



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA

Sede Amministrativa: Università degli Studi di Padova

Sede Consorziata: Università degli Studi di Perugia

Centro Interdipartimentale di Studi e Attività Spaziali CISAS "G. Colombo"

SCUOLA DI DOTTORATO DI RICERCA IN : Scienze Tecnologie e Misure Spaziali

INDIRIZZO: Misure Meccaniche per l'Ingegneria e lo Spazio

CICLO XXIV

### **Taratura Dinamica di Sensori di Temperatura mediante Diodi Laser ad Elevata Brillanza**

**Direttore della Scuola** : Ch.mo Prof. Giampiero Naletto

**Coordinatore d'indirizzo**: Ch.mo Prof. Stefano Debei

**Supervisore** :Ch.mo Prof. Gianluca Rossi

**Dottorando** : Erik Tagliaferri



*Alla mia famiglia.*



*“Non si possiede ciò che non si comprende.”*

JOHANN WOLFGANG GOETHE



## **RINGRAZIAMENTI**

---

Un grazie di cuore va al prof. Gianluca Rossi che mi ha dato la possibilità di vivere un'esperienza così intensa che mi ha permesso di maturare sotto ogni punto di vista. Grazie al prof. Antonio Ficola che mi ha guidato in un campo a me inizialmente ignoto e di cui ora mi sono innamorato: l'elettronica. Grazie al prof. Alberto Garinei con il quale ho avuto il piacere di condividere giornate intere di prove alla ricerca di soluzioni perdute. Un grazie ai miei colleghi con i quali ho condiviso tre anni stupendi pieni di soddisfazioni. Infine un grazie ai miei cari, perché senza il loro supporto, la loro comprensione e il loro amore niente è possibile.



## ABSTRACT

---

La velocità della risposta di un sensore di temperatura è un fattore fondamentale in numerosi campi tecnici, giocando un ruolo rilevante per un accurato monitoraggio della temperatura e per un rapido controllo dei processi che si basano sulla conoscenza di questa grandezza. Infatti, se un transitorio termico di riscaldamento a gradino può costituire un campanello di allarme di pericolo o, comunque, è semplicemente un evento indesiderato in un generico processo, il sensore deve essere in grado di monitorare il fenomeno con sufficiente velocità per consentire di effettuare le contromisure necessarie nel più breve tempo possibile. Allora da questo punto di vista, la conoscenza del comportamento dinamico di un sensore risulta di grande importanza anche al di fuori del mondo industriale, poiché una variazione di temperatura può essere utilizzata per l'individuazione e il controllo degli incendi all'interno di tunnel, oppure lo stoccaggio e la conservazione di beni. In qualunque di questi ambiti si operi, per poter effettuare misure di temperatura variabili nel tempo, non ci si può dunque esimere dal caratterizzare la risposta dinamica del sensore di temperatura previsto.

In letteratura le metodologie e gli apparati sviluppati a tale fine sono molteplici, ma nella maggior parte dei casi sono limitati dall'impiego di strumentazione dedicata e dal mantenimento di condizioni di prova standard. Ne consegue che si può prescindere dal condurre le prove in ambienti controllati. È tuttavia evidente che le possibili applicazioni finali cui il sensore è destinato possono presentare sia condizioni al contorno di temperatura e velocità del fluido che si discostano in maniera rilevante da quelle di laboratorio, sia eventi esterni non prevedibili a priori. Per questo motivo una tecnica per la taratura dinamica *in situ* di sensori di temperatura risulterebbe di grande utilità.

Partendo dall'estrema facilità con cui è possibile generare gradienti termici in maniera controllata su superfici di piccole dimensioni mediante l'impiego di sorgenti laser, questo lavoro di ricerca si propone di sviluppare la strumentazione e la metodologia per la determinazione della costante di tempo *in situ* di sensori usati per la misura di temperatura di fluidi in moto, sfruttando i più moderni diodi laser ad elevata brillantezza accoppiati in fibra. La tecnica consiste nel generare un gradiente termico localizzato nell'elemento sensibile del sensore mediante un fascio laser. Il riscaldamento, così ottenuto, viene a costituire un transitorio termico facilmente rilevabile dal sensore e il cui andamento dipende dalle effettive condizioni di installazione e di esercizio.

Inizialmente vengono introdotte le basi teoriche del procedimento di taratura dinamica del sensore e a seguire un'attenta analisi delle varie tecniche ad oggi utilizzate sia per la taratura dinamica in laboratorio sia per quelle *in situ*. Tra queste ultime particolare attenzione viene dedicata alla metodologia di taratura dinamica mediante laser con transitorio termico a gradino, che presenta già alcuni esempi in letteratura.

Di seguito vengono affrontate le problematiche relative alla realizzazione dei sistemi necessari alla taratura. Il primo passo consiste nella progettazione del sistema di ottiche aventi lo scopo di accogliere il fascio uscente dalla fibra ottica del diodo laser e focalizzarlo sull'elemento sensibile del sensore, poi si prosegue con la realizzazione di un sistema di controllo remoto in grado di generare gradienti termici di diversa tipologia. Oltre al tipico transitorio termico a gradino, si è sviluppata e analizzata la possibilità di generare gradienti termici con andamento a rampa ed impulsivo. Infine si sono allestiti banchi prova per valutare l'applicabilità della tecnica nel momento in cui il fluido in moto, di cui si vuole investigare l'andamento della temperatura, sia aria od acqua. Primi test di laboratorio hanno permesso di validare il metodo, confrontando i risultati ricavabili attraverso l'applicazione di gradini termici propri del fluido con la tecnica di riscaldamento tramite diodi laser ad elevata brillantezza. Ulteriori prove sono state effettuate al fine di valutare le prestazioni della tecnica al variare della tipologia di sensore utilizzato (termocoppie e termoresistenza), del fluido in cui il sensore è immerso (aria e acqua) e della tipologia di transitorio.

La tecnica ha fornito ottimi risultati con il solo vincolo che un accesso ottico al sensore e la trasparenza del fluido alla radiazione elettromagnetica generata dal diodo laser devono essere previste in fase di applicazione.

# LISTA DEI SIMBOLI

---

## SIMBOLI ROMANI

$A$	sezione o superficie
$A$	guadagno a catena aperta
$A_g$	superficie di scambio termico della guaina con il fluido esterno
$B$	banda
$B$	brillanza di un fascio laser
$a, b$	parametri fisici di un sistema
$c$	costante
$C$	costante di proporzionalità
$c_p$	calore specifico a pressione costante
$c_v$	calore specifico a volume costante
$c_{ps}$	calore specifico dell'elemento sensibile
$A, B, C$	costanti di Steinhart-Hart
$D$	operatore differenziale
$E$	forza elettromotrice
$e_m$	errore di misura
$e_{m,s}$	errore di regime
$e_\tau$	errore di misura della costante di tempo
$dE_c$	flusso di calore scambiato con l'esterno
$dE_s$	flusso di calore dovuto al laser
$\Delta e$	energia totale del sistema
$f(E)$	energia del livello di Fermi
$F$	frequenza di roll-off
$G$	guadagno
$h$	coefficiente di convezione
$h$	entalpia
$h_o$	altezza oggetto
$H$	funzione di trasferimento
$I$	corrente elettrica
$I$	intensità media del laser nel piano focale
$I_0$	intensità incidente
$I_{th}$	densità di corrente di soglia
$I(z)$	intensità luminosa
$J_s$	densità di corrente di soglia
$k$	sensibilità statica

$k$	tensore della conducibilità termica
$k$	fattore di copertura
$k_0$	numero onda nel vuoto
$K_p$	vettore d'onda
$l$	lunghezza
$L$	lavoro
$l_a$	lunghezza di assorbimento della radiazione
$l_{th}$	lunghezza di diffusione termica
$n_{mc}$	indice rifrazione del materiale
$N$	numero di campioni misurati
$M^2$	times-diffraction-limit factor
$M_s$	massa dell'elemento sensibile
$P$	potenza
$p$	pressione
$P_{dmax}$	potenza massima dissipabile
$p(t)$	funzione picco
$Q$	calore
$Q$	qualità di un fascio
$Q$	portata
$q_c$	flusso di calore scambiato
$q_{is}$	ampiezza gradino
$q_i$	segnale in ingresso
$q_o$	segnale in uscita
$r$	raggi di curvatura
$r$	raggio del nucleo della fibra
$R$	resistenza
$R$	costante gas perfetti
$R_{thjc}$	resistenza termica fra giunzione e contenitore
$R_{thcd}$	resistenza termica fra contenitore e dissipatore
$R_{thda}$	resistenza termica dissipatore-ambiente
$R_0$	resistenza di una RTD a 0°C
$\delta R$	variazione di resistenza
$s$	deviazione standard
$\Delta S$	superficie infinitesima
$t$	tempo
$T$	temperatura
$T_{jmax}$	massima temperatura di giunzione
$T_f$	temperatura effettiva
$T_{fl}$	Temperatura fluido
$T_{amax}$	massima temperatura ambiente
$T_{rs}$	temperatura raggiunta dal sensore per effetto del riscaldamento

	laser
$t_s$	tempo di salita
$T_s$	temperatura monitorata dal sensore
$dT$	variazione temperatura
$\Delta T$	salto termico
$U$	coefficiente di scambio termico totale
$U$	incertezza estesa
$U_g$	coefficiente di scambio termico globale della guaina protettiva
$u$	Incertezza tipo
$dU$	variazione energia interna
$v$	volume specifico
$V$	volume
$V$	tensione
$\Delta V$	volume infinitesimo
$x$	percentuale di potenza ottica assorbita
$X$	segnale generico variabile
$Y$	segnale generico variabile
$W$	radiazione termica
$w_0$	divergenza fascio laser nella sezione di minimo
$z$	distanza
$Z$	funzione logaritmica

## SIMBOLI GRECI

$\alpha'$	coefficiente di assorbimento
$\alpha_i$	coefficienti termoresistenza
$\beta$	costante moltiplicativa del materiale semiconduttore
$\beta(x,y)$	funzione di distribuzione spaziale dello spot laser
$\gamma$	fattore di emissività
$\gamma$	indice adiabatico
$\Gamma$	differenza percentuale tra il valore assunto dalla risposta e il valore finale assunto all'infinito
$\zeta$	rapporto smorzamento
$\eta_d$	efficienza quantica differenziale
$\eta_s$	slope efficiency
$\Theta$	semiangolo di divergenza
$\Theta_0$	divergenza fascio laser in campo lontano
$\theta(t)$	funzione di distribuzione temporale di un fascio laser
$\kappa$	componente immaginaria
$\lambda$	lunghezza d'onda
$\pi$	costante pigreco
$\pi$	fattore di posizione
$\rho$	densità

$\rho$	resistività
$\sigma$	costante di Stefan-Boltzman
$\sigma$	fattore di forma
$\tau$	costante di tempo
$\tau_g$	costante di tempo riferita alla sola guaina
$\tau_m$	costante di tempo media di una campagna di misure
$\tau_{pc}$	coefficiente di trasmissione
$\tau_s$	costante di tempo riferita al solo sensore
$\varphi$	potere ottico
$\omega_n$	pulsazione naturale

## ACRONIMI

<i>AC</i>	corrente alternata
<i>BBP</i>	Beam Parameter Product
<i>CF</i>	Fattore Correttivo
<i>DBR</i>	Distributed Bragg Reflector
<i>DC</i>	corrente continua
<i>DFB</i>	Distributed Feedback
<i>DOE</i>	specchi e elementi ad ottica diffrattiva
<i>FFT</i>	Fast Fourier Transform
<i>INVAR</i>	lega di acciaio e nickel
<i>LCSR</i>	Loop Current Step Response
<i>LED</i>	Light Emitting Diode
<i>NA</i>	Apertura Numerica
<i>OD</i>	Densità Ottica
<i>PD</i>	Densità di Potenza
<i>PSD</i>	Spettri di Densità di Potenza
<i>RMS</i>	Root Mean Square
<i>RTD</i>	Resistance Temperature Detector
<i>SHI</i>	Self-Heating Index
<i>TTL</i>	Transistor-Transistor Logic
<i>VCSEL</i>	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
<i>VI</i>	Virtual Instrument

# INDICE

---

<b>RINGRAZIAMENTI</b>	<b>VII</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>IX</b>
<b>LISTA DEI SIMBOLI</b>	<b>XI</b>
<b>1. INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
1.1 MOTIVATIONS.	1
1.2 CURRENT METHOD.	3
1.3 SOLUTION DEMONSTRATED BY THIS RESEARCH WORK.	5
1.4 GOALS OF THIS RESEARCH WORK.	5
1.5 CONTRIBUTION OF THIS DISSERTATION.	6
1.6 ORGANIZATION OF THIS DISSERTATION.	7
<b>1. INTRODUZIONE</b>	<b>8</b>
1.1 MOTIVAZIONI.	8
1.2 TECNICHE DI TARATURA ATTUALI.	10
1.3 SOLUZIONE PROPOSTA IN QUESTO LAVORO DI RICERCA.	12
1.4 SCOPI.	13
1.5 CONTRIBUTI DEL LAVORO SVOLTO.	13
1.6 ORGANIZZAZIONE DEI CAPITOLI.	14
<b>2. MODELLI DINAMICI DEI SENSORI DI TEMPERATURA</b>	<b>15</b>
2.1 TEMPERATURA E SENSORI DI TEMPERATURA.	15
2.2 MODELLO DINAMICO GENERALIZZATO DI UN SENSORE.	24
2.3 IL SENSORE DI TEMPERATURA: STRUMENTO DEL PRIMO ORDINE.	25
2.3.1 IL MODELLO DINAMICO	25
2.3.1 RISPOSTA AD UN INGRESSO A GRADINO	26
2.3.1 RISPOSTA AD UN INGRESSO A RAMP	29
2.3.1 RISPOSTA AD UN INGRESSO IMPULSIVO	31
2.4 IL SENSORE DI TEMPERATURA: STRUMENTO DEL SECONDO ORDINE.	34
2.4.1 IL MODELLO DINAMICO	34
2.4.2 RISPOSTA AGLI INGRESSI CARATTERISTICI	35
2.5 TARATURA DINAMICA DI UN SENSORE DI TEMPERATURA.	39

