questi segnali filtrati agli ingressi appositi del *generatore*, poiché questi ultimi non hanno una *impedenza in ingresso* sufficientemente alta. Si è reso dunque necessario utilizzare degli *amplificatori operazionali* per “adattare” le *impedenze* in gioco, in maniera tale da non avere disturbi sui segnali.

4.2.3 Amplificatori Operazionali \rightarrow Adattatori di Impedenza

Gli amplificatori operazionali sono *amplificatori differenziali* caratterizzati da un elevato *guadagno di tensione*. Un amplificatore *ideale* presenta *impedenza infinita* nei canali di ingresso, ed *impedenza nulla* in quello di uscita; l'utilità di queste componenti elettroniche è che, a seconda delle *configurazioni* con le quali vengono collegati i suoi terminali, possono svolgere diverse operazioni.

Nel lavoro svolto è stato utilizzato un amplificatore su circuito integrato $\mu A741CP$ (schema collegamenti in Fig. 4.5); la configurazione nella quale è stato collegato è quella cosiddetta *buffer*, o di *adattatore di tensione*, mostrata in Fig. 4.6.

La caratteristica di questa configurazione è che ha *guadagno* $G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1$, e presenta *impedenza in ingresso* virtualmente *infinita* ed *impedenza in uscita* pressoché nulla, di fatto rendendo possibile collegare i segnali in arrivo all'amplificatore ad ingressi a basse impedenze, senza avere disturbi significativi su di essi.

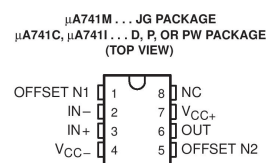


Figura 4.5: Schema collegamenti dei “piedini” dell'amplificatore utilizzato



Figura 4.7: Il generatore di corrente

4.3 Generatore di Corrente

Il generatore di corrente utilizzato in questo lavoro è il modello *ELIND 200KL 6/15*, mostrato in Fig. 4.7. Questo può fornire fino a $1,2 \text{ kW}$ di potenza dalle sue uscite, e può essere controllato sia *manualmente* dal pannello frontale, che in *remoto* tramite gli ingressi appositi sul retro dello strumento: nell'ultimo caso la *tensione* e la *corrente erogabili* sono dati da:

$$\begin{cases} V_{out} = k_V \cdot V_{V,in} & \wedge \quad k_V = 20 \\ C_{out} = k_C \cdot V_{C,in} & \wedge \quad k_C = 1,5 \end{cases} \quad (4.3)$$

potendo quindi raggiungere i valori massimi, con $V_{V,in,max} = V_{C,in,max} = V_{PWM} = 5 \text{ V}$:

$$\begin{cases} V_{max} = 100 \text{ V} \\ C_{max} = 7,5 \text{ A} \end{cases} \quad (4.4)$$

Sia nel caso di controllo *manuale* che *remoto*, il generatore ha 2 modalità di funzionamento: *voltage mode* e *current mode*: la prima si ha quando, per il valore selezionato di tensione, la corrente in uscita è inferiore a tale valore; viceversa per la seconda modalità.

Nel lavoro svolto si è scelto di controllare il generatore in *current mode*, in modo da poter agire direttamente sull'intensità di corrente che attraversa il filamento. Per fare ciò, nel programma LabVIEW elaborato, si è sempre impostata l'uscita del *canale della tensione* a 5 V (ponendo quindi la tensione massima erogabile a 100 V), ma mantenendo comunque la possibilità, tramite la modalità *manual* del programma, di controllare la tensione erogata nel range $0 - 100 \text{ V}$.

Parte III

**Software di Acquisizione &
Controllo**

Capitolo 5

Gestione Entrate & Uscite

Il programma *LabVIEW* realizzato per controllare la temperatura del fornello utilizza, come già accennato nella **Parte II**, una scheda *Arduino* come interfaccia con le componenti dell'apparato sperimentale. Ciò è possibile grazie all'utilizzo della libreria *LINX* di *LabVIEW Maker Hub*: questa libreria contiene delle *VI* (Virtual Instruments) che permettono di acquisire e fornire segnali ad una serie di sensori compatibili (accelerometri, fotocellule, LED, 7-seg, per citarne alcuni), oppure direttamente da tutte le periferiche di cui la scheda dispone.

Nel caso specifico del lavoro svolto si sono realizzate delle *sub-VI* specifiche, utilizzando le *VI* di *lettura analogica* per acquisire i dati relativi alla temperatura del fornello e alla corrente emessa dal generatore, mentre si sono sfruttate le *VI* di *impostazione del duty-cycle* per generare un segnale simil-analogico a 0 – 5 V (come descritto in **4.2**) per poter controllare la tensione e la corrente che eroga il generatore.

Gli schemi delle *sub-VI* succitate si trovano nelle **Appendici B.1, B.2, B.3**; nel seguente capitolo sono invece commentati i software realizzati per controllare il fornello sia nel caso a *temperatura costante* che a *temperatura in crescita costante*.

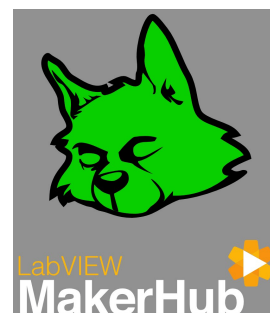


Figura 5.1: Logo di *LINX & LabVIEW Maker Hub*

Capitolo 6

Realizzazione Software di Acquisizione & Controllo

6.1 Sub-VI “PID”

Il “cuore” e il principio di funzionamento di entrambi i programmi di controllo realizzati risiede nella sub-VI *PID*. Essa altri non è che una semplice applicazione pratica di quanto esposto nel **Capitolo 2**: riceve come input iniziali il *tempo di campionamento* (dt), le tre costanti *proporzionale* (K_p), *integrativa* (K_i) e *derivativa* (K_d), e l'*errore al tempo zero* (Initial Error); calcola il contributo di tutte e 3 le componenti e la loro somma, ovvero la *correzione del segnale* (Corrected Output), è l'unico output della sub-VI.

Lo schema della *sub-VI “PID”* è riportato nella **Appendice B.4**.

6.2 Fornetto “Isoterma”

Il software di controllo *isoterma*, come suggerisce il nome tenta di stabilizzare la temperatura all'interno del fornello ad un valore prefissato *Target Temp*. Lo schema della VI è riportato nella **Appendice A.1**, mentre in Fig.6.1 è rappresentato il *pannello frontale*.

Il programma può funzionare in due modalità: *Manual* e *Auto*; la prima, che rende attive le due manopole di controllo di tensione e corrente, in sostanza rende il pannello una replica di quello *hardware* del *generatore di corrente*, senza aggiungere alcuna funzionalità; la modalità *Auto*, invece, attiva il controllo PID con il *setpoint* impostato sul valore immesso dall'utente. Nel grafico del pannello sono poi riportati i valori di temperatura letti dalla termocoppia in funzione del tempo, che possono essere facilmente esportati su un foglio di calcolo sopra dopo aver cliccato col tasto destro del mouse sul grafico e aver

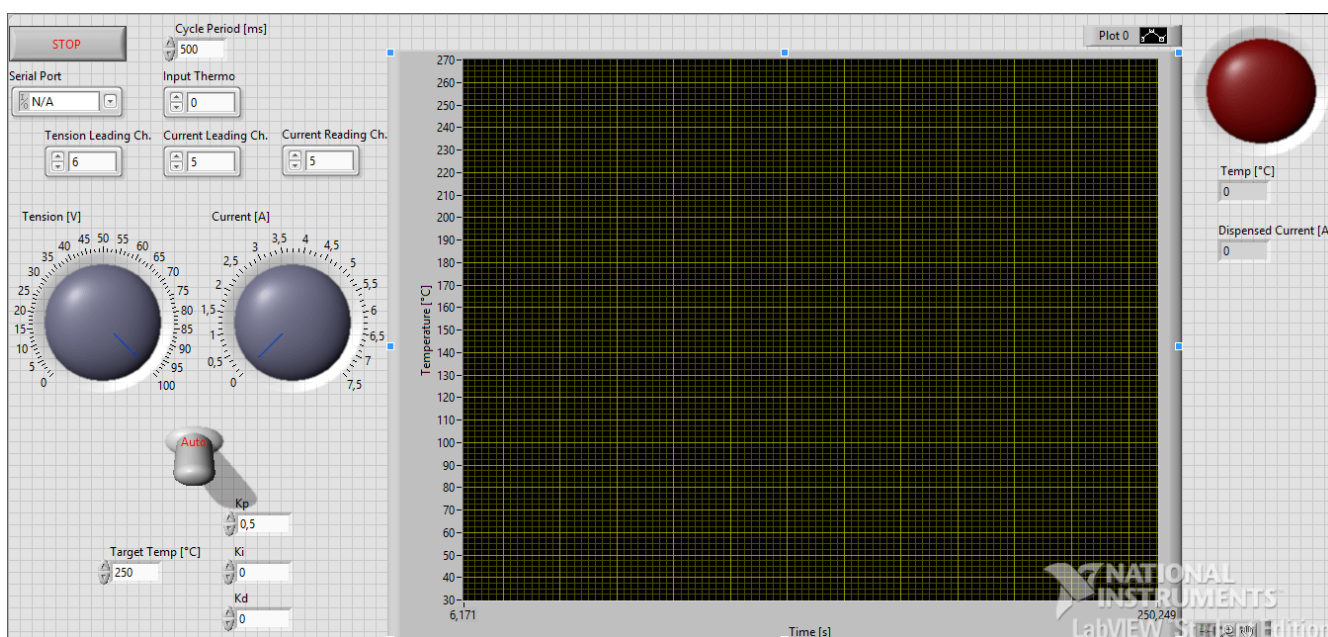


Figura 6.1: Il *pannello frontale* per il fornello “isotermo”

scelto: *Export* → *Export Data to Clipboard*.

Il software dispone anche di un *controllo di emergenza sulla temperatura* (Check Temp), il quale riduce automaticamente la corrente erogata dal generatore a 0 Ampere nel caso la temperatura misurata ecceda quella ritenuta di sicurezza (default: 325 °C); in questo modo si evita che la temperatura nel fornello possa arrivare a valori tali da poter danneggiare l’attrezzatura utilizzata.

6.3 Fornello “in Rampa”

Il software di controllo *in rampa*, a differenza del precedente, mira ad aumentare la temperatura del fornello in maniera costante rispetto al tempo, con un coefficiente angolare prefissato *Temp Slope*. Lo schema della VI è riportato nella **Appendice A.2**, mentre in Fig.6.2 è rappresentato il *pannello frontale*. Come per il *fornello “isotermo”*, il programma ha due modalità: *Manual* e *Auto*. Mentre la prima funziona esattamente come descritto in **6.2**, la modalità *Auto* vi differisce in quanto il *setpoint* del controllo PID viene aumentato ad ogni iterazione di uno *step*, il cui valore dipende dal valore di °C/min impostato dall’utente.

Come nella sua controparte stazionaria è possibile *esportare* i valori di temperatura acquisiti, ed è presente il *controllo di emergenza sulla temperatura*.