<b>3. LA TARATURA DINAMICA DEI SENSORI DI TEMPERATURA</b>	<b>42</b>
<hr/>	
<b>3.1 TECNICHE CONVENZIONALI.</b>	<b>42</b>
3.1.1 PLUNGE TESTING.	42
3.1.2 DISPOSITIVO DI TARATURA DINAMICA IN ARIA.	45
3.1.2 DISPOSITIVO DI TARATURA DINAMICA IN ACQUA.	45
<b>3.2 TECNICHE DI TARATURA DINAMICA IN SITU.</b>	<b>47</b>
3.2.1 POSSIBILI METODOLOGIE DI TARATURA DINAMICA.	47
3.2.2 MISURA DELL'INDICE DI AUTORISCALDAMENTO.	48
3.2.3 METODO DELL'ANALISI DEL RUMORE.	50
3.2.4 LOOP CURRENT STEP RESPONSE.	52
3.2.5 TARATURA DINAMICA MEDIANTE SORGENTE LASER.	55
<b>4. I DIODI LASER AD ELEVATA BRILLANZA</b>	<b>59</b>
<hr/>	
<b>4.1 GENERALITÀ.</b>	<b>59</b>
<b>4.2 GAP DIRETTO E GAP INDIRETTO.</b>	<b>63</b>
<b>4.3 EMISSIONE STIMOLATA NEI SEMICONDUTTORI A GAP DIRETTO.</b>	<b>64</b>
4.3.1 OMOGIUNZIONE.	66
4.3.2 ETEROGIUNZIONE.	68
4.3.3 ETEROGIUNZIONE SINGOLA.	68
4.3.4 ETEROGIUNZIONE DOPPIA.	70
4.3.5 STRUTTURE MULTISTRATO	71
<b>4.4 TIPOLOGIE DI LASER A SEMICONDUTTORE.</b>	<b>72</b>
<b>4.5 CARATTERISTICA ELETTRICO-OTTICA.</b>	<b>74</b>
<b>4.6 PROBLEMATICHE DI IMPIEGO.</b>	<b>77</b>
<b>4.7 DIODO JOLD-68-CPBN-1L.</b>	<b>77</b>
<b>4.8 DIODO K91SA3F-25.00W.</b>	<b>81</b>
<b>5. SVILUPPO DEI SISTEMI PER LA TARATURA.</b>	<b>84</b>
<hr/>	
<b>5.1 PROGETTAZIONE OTTICA.</b>	<b>84</b>
5.1.1 QUALITÀ DI UN FASCIO LASER	85
5.1.2 FATTORI DI CODDINGTON.	87
5.1.3 ZEMAX: IL SOFTWARE PER LA PROGETTAZIONE OTTICA.	90
5.1.4 MODELLI ZEMAX: DIODO JOLD-68-CPBN-1L	90
5.1.5 MODELLI ZEMAX: K91SA3F-25.00W	96
5.1.6 IL SISTEMA OTTICO DI FOCALIZZAZIONE.	100
5.1.7 VERIFICA DEL MODELLO VIRTUALE	101
5.1.8 SIMULAZIONE DEL SISTEMA OTTICO.	104
5.1.9 PROTOTIPO DEL SISTEMA OTTICO.	140
<b>5.2 VERIFICA DEL DIODO K91SA3F-25.00W.</b>	<b>147</b>
5.2.1 BANCO PROVA PER MISURE DI POTENZA OTTICA.	147
5.2.2 VERIFICA DELLA CARATTERISTICA ELETTRICO-OTTICA.	149
<b>5.3 CONTROLLO REMOTO DELLA SORGENTE LASER</b>	<b>152</b>

5.3.1 LABVIEW.	153
5.3.2 VI “PILOTAGGIO DIODO LASER”.	154
5.3.3 SUB-VI “STEP INPUT”.	162
5.3.4 SUB-VI “RAMP INPUT”.	162
5.3.5 SUB-VI “PULSE INPUT”.	163
5.3.6 VERIFICA DI PILOTAGGIO DELLA SORGENTE LASER.	163
<b>5.4 ALLESTIMENTO DELLE PROVE SPERIMENTALI.</b>	<b>169</b>
5.4.1 PONTE DI WHEATSTONE.	169
5.4.2 SISTEMA DI DISSIPAZIONE DEL CALORE PER DIODI LASER.	176
5.4.3 BANCO PROVA IN ARIA.	178
5.4.4 BANCO PROVA IN ACQUA.	186
5.4.5 BANCO PROVA IN GALLERIA DEL VENTO.	191
<b>6. PROVE PER LA TARATURA DINAMICA</b>	<b>194</b>
<b>6.1 PRINCIPI DI INTERAZIONE LASER MATERIA</b>	<b>194</b>
6.1.1 INTRODUZIONE.	194
6.1.2 TEORIA DELLA PROPAGAZIONE IN UN MEZZO TRASPARENTE.	195
6.1.3 TEORIA DELLA PROPAGAZIONE IN UN MEZZO OPACO.	196
<b>6.2 TARATURA DINAMICA CON VARIAZIONE A GRADINO DELLA TEMPERATURA</b>	<b>201</b>
6.2.1 VALIDAZIONE DEL METODO.	202
6.2.2 GRADINO IN ACQUA.	205
6.2.3 TEST IN GALLERIA DEL VENTO.	207
<b>6.3 TARATURA DINAMICA CON VARIAZIONE LINEARE DELLA TEMPERATURA</b>	<b>208</b>
<b>7. CONCLUSIONI</b>	<b>212</b>
<b>APPENDICE A. PROGRAMMI MATLAB.</b>	<b>213</b>
<b>A1. DIODO</b>	<b>213</b>
<b>A2. TAUCALC</b>	<b>213</b>
<b>A3. TEMP CONV</b>	<b>217</b>
<b>A4. TEMPORISPOSTA</b>	<b>218</b>
<b>APPENDICE B. BIBLIOGRAFIA.</b>	<b>220</b>



# 1. INTRODUCTION

---

A good choice of the sensor is essential to check any process variable. In fact, to gauge the true value of a process variable the requests are three:

- the sensor chosen fits the application;
- the sensor chosen provides an accurate and stable measurements for steady-state applications;
- the sensor chosen provides a fast dynamic response for transient measurement.

However, the appropriate process-to-sensor interface is important, too. The suitable sensor provides a bad measure if it is not well designed and correctly installed in the process, because even a slight deviation by standards can significantly affect critical process measurements, especially when environmental conditions are extreme (temperatures, pressures and flow rates are high).

Particularly, the capability to measure temperature as a function of time is important in fundamental convection studies and in some situations characterized by quick temperature deviations, such as heat engines and guns. It is also of importance in applications for which testing accuracy and responsiveness is mission-critical, such as the temperature monitoring in a nuclear power plant and the heat growth rate control to activate sprinklers, in order to put out a fire. To make measurements of temperatures that vary quickly with time, the only way is the characterization of the dynamic response of the temperature sensor in its actual installation environment.

This dissertation presents state-of-the-art testing techniques for identifying problems in the dynamic performance of industrial temperature sensors, including their critical process-to-sensor interfaces in-situ. These techniques are particularly useful for the most of industrial and construction applications.

## 1.1 MOTIVATIONS.

Often instrumentation and control equipment, including the temperature sensors and process-to-sensor interface, is the main component of any application depending on real-time data to good working. Its aim is the monitoring of changes in all process variables to start or to stop electromechanical equipments that control the process. In this way the instrumentation and control system display the process conditions and keep the process variables within the design limits to maintain safety, efficiency and availability.

So it is important to have short response time sensors to provide timely regulations, display, and protection against upsets. That is true for temperature sensor, too. In fact, if a critical process temperature experiences a step change the sensors that measure the process variable must act quickly to actuate the safety system that will mitigate the consequence of an unexpected process excursion.

For example, the capability of sprinklers to extinguish a fire depends on the rapidity with which the sprinklers respond, but the activation of sprinklers by control system depends on the temperature value measured by sensors. Therefore it is essential for a fire safety engineer to have a reliable means of predicting heat detector activation times associated with a fire growth rate, in order to design proper fire protection systems. In this case it is clear that the precision and the velocity of dynamic response of the temperature sensors play a vital role in preventing and extinguishing fire.

The temperature measurements is important in nuclear plant, too. Instrumentation and control systems must be accurate to properly sense and communicate the process variables and have a short response time to provide timely regulations, display, and protection against upsets in both the main plant and its ancillary systems. For example, temperature sensors such as resistance temperature detectors (RTDs), which feed the nuclear plant's safety system instrumentation, may be expected to provide accuracy to within 0.1 percent and respond to a step change in temperature in less than 4 seconds.

About both described examples, the sensors and process-to-sensor interfaces are not readily accessible during plant operation. Moreover, the instrumentation and control systems is located far from sensors. Therefore, performing calibration, response time testing, or maintenance on field sensors is not practical during normal operation. The technique developed in this dissertation gives a solution to this issue.

To sum up, the motivations of new method for *in situ* calibration of temperature sensor are:

1. To measure the “in-service” response time of sensor to control technical specification requirements, regulatory regulations, or both.
2. To verify that plant sensors bottom out in their thermowells and to test for air gaps, dirt, and foreign objects in the thermowell.
3. To provide for predictive maintenance, incipient failure detection, and aging management and to establish objective schedules for replacing sensors.
4. To diagnose sensor or process anomalies.

## 1.2 CURRENT METHOD.

Historically, the response time of temperature sensors has been described by only one parameter defined as the time it takes the sensor output to achieve 63.2 percent of its final value after a step change in temperature is impressed on its surface. This one is called the plunge test time constant  $\tau$ . The step change in temperature can be obtained by immersing the sensor in a rotating tank of water at  $1\text{ms}^{-1}$ . The water must be at either a higher or lower temperature than the RTD. Another way plans the use of a fan and an electric wire grid. Air is blown through a diffuser and a wire mesh into the test channel, where the thermometer is mounted in front of the grid. The temperature step is generated by switching on and off an electrical current through this wire grid. Figure 1.1 illustrates the procedures for response time testing of RTDs, assuming that they are first order systems.

The classical dynamic calibration techniques are limited by the difficulties in characterization of in-service response time, because in laboratory test, during the heating or cooling of the sensor, flow conditions are known and repeatable, but they are different respect the effective operating value.

A better way is to keep flow parameters and so the coefficient of thermal convective exchange constant by thermal excitation of the probe using other techniques. It follows that the dynamic parameters can be estimated by analyzing the cooling or the heating of the sensor, when only the heat exchange with the fluid takes place.

One of the possible methods to modify the initial probe temperature is based on the internal thermal generation on the sensitive object by electric power. This method is called the “Loop Current Step Response” (LCSR) technique (figure 1.2). It is based on the observation that the dynamic responses of a thermal sensor with a step input in its surroundings and with an internal excitation step are governed, in both cases, by the modal elements as  $A_i e^{-t/\tau_i}$ , where  $A_i$  is the only changing parameter. For this reason, the LCSR data can be analyzed to calculate  $\tau_i$ .

For resistance thermometer, heating by electric current is effective, because it is possible to heat up only the sensitive part of the sensor. For thermocouples, the thermal effect is due not only to Joule heating but also to Peltier heating, which induces a thermal gradient along the wire and then a heat flow when the internal heating is switched off. The heating current must be of several amperes because the electrical resistance is low, and distributed along the whole length of the wire. This technique for thermocouple need a sophisticated heating supply to obtain good results.

For these reasons, efforts have been made to develop a technique which is based on probe heating by laser radiation.

The temperature change of the sensor depends on the incident radiation energy. For pulsed laser, this energy depends on the power and on the duration of the pulse, so an accurate selection of these

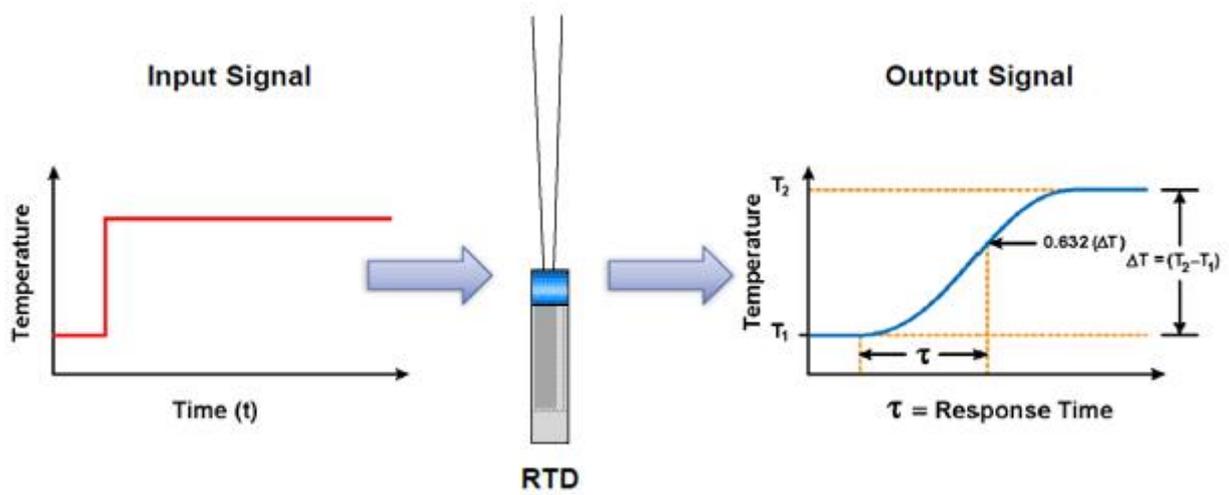


Figure 1.1 - Procedures for response time testing of RTDs

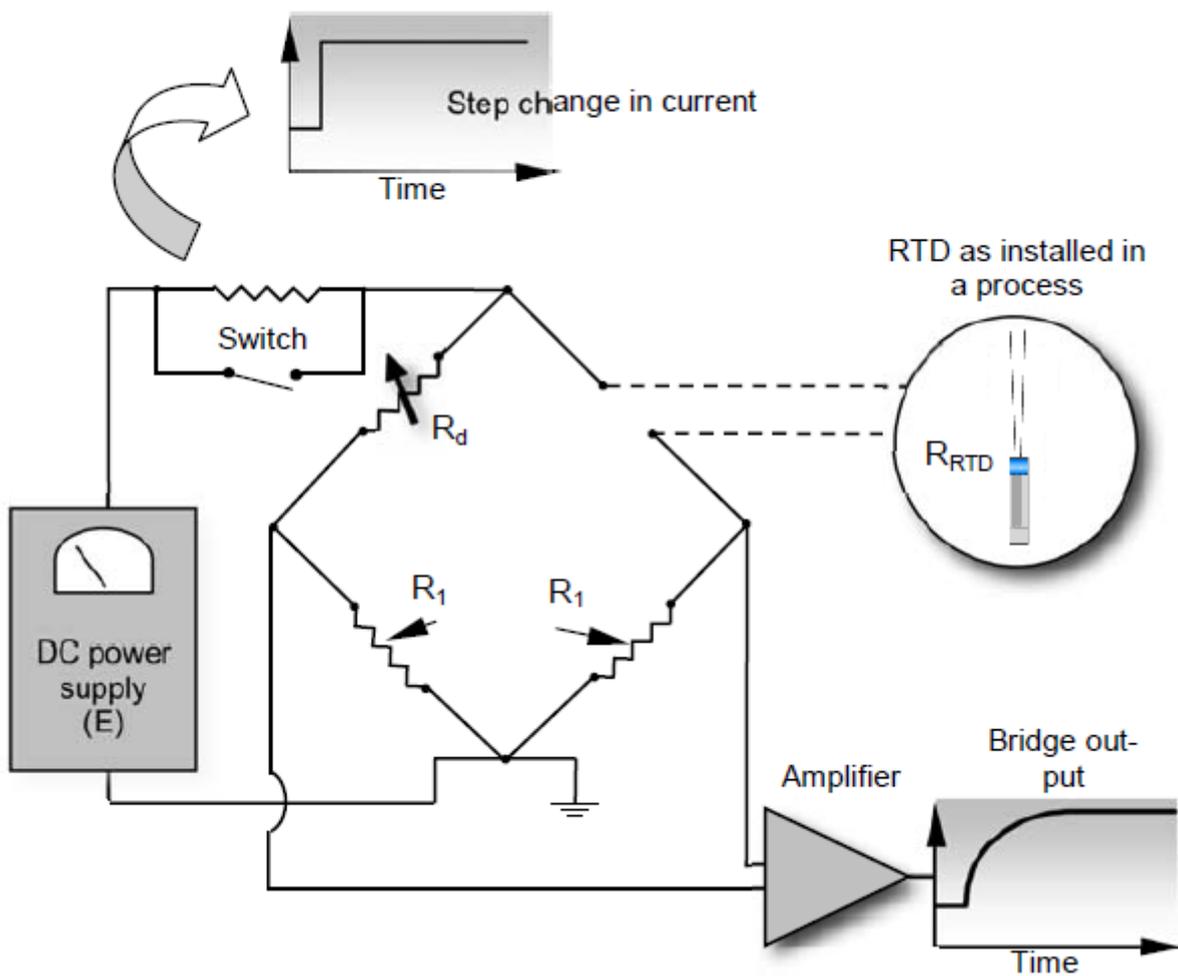


Figure 1.2 - Device for LCSR testing of RTDs

parameter allow to obtain a significant temperature variation on the sensor. The idea of laser excitation has been previously proposed by other authors.

### **1.3 SOLUTION DEMONSTRATED BY THIS RESEARCH WORK.**

If an RTD is response time tested in a test thermowell in a laboratory and then installed in the effective thermowell, its response time can change by as much as a factor of two or more. So the response time must be measured while the RTD is installed in its operating environment and under normal operating temperature, pressure, and flow. In particular, the response time of RTDs decreases as flow rate is increased, but temperature may cause either an increase or a decrease in response time. Therefore, in-situ response time testing is the only way to measure the in-service response time of RTDs. The laser calibration technique, developed in this dissertation, is one of the *in situ* methods. The temperature changes of the sensors depend on incident radiation energy, generated by an optoelectronic device (high brilliance laser diode and a focusing optical system). To provide enough energy, continuous laser with varying power is the best solution and the temperature of the sensor can be modified by a programmable laser driver, that controls the optical power of laser diode. The calibration technique suggested involves positioning the sensor inside a flow of flow that is transparent to laser radiation. Moreover, an optical window is necessary in order to hit sensor with laser beam. The sensor itself measures the temperature of the fluid and the one of the sensor after the laser diode is switched on. Then the radiation is stopped and the cooling transition time acquired. According on the first order model and perfect step response, the temperature sensor is characterized by an exponential decrease, that can be analyzed to obtain time response value from its slope.

The development, the validation and the application of these techniques constitute the focus of the research conducted for this dissertation. The theoretical method, the design of the test benches and tests performed are presented in the body of this dissertation.

### **1.4 GOALS OF THIS RESEARCH WORK.**

In this dissertation, a new dynamic calibration technique for temperature sensors used to measure flow temperature is developed and its validity is proved. This goals has been obtained by successful execution of the following research objectives:

1. Introduce methods that allow the remote testing temperature and sensors. The technique is based on laser heating of the sensor and it must provide remote in-situ testing capabilities during process operation when an optical access to the sensor is provided and the flow its

transparent to laser beam. If these two requirements are met, the dynamic calibration is performed without disturbing the process and stopping the acquisitions of the sensors.

2. Establish the theoretical foundation for the sensor response time testing technique and show the derivations that correlate the test data to the sensor response time results. The step test response and ramp test response approaches are developed to calculate time constant. Any assumption that are involved to expand the both tests must be stated and justified.
3. Demonstrate the validity of the in-situ response time testing technique by simulation and laboratory testing. The laser calibration method must provide good results within the accuracy limitation of the test as other techniques.

## **1.5 CONTRIBUTION OF THIS DISSERTATION.**

The dynamic calibration method of temperature sensor by laser emission is a new *in situ* calibration technique. The advantages of the method are: it is not intrusive, it can be performed by remote control and it can be used on a variety of temperature sensors mounted in a variety of configuration. This research work has refined, validated and implemented this method. The method validation is proved by the results of step changes in temperature by laser excitation that are in accord with the ones of the step change in flow temperature. Moreover, the new method of ramp change in temperature by laser heating up is showed and verified.

So the contribution of this dissertation derives from the broad applicability and ramifications of the two method in several industrial and construction application. The standard dynamic calibration techniques, as plunge test and injection test, do not account the errors in measurements due to effective process conditions and sensor installation. This problem is the cause of important gap in the ability of industry to meet a key safety requirements. The work showed in this dissertation limit this gap.

The use of high brilliance laser diode and the development of new optical focusing system increase the capability of the proposed method and they make easy its implementation in preexisting instrumentation and control system. The start-up and maintenance costs are lower than other types of laser source.

## **1.6 ORGANIZATION OF THIS DISSERTATION.**

In the this first chapter, the reasons and the aims for conducting the research work are described.

Chapter 1 has also briefly presented the backgrounds for measuring the response time of RTDs and the new laser diode solution described by this research.

Chapter 2 deals with the dynamic model of temperature sensor. The first-order system differential equation and second-order system one are introduced and the respective responses to step change, ramp change and impulse change are described.

Chapter 3 examines the conventional plunge test methods for measuring the response time of temperature sensors and reviews the history of and literature on sensor response time *in situ* testing.

In Chapter 4 the theory about laser sources is introduced. In particular, all features and problems about laser diodes are approached and the effective laser diodes used in this research work are showed.

Chapter 5 describes the design and production of test benches for dynamic calibration tests.

Chapter 6 describes the technique developed and reports results of the experimental tests performed to determine the reliability of the laser heating technique as substitutes for conventional response-time testing methods.

Chapter 7 of this dissertation summarizes the conclusions that can be drawn from this research work and offers recommendations for future research into the wider application of laser heating techniques.

# 1. INTRODUZIONE

---

Una scelta adeguata del sensore è fondamentale per un corretto controllo delle variabili di un processo. Infatti, per la misura del valore vero di una variabile le richieste da rispettare sono tre:

- Il sensore selezionato sia consono all'applicazione;
- Il sensore prescelto fornisce misure stabili ed accurate per fenomeni quasi statici.
- Il sensore selezionato fornisce una risposta dinamica veloce per la misura di transitori.

Tuttavia, anche l'interfaccia tra sensore e ambiente di misura riveste un ruolo importante. Un buon sensore fornisce misure errate se non è ben progettato e correttamente installato nell'ambiente di misura, in quanto anche piccole deviazioni dalle condizioni di funzionamento ideali possono influenzare negativamente il monitoraggio di un processo, specialmente quando le condizioni di funzionamento sono estreme (cioè per alti valori di temperatura, pressione e flusso).

La capacità di monitorare l'andamento temporale della temperatura è una caratteristica importante nello studio di fenomeni di scambio termico convettivo e pure in quelle applicazioni caratterizzate da transitori termici veloci, come ad esempio nei motori a combustione interna e nella armi da fuoco. Diviene fondamentale in quei casi in cui l'accuratezza e la velocità di risposta del sensore è un fattore critico per il processo, basti pensare la m monitoraggio del valore istantaneo di temperatura negli impianti nucleari e in quelli antincendio per il controllo degli ugelli erogatori. Per verificare la possibilità di misure di temperatura veloci, l'unico modo è quello di caratterizzare la risposta dinamica del sensore direttamente nel suo ambiente di impiego.

Questa tesi presenta lo stato dell'arte nelle tecniche di caratterizzazione delle prestazioni dinamiche di sensori di temperatura per meglio comprendere le problematiche inerenti al loro impiego e alle conseguenze di una non corretta installazione. Queste tecniche risultano particolarmente utili per la maggior parte delle applicazione nel settore industriale ed in quello civile.

## 1.1 MOTIVAZIONI.

Solitamente i dispositivi di monitoraggio e controllo, inclusi i sensori di temperatura e la loro interfaccia di connessione con l'ambiente di misura, sono il cardine di tutte quelle applicazioni per le quali il corretto andamento dipende dall'acquisizione in tempo reale di alcune o tutte le variabili del processo. Lo scopo di questa strumentazione è il continuo monitoraggio delle variazioni di

alcune variabili del processo per avviare o fermare il funzionamento di componenti elettromeccanici che ne influenzano alcuni aspetti. In altre parole i dispositivi di monitoraggio e controllo mostrano all'operatore lo stato del processo e si operano per mantenere le variabili principali all'interno dei limiti di progetto. In questa maniera è assicurata la sicurezza, l'efficienza e l'applicabilità del processo.

Quindi avere tempi di risposta dei sensori brevi è importante al fine di assicurare una tempestiva regolazione e protezione dagli imprevisti. Tutto ciò, naturalmente, rimane vero anche per i sensori di temperatura. Se, per esempio, un funzionamento rischioso per un processo è rappresentato da una variazione a gradino della temperatura, il sensore di temperatura deve rilevare velocemente la variazione per mitigare le possibili conseguenze negative. Ad esempio la capacità degli impianti sprinkler di estinguere un incendio dipende dalla rapidità con cui si attivano gli ugelli erogatori, ma a loro volta questi dipendono dalla rapidità con cui i sensori di temperatura percepiscono la variazione di temperatura. Perciò, per una buona progettazione dell'impianto, è essenziale per un ingegnere avere a disposizione mezzi in grado di prevedere l'inizio di un incendio magari attraverso un rilevamento dell'incremento del calore prodotto. Non c'è bisogno di ulteriori chiarimenti per comprendere il ruolo fondamentale rivestito dal tempo di risposta del sensore termico negli impianti antincendio. Conoscere l'andamento temporale della temperatura è importante anche nelle centrali nucleari. Il sistema di monitoraggio e controllo deve essere estremamente ben progettato per poter rilevare e comunicare correttamente le grandezze di interesse in un tempo brevissimo, così da consentire una tempestiva reazione. Per esempio, i sensori di temperatura, come le termoresistenze impiegate normalmente nelle centrali nucleari, devono assicurare un'accuratezza dello 0.1% e un tempo di risposta ad un ingresso a gradino inferiore ai 4 secondi.

Sempre facendo riferimento agli esempi introdotti, i sensori e la loro interfaccia con l'ambiente di misura non sono direttamente accessibili durante la fase di esercizio. Inoltre, tutta la strumentazione predisposta per il monitoraggio ed il controllo è posizionata in ambienti lontani dai punti di misura. Perciò, tarare un sensore o effettuare la semplice ma nutazione non è così semplice. La tecnica di taratura dinamica *in situ* per sensori di temperatura mostrata in questo lavoro di ricerca si propone come soluzione a questo tipo di esigenze.

Riassumendo, i motivi che hanno portato allo sviluppo di una nuova tecnica di taratura dinamica *in situ* sono:

1. Misurare la costante di tempo "in esercizio" del sensore per verificare il rispetto di eventuali limiti prestazionali richiesti dall'applicazione.

2. Verificare il corretto posizionamento di termoresistenze nelle guaine protettive e la presenza indesiderata di bolle d'aria, sporcizia o altri corpi estranei.
3. Effettuare manutenzione predittiva e svelare in anticipo la possibilità di guasti, così da poter organizzare piani periodici di sostituzione dei sensori prima dell'insorgere di inconvenienti.
4. Diagnosticare anomalie nel processo monitorato.

## **1.2 TECNICHE DI TARATURA ATTUALI.**

Storicamente, il tempo di risposta di un sensore di temperature è rappresentato da un singolo parametro che corrisponde al tempo impiegato dal segnale in uscita dal sensore stesso a raggiungere il 63.2% del suo valore finale, dopo che è stato sottoposto ad un gradiente termico a gradino. Questo parametro è chiamato costante di tempo del plunge test  $\tau$ .

Una variazione di temperatura a gradino può essere ottenuta immergendo il sensore in un contenitore pieno di acqua posto in rotazione alla velocità di  $1ms^{-1}$ . Ovviamente l'acqua deve trovarsi ad una temperatura maggiore o minore di quella della sensore. Un altro metodo, invece, prevede l'utilizzo di una soffiante e di una griglia elettrificata. L'aria è soffiata attraverso un diffusore e, mescolata, è inviata nel canale di prova, dove il sensore da tarare è posizionato di fronte alla griglia metallica. Il gradino in temperatura è generato facendo passare corrente su questa griglia, che si scalda per effetto Joule. La figura 1.1 mostra il procedimento standard di taratura per una termoresistenza, se si assume essere come uno strumento del primo ordine.

Questi approcci classici alla taratura sono limitati dal fatto che risulta difficile riprodurre le condizioni effettive di esercizio del sensore e quindi valutare la corrispettiva costante di tempo.

La strada migliore allora è quella di non spostare il sensore dal luogo di utilizzo e generare i gradini termici con soluzioni diverse. Ciò permette di andare poi ad analizzare i transitori di riscaldamento o raffreddamento del sensore, quando sono presenti esclusivamente scambi termici con il fluido da monitorare.

Uno dei metodi applicabili si basa sulla generazione interna del calore necessario all'aumento di temperatura del sensore. Lo si ottiene facendo circolare elevate correnti attraverso il sensore stesso. Questa tecnica prende il nome di "Loop Current Step Response" (*LCSR*) ed è visibile in figura 1.2. In sostanza, si basa sull'osservazione della risposta dinamica di un sensore di temperatura con un ingresso a gradino generato da un flusso di calore interno, che si propaga verso l'esterno attraverso una relazione del tipo  $A_i e^{1/\tau_i}$ , dove  $A_i$  è l'unico parametro che varia. Per questo motivo la tecnica *LCSR* può essere impiegata per la valutazione della risposta dinamica.

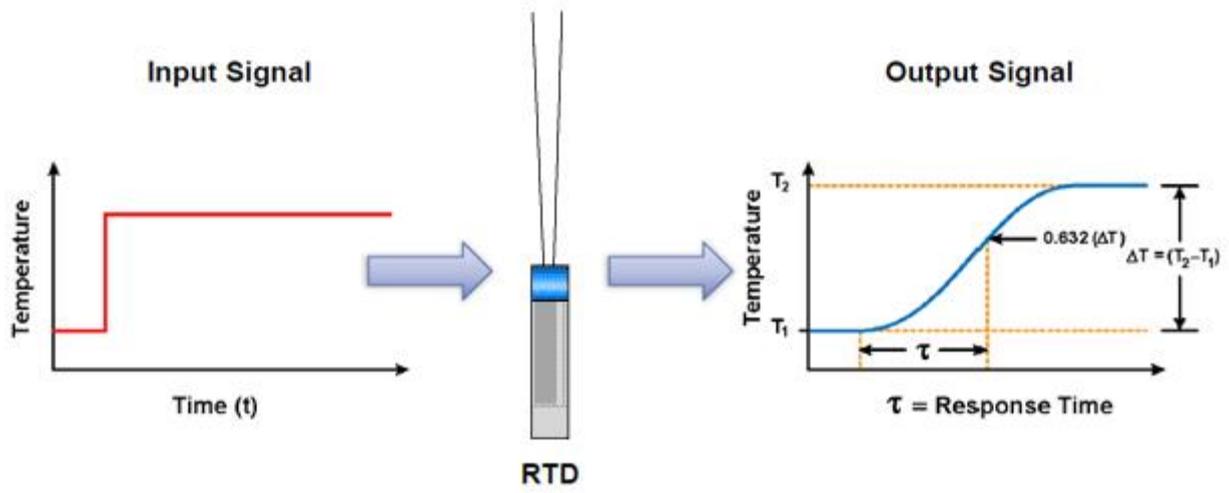


Figura 1.1 – Procedura per la taratura dinamica di RTD

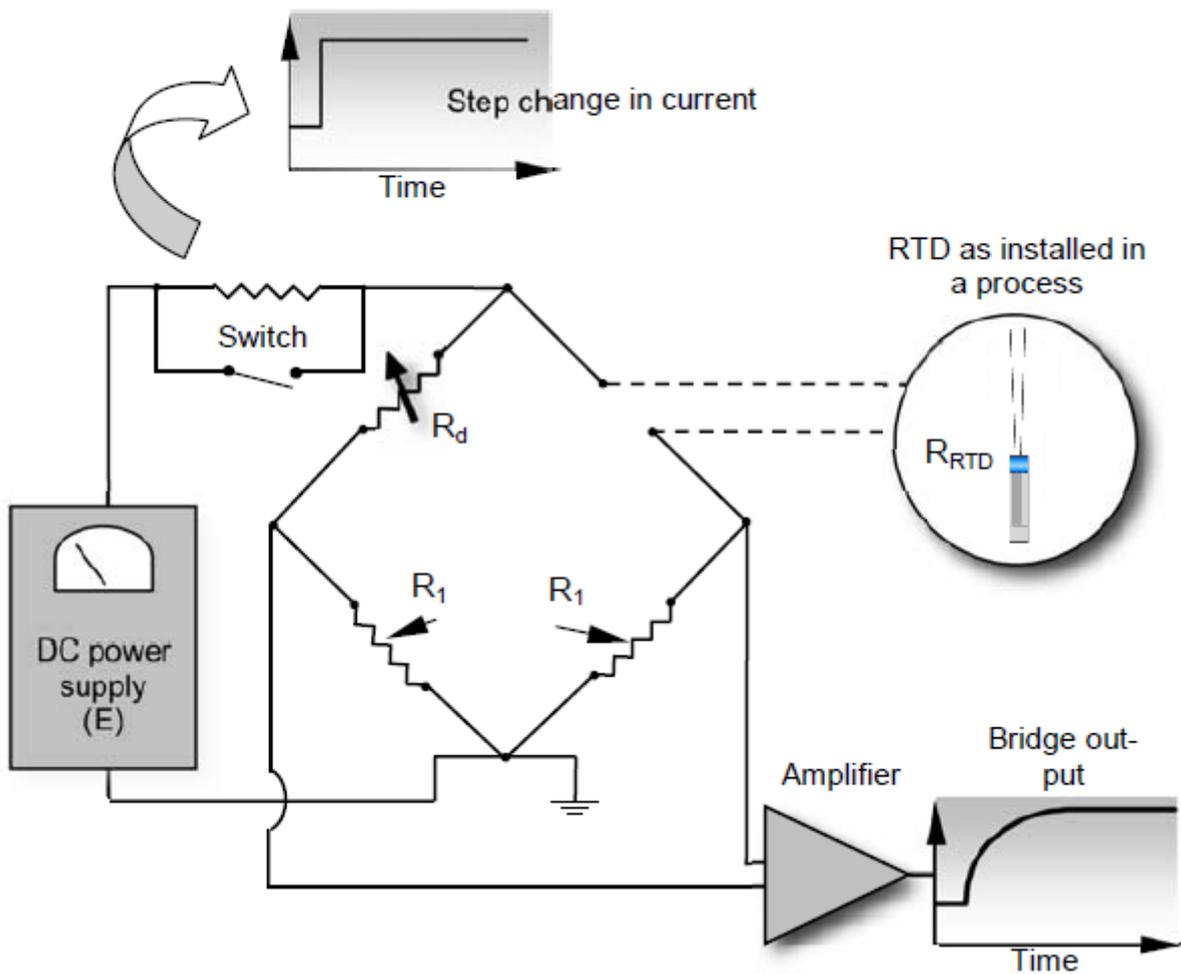


Figura 1.2 – Dispositivo LCSR per termoresistenze

Per le termoresistenze il metodo è di semplice applicazione, perché risulta facile far scaldare il solo elemento sensibile del sensore. Per le termocoppie, invece, insorgono problemi legati al fatto che il riscaldamento può avvenire non solo per effetto Joule, ma anche per effetto Peltier. Ciò induce un gradiente termico lungo i cavi di connessione, che comporta la presenza di un flusso di calore anche quando la generazione interna di calore voluta è terminata. Inoltre, la corrente necessaria deve essere di svariati ampere, in quanto i valori di resistenza tipici degli elementi sono piccoli e distribuiti su tutta la lunghezza del sensore. Ne consegue che il sistema *LCSR* nel caso di termocoppie è piuttosto complesso.

Questo è uno dei motivi per cui in questo lavoro di ricerca si è puntato a sviluppare una tecnica di taratura mediante l'ausilio di diodi laser ad elevata brillantezza. In questo caso la variazione di temperatura dipende dalla potenza della radiazione incidente sul sensore. Per laser pulsati, l'energia trasportata dal fascio dipende dalla potenza e dalla durata dell'impulso e questi parametri devono essere opportunamente settati per avere variazioni di temperatura significative.

### **1.3 SOLUZIONE PROPOSTA IN QUESTO LAVORO DI RICERCA.**

Se una termoresistenza con il suo pozzetto viene testata in laboratorio e poi installata nelle sue effettive condizioni di utilizzo, può capitare che il suo tempo di risposta cambi di un fattore due o più. Quindi come già detto è fondamentale poter tarare la termoresistenza quando è installata nel suo effettivo ambiente di misura ed è sottoposta alle effettive variazioni di temperatura, pressione e flusso. In particolare, il tempo di risposta di una termoresistenza è sicuramente decrescente con un aumento del regime di flusso, mentre una variazione della temperatura può causare incrementi o decrementi non conoscibili a priori. Allora è bene prevedere una taratura dinamica *in situ* per questi sensori e la tecnica laser, sviluppata in questo lavoro di ricerca, si presenta come una soluzione adeguata. Come detto il gradiente termico dipende dall'entità della radiazione emessa che nel caso in esame è generata da un diodo laser ad elevata brillantezza. Per fornire sufficiente energia, la soluzione adottata prevede l'utilizzo di una sorgente in *CW* con potenza regolabile attraverso un driver programmabile dedicato, così da poter regolare il valore di temperatura sul sensore. La tecnica però è vincolata all'utilizzo a fluidi, in cui il sensore è immerso, che siano trasparenti alla particolare radiazione laser. Di conseguenza è necessario anche un accesso ottico al sensore, affinché il fascio laser possa raggiungerlo.

È sufficiente il solo sensore in prova per misurare la temperatura del fluido e quella che viene raggiunta quando la sorgente laser emette radiazione. Quindi è sufficiente interrompere l'alimentazione del diodo e monitorare con il sensore in taratura il transitorio termico per poter

risalire alla valutazione del tempo di risposta. Il fenomeno si semplifica ulteriormente se si può considerare adeguata la modellazione del sensore come strumento del primo ordine.

Lo sviluppo, la validazione e l'applicazione di questa tecnica costituiscono l'obiettivo di questo lavoro di ricerca. Le basi teoriche del metodo, il progetto dei banchi prova e le prove sono presentati e discussi lungo questa tesi.

## **1.4 SCOPI.**

In questo lavoro di tesi, è discussa una nuova metodologia per la taratura dinamica di sensori di temperatura e la sua applicabilità deve essere dimostrata. Questi obiettivi sono raggiunti attraverso la descrizione dei seguenti step:

1. Introduzione al metodo che permette il monitoraggio e la verifica remota di sensori di temperatura. La tecnica è ottenuta mediante l'impiego di sorgenti laser e, se è predisposto un buon accesso ottico al sensore, ne permette anche la taratura dinamica durante il suo normale esercizio e senza alcuna interruzione del funzionamento
2. Sviluppare la tecnica di analisi dei dati raccolti dal sensore al fine di ricavare la costante di tempo. È analizzata la possibilità di utilizzare sia una variazione a gradino che a rampa della temperatura per la determinazione del  $\tau$ . Ogni assunzione fatta con entrambi gli approcci deve essere dichiarata e giustificata.
3. Dimostrare la validità e l'applicabilità del metodo attraverso simulazioni e test di laboratorio.

## **1.5 CONTRIBUTI DEL LAVORO SVOLTO.**

L'impiego di diodi laser ad elevata brillantezza e lo sviluppo di un sistema ottico dedicato, uniti alla possibilità di condurre due tipologie di prova (gradino e rampa), rendono quella sviluppata una metodologia di taratura *in situ* per sensori di temperatura del tutto innovativa. I vantaggi del metodo sono: la non intrusività, la possibilità di controllo da postazioni remote e la possibilità di impiego con svariate tipologie di sensori. La validazione del metodo è avvenuta attraverso il confronto dei dati ottenuti dalle due modalità con quelli ricavabili attraverso prove in cui il gradino termico è imposto direttamente dal flusso di fluido in cui il sensore è immerso.

Il contributo di questo lavoro di ricerca risiede, allora, nella vasta applicabilità del metodo e nelle ripercussioni che potrebbe avere nel mondo dell'industria e delle costruzioni. Infatti le tecniche standard di taratura dinamica di sensori termici non sono in grado di tenere conto alle effettive

condizioni di utilizzo di un sensore. I possibili errori che ne derivano sono limitanti per la capacità di alcuni settori industriali di operare in sicurezza. Il lavoro qui proposto cerca di porre rimedio al problema.

La particolare strumentazione utilizzata, oltre ad avere costi iniziali e di esercizio estremamente contenuti, si adatta bene ad essere implementata anche in processi già esistenti.

## **1.6 ORGANIZZAZIONE DEI CAPITOLI.**

Nel primo capitolo sono descritte le ragioni e gli obiettivi di questo lavoro di ricerca. Il Capitolo 1 fornisce, inoltre, un'esposizione sintetica del background alla base del progetto e descrive tutte le soluzioni adottate.

Il Capitolo 2 descrive I modelli dinamici dei sensori di temperatura.

In the this first chapter, the reasons and the aims for conducting the research work are described. Vengono descritti sia modelli del primo ordine che del secondo con le relative risposte caratteristiche ad ingressi standard.

Il terzo capitolo esamina le tecniche standard di taratura dinamica e descrive le nuove tecniche di taratura *in situ* disponibili.

Il Capitolo 4 fa un resoconto delle basi teoriche delle sorgenti laser a semiconduttore. In particolare sono descritti tutti i vantaggi e i difetti di questo tipo di sorgenti. Viene introdotta anche la sorgente laser utilizzata per lo sviluppo del sistema di taratura.

Nel Capitolo 5 sono descritti tutti i passi per realizzare i banchi prove utilizzati in questo lavoro di ricerca.

Il Capitolo 6 descrive la metodologia di indagine sviluppata e riporta i risultati delle prove di laboratorio al fine di ricavare informazioni sulla validità e applicabilità della tecnica.

Nel Capitolo 7 sono riassunte le conclusioni di tutto il lavoro svolto e vengono proposti ulteriori spunti di ricerca.

## **2. MODELLI DINAMICI DEI SENSORI DI TEMPERATURA**

---

Sia nella scelta che nella progettazione di un sensore di temperatura si deve tener conto della risposta dinamica che lo stesso deve garantire a seconda dell'applicazione. Solo negli strumenti ideali le grandezze fisiche in ingresso sono legate a quelle in uscita semplicemente attraverso una costante (sensibilità statica), più un termine legato allo zero. Nella realtà lo strumento di misura insegue sempre le variazioni del misurando, riproducendole e convertendole in un'altra grandezza fisica con un'accuratezza che è legata alle caratteristiche dinamiche dello strumento stesso. Queste, infatti, permettono di quantificare la prontezza della risposta ad una perturbazione della grandezza di misura e quindi di valutare l'idoneità dell'impiego del sensore per il monitoraggio di determinati fenomeni tempovarianti.

Inoltre la conoscenza della variazione di queste caratteristiche porta con sé un incredibile contenuto informativo, potendo essere rappresentativa di innumerevoli effetti, dalle variazioni delle caratteristiche fisiche dei processi osservati ad anomalie del sensore stesso.

Perciò solo dopo che è stato pienamente assimilato il concetto di risposta dinamica di un sensore, sarà possibile passare a valutare una possibile metodologia innovativa per la sua stima.

### **2.1 TEMPERATURA E SENSORI DI TEMPERATURA.**

La temperatura è quella grandezza fisica correlata allo scambio di energia termica (calore) da un corpo all'altro, che può avvenire attraverso i meccanismi di conduzione, convezione e irraggiamento. È una grandezza scalare ed è intrinsecamente una proprietà intensiva di un sistema, cioè che non dipende dalle dimensioni del campione di riferimento, bensì dalle condizioni in cui si trova. Infatti, se, per esempio, due oggetti rigidi della medesima massa (grandezza estensiva) vengono accoppiati, la loro massa totale risulterà il doppio di quella singola originale. Mentre se si pongono a contatto due corpi alla medesima temperatura, la loro temperatura complessiva risultante sarà identica alla temperatura iniziale.

Per meglio assimilare questo concetto, viene in aiuto il principio zero della termodinamica, dove si afferma che, quando due corpi sono entrambi in equilibrio termico con un terzo corpo, sono anche in equilibrio termico tra di loro. A livello molecolare il principio zero può essere visto come la tendenza di più corpi, posti a contatto, di raggiungere un livello di energia cinetica medio comune degli atomi e molecole componenti i corpi stessi e tra cui avviene lo scambio di calore. Ciò a cui si assiste è uno scambio energetico regolato dagli urti tra le particelle del corpo più caldo (mediamente

caratterizzate da un'energia cinetica maggiore) con le particelle del corpo più freddo (mediamente più lente). Lo scambio energetico cessa mediamente di avvenire non appena le temperature dei corpi (e quindi l'energia cinetica media delle particelle costituenti i corpi stessi) si eguagliano. L'efficienza con cui avviene questo scambio di energia determina i calori specifici dei diversi materiali.

La misura della grandezza fisica temperatura non avviene per via diretta, ma attraverso gli effetti che essa provoca nelle sostanze e negli oggetti, come ad esempio variazioni volumiche nei fluidi o di lunghezza nei solidi. Gli strumenti dedicati alla misura di queste variazioni sono i termometri.

I termometri sono trasduttori che convertono la grandezza temperatura in un'altra grandezza fisica mediante un elemento sensibile, che di norma deve essere portato alla stessa temperatura del misurando. Ne esistono diverse tipologie:

- Termometri a espansione di liquido in vetro. Estremamente semplici, si costituiscono di un contenitore riempito con un apposito liquido, detto bulbo, e da un condotto capillare dal diametro interno nell'ordine del decimo di millimetro. Bulbo e condotto capillare, entrambi in vetro, sono posti in comunicazione. In questa maniera, se viene imposto un incremento di temperatura, l'espansione del liquido nel bulbo risulta maggiore della variazione di volume del vetro costituente il sistema, obbligando il liquido a salire lungo il tubo capillare. L'altezza del liquido nel capillare viene assunta come indicazione della variazione di temperatura e quindi accanto alla colonnina si è soliti posizionare una scala graduata. Il liquido che riempie il bulbo può essere di diversa natura a seconda del livello di sensibilità e del campo di misura necessari. Comunemente sono impiegati mercurio (da  $-38^{\circ}\text{C}$  a  $160^{\circ}\text{C}$ ) o alcool (da  $-95^{\circ}\text{C}$  a  $150^{\circ}\text{C}$ ).
- Termometri a lamina bimetallica. La differenza di dilatazione lineare dovuta alla temperatura di due metalli distinti è alla base di questa famiglia di strumenti. Infatti, ad un aumento di temperatura il materiale a coefficiente di dilatazione maggiore tende ad allungarsi più di quello a coefficiente minore, comportando un incurvamento della lamina bimetallica. Dal livello di curvatura è quindi possibile risalire alla temperatura e per ottenere la maggior sensibilità possibile si dovrebbe disporre di un metallo caratterizzato da un coefficiente di dilatazione termica negativo. Non esistendo un metallo di questo tipo, si ricorre ad una lega di acciaio e nickel (*INVAR*) avente coefficiente all'incirca unitario. Il campo di impiego si estende dai  $-30^{\circ}\text{C}$  agli  $850^{\circ}\text{C}$  con un'incertezza dell'1% sul campo di misura. Per la loro natura, questa tipologia di sensori sono principalmente impiegati come

interruttori binari di controllo, per sistemi in cui eventuali inconvenienti generano incrementi di temperatura. Ad esempio, è questo il caso di sovraccarichi nei sistemi elettrici.