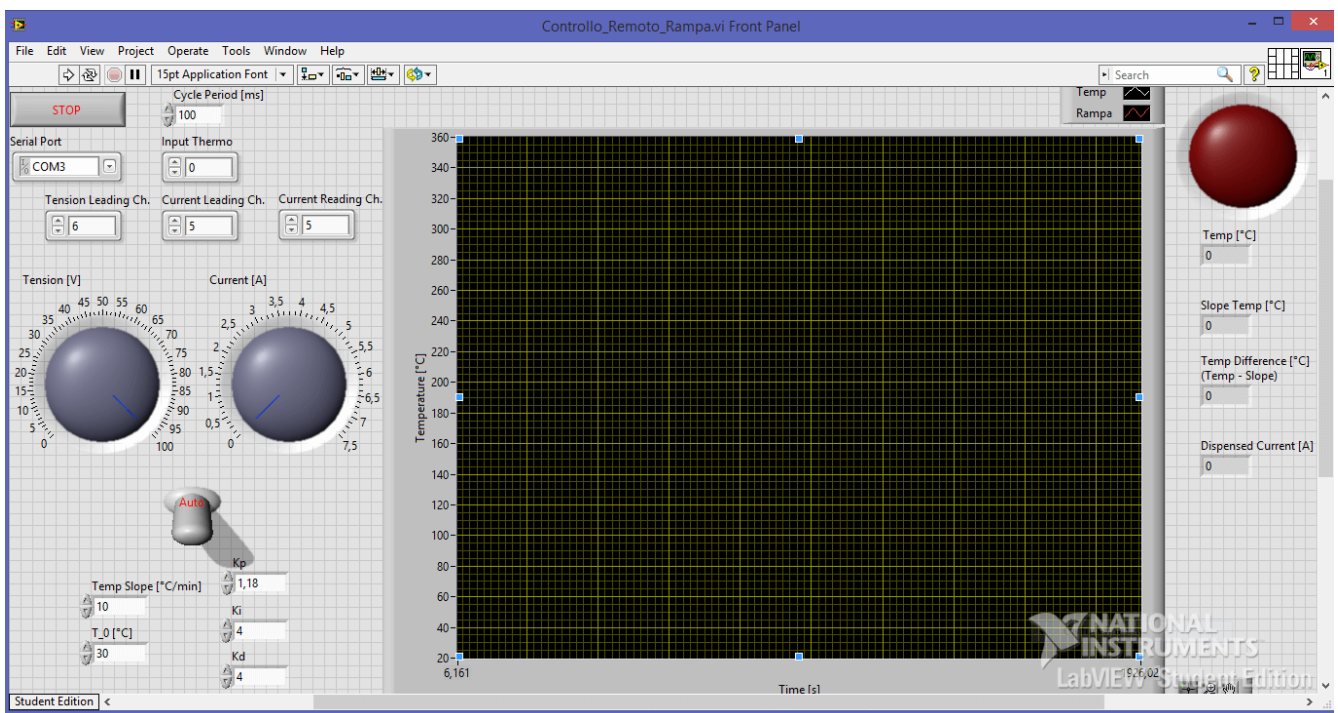


Figura 6.2: Il pannello frontale per il fornello “in rampa”

Parte IV

**Risultati Sperimentali e
Conclusioni**

Capitolo 7

Risultati Ottenuti

L'obiettivo finale di questo lavoro di tesi era di ricavare le *migliori stime* per le tre costanti del controllo *PID*, nel caso in cui la temperatura del fornello debba crescere in maniera costante. Per ottenere tali valori si è scelto di seguire i seguenti *step* operativi:

- determinare il miglior *tempo di campionamento*, comparando misure effettuate coi metodi di *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben* in *isoterma*, a frequenze di acquisizione diverse
- effettuare misurazioni in *isoterma* cercando di ottimizzare i metodi di *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben*, *correggendo* i valori delle costanti
- effettuare misurazioni in *rampa*, a differenti coefficienti, utilizzando *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben*, ed anche i metodi *corretti* del punto precedente

Durante le misurazioni, è stato inoltre osservato come le misure della temperatura presentassero un consistente *rumore*, dovuto soprattutto al comportamento da *antenna* della sonda della termocoppia all'interno dell'avvolgimento del filamento, e ad un *conflitto* interno alla scheda Arduino tra *PWM* e *Analog Input*. Tutti i dati acquisiti sono stati dunque *filtrati* in sede di analisi, utilizzando il metodo della *media mobile*, in particolare nella forma:

$$\langle T_i \rangle_{mobile} = \frac{1}{5} \sum_{j=i-2}^{i+2} T_j \quad (7.1)$$

7.1 Tempi di Campionamento

Innanzitutto sono state effettuate le misure preliminari per determinare i coefficienti dei due metodi. Dai grafici in Figg.(7.1 , 7.2) si sono ricavati i periodi delle *oscillazioni critiche*, e dalle Tabb.(2.1 , 2.2) si sono calcolate le costanti secondo i due metodi; i valori sono mostrati nelle Tabb.(7.1 , 7.2).

500 ms ; $K_c = 1$; $P_c = 16,25s$	k_p	k_i	k_d
P (Z-N)	0,5	/	/
PI (Z-N)	0,45	13,54	/
PID (Z-N)	0,59	8,13	2,03
PI (T-L)	0,31	35,75	/
PID (T-L)	0,45	35,75	2,58

Tabella 7.1: Costanti PID per *tempo di campionamento* = 500ms (Z-N = Ziegler Nichols ; T-L = Tyreus-Luyben)

100 ms ; $K_c = 2$; $P_c = 16s$	k_p	k_i	k_d
P (Z-N)	1	/	/
PI (Z-N)	0,91	13,33	/
PID (Z-N)	1,18	8	2
PI (T-L)	0,63	35,2	/
PID (T-L)	0,91	35,75	2,54

Tabella 7.2: Costanti PID per *tempo di campionamento* = 100ms (Z-N = Ziegler Nichols ; T-L = Tyreus-Luyben)

Con i valori così ottenuti si è proceduto a comparare le misure ottenute alle due differenti *velocità di campionamento* per tutte e cinque le combinazioni di costanti tabulate.

Come si può evincere dalle Figg.(7.3 , 7.4 , 7.5 , 7.6 , 7.7), le quali riportano le misure effettuate, i segnali campionati a *100 ms* presentano oscillazioni molto più stabili e meno ampie di quelli campionati a *500 ms*. Ciò è prevalentemente

Misura Preparatoria - 500 ms

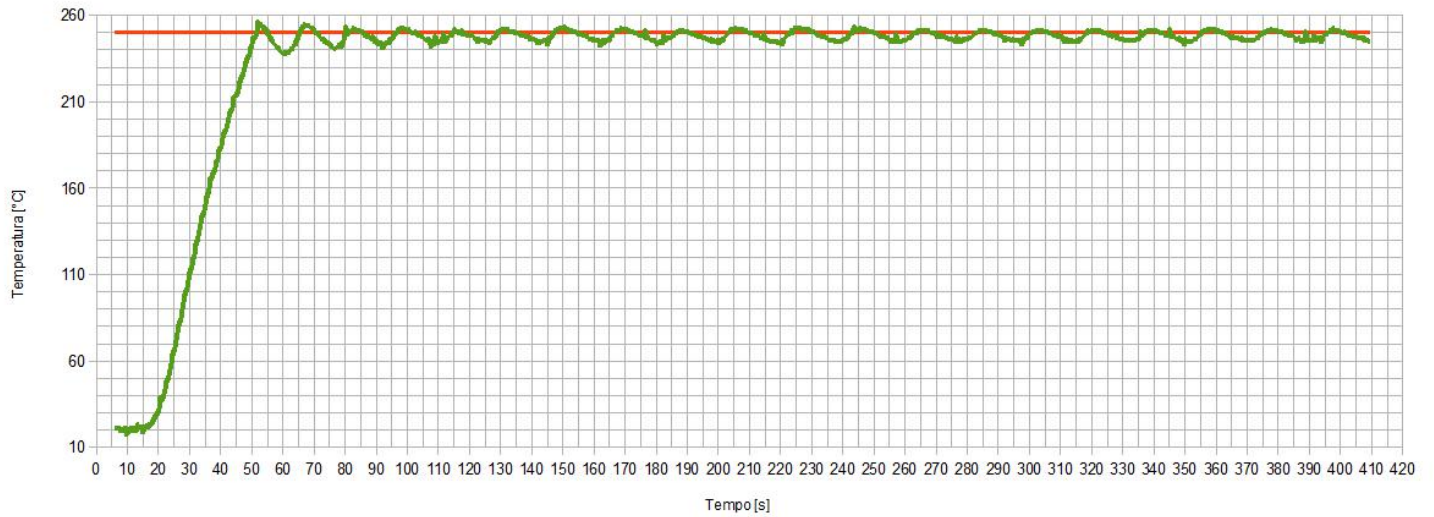


Figura 7.1:

Misura Preparatoria - 100 ms

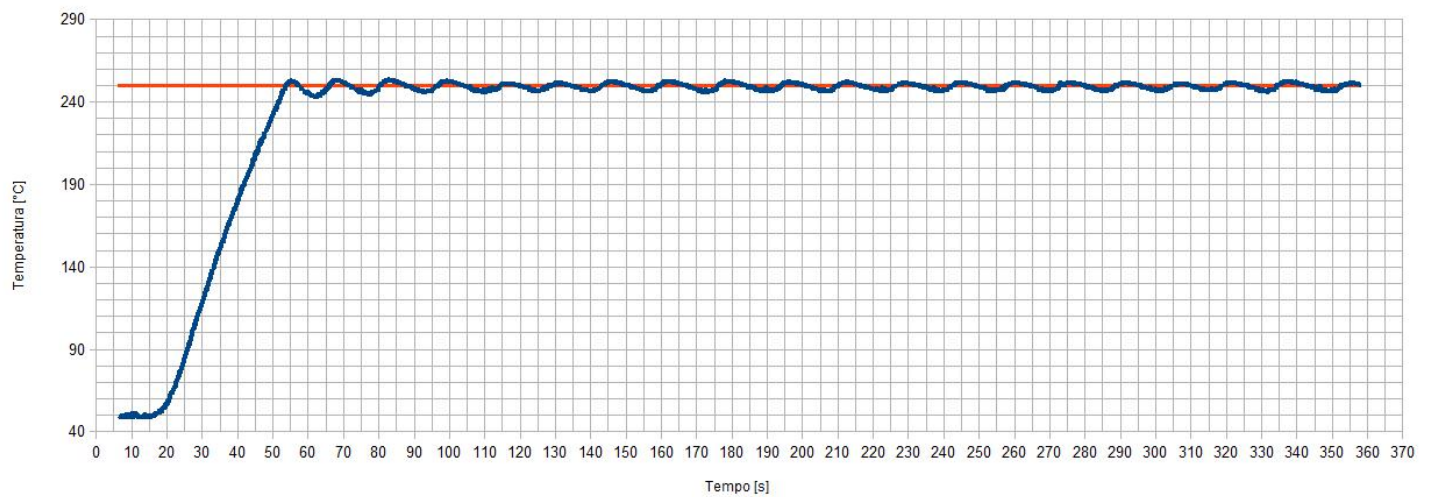


Figura 7.2:

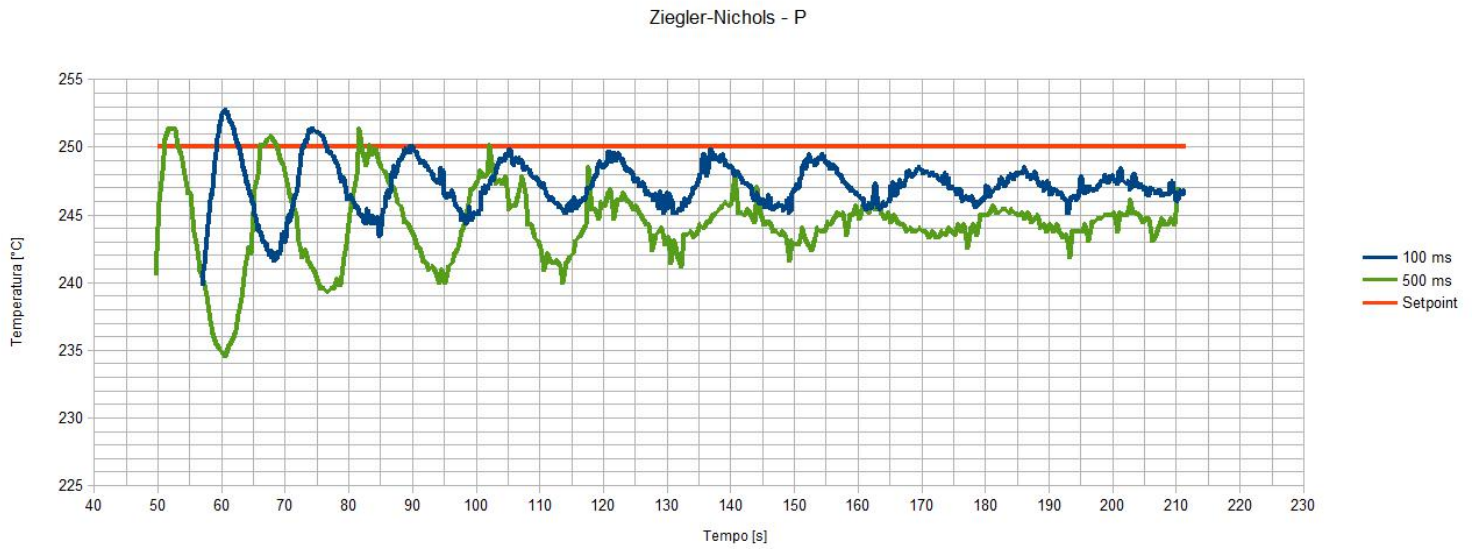


Figura 7.3:

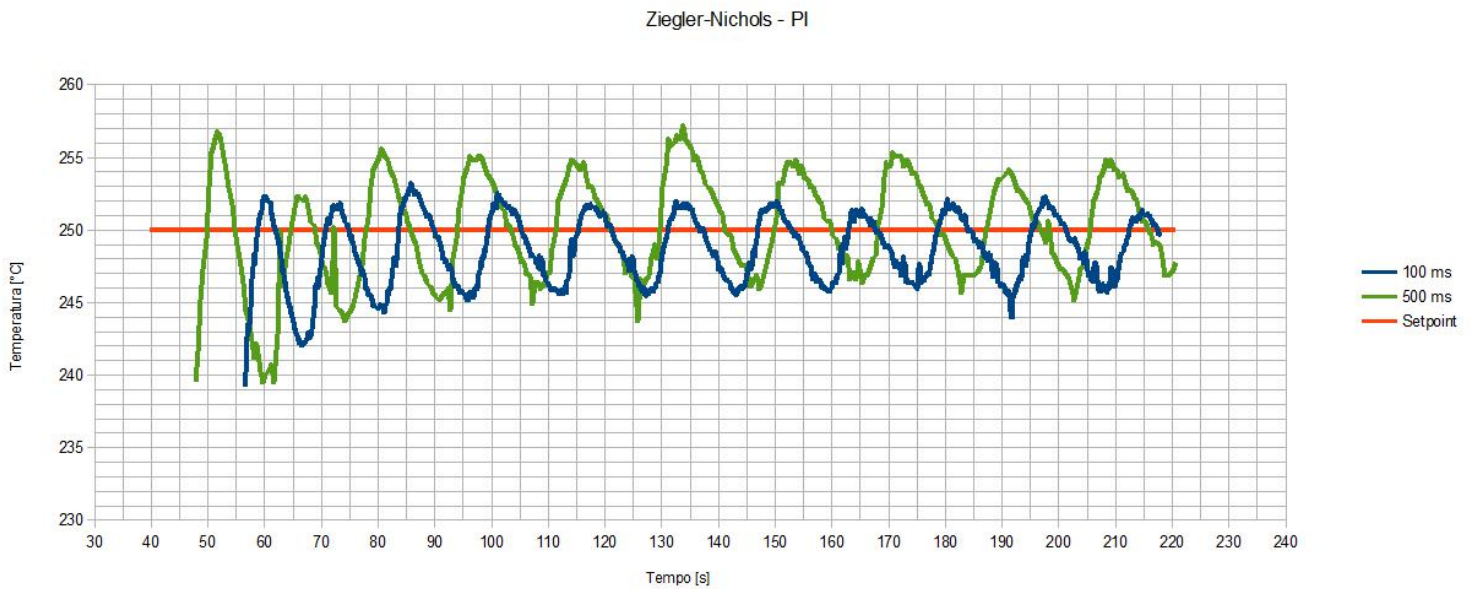


Figura 7.4:

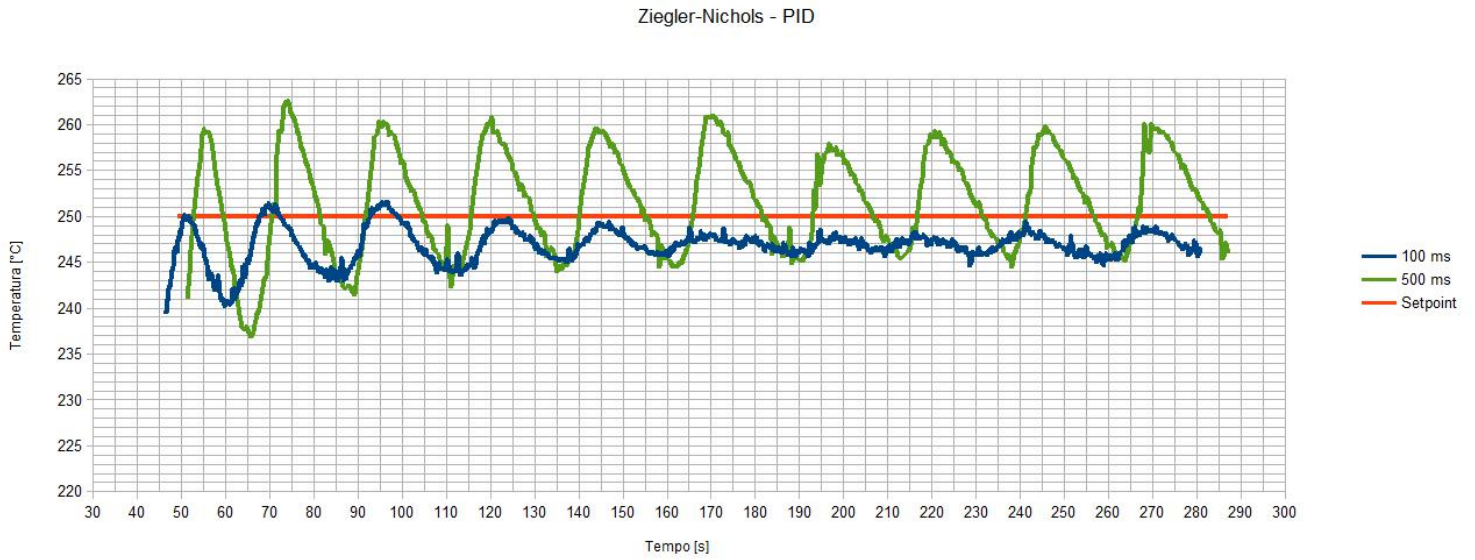


Figura 7.5:

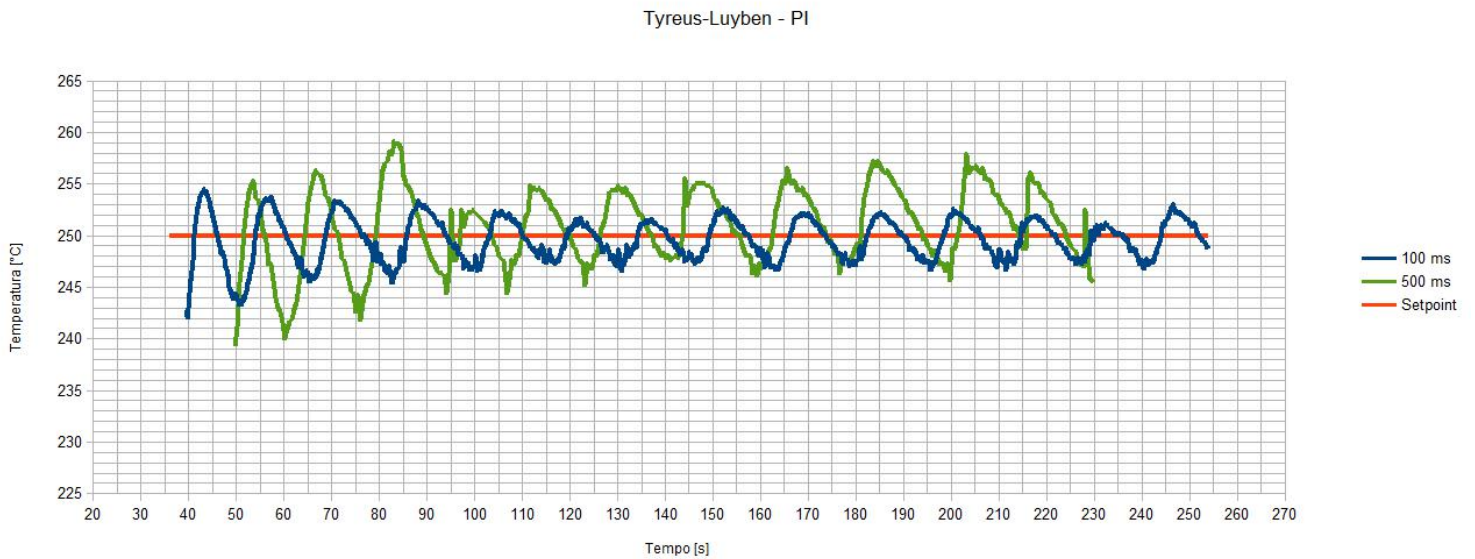


Figura 7.6:

dovuto al fatto che un tempo di campionamento inferiore permette tempi di risposta minori da parte del controllo; tuttavia ridurre ulteriormente tale tempo al di sotto di 100 ms ha come conseguenza quella di aumentare il già ampio rumore sul segnale. Pertanto si è deciso di utilizzare il valore di **100 ms** come *tempo di campionamento*.

7.2 Risultati in “Isoterma”

Ricavato il tempo di campionamento, si è cercato di ottimizzare le costanti del sistema di controllo nel caso che gli venga richiesto di raggiungere e mantenere una temperatura costante nel tempo. Un sistema PID prevede infatti che l'attuatore (l'insieme *filamento-generatore*) possa agire sia per *aumentare* che *diminuire* il segnale da controllare (la *temperatura*); tuttavia non disponendo di sistemi di refrigerazione, non è questo il caso del lavoro in esame, e si ha dunque la necessità di ovviare a tale problema apportando delle correzioni alle costanti ricavate dai metodi *ZN* e *TL*. Per fare ciò si sono presi come punti di partenza i valori tabulati in Tab.7.2 e si è proceduto a “correggerli”, seguendo il procedimento di seguito indicato (sia per i valori di *Ziegler-Nichols* che per quelli di *Tyreus-Luyben*):

- effettuare una misura isoterma col sistema *PI*
- variare il valore di k_i fino a trovare quello *corretto* $k_{i,corr}$ che riduce al minimo l'*overshoot* senza scendere troppo di valore sotto il *setpoint*; ricavare dunque il *fattore integrale* $f_i = \frac{k_{i,corr}}{k_i}$
- effettuare una misura isoterma col sistema *PID*, dove aver modificato la costante integrale moltiplicandola per f_i ($k_{i,corr} = f_i \cdot k_i$)
- variare il valore di k_d fino a trovare quello *corretto* $k_{d,corr}$ che rende il segnale meno fluttuante e meno isterico; analogamente questa costante corretta sarà associata al *fattore derivativo* $f_d = \frac{k_{d,corr}}{k_d}$

In base alle misurazioni effettuate, e riportate nelle Figg.(7.8 , 7.9 , 7.10 , 7.11), si sono ottenuti i seguenti *fattori*:

$$\begin{aligned} \text{Ziegler-Nichols} &\rightarrow \begin{cases} f_i = 0,5 \\ f_d = 2 \end{cases} \\ \text{Tyreus-Luyben} &\rightarrow \begin{cases} f_i = 0,35 \\ f_d = 1 \end{cases} \end{aligned}$$

da cui sono state ricavate le seguenti *costanti corrette*:

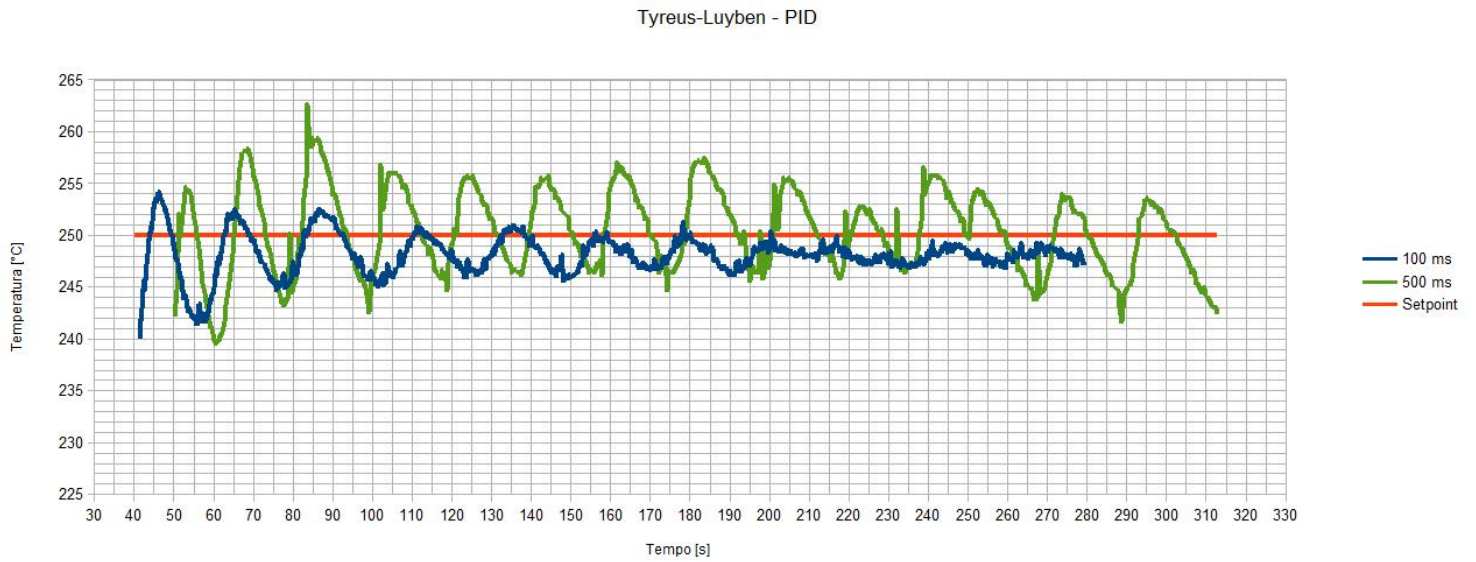


Figura 7.7:

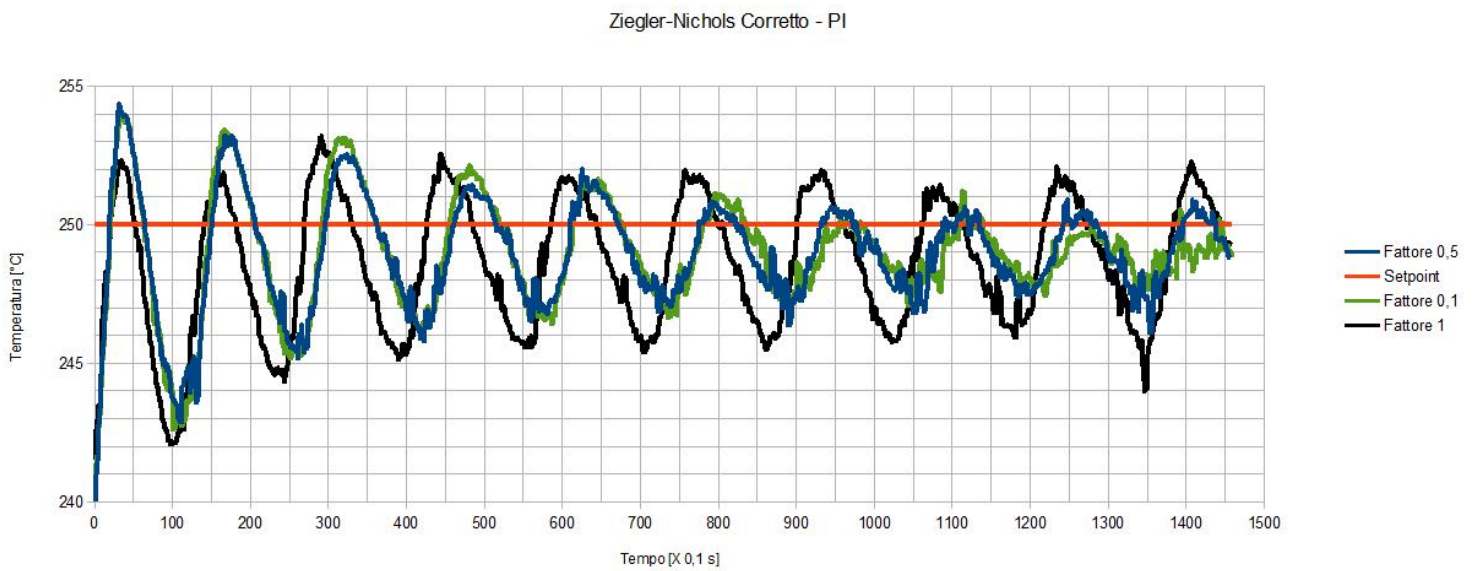


Figura 7.8:

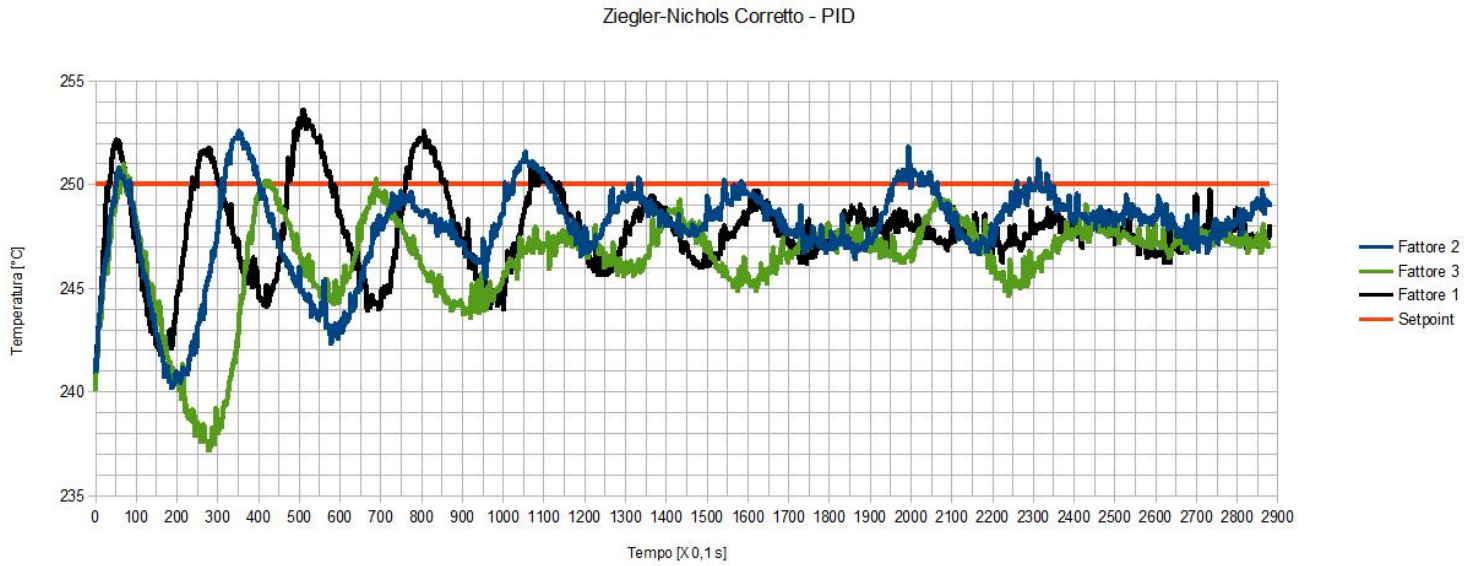


Figura 7.9:

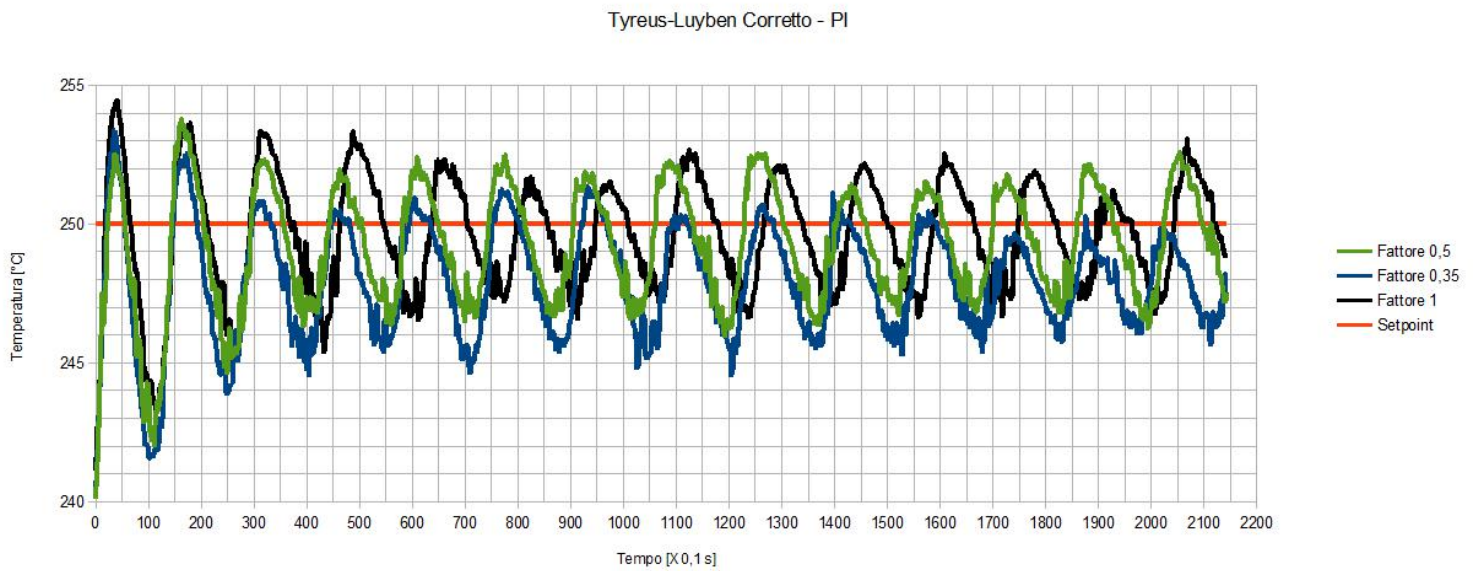


Figura 7.10:

500 ms ; $K_c = 1$; $P_c = 16,25s$	k_p	k_i	k_d
P (Z-N)	0,5	/	/
PI (Z-N)	0,45	13,54	/
PID (Z-N)	0,59	8,13	2,03
PI (T-L)	0,31	35,75	/
PID (T-L)	0,45	35,75	2,58

Tabella 7.3: Costanti PID per *tempo di campionamento* = 500ms (Z-N = Ziegler Nichols ; T-L = Tyreus-Luyben)

Costanti Corrette	k_p	k_i	k_d
P (Z-N)	1	/	/
PI (Z-N)	0,91	6,67	/
PID (Z-N)	1,18	4	4
PI (T-L)	0,63	12,32	/
PID (T-L)	0,91	12,32	2,54

Tabella 7.4: Costanti PID *corrette* (Z-N = Ziegler Nichols ; T-L = Tyreus-Luyben)

7.3 Risultati in “Rampa”

Calcolate le costanti corrette, si sono effettuate diverse misure a *slope* di temperatura diversi per determinare quale metodo sia più adatto allo scopo del presente lavoro, tra il metodo di *Ziegler-Nichols*, quello di *Tyreus-Luyben* e le loro varianti *corrette* in 7.2.

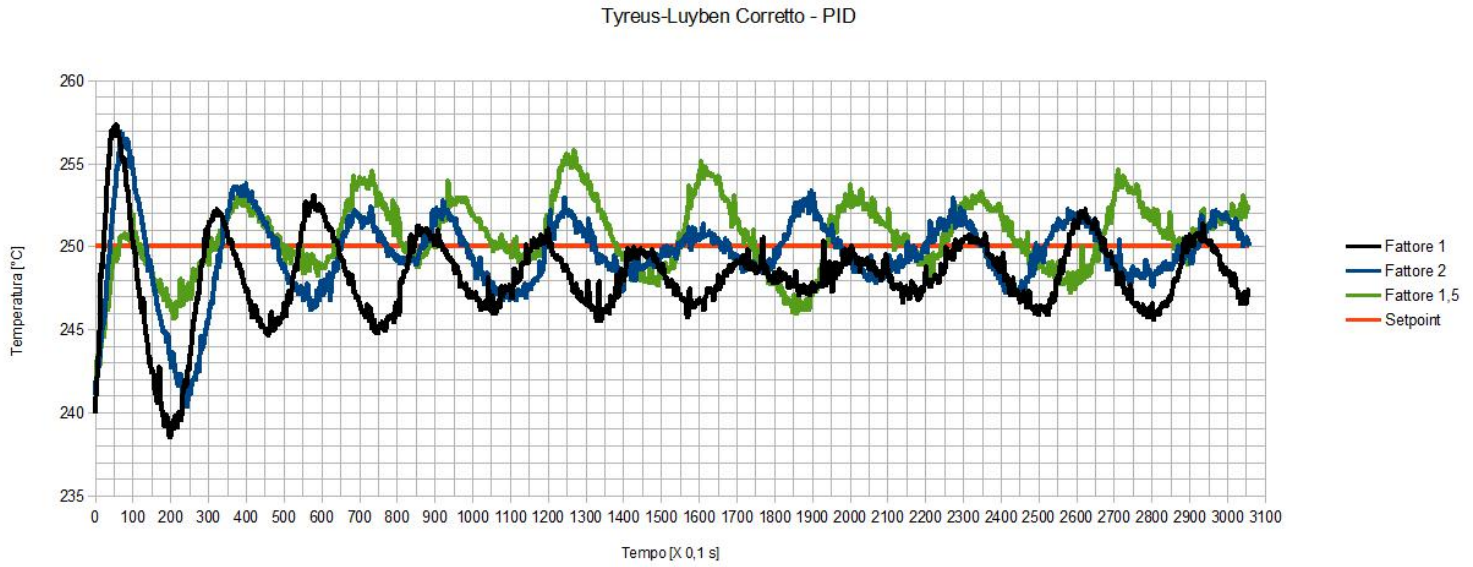


Figura 7.11:

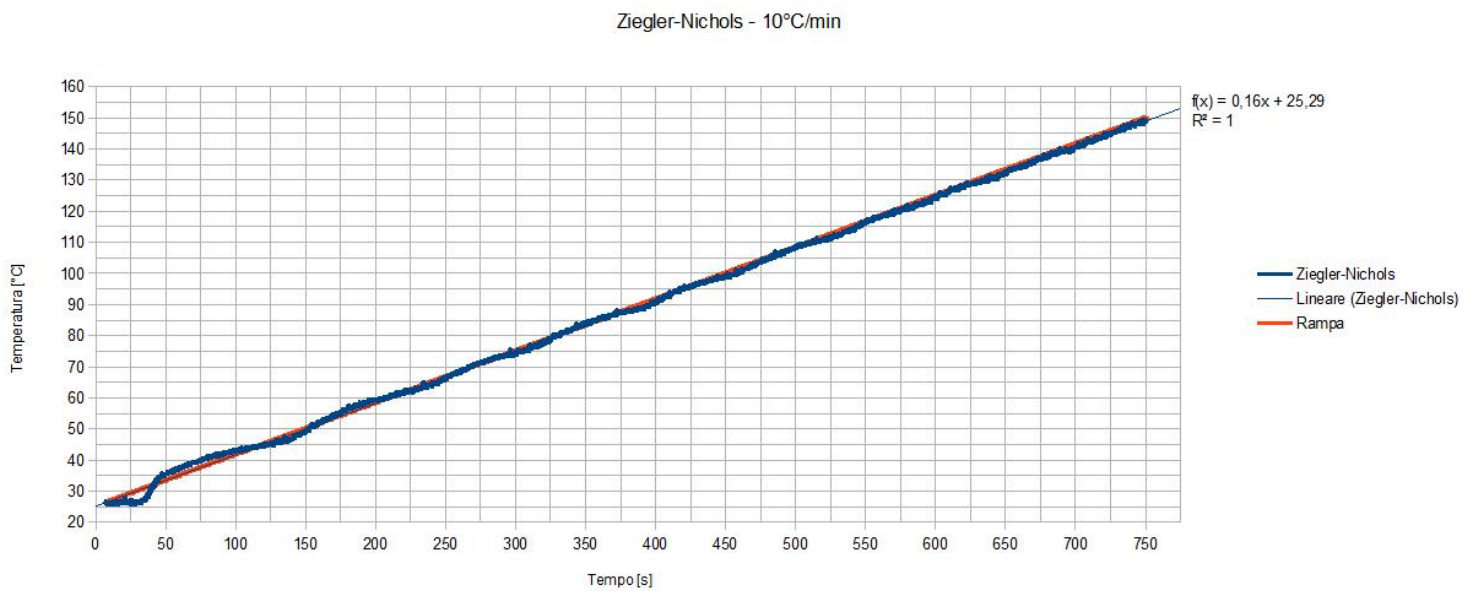


Figura 7.12:

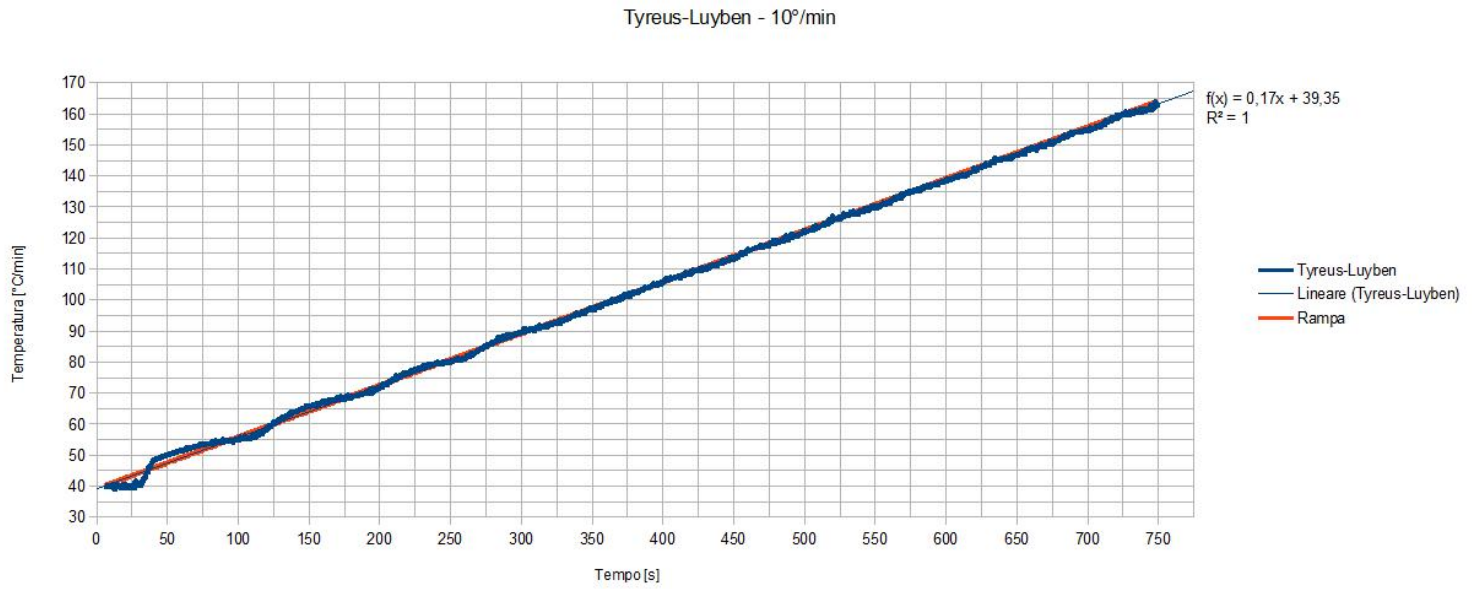


Figura 7.13:

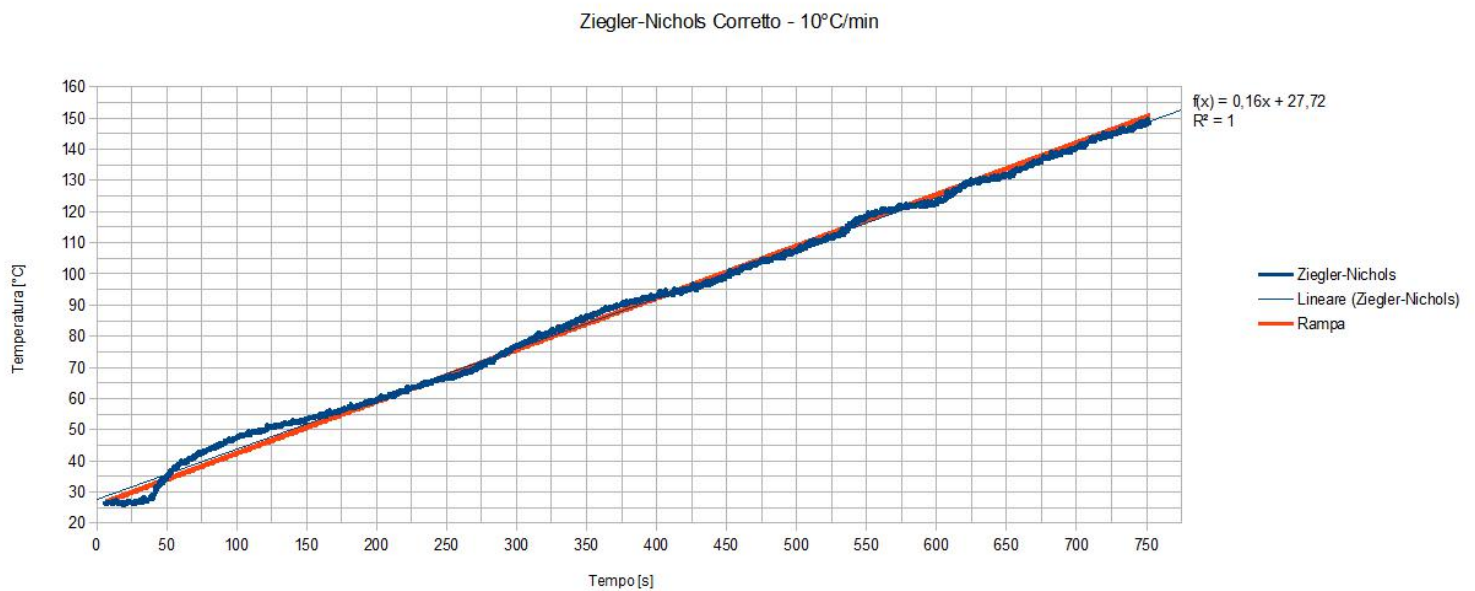


Figura 7.14:

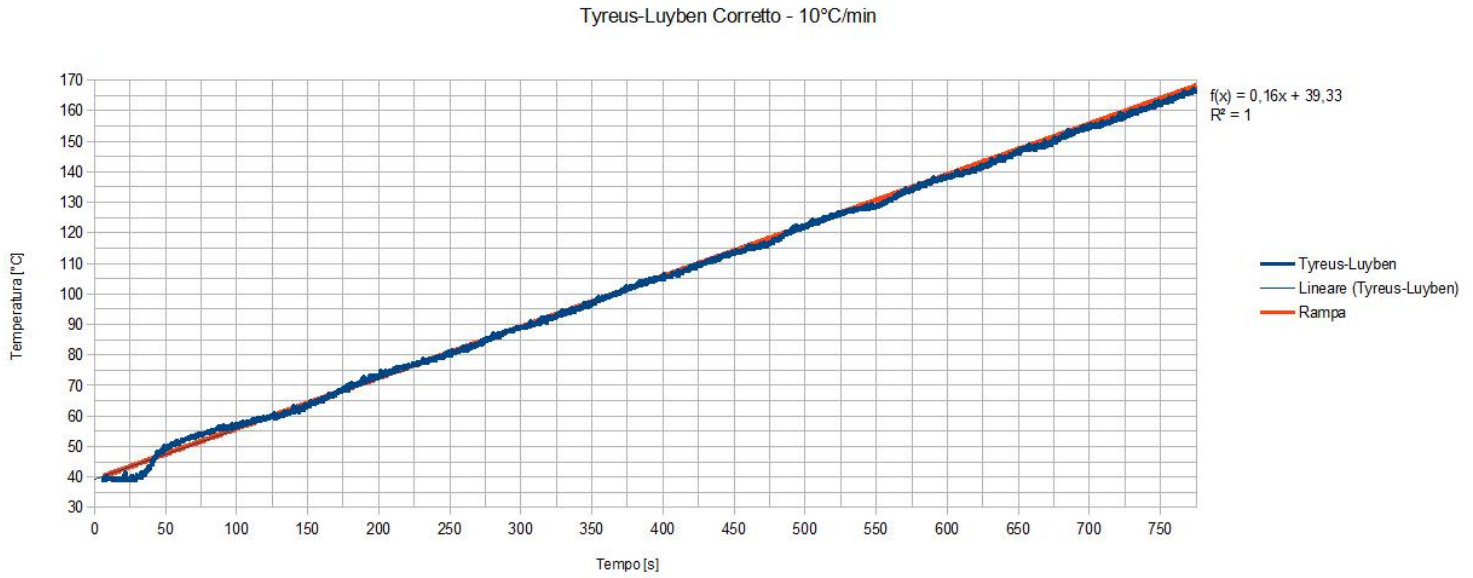


Figura 7.15:



Figura 7.16:

Tyreus-Luyben - 5°C/min

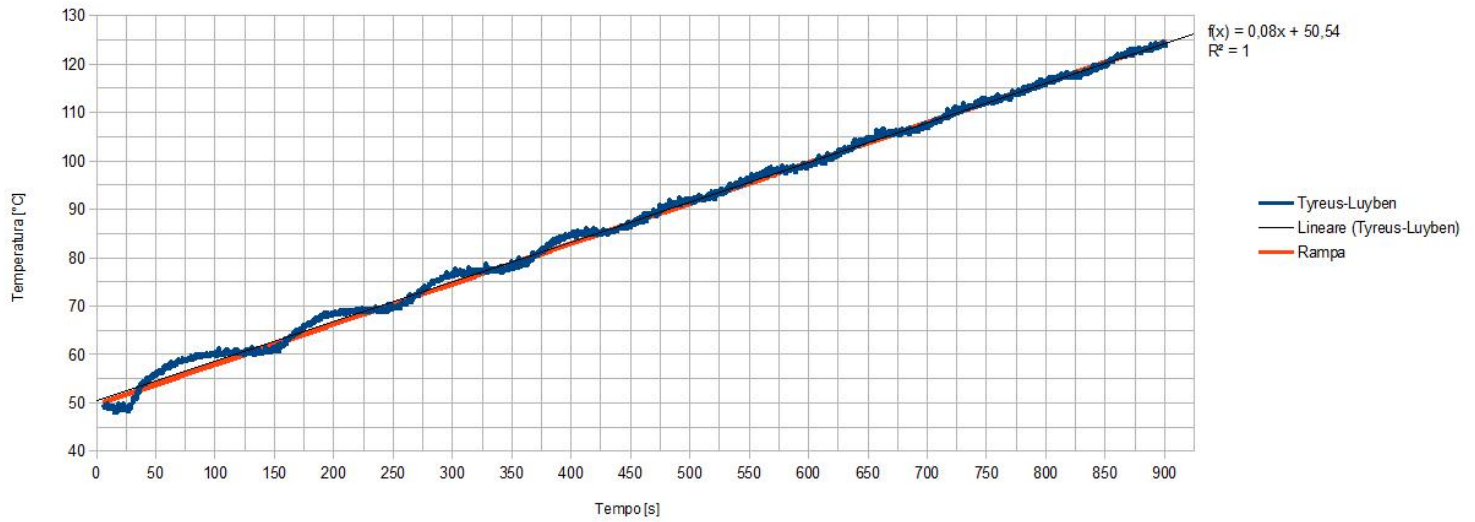


Figura 7.17:

Ziegler-Nichols Corretto - 5°C/min

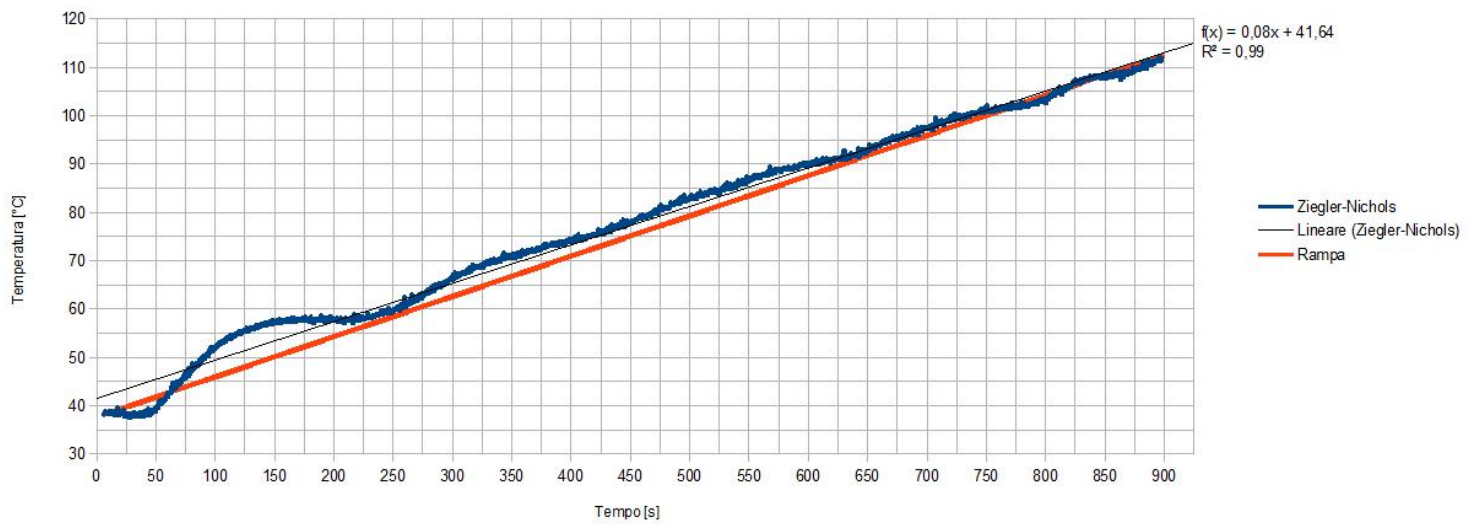


Figura 7.18:

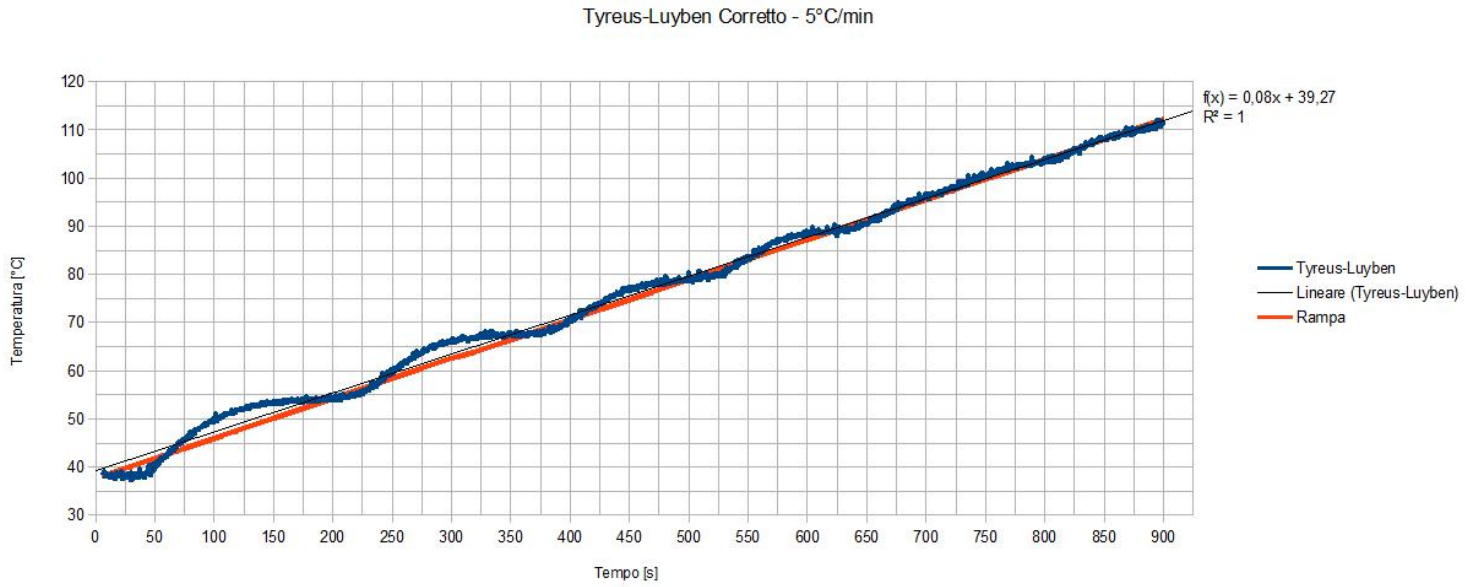


Figura 7.19:

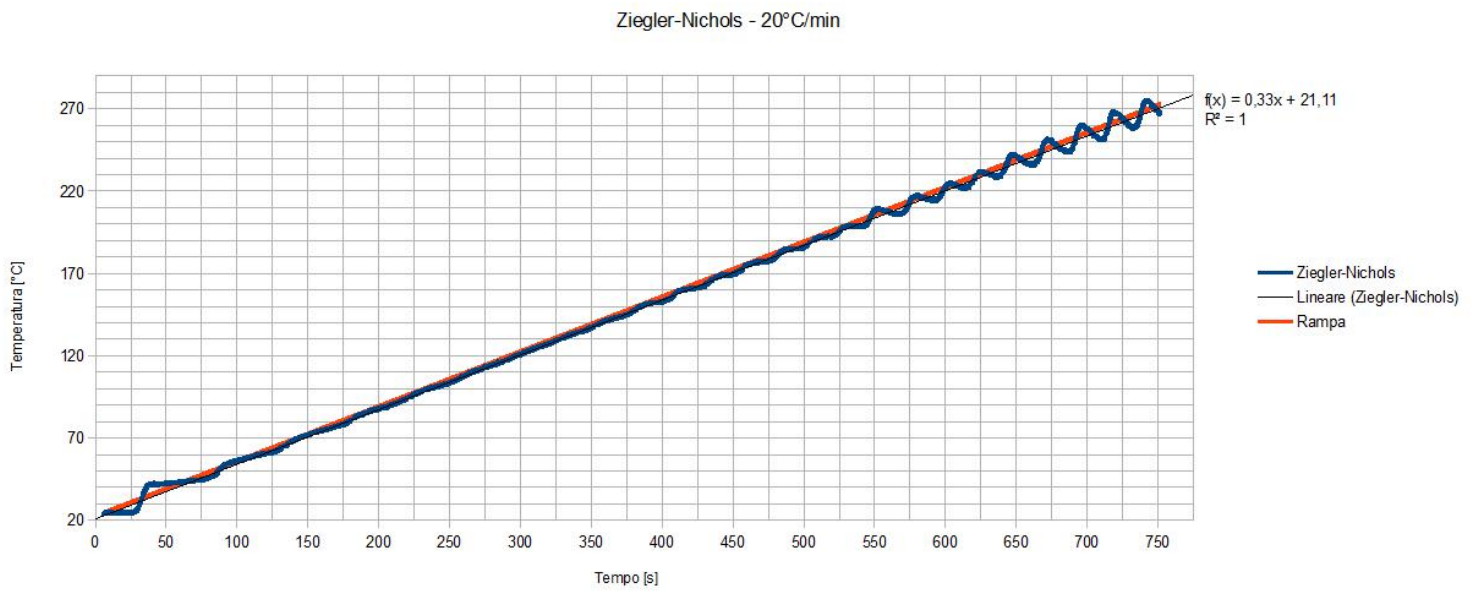


Figura 7.20:

Comparando le Figg.(da 7.12 a 7.23) si può notare come le *correzioni* effettuate in **7.2** non risultino molto efficaci quando applicati al sistema in *rampa di temperatura*. Il metodo di **Tyreus-Luyben non corretto** risulta infatti la scelta più opportuna sia per le rampe a *media* ($\frac{10^{\circ}C}{min}$) che a *bassa* ($\frac{5^{\circ}C}{min}$) pendenza, mentre i metodi *corretti* e quello di *Ziegler-Nichols* presentano oscillazioni molto più marcate, o addirittura faticano a seguire la rampa. Per quanto riguarda le rampe ad *alta* ($\frac{20^{\circ}C}{min}$) pendenza, *nessuno* dei quattro metodi risulta soddisfacente: tutti manifestano un’instabilità più o meno marcata, ma comunque significativa, a partire da $\approx 190^{\circ}C$.

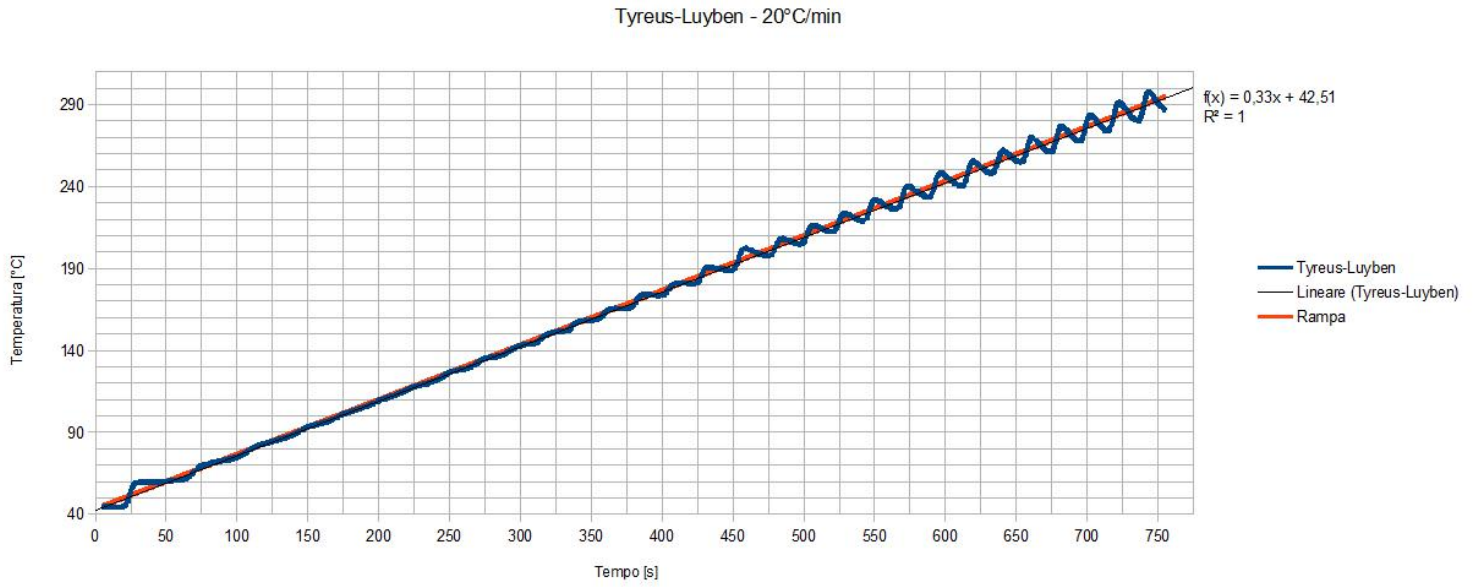


Figura 7.21:

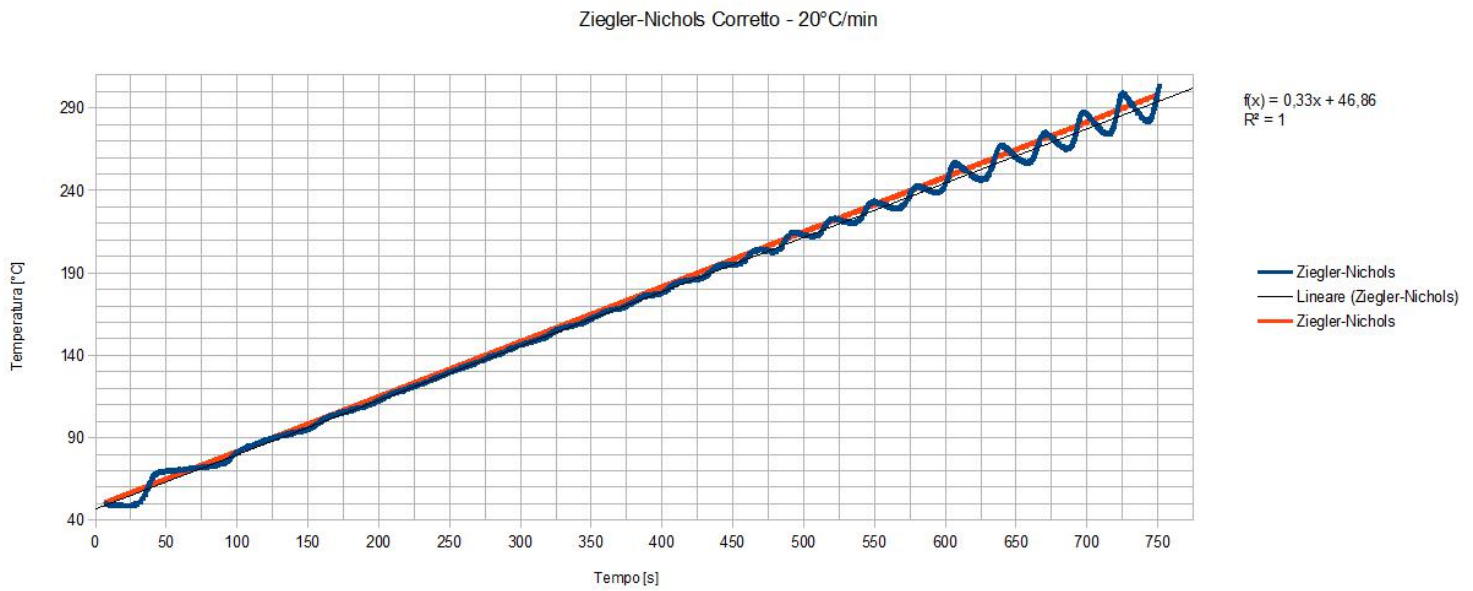


Figura 7.22:

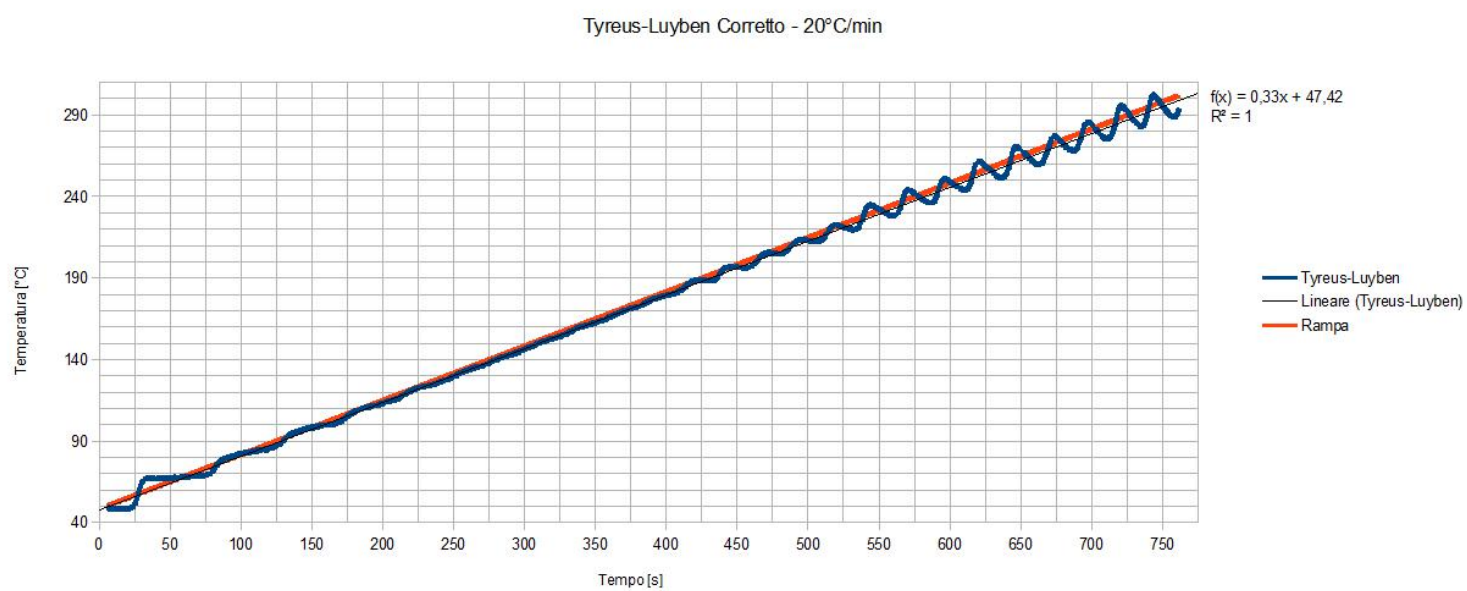


Figura 7.23:

Capitolo 8

Conclusioni

La messa a punto del sistema di controllo esposto in questo lavoro ha presentato diverse difficoltà, in particolare la mancanza di *uscite analogiche* della scheda Arduino, che ha richiesto l'utilizzo di porte *PWM* opportunamente filtrate, oltre che una correzione dell'impedenza in uscita tramite amplificatori operazionali. Risulta inoltre significativo il pesante *rumore* sulle letture della temperatura, il quale influisce molto negativamente sulle risposte dell'algoritmo, in quanto la sua risposta *puntuale* in questi casi risulta scollegata dal *valore reale* della temperatura, a causa delle fluttuazioni.

I grafici delle rampe nelle Figg.(7.13 , 7.15 , 7.16 , 7.17) mostrano un buon funzionamento dell'algoritmo PID, e come il metodo di *Tyres-Luyben* risulti il più efficiente nel seguire la rampa. Il sistema evidenzia però un'instabilità attorno ai $190^{\circ}C$ quando gli si impone di seguire rampe a $\frac{20^{\circ}C}{min}$, un effetto che in uno studio successivo potrebbe tuttavia essere agevolmente analizzato e rimosso.

Complessivamente il sistema di controllo mostra un comportamento più che soddisfacente, e necessita solo di correzioni minori per raggiungere un'operatività ottimale.

8.1 Ipotesi per Miglioramenti Futuri

L'instabilità del sistema in rampe ripide potrebbe invece essere eliminata rendendo le *costanti del controllo* delle *funzioni della temperatura*. La velocità di raffreddamento del fornello infatti aumenta fortemente con l'aumentare della temperatura (l'*energia irradiata* è $\propto T^4$), e poiché i controlli PID sono sistemi *lineari*, la loro risposta diventa sempre meno corretta tanto più aumenta la temperatura. Da qui la necessità di una calibrazione estesa ad un ampio ran-

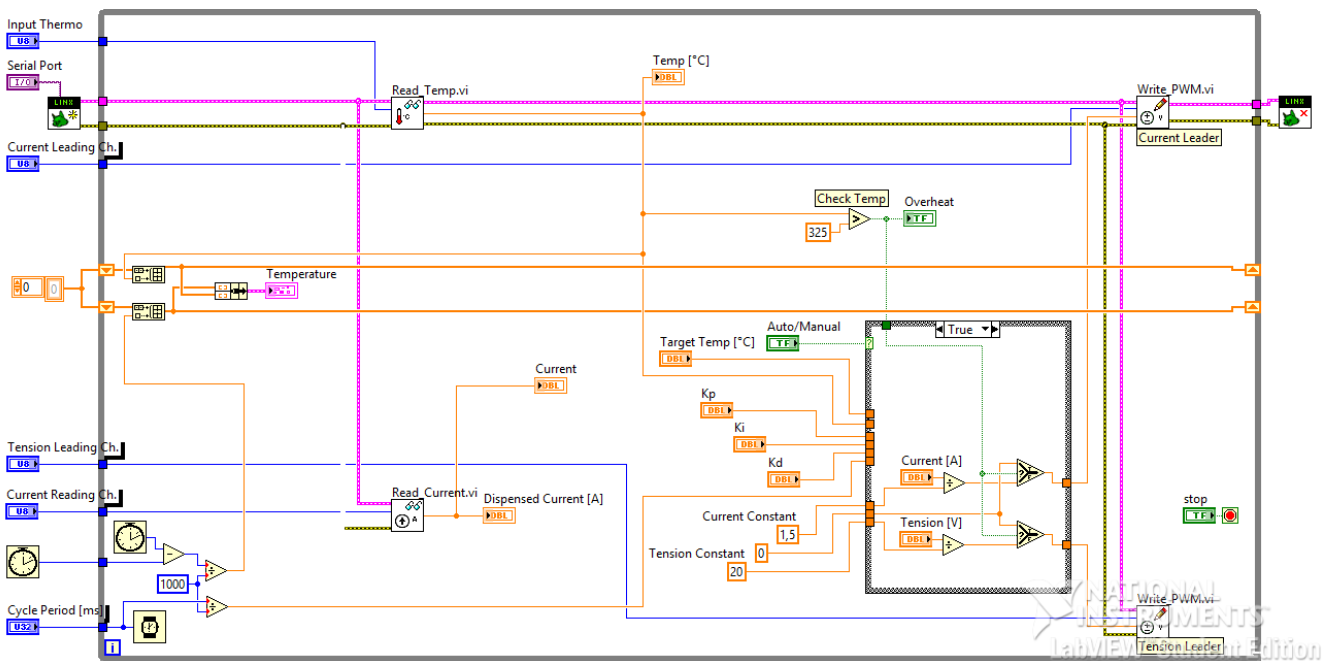
ge di temperatura, per trovare la corretta correlazione tra costanti del PID e temperatura.