- Termometri a pressione. Il principio di funzionamento di questi termometri è basato sulle variazioni di pressione provocate dalla dilatazione di un fluido inserito in un contenitore chiuso. È usuale impostare l'elemento sensibile dello strumento come un manometro a molla tubolare (*manometro di Bourdon*) direttamente connesso attraverso un capillare flessibile al bulbo captatore, immerso nel fluido di cui si vuole investigare la temperatura. A seconda del fluido con cui si riempie il sistema varia il legame tra variazione di temperatura e variazione di pressione. È comune l'utilizzo di mercurio o xylene, in quanto la comprimibilità del liquido è spesso piccola se raffrontata alla variazione di pressione e quindi la misura è ricondotta ad una valutazione della variazione di volume. Nelle soluzioni che prevedono l'uso di gas (solitamente azoto o elio) è vero l'opposto, cioè l'effetto di base è una variazione di pressione a volume costante. Il problema principale dei termometri a pressione è la misura di temperatura da postazione remota, poiché la variazione di temperatura lungo il capillare e in corrispondenza del dispositivo per la misura di pressione necessitano di adeguata compensazione. Questa viene attuata attraverso dispositivi dotati di un misuratore di pressione ausiliario e di un proprio capillare, il cui movimento è legato ai soli effetti interferenti ed è sottratto meccanicamente direttamente al movimento del sistema di misura principale. Il campo di misura dei sistemi riempiti con xylene si estende da  $-100^{\circ}\text{C}$  a  $400^{\circ}\text{C}$ , mentre si assesta da  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $590^{\circ}\text{C}$  per quelli a mercurio. La risposta è essenzialmente lineare fino a circa  $150^{\circ}\text{C}$  per lo xylene, mentre si estende fino ai  $540^{\circ}\text{C}$  circa per il mercurio. I sistemi riempiti a gas lavorano nel campo tra  $-240^{\circ}\text{C}$  e  $650^{\circ}\text{C}$ , con comportamento lineare fino a  $540^{\circ}\text{C}$ .
- Termometri a vapore saturo. Sono dispositivi particolari composti da un bulbo, contenente un liquido in equilibrio con il suo vapore saturo, e da un tubo di Bourdon per monitorare la pressione. In questo modo ad una variazione della temperatura corrisponde una variazione della tensione di vapore saturo e, conseguentemente, un differente valore della pressione rilevato dal manometro. Una corretta realizzazione prevede che la superficie libera del liquido volatile sia sempre contenuta all'interno del bulbo e che gli effetti delle variazioni di temperatura lungo il capillare di collegamento siano talmente ridotti sull'uscita da rendere il capillare di compensazione non necessario. I liquidi volatili normalmente impiegati comprendono l'etano (per il range di temperature tra  $-70^{\circ}\text{C}$  e  $30^{\circ}\text{C}$ ), cloruro di etile (da  $5^{\circ}\text{C}$

a 180°C) e cloro (da 135°C a 205°C). Nelle migliori condizioni di misura l'accuratezza di questi termometri è dell'ordine del  $\pm 0.5\%$  del campo di misura.

- Termocoppie. La termocoppia è un dispositivo costituito semplicemente da due conduttori elettrici di diversa natura. Se i due fili conduttori sono collegati in modo da formare un circuito chiuso e i due punti di connessione, detti giunzioni, sono mantenuti a due temperature diverse, è possibile osservare con un voltmetro ad impedenza infinita una forza elettromotrice, la cui entità dipende direttamente dai materiali utilizzati e dalle due temperature. L'ampiezza della forza elettromotrice che si genera è un effetto termoelettrico che prende il nome di *effetto Seebeck*. Il fenomeno consiste nella migrazione dei portatori di carica dei due metalli quando i terminali dei due conduttori si trovano a temperature differenti. Cioè, i portatori a temperatura più elevata diffonderanno verso quelli a temperatura più bassa, fintanto che si ha una densità di portatori ad alta temperatura diversa tra la parte a temperatura più bassa ed quella a temperatura più alta del conduttore (e viceversa). Fintanto che sussiste la migrazione di portatori di carica si ha anche una corrente elettrica, ma nel momento in cui l'equilibrio è raggiunto e il calore è uniformemente distribuito lungo il conduttore, è ovvio che questa non è più presente. Ma nel momento in cui i terminali vengono mantenuti a temperature diverse, si ha una diffusione perenne dei portatori di carica e quindi è sempre presente una forza elettromotrice ai capi del conduttore. Allora se è nota e fissa la temperatura di uno dei giunti, perché ad esempio è immersa in un bagno termostato, dalla misura della forza elettromotrice che si instaura si può risalire alla temperatura ignota dell'altra giunzione, che viene a costituire l'elemento sensibile dello strumento. La formula empirica normalmente impiegata è del tipo:

$$(2.1) \quad E = K_{AB}(T_1 - T_2)$$

dove  $E$  è la forza elettromotrice che si instaura,  $T_1$  e  $T_2$  sono le temperature delle due giunzioni e  $K_{AB}$  è il *coefficiente di Seebeck* della termocoppia costituita da due generici materiali denominati  $A$  e  $B$ .

Nell'impiego pratico delle termocoppie rivestono un ruolo di particolare importanza delle regole dette *Leggi delle termocoppie*. La prima legge prevede che la forza elettromotrice di una termocoppia con le giunzioni alle temperature  $T_1$  e  $T_2$  non è influenzata dalle temperature sulla lunghezza dei fili del circuito a patto che i due metalli siano entrambi omogenei. La seconda stabilisce che se si inserisce un terzo conduttore metallico omogeneo

nella zona del primo conduttore, o in maniera equivalente nel secondo, la forza elettromotrice risultante del circuito rimane invariata, purché le temperature delle giunzioni tra i primi due conduttori non subiscano variazioni. La terza legge fa riferimento al caso in cui il terzo conduttore venga inserito in una delle giunzioni tra i primi due conduttori. Se la temperatura a cui si trovano le due nuove giunzioni è mantenuta uguale a quella originaria, la forza elettromotrice che si genera non subisce alcuna variazione. La quarta legge stabilisce che se la forza elettromotrice prodotta da una termocoppia di materiali  $A$  e  $C$  tra due temperature note si assesta al valore  $E_{AC}$ , mentre quella di una termocoppia di materiali  $B$  e  $C$  assume il valore  $E_{BC}$  tra le medesime temperature, allora la forza elettromotrice  $E_{AB}$  di una termocoppia costituita da materiali  $A$  e  $B$  è data dalla somma dei valori  $E_{AC}$  ed  $E_{BC}$ . La quinta e ultima legge dichiara che se una termocoppia è caratterizzata da una forza elettromotrice  $E_1$  quando le sue giunzioni si trovano rispettivamente alle temperature  $T_1$  e  $T_2$ , ed  $E_2$  quando si trovano alle temperature  $T_2$  e  $T_3$ , allora con le giunzioni poste alle temperature  $T_1$  e  $T_3$  produce una forza elettromotrice pari alla somma delle due precedenti.

La prima legge permette di avere cavi di connessione delle due giunzioni di una termocoppia esposti a temperature sconosciute anche variabili senza che ciò influenzi il valore di tensione misurato all'uscita. La seconda e terza legge assicurano l'assenza di errori di misura dovuti all'inserimento di strumenti di misura lungo il circuito costituente la termocoppia. Sempre la terza legge permette che le giunzioni di misura possano essere, ad esempio, saldate o brasate a seconda delle esigenze senza incorrere in errori di misura importanti. La quarta legge rende non necessaria la taratura e verifica di tutte le possibili coppie di conduttori metallici. Infatti, è sufficiente che ogni singolo metallo sia tarato quando è accoppiato con uno di riferimento, che nella pratica comune è il platino, per poi ricondursi a qualsivoglia combinazione sfruttando, appunto, l'enunciato della quarta legge. Infine, la quinta legge è estremamente importante poiché permette di riferire le misure di una generica temperatura a quella pari a  $0^\circ\text{C}$ , senza necessariamente mantenere il giunto di riferimento a  $0^\circ\text{C}$ .

La normativa internazionale *IEC* stabilisce le caratteristiche prestazionali e dei materiali costituenti le termocoppie, classificandole attraverso delle lettere (termocoppie tipo  $S$ , tipo  $J$ , tipo  $K$ , ecc...). Le combinazioni di materiali più diffuse sono platino-platino/rodio (impiegata da  $0^\circ\text{C}$  a  $1500^\circ\text{C}$ ), chromel-alumel (da  $-200^\circ\text{C}$  a  $1300^\circ\text{C}$ ), rame-costantana (fino a  $-200^\circ\text{C}$ ) e ferro-costantana (da  $-150^\circ\text{C}$  a  $1000^\circ\text{C}$ ).

Come già accennato, la misura della forza elettromotrice di una termocoppia riferita ad un determinata differenza di temperatura tra le sue due giunzione richiede l'utilizzo di un

voltmetro ad elevata impedenza. Questo è necessario per limitare la corrente che circola e quindi errori nella misurazione riconducibili all'*effetto Peltier* o all'*effetto Thompson*. Se il livello di accuratezza della misura richiesto è elevato, la giunzione di riferimento dovrebbe essere mantenuta alla temperatura di  $0.001 \pm 0.0005^\circ\text{C}$ , magari utilizzando una cella di punto triplo dell'acqua. Comunemente è sufficiente l'accuratezza ottenibile utilizzando un bagno termostato di acqua e ghiaccio, che ha incertezze nell'ordine del decimo di grado. Seppur adatto ad un uso in laboratorio, anche questa configurazione, come la precedente, è difficilmente applicabile in ambito industriale. In questi casi, allora, si fa ricorso a circuiti con compensazione elettronica della temperatura di riferimento, lasciando il giunto di riferimento in corrispondenza dei morsetti di collegamento dei fili dei termoelementi a temperatura ambiente. In pratica il circuito di compensazione, sulla base del valore della temperatura ambiente monitorato con un altro sensore, determina la forza elettromotrice da sottrarre (o sommare) per compensare correttamente la particolare termocoppia in uso.

- Termoresistenze. Il principio fisico alla base di questa tipologia di sensori di temperatura, denominati anche *RTD (resistance temperature detector)*, è quello che lega la variazione di resistenza di un materiale conduttore (o semiconduttore) alla temperatura. Ciò è conseguenza del fatto che il valore di resistenza  $R$  di un generico filo conduttore dipende, attraverso la relazione  $R = \rho \cdot l \cdot A^{-1}$ , dalle tre grandezze lunghezza  $l$ , sezione  $A$  e resistività  $\rho$ , le quali sono tutte funzione della temperatura. Essendo la temperatura la grandezza su cui si vuole investigare, tutte le sollecitazioni meccaniche e chimiche che variano una delle tre suddette grandezze devono essere considerati alla stregua di ingressi interferenti e quindi assolutamente da evitare. La legge, valida per la maggior parte dei metalli, che regola la variazione di resistenza  $R$  in funzione della temperatura  $T$  assume la forma:

$$(2.2) \quad R(T) = R_0(1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \alpha_3 T^3 + \dots + \alpha_n T^n)$$

dove il termine  $R_0$  rappresenta il valore di resistenza del particolare metallo alla temperatura di  $0^\circ\text{C}$ ,  $T$  è la temperatura percepita dall'elemento sensibile e i parametri  $\alpha_i$  sono costanti caratteristiche del materiale. Il numero di termini (e quindi di costanti  $\alpha_i$ ) necessari per il calcolo della resistenza è strettamente correlato al materiale impiegato e ad altri parametri, quali l'accuratezza richiesta e il campo di temperature da coprire. Per semplicità di utilizzo spesso si fa riferimento, con buona approssimazione, ad un'espressione che tiene conto esclusivamente del primo termine  $\alpha_1$ . Ciò è possibile nel momento in cui la termoresistenza

venga impiegata per la misura di campi di temperatura limitati nell'intervallo di valori per i quali il legame tra resistenza e temperatura del particolare materiale può essere considerato di tipo lineare. Il platino (usato da  $-270^{\circ}\text{C}$  a  $1010^{\circ}\text{C}$ ), il nickel (impiegato da  $-195^{\circ}\text{C}$  a  $430^{\circ}\text{C}$ ), e il rame (da  $-195^{\circ}\text{C}$  a  $260^{\circ}\text{C}$ ) sono tra i materiali a maggior diffusione, ma sono di uso comune anche leghe di tungsteno e nickel. Oltre che per il tipo di materiale, gli elementi sensibili delle termoresistenze si differenziano sulla base della forma costruttiva. Esistono elementi sensibili a filo metallico, a film metallico, filo avvolto o annegato in matrici di vetro o ceramica. L'elemento sensibile può essere poi incapsulato in un bulbo di acciaio inossidabile o meno. Questa soluzione, a scapito della velocità di risposta della termoresistenza che subisce un netto peggioramento, consente di utilizzare questa tipologia di termometri con gas e liquidi corrosivi. Sono anche reperibili dispositivi con avvolgimento a griglia piatta per misurare la temperatura su superfici.

Come detto, una *RTD* correla una variazione di temperatura in una variazione di resistenza elettrica. Per avere in uscita un segnale in tensione, le termoresistenze necessitano di opportuni circuiti di conversione, come il ponte di Wheatstone. Nelle applicazioni del circuito a ponte di Wheatstone, due sono le accortezze da tener presenti per una buona rappresentazione del segnale: la prima prevede che le due resistenze di completamento del ponte,  $R_1$  e  $R_2$ , siano di valore uguale e di un ordine di grandezza superiore rispetto alle altre in modo da avere una buona linearità dell'uscita in tensione; la seconda accortezza riguarda l'utilizzo di particolari configurazioni di collegamento del voltmetro di misura (collegamento a tre o a quattro fili) allo scopo di moderare gli errori legati alla resistenza dei fili di collegamento, che sono dovuti alla temperatura e di valore assolutamente non trascurabile. Questi circuiti a ponte possono essere alimentati sia con tensioni *AC*, sia con tensioni *DC*. È importante che la corrente continua o il valore *RMS* della corrente alternata che fluisce non sia superiore a qualche decina di *mA*. Infatti questa corrente provoca un riscaldamento dell'elemento sensibile per effetto Joule, che innalza la temperatura percepita dalla *RTD* rispetto a quella ambiente effettiva. Questo errore, noto come errore da autoriscaldamento, dipende dalle condizioni di scambio termico con l'esterno, ma è sempre di entità trascurabile nel caso di piccole correnti di alimentazione del circuito a ponte di Wheatstone.

- Termistori. Sono sempre sensori a variazioni di resistenza come le termoresistenze, ma i materiali utilizzati in questa applicazione sono semiconduttori. Rispetto ai sensori che utilizzano materiali conduttori, i termistori sono caratterizzati da un coefficiente di

temperatura negativo assai elevato e da un comportamento decisamente non lineare. La relazione che regola il legame resistenza e temperatura assume la forma:

$$(2.3) \quad R(T) = R_0 e^{\beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

dove  $R$  è il valore di resistenza elettrica del semiconduttore al valore di temperatura  $T$ ,  $R_0$  quello alla temperatura  $T_0$  (in genere fissata a  $25^\circ\text{C}$ ), mentre  $\beta$  è una costante moltiplicativa legata alla tipologia del materiale semiconduttore usato. Il campo di temperature teoricamente misurabile varia da circa  $-200^\circ\text{C}$  fino a  $1000^\circ\text{C}$ , ma è ovvio che un singolo termistore non può coprire un campo talmente vasto con accuratezza accettabile.

Nel caso sia necessario un livello di accuratezza elevato, è di estrema utilità l'equazione di *Steinhart-Hart*, che rappresenta un modello matematico con approssimazione del terzo ordine della resistenza elettrica di un semiconduttore al variare della temperatura. L'equazione caratteristica assume la forma:

$$(2.4) \quad \frac{1}{T} = A + B \ln(R) + C [\ln(R)]^3$$

I parametri  $A$ ,  $B$  e  $C$  sono le *costanti di Steinhart-Hart* che variano con il tipo e il modello del termistore in uso, oltre che con il range di temperatura di lavoro. La loro determinazione avviene attraverso la soluzione simultanea di tre equazioni ottenute sostituendo tre coppie note di valori di resistenza  $R$  e temperatura  $T$ . Per campi di temperatura inferiori ai  $100^\circ\text{C}$  il livello di accuratezza di questo modello è compreso tra i  $\pm 0.02^\circ\text{C}$ .

Quando all'approccio teorico si predilige una linearizzazione mediante l'ausilio di sistemi hardware, sono disponibili in commercio circuiti a ponte linearizzato adatti allo scopo.

- Pirometri. Dispositivi di questo tipo consentono la misura di temperatura senza contatto e perciò sono particolarmente adatti al monitoraggio di temperature elevate, anche quelle di corpi incandescenti. Il metodo di misura consiste nel rilevare la radiazione emessa da qualsiasi oggetto che si trova ad una temperatura maggiore dello zero assoluto. È noto che la radiazione termica  $W$  emessa a tutte le lunghezze d'onda possibili da un corpo nero (cioè da quel corpo che consente il limite teorico di assorbimento ed emissione di radiazione) a temperatura  $T$  è proporzionale alla quarta potenza della temperatura stessa, secondo la legge di Stefan-Boltzman. L'equazione rappresentativa del fenomeno è:

$$(2.5) \quad W = \sigma T^4$$

dove  $\sigma$  è la costante di Stefan-Boltzman e  $T$  è il valore della temperatura espresso in gradi Kelvin. Misurata la  $W$  e nota la costante  $\sigma$  è quindi immediato risalire alla temperatura del corpo nero. Nel caso di corpi reali l'approccio è del tutto analogo, solo che si deve tener conto di un ulteriore parametro denominato *fattore di emissività*  $\gamma$ . L'equazione allora diviene:

$$(2.6) \quad W = \gamma \sigma T^4$$

Nota l'emissività, si dispone quindi di un dispositivo e del relativo metodo per la misura della temperatura senza contatto. Esistono, tuttavia, diverse cause di incertezza della misura mediante pirometri: un'incertezza legata all'emissività del corpo e dell'angolo di vista; un'incertezza legata all'assorbimento della radiazione emessa lungo il cammino ottico da parte del mezzo interposto tra corpo e pirometro; un'incertezza dipendente da riflessioni e trasmissioni di radiazioni termiche da parte di ostacoli nell'ambiente di misura; un'incertezza propria del sensore, che ha il compito di rilevare la radiazione termica e convertirla in un segnale elettrico in uscita.

- Termocamera. La termografia è una tecnica di telerilevamento, effettuata mediante l'acquisizione di immagini nel campo dell'infrarosso. La termo camera è lo strumento che rileva la radiazione nell'infrarosso di un determinato corpo e compie misure correlate a con l'emissione di queste radiazioni. Nella sua schematizzazione più semplice, la termo camera è costituita da un insieme di elementi sensibili alla radiazione elettromagnetica infrarossa disposti a formare una matrice. Le matrici bidimensionali di segnali elettrici ottenibili all'uscita della termocamera sono facilmente riconducibili a valori di temperatura mediante l'uso dell'equazione di Stefan-Boltzman per corpi reali, già introdotta per i pirometri. Questa matrice consente, quindi, di rilevare una vera e propria mappa termica di un oggetto, sensibile sia al valore assoluto che alla variazioni di temperatura dello stesso.

## 2.2 MODELLO DINAMICO GENERALIZZATO DI UN SENSORE.

Nella sua accezione più semplice, un generico sensore può essere interpretato come un sistema che riceve in ingresso un segnale  $q_i$ , legato al fenomeno da misurare, e fornisce in uscita un segnale  $q_o$ , legato dinamicamente a quello in ingresso. Sotto opportune ipotesi semplificatrici, si può dimostrare che il legame tra ingresso e uscita è rappresentato con buona approssimazione da equazioni differenziali a coefficienti costanti del tipo:

$$(2.7) \quad a_n \frac{dq_o}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}q_o}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 q_o = b_m \frac{dq_i}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1}q_i}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 q_i$$

in cui  $t$  è il tempo, mentre  $a$  e  $b$  sono i parametri fisici del sistema assunti costanti. L'equazione (2.7) può essere espressa nella forma più intuitiva andando a definire l'operatore differenziale  $D$

$$(2.8) \quad D \triangleq d/dt$$

che permette di rappresentare un sistema dinamico con una semplice equazione algebrica:

$$(2.9) \quad (a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0) q_o = (b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \dots + b_1 D + b_0) q_i$$

La soluzione di equazioni di questo tipo può essere determinata avvalendosi del metodo degli operatori differenziali  $D$ . La soluzione completa  $q_o$  che si ottiene è il risultato di due contributi distinti:

$$(2.10) \quad q_o = q_{og} + q_{op}$$

Il primo termine è l'integrale generale dell'equazione omogenea associata e presenta nella sua espressione  $n$  costanti arbitrarie; il secondo termine è l'integrale particolare. Le  $n$  costanti presenti nella parte  $q_{og}$  della soluzione possono essere ricavate numericamente imponendo un ugual numero di condizioni iniziali all'equazione (2.10). A questo punto, la soluzione  $q_{og}$  si ottiene calcolando le  $n$  radici dell'equazione caratteristica algebrica del polinomio:

$$(2.11) \quad a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0 = 0$$

in cui l'operatore  $D$  viene trattato come un'incognita algebrica. Una volta determinate le  $n$  radici dell'equazione (2.11) è possibile scrivere l'integrale della generale della soluzione.

## 2.3 IL SENSORE DI TEMPERATURA: STRUMENTO DEL PRIMO ORDINE.

### 2.3.1 IL MODELLO DINAMICO

Un sensore di temperatura sprovvisto di guaine protettive e quindi direttamente a contatto con il misurando, come potrebbe essere una termocoppia con terminazione a filo nudo, può essere modellato come uno strumento del primo ordine. Facendo l'ulteriore ipotesi che lo scambio termico tra misurando ed elemento sensibile avvenga esclusivamente per convezione (sensore immerso in un fluido), l'equazione di bilancio energetico deve tener esclusivamente conto del calore trasmesso dal sensore per conduzione e convezione e quello fornito al sensore per convezione. Eguagliando i due termini si ottiene un'espressione del tipo:

$$(2.12) \quad h A T_f = V \rho c_p \frac{dT_s}{dt} + h A T_s$$

dove  $T_f$  e  $T_s$  sono rispettivamente le temperature effettiva del fluido in cui il sensore è immerso e la temperatura misurata dal sensore stesso;  $h$  è il coefficiente di scambio termico convettivo;  $A$  è la superficie di contatto tra sensore e fluido, cioè la superficie attraverso cui avviene lo scambio di calore; infine  $V$ ,  $\rho$  e  $c_p$  sono il volume, la densità e il calore specifico a pressione costante dell'elemento sensibile.

La somiglianza dell'equazione (2.11) con un sistema dinamico del primo ordine diventa evidente nel momento in cui si fissa come unico ingresso  $q_i$  del sensore la temperatura del fluido e come uscita  $q_o$  quella del misurata dal sensore.

$$(2.13) \quad h A q_i = V \rho c_p \frac{dq_o}{dt} + h A q_o$$

Da cui deriva:

$$\tau \frac{dq_o}{dt} + q_o = q_i$$

avendo definito la costante di tempo  $\tau$  come:

$$(2.14) \quad \tau = \frac{V \rho c_p}{h A}$$

Selezionando opportunamente i parametri  $V$ ,  $\rho$ ,  $c_p$  e  $A$  è possibile modificare il  $\tau$  del generico termometro.

Come è noto uno strumento del primo ordine dipende da due parametri, la sensibilità statica  $k$  e la costante di tempo  $\tau$ . Il termometro così schematizzato non fa eccezione, solo che in questo approccio la sensibilità statica è stata posta uguale ad all'unità. In genere non è sempre così e la  $k$  deve essere determinata in sede di taratura statica, in modo tale che l'unica incognita presente sull'equazione differenziale rimane essere la costante di tempo. A fronte di quanto detto e introducendo nuovamente l'utilizzo dell'operatore differenziale  $D$ , è possibile ottenere la funzione di trasferimento operazionale per il termometro modellato come uno strumento del primo ordine:

$$(2.15) \quad \frac{q_o}{q_i}(D) = \frac{T_s}{T_f}(D) = \frac{k}{\tau D + 1}$$

Per determinare l'incognita  $\tau$  e, quindi verificare le prestazioni dinamiche dello strumento, si utilizzano ingressi campione standard. Tra questi vi sono l'ingresso a gradino, l'ingresso a rampa e l'impulso.

### 2.3.1 RISPOSTA AD UN INGRESSO A GRADINO

Un ingresso a gradino comporta una brusca variazione, idealmente istantanea, tra due livelli prefissati del segnale in ingresso ad un sensore. Matematicamente un ingresso di questo tipo può essere schematizzato con una funzione del tipo:

$$(2.16) \quad q_i = \begin{cases} 0 & , \quad t \leq 0 \\ q_{is} & , \quad t > 0 \end{cases}$$

Imponendo la seconda di queste condizioni al contorno nell'equazione (2.16), che rappresenta il modello dinamico di un termometro, supposto strumento del primo ordine, si ricava che:

$$(2.17) \quad (\tau D + 1)q_o = kq_{is}$$

La soluzione di questa equazione è data dalla somma dell'integrale generale e dell'integrale particolare. Il primo è deducibile risolvendo l'equazione omogenea associata e risulta uguale a:

$$q_{og} = c \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

L'integrale particolare è:

$$q_{op} = kq_{is}$$

Dunque, la soluzione completa dell'equazione (2.17) non è altro che:

$$(2.18) \quad q_o = c \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + kq_{is}$$

Utilizzando a questo punto la prima delle condizioni fornite dalla relazione (2.10), si determina il valore della costante  $c$ .

$$c = -kq_{is}$$

La soluzione finale, che descrive la risposta al gradino di uno strumento del primo ordine, è quindi:

$$(2.19) \quad q_o = kq_{is} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

La soluzione grafica dell'equazione (2.19) mostra come la risposta dello strumento sia monotono crescente e tenda asintoticamente al valore finale del gradino. I risultati possono essere adimensionalizzati semplicemente dividendo ambo i membri per la quantità  $kq_{is}$  e rappresentando su di un grafico le quantità  $q_o/kq_{is}$  in funzione di  $t/\tau$ .

L'errore di misura  $e_m$  è definito come la differenza tra l'ingresso e l'uscita, quest'ultima pesata tramite la sensibilità statica  $k$  caratteristica dello strumento. La relazione che si ricava è:

$$(2.20) \quad e_m = q_{is} - q_{is} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

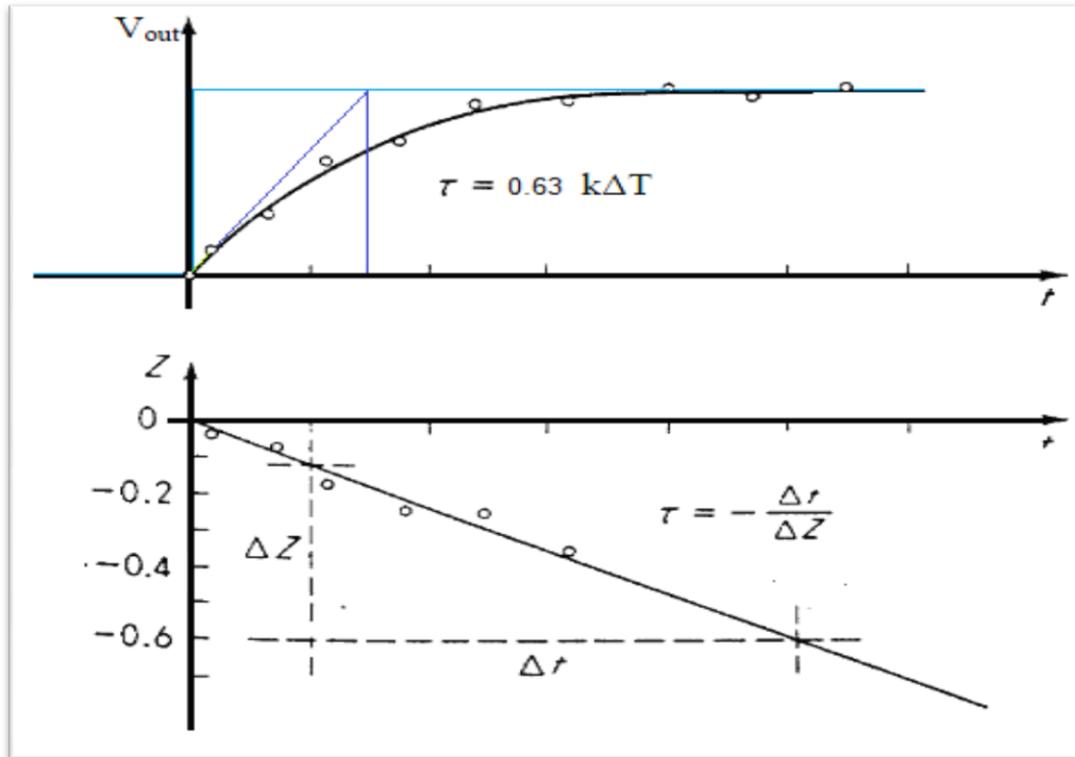


Figura 2.1 – Risposta al gradino di uno strumento del primo ordine

Si è soliti, allora, definire come differenza percentuale tra il valore assunto dalla risposta e il valore finale assunto all'infinito la quantità adimensionalizzata

$$(2.21) \quad \Gamma = \frac{kq_{is} - q_o}{kq_{is}} = e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Analizzando l'andamento della risposta all'istante di tempo pari  $\tau$ , la differenza percentuale  $\Gamma$  si assesta intorno ad un valore di circa 0.632. In altre parole la costante di tempo dello strumento rappresenta il tempo impiegato dallo strumento per raggiungere il 63,2% del valore finale a regime della risposta.

Inoltre si definisce tempo di assestamento, il tempo che la risposta  $q_o$  del sistema impiega per raggiungere e mantenere il valore finale a regime. Ma dall'attenta osservazione delle equazioni precedenti, si può affermare che l'uscita  $q_o$  tende al valore di regime  $kq_{is}$  solamente quando l'esponenziale tra parentesi tende a zero; che equivale ad imporre  $t \rightarrow \infty$ . Allora, per motivi pratici, la definizione di tempo di assestamento diviene quella di tempo necessario allo strumento per fornire e mantenere all'uscita una risposta pari al valore finale, oscillando attorno a tale valore con una certa tolleranza; in altre parole a meno di un certo errore. Questa definizione richiede di fissare una banda

$B$  di assestamento entro la quale il segnale in uscita deve rimanere compreso. La relazione analitica che fornisce il tempo di assestamento in funzione della banda selezionata è:

$$(2.22) \quad t_{sB\%} = -\tau \cdot \ln \frac{B}{100}$$

Ponendo  $B$  pari a 5, risulta un  $t_{s5\%}$  all'incirca uguale a  $3\tau$ . Perciò dopo tre costanti di tempo circa, il sistema riesce a raggiungere il 95% del valore finale di regime.

### 2.3.1 RISPOSTA AD UN INGRESSO A RAMPA

Un ingresso a rampa si costituisce di una variazione lineare a pendenza costante tra due livelli prefissati del segnale in ingresso ad un sensore. Il suo andamento in funzione del tempo assume una forma del tipo

$$(2.23) \quad q_i = \begin{cases} 0 & , \quad t \leq 0 \\ \dot{q}_{is} & , \quad t > 0 \end{cases}$$

Per istanti di tempo successivi allo zero, la dinamica dello strumento è definita da un'equazione differenziale lineare del primo ordine che assume la forma di:

$$(2.24) \quad (\tau D + 1)q_o = k\dot{q}_{is}t$$

Operando in maniera del tutto analoga al caso prima analizzato di ingresso a gradino, l'integrale generale associato all'equazione omogenea associata ha un'espressione del tipo

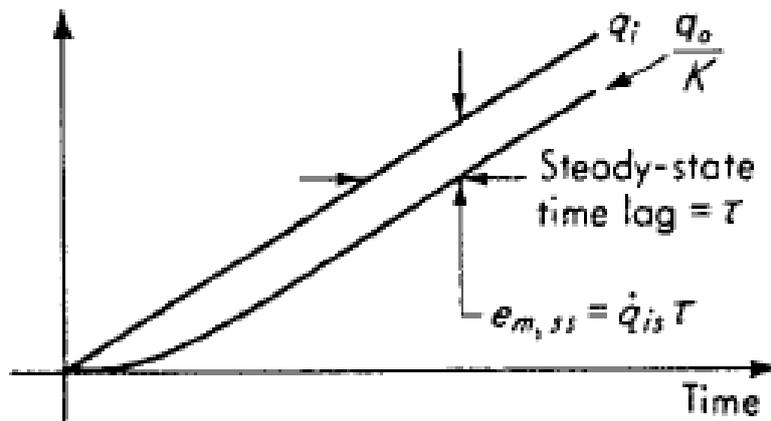
$$q_{og} = c \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

mentre l'integrale particolare assume una formulazione

$$q_{op} = k\dot{q}_{is}(t - \tau)$$

La soluzione completa, come noto, è data dalla somma di  $q_{og}$  e  $q_{op}$  e risulta uguale a:

$$(2.25) \quad q_o = c \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + k\dot{q}_{is}(t - \tau)$$



**Figura 2.2 – Risposta alla rampa di uno strumento del primo ordine**

Imponendo la condizione iniziale imposta dalla prima delle osservazioni (2.23) è possibile ricavare il valore della costante  $c$  e scrivere l'espressione finale della soluzione della risposta a rampa per il termometro, modellato come strumento del primo ordine:

$$(2.25) \quad q_o = k \dot{q}_{is} \left( t - \tau + e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

L'Equazione (2.20) mette in luce come la risposta del sistema ad una rampa sia una curva traslata in avanti nell'asse dei tempi rispetto al segnale in ingresso di una quantità pari alla costante di tempo del sistema  $\tau$ . Pertanto uno strumento del primo ordine è in grado di fornire un valore corretto ad una variazione lineare in ingresso solo dopo un certo intervallo di tempo, quindi se si utilizza un sensore di temperatura per monitorare transitori termici di riscaldamento o raffreddamento, ad esempio in un forno o in un impianto di condizionamento, è necessario che il tempo di risposta del sensore sia piccolo paragonato alla durata del transitorio. Ricavando, anche per questo caso, l'errore di misura, il concetto appena esposto viene ulteriormente ribadito.

$$(2.26) \quad \begin{aligned} e_m &= \dot{q}_{is} t - \dot{q}_{is} \left( t - \tau + e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \\ &= \dot{q}_{is} \tau - \dot{q}_{is} \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned}$$

Il secondo termine dell'errore  $e_m$  è una funzione esponenziale decrescente e quindi tende ad annullarsi con il procedere del tempo. Per questo motivo prende il nome di errore del transitorio  $e_{m,t}$ .

Il primo termine invece persiste sempre, è direttamente proporzionale a  $\tau$  e prende il nome di errore a regime  $e_{m,s}$ . Quindi è comunque in genere auspicabile avere uno strumento con costante di tempo piccola, perché in questo modo l'errore del transitorio tende a zero più velocemente e l'errore a regime risulta essere più piccolo in valore. E' bene mettere in evidenza che l'errore di misura è legato da una proporzionalità diretta con il grado di variazione dell'ingresso  $q_i$ .

### 2.3.1 RISPOSTA AD UN INGRESSO IMPULSIVO

L'impulso è una repentina salita e immediata discesa del segnale in ingresso ad un sensore.

Idealmente ha durata infinitesima e si definisce come il limite

$$i(t) = \lim_{t' \rightarrow 0} p(t)$$

dove  $p(t)$  è la funzione picco, la cui espressione matematica è:

$$(2.27) \quad p(t) = \begin{cases} \frac{A}{T} & , \quad 0 \leq t \leq t' \\ q_{is} & , \quad \text{altrove} \end{cases}$$

Al limite la funzione  $p(t)$  fornisce:

$$(2.28) \quad i(t) = \begin{cases} 0 & , \quad t \neq 0 \\ q_{is} & , \quad t = 0 \end{cases}$$

con

$$\int_{-\infty}^{+\infty} i(t) dt = A$$

Questa è l'espressione di un impulso matematico, ma è ovvio che i sistemi reali non sono in grado di realizzarlo.

Per determinare la risposta a questo tipo di ingresso, si valuta in primis la risposta del sistema ad un ingresso tipo picco  $p(t)$  in maniera analoga a quanto fatto per gli ingressi a gradino e rampe; poi si applica il procedimento di passaggio al limite a risultato ottenuto. La prima condizione fornita dai vincoli espressi nella (2.29), permette di scrivere l'equazione dinamica che regola il sistema nell'intervallo di tempo comprese tra zero e  $t'$ .

$$(\tau D + 1)q_o = kq_i = \frac{KA}{t'}$$

In questo intervallo temporale il sistema si comporta come se in ingresso si avesse gradino, quindi le condizioni al contorno e il procedimento analitico sono analoghi. La soluzione completa che si arriva a scrivere è:

$$(2.30) \quad q_o = \frac{KA}{t'} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

Dopo l'istante di tempo  $t'$ , l'equazione differenziale che definisce la risposta del sistema cambia e diviene:

$$(\tau D + 1)q_o = kq_i = 0$$

la cui soluzione è:

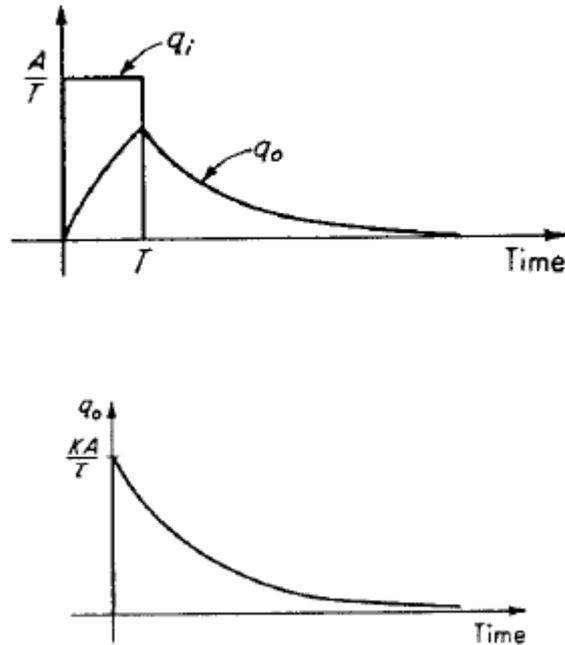
$$q_o = C \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Imponendo che all'istante iniziale  $t=t'$  la funzione ha valore pari alla risposta al gradino, si deduce il valore della costante  $C$ .

$$C = \frac{KA \left(1 - e^{-\frac{t'}{\tau}}\right)}{T e^{-\frac{t'}{\tau}}}$$

Sostituendo quello che si ottiene è:

$$(2.31) \quad q_o = \frac{KA \left(1 - e^{-\frac{t'}{\tau}}\right)}{T e^{-\frac{t'}{\tau}}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$



**Figura 2.3 – Risposta all’impulso di uno strumento del primo ordine**

Per  $t' \rightarrow 0$ , la parte della risposta espressa dell’equazione (2.30) diviene trascurabile. Invece il limite dell’equazione (2.31) fornisce, finalmente, la curva di risposta all’impulso di uno strumento del primo ordine.

$$(2.32) \quad q_o = \frac{KA}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Analizzando l’uscita  $q_o$  ottenuta, si nota essere caratterizzata da una pendenza infinita all’istante di tempo  $t=0^+$ , cioè si porta da zero a un determinato valore finito in un tempo infinitesimo. Questo comportamento è ovviamente impossibile per un sistema fisico. Per un termometro il passaggio istantaneo da un valore nullo ad un valore finito di temperatura richiede lo scambio di una quantità infinita di calore a una velocità infinita. Matematicamente questo equivale ad imporre alla temperatura in ingresso di essere una funzione impulso. Ovvio è che la temperatura non può essere caratterizzata da un valore infinito; tuttavia, se il suo valore è sufficientemente elevato e la durata della sua applicazione è sufficientemente ridotta, se paragonata alla costante di tempo del sistema, allora la risposta sarà con buona approssimazione simile a quella dovuta a sollecitazione con impulso ideale.

## 2.4 IL SENSORE DI TEMPERATURA: STRUMENTO DEL SECONDO ORDINE.

### 2.4.1 IL MODELLO DINAMICO

Sovente i sensori di temperatura risultano essere incapsulati in un pozzetto o dotati di una guaina protettiva, al fine di conferire proprietà meccaniche superiori. Il risultato è che la modellazione come strumento del primo ordine può risultare affetta da troppe approssimazioni e serve, quindi, un modello che tenga conto anche della resistenza termica ai flussi di calore e alla capacità di assorbimento del rivestimento protettivo. Per questo motivo può risultare utile considerare un sensore di temperatura caratterizzato da un'equazione differenziale del secondo ordine del tipo.

$$(2.33) \quad a_2 \frac{d^2 T_s}{dt^2} + a_1 \frac{dT_s}{dt} + a_0 T_s = b_0 T_f$$

L'analisi di un modello di questo tipo, considerando l'equilibrio termico fra il trasferimento di calore della resistenza e l'energia immagazzinata dalla guaina, porta alla seguente equazione di trasferimento operazionale:

$$(2.34) \quad \frac{T_s}{T_f}(D) = \frac{1}{\tau_g \tau_s D^2 + \left( \tau_g + \tau_s + \frac{M_s c_{ps}}{U_g A_g} \right) D + 1}$$

Dove  $T_f$  è la temperatura effettiva del fluido attorno al sensore di temperatura;  $T_s$  è la temperatura monitorata dal sensore stesso;  $M_s$  è la massa dell'elemento sensibile;  $c_{ps}$  è il calore specifico dell'elemento sensibile;  $U_g$  è il coefficiente di scambio termico globale della guaina protettiva; infine,  $A_g$  è la superficie di scambio termico della guaina con il fluido esterno. Nell'equazione appaiono anche due costanti di tempo:  $\tau_g$  è la costante di tempo riferita alla sola guaina, mentre  $\tau_s$  è riferita al solo sensore. L'espressione di queste due grandezze è analoga a quella determinata per gli strumenti del primo ordine e cioè:

$$(2.35) \quad \tau_g = \frac{M_g c_{pg}}{U_g A_g}$$

$$(2.36) \quad \tau_s = \frac{M_s c_{ps}}{U_s A_s}$$

Complessivamente l'inserimento di una guaina o un pozzetto comporta un aumento del ritardo della risposta. Il termine tra parenti tonde a denominatore  $M_s \cdot c_{ps} / U_g \cdot A_g$  prende il nome di termine di accoppiamento tra guaina e sensore. Normalmente il suo contributo è piccolo rispetto alla somma delle due costanti di tempo e quindi trascurabile. Allora si può scrivere con buona approssimazione:

$$(2.37) \quad \frac{T_s}{T_f}(D) \approx \frac{1}{\tau_g \tau_s D^2 + (\tau_g + \tau_s)D + 1}$$

Che non è altro che la sovrapposizione in cascata della dinamica del sensore di temperatura e della guaina, considerati separatamente.

Il modello ora esposto è sicuramente un buona approssimazione, ma l'accuratezza del modello teorico può essere ulteriormente migliorata. L'approccio è quello di incrementare la suddivisione sia in numero di elementi che vanno a costituire resistenze al passaggio di calore, sia in quelli nei quali può essere immagazzinata energia. Il caso limite è quello di considerare un numero infinito di elementi, corrispondente a trattare il modello a parametri distribuiti (equazioni alle derivate parziali), piuttosto che un approccio, finora condotto, a parametri concentrati (equazioni differenziali ordinarie).

#### 2.4.2 RISPOSTA AGLI INGRESSI CARATTERISTICI

I parametri essenziali di per l'espressione del modello matematico di uno strumento del secondo ordine caratterizzato dall'equazione (2.34) sono tre: la sensibilità statica, la pulsazione naturale del sistema non smorzato, il rapporto di smorzamento. Le formulazioni analitiche rappresentative delle tre grandezze sono rispettivamente:

$$K = \frac{b_0}{a_0}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$$

$$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$$

e l'operatore funziona di trasferimento, quindi, assume la forma:

$$(2.38) \quad \frac{q_o}{q_i}(D) = \frac{K}{\frac{D^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_n} + 1}$$

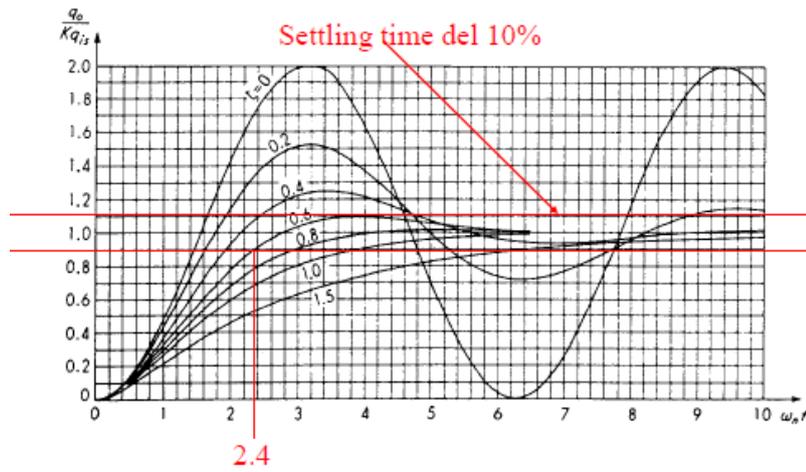


Figura 2.4 – Risposta al gradino di uno strumento del secondo ordine

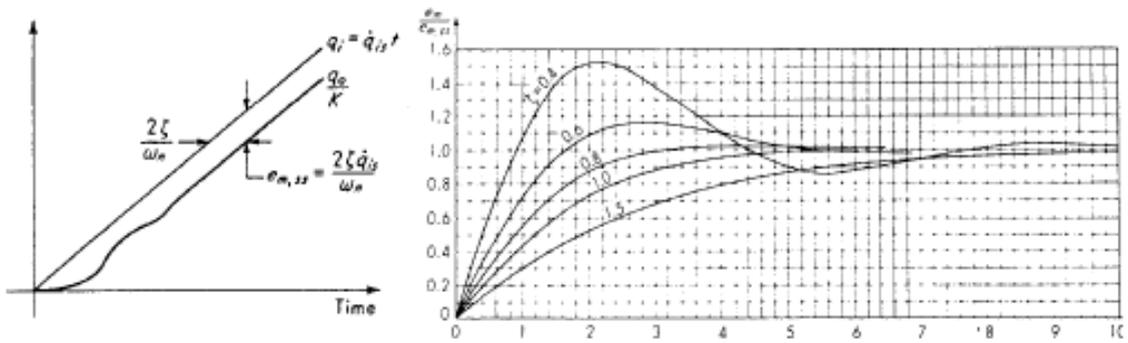


Figura 2.5 – Risposta alla rampa di uno strumento del secondo ordine

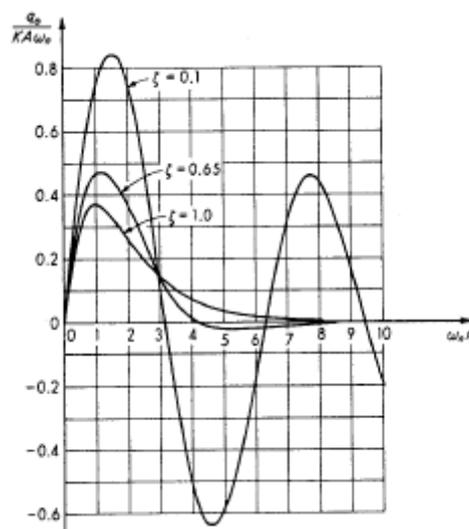


Figura 2.5 – Risposta all'impulso di uno strumento del secondo ordine

Sulla base dell'equazione (2.38), per un ingresso a gradino di ampiezza  $q_{is}$ , si può allora scrivere:

$$(2.39) \quad \left( \frac{D^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_n} + 1 \right) q_o = Kq_{is}$$

Con condizioni iniziali:

$$q_o = 0, \quad t = 0^+$$

$$\frac{dq_o}{dt} = 0, \quad t = 0^+$$

L'integrale particolare dell'equazione differenziale è:

$$q_{opi} = Kq_{is}$$

L'integrale generale ha una formulazione più complessa, differenziandosi a seconda che le radici dell'equazione caratteristica siano reali distinte (*sistema sovrasmorzato*), reali coincidenti (*smorzamento critico*) o complesse (*sistema sottosmorzato*). Le soluzioni in forma adimensionale sono rispettivamente:

$$(2.40) \quad \frac{q_o}{Kq_{is}} = -\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} + 1$$

$$(2.41) \quad \frac{q_o}{Kq_{is}} = -(1 + \omega_n t)e^{-\omega_n t} + 1$$

$$(2.42) \quad \frac{q_o}{Kq_{is}} = -\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_n t \sqrt{1 - \zeta^2} + \Phi + 1),$$

$$\Phi \triangleq \sin^{-1}(\sqrt{1 - \zeta^2})$$

Dall'espressione delle tre soluzioni, si evince che per le curve  $q_o/Kq_{is}$  un raddoppio della pulsazione naturale  $\omega_n$ , per un valore prefissato del rapporto di smorzamento  $\zeta$ , dimezza la risposta nel tempo dello strumento. Infatti, il termine dato dal prodotto tra tempo e pulsazione naturale raggiunge un determinato valore nella metà del tempo. Quindi non è errato considerare il termine  $\omega_n$  direttamente

indicativo della velocità di risposta dello strumento. Invece, a parità di valore della pulsazione naturale, un aumento del rapporto di smorzamento  $\zeta$  comporta una riduzione in ampiezza delle oscillazioni della risposta, ma nel contempo la rallenta, nel senso che l'attraversamento del valore finale viene ritardato.

In alcune circostanze, la risposta a gradino di uno strumento del secondo ordine può fornire risultati assolutamente non indicativi dell'effettivo comportamento dinamico dello strumento. La motivazione risiede nel fatto che un ingresso a gradino ideale nella realtà non è realizzabile. Quello che si può fare è approssimarlo al meglio con una rampa il più ripida possibile fino al valore a regime.

La risposta ad un ingresso a rampa di uno strumento del secondo ordine può essere calcolata a partire dall'analisi dell'equazione differenziale rappresentativa del sistema.

$$(2.43) \quad \left( \frac{D^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_n} + 1 \right) q_o = K \dot{q}_{is} t$$

Con condizioni iniziali:

$$q_o = \frac{dq_o}{dt} = 0, \quad t = 0^+$$

La risposta è caratterizzata da un errore a regime pari a:

$$(2.44) \quad e_{ms} = 2\zeta \frac{\dot{q}_{is}}{\omega_n}$$

L'errore a regime può essere ridotto esclusivamente agendo sulla pulsazione naturale (aumentandola) e sul rapporto di smorzamento (riducendolo). Per un prefissato  $\omega_n$ , ridurre  $\zeta$  porta ad un incremento dell'ampiezza delle oscillazioni della risposta. È inoltre presente un ritardo della risposta pari a  $2\zeta/\omega_n$ .

Nella parte di trattazione relativa al modello dinamico degli strumenti del primo ordine, è stata discussa la risposta di questi ad un impulso ideale. Nello specifico, si è notato che questa risposta coincide con la risposta libera del sistema se sono considerate le condizioni iniziali dovute all'impulso. Se ad uno strumento del secondo ordine si applica all'ingresso un impulso di area  $A$ , l'equazione differenziale da risolvere viene ad essere:

$$(2.45) \quad \left( \frac{D^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \frac{D}{\omega_n} + 1 \right) q_o = 0$$

$$q_o = 0, \quad t = 0^+$$

$$\frac{dq_o}{dt} = KA\omega_n^2, \quad t = 0^+$$

Per un sistema sovrasmorzato la soluzione che si ricava è:

$$(2.46) \quad \frac{q_o}{KA\omega_n} = \frac{1}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left[ e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} - e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} \right]$$

Nel caso di sistema con smorzamento critico la soluzione è:

$$(2.47) \quad \frac{q_o}{KA\omega_n} = \omega_n t e^{-\omega_n t}$$

Infine, per sistema sotto smorzato la soluzione che si ottiene assume la forma:

$$(2.48) \quad \frac{q_o}{KA\omega_n} = \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_n t \sqrt{1 - \zeta^2})$$

## 2.5 TARATURA DINAMICA DI UN SENSORE DI TEMPERATURA.

E' noto dalla letteratura che il metodo più accurato per effettuare la taratura dinamica di uno strumento di ordine qualsiasi è quello di imporre in ingresso una serie di ingressi sinusoidali a frequenze prefissate via via crescenti. In seguito si devono acquisire le uscite, per determinare in fase di post-processing i rapporti di ampiezze e i ritardi di fase tra uscita e ingresso alle diverse frequenze.

Un approccio sistematico di questo tipo può risultare impraticabile in alcuni frangenti o addirittura eccessivo per alcune applicazioni: i trasduttori di temperatura rientrano nella prima categoria. Non esistono, infatti, al momento soluzioni tecnologiche in grado di imporre una temperatura variabile in modo sinusoidale alle frequenze necessarie.

Un metodo di taratura dinamica più veloce consiste di utilizzare come ingresso allo strumento un rumore bianco o un impulso, cioè un segnale caratterizzato da uno spettro costante e di valore abbastanza elevato in tutta la banda di frequenze in cui si desidera caratterizzare la risposta dinamica del sensore. Di contro, è possibile ricavare esclusivamente il modulo della risposta in

frequenza. Anche questa tecnica ha, comunque, dei limiti di applicabilità, legati alla necessità di avere un contenuto energetico del segnale in ingresso sufficiente ad investigare su tutta la banda di frequenze di interesse. Per questo motivo l'impulso potrebbe risultare di ampiezza talmente elevata da portare ad operare al di fuori del campo di misura del sensore o in campi non lineari dove la teoria esposta perde di validità. Nel peggiore dei casi può portare al danneggiamento dell'elemento sensibile.

Fortunatamente, il problema dell'analisi dinamica dei trasduttori di temperatura può essere ricondotto alla determinazione del solo parametro tempo di risposta  $\tau$ . È quindi pratica comune utilizzare come ingresso un segnale standard più facile da realizzare, cioè il segnale a gradino. Le soluzioni tecniche per generare un gradiente termico a gradino come ingresso del sensore sono molte e diversificate, ma le metodologie analitiche attraverso cui analizzare l'ingresso e ottenere il tempo di risposta  $\tau$  sono tre.

Il primo metodo deriva dalla definizione stessa di costante di tempo. Questa si ricorda essere definita come il tempo impiegato dallo strumento per raggiungere il 63,2% del valore finale a regime del gradino imposto. Procedere con questo approccio consente di avere risultati rapidamente, ma il fatto di prendere in considerazione un solo punto del segnale può portare con estrema facilità a commettere errori tutt'altro che trascurabili. Ad esempio, il calcolo di un corretto valore di  $\tau$  è legato alla conoscenza precisa, che non sempre è possibile o prevista, dell'istante di applicazione del gradino. Incertezze su questo valore comportano errori sulla determinazione della costante di tempo.

Il secondo approccio è di tipo grafico. Partendo dalla conoscenza del punto di intersezione tra la tangente nell'istante di inizio perturbazione alla curva di temperatura monitorata dal sensore e l'asintoto orizzontale di valore finale a regime, si traccia la retta parallela all'asse delle ordinate. La sua intersezione con l'asse delle ascisse (tempo) individua il valore della costante di tempo. I valori determinati con questo procedimento sono caratterizzati da una maggior accuratezza, poiché vengono presi in esame più punti, rispetto al primo metodo; tuttavia i risultati ottenibili non sono ancora sufficientemente attendibili, in quanto è pur sempre difficoltoso determinare il punto di zero ed inoltre la pendenza della curva nella fase iniziale può essere influenzata dalle modalità della prova e di applicazione del gradino.

Il terzo metodo si basa su un passaggio ai logaritmi e la valutazione di una retta di regressione lineare. Partendo dall'equazione (2.19), è corretto esprimere il legame tra le temperature misurate e quelle effettive mediante una relazione del tipo

$$(2.49) \quad T_s = kT_f + k\Delta T \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

dove con  $\Delta T$  è stato indicato il salto termico imputabile al gradino termico. Organizzando i vari termini in maniera opportuna, l'equazione che si ricava è

$$1 - \frac{T_s - kT_f}{k\Delta T} = e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Definendo come variabile  $Z$  il logaritmo naturale del termine a primo membro, si giunge ad un'espressione analitica estremamente interessante:

$$(2.50) \quad Z = -\frac{t}{\tau}$$

La variabile  $Z$  ha la forma di una retta passante per l'origine degli assi e di coefficiente angolare pari a  $-1/\tau$ . Il procedimento, a questo punto, è molto simile a quello di una taratura statica, poiché dalla misura di una serie  $T_s$  nel dominio del tempo è possibile ricavare la funzione  $Z$ . L'insieme dei punti costituenti questa retta saranno caratterizzati da propri valori dell'incertezza e, facendone una regressione lineare, si ottiene banalmente una retta media, il cui coefficiente angolare fornisce il valore del tempo di risposta dello strumento.

### 3. LA TARATURA DINAMICA DEI SENSORI DI TEMPERATURA

---

La conversione della variazione di temperatura percepita dall'elemento sensibile di un sensore di temperatura in una corrispondente variazione di una grandezza elettrica è un processo ad elevata velocità, essenzialmente istantaneo. I fenomeni che sono la causa del fatto che la temperatura dell'elemento sensibile sia sempre ad inseguire quella del misurando, sono legati ai meccanismi alla base dei fenomeni di trasferimento ed immagazzinamento del calore.

Non deve quindi sorprendere che le prove per la valutazione della risposta dinamica di un sensore di temperatura condotte in laboratorio non siano sempre rappresentative delle effettive prestazioni del medesimo strumento nel momento in cui viene installato nell'ambiente di reale utilizzo. Una variazione della risposta può dipendere sia da errori nell'installazione, sia da un degrado sviluppatosi nel tempo come risultato della fessurazione dell'eventuale rivestimento isolante, di depositi ed incrostazioni, dello spostamento dei materiali isolanti utilizzati nella costruzione delle sonde. Se la risposta dei sensori è di fondamentale importanza per la sicurezza e le prestazioni del processo, una sperimentazione per la valutazione delle prestazioni dinamiche del particolare sensore *in situ* diviene quasi una scelta obbligata. I vantaggi che una taratura dinamica *in situ* si possono riassumere in: possibilità di valutare il tempo di risposta del sensore in esercizio, così da vedere se soddisfa i requisiti minimi necessari per la specifica applicazione; fare test manutentivi verificando il degrado delle prestazioni dinamiche o i guasti della strumentazione; infine, diagnosi di eventuali anomalie legate esclusivamente al processo.

#### 3.1 TECNICHE CONVENZIONALI.

##### 3.1.1 PLUNGE TESTING.

Nella sezione dedicata alle problematiche relative ai modelli dinamici dei sensori di temperatura, era stato sottolineato come il comportamento dinamico di sensori di questo tipo può essere descritto attraverso la sola costante di tempo  $\tau$ . Storicamente, la grandezza  $\tau$  è comparata ad un singolo parametro chiamato *plunge time constant*. Il nome è diretta conseguenza della metodologia impiegata per la sua determinazione: analogamente alla costante di tempo, questo nuovo parametro è definito come il tempo richiesto all'uscita del sensore per raggiungere il 63,2% del suo valore finale di regime, dopo che ha ricevuto in ingresso una variazione a gradino della temperatura, che è realizzata immergendo completamente il sensore in un bagno termostatico di acqua, mantenuta ad una velocità costante di 1m/s. A sua volta la temperatura del bagno termostato deve essere

mantenuta costante ad un valore sensibilmente superiore od inferiore a quello iniziale del sensore da tarare. La misura della costante di tempo effettuata con questa tecnica prende il nome di *plunge tetsing* (letteralmente prove di tuffo), consistendo proprio in un “tuffo” del sensore di temperatura nel bagno termostato.

Dato che i risultati ottenibili da questa tecnica sono fortemente influenzati dalla strumentazione impiegata e dalle condizioni di prova, sono presenti in letteratura numerosi procedimenti standardizzati, che hanno lo scopo di fornire delle linee guida generali atte ad uniformare le misure e la presentazione dei risultati di tali misure per la taratura di misuratori di temperatura. Tra questi si possono indicare:

- ASTM Standard E644-09, Standard Test Methods for Testing Industrial Resistance Thermometers, American Society for Testing and Material (2009).
- IEC Standard 60751, Industrial Platinum Resistance Thermometers and Platinum Temperature Sensors, International Electrotechnical Commission (2007).
- SIT/Tec-002/01, Linee Guida per la Taratura di Misuratori di Temperatura, Servizio di Taratura in Italia (2001).

Questi documenti forniscono solo delle linee guida, è poi responsabilità dell'operatore verificare che le prove siano effettuate in accordo alle metodologie standard approvate, specificando, nel caso, se ci sono state deviazioni da questi standard e riportando le conseguenze che queste deviazioni hanno comportato.

Queste linee guida pongono particolare attenzione anche alle condizioni ambientali stesse del laboratorio. Si è infatti avuto modo di accennare alla dipendenza che i risultati di un *plunge testing* tipicamente hanno in riferimento alle modalità con cui viene condotta la prova e alle caratteristiche dell'ambiente in cui le prove vengono effettuate. Per cui le grandezze d'influenza e i valori limite in cui operare sono opportunamente fissati. La Tabella 3.1 mostra le limitazioni imposte, ad esempio, dal documento SIT/Tec-002/01. Nella pratica, i vari limiti imposti possono essere considerati come specifiche dell'impianto di condizionamento, il quale, per assicurare condizioni ambientali stabili, deve essere dotato di un sistema di controllo sufficiente a garantire un'incertezza estesa di misura non superiore ad un terzo dell'intervallo limite permesso. Deve inoltre essere prevista l'installazione di appositi filtri antipolvere per filtrare particelle di dimensioni superiori ai  $5\mu\text{m}$ .

GRANDEZZE D'INFLUENZA	VALORE
Valore nominale di temperatura	da 20 °C a 23 °C
Stabilità attorno