Parte V
Appendici

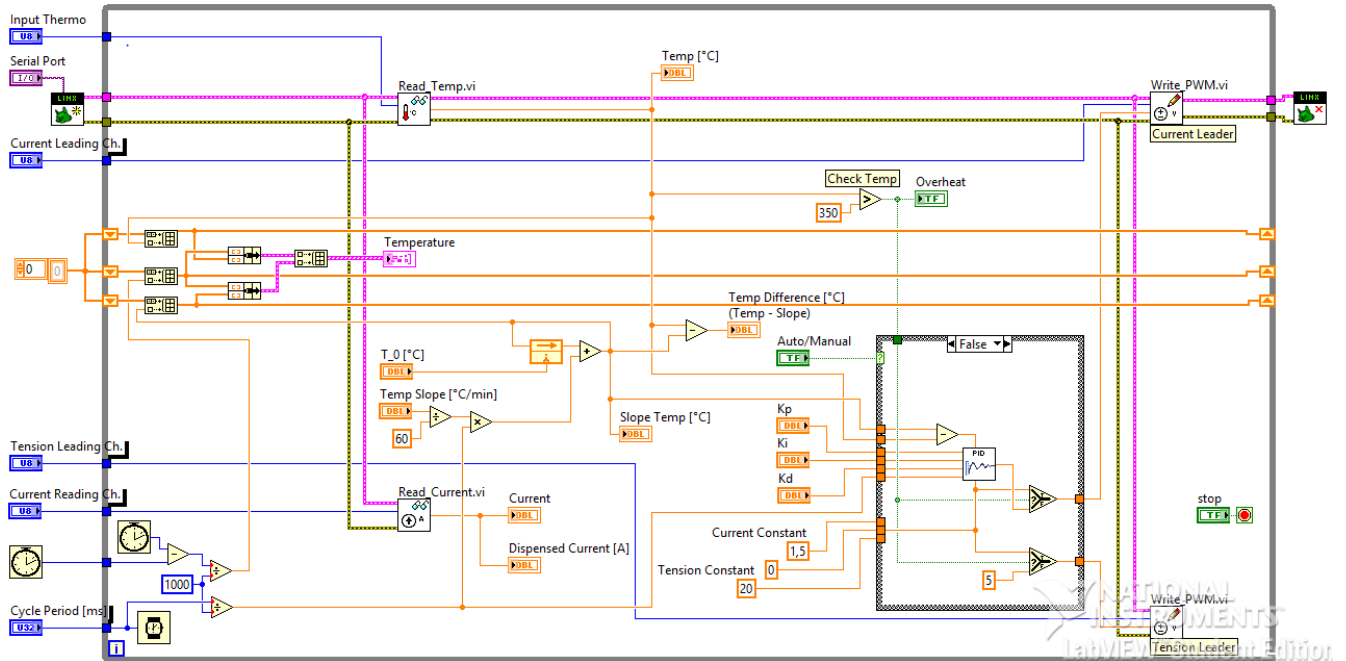
Appendice A

VI Principali

A.1 Isoterma



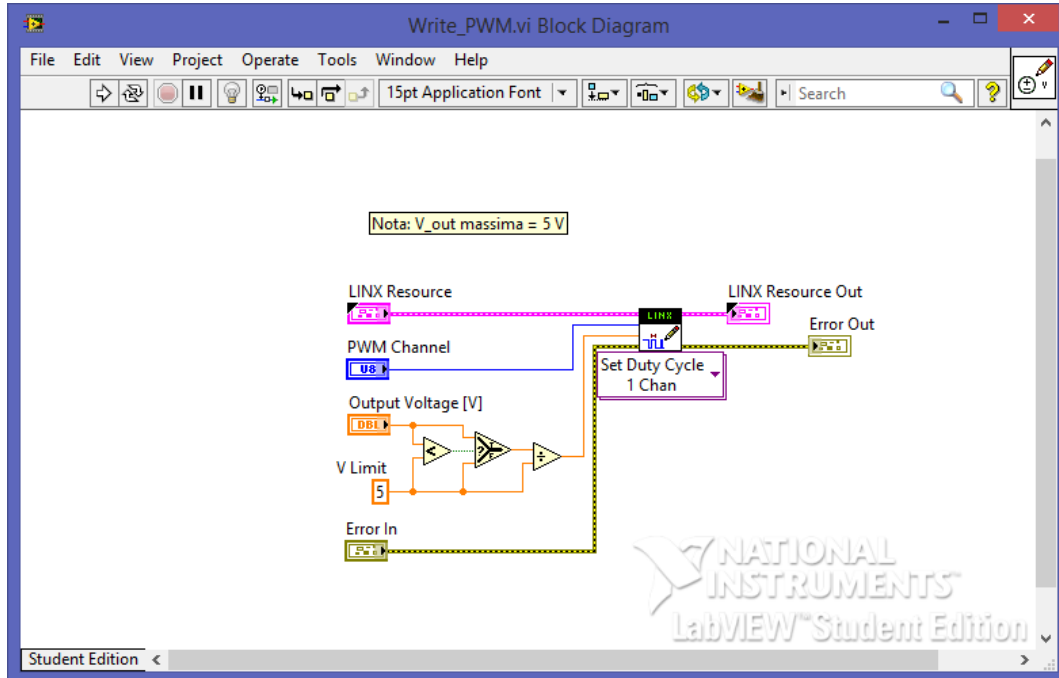
A.2 Rampa di Temperatura



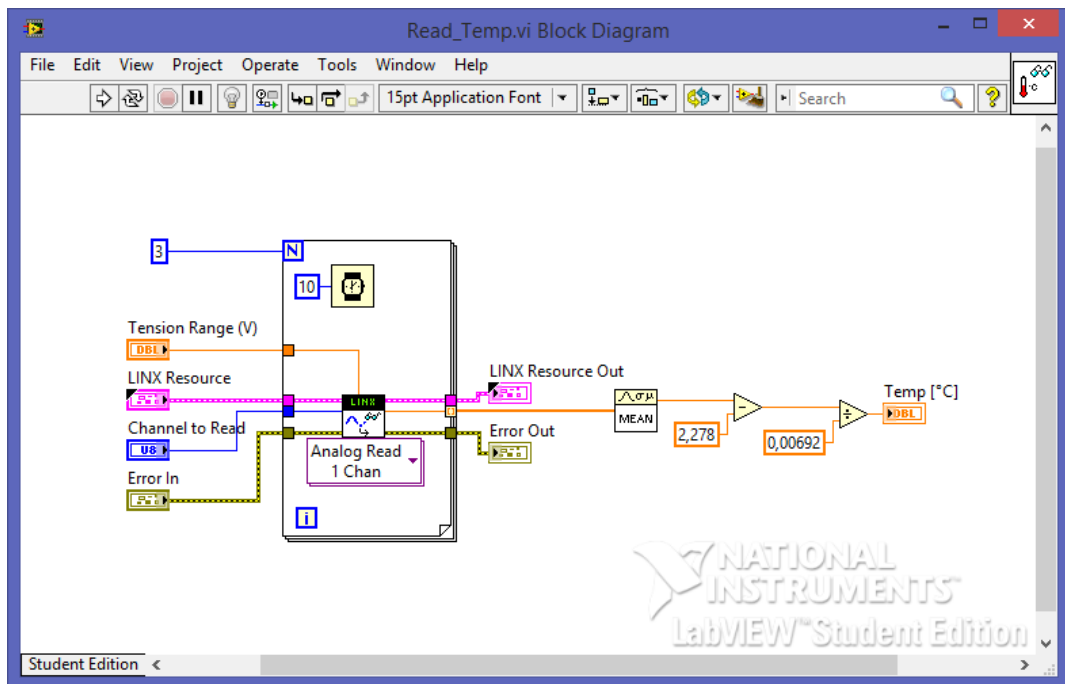
Appendice B

Sub-VIs

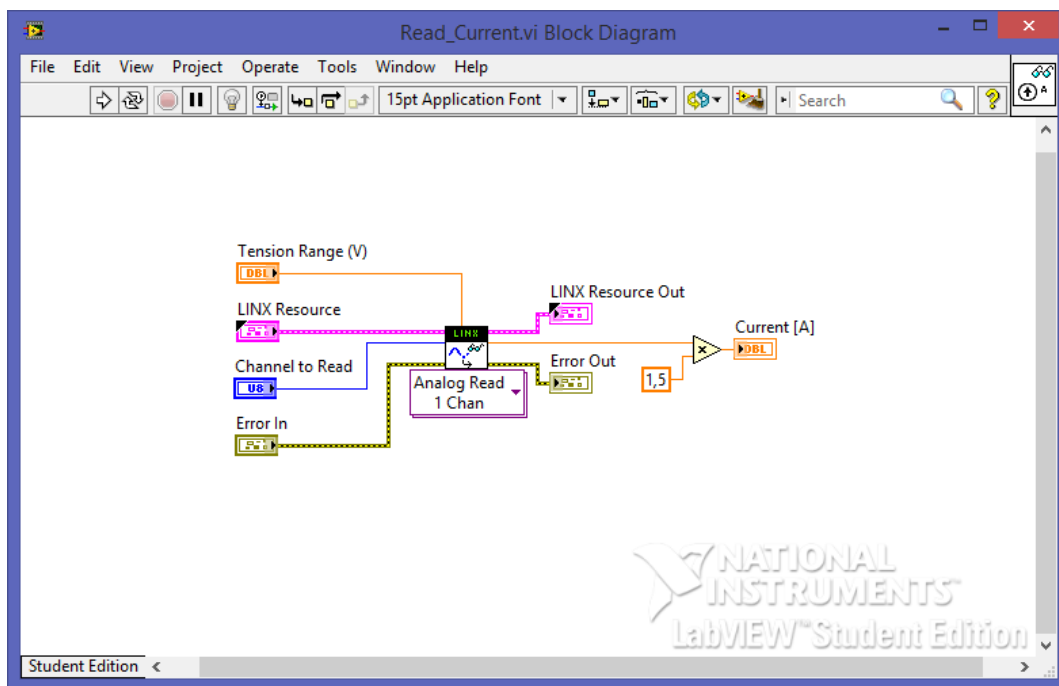
B.1 PWM



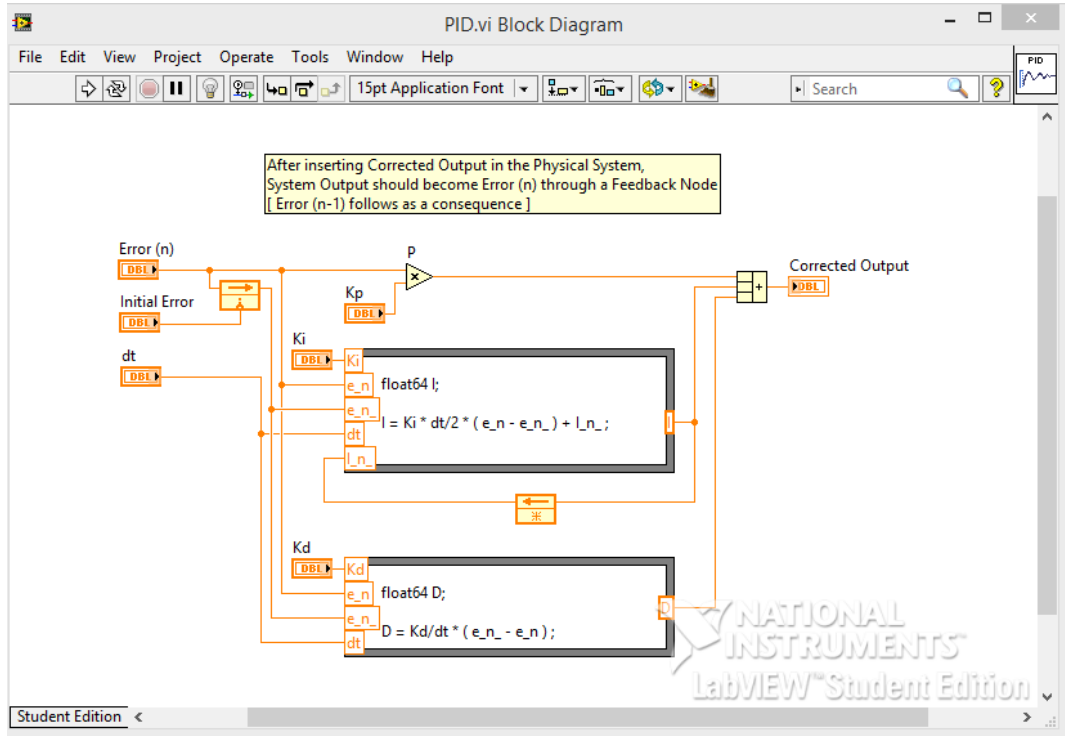
B.2 Lettura Temperatura



B.3 Lettura Corrente Erogata



B.4 PID



Bibliografia

- [1] Sviluppo del Sistema di Controllo della Temperatura per Spettroscopia di Desorbimento Termico. *Tommaso Neri, tesi di laurea in fisica, Università di Bologna*. 2014.
http://amslaurea.unibo.it/7815/1/Neri_Tommaso_Sviluppo_del_Sistema_di_Controllo_della_Temperatura_per_Spettroscopia_di_Desorbimento_Termico.pdf
- [2] Analysis & Design of Feedback Control Systems. *George J. Thaler e Robert G. Brown*. McGraw-Hill, 1960.
- [3] Design of Feedback Systems. *George J. Thaler* Dowden, Hutchinson & Ross Inc. , 1973.
- [4] Optimum settings for automatic controllers. *J. G. Ziegler e N. B. Nichols*. Transactions of the ASME 64:759–768, 1942.
http://staff.guilan.ac.ir/staff/users/chaibakhsh/fckeditor_repo/file/documents/Optimum%20Settings%20for%20Automatic%20Controllers%20%28Ziegler%20and%20Nichols,%201942%29.pdf
- [5] Robust perfect adaptation in bacterial chemotaxis through integral feedback control. *T.-M. Yi, Y. Huang, M. I. Simon, J. Doyle*. PNAS 97:4649–4653, 2000.
- [6] PID Theory Explained. *National Instruments*.
<http://www.ni.com/white-paper/3782/en/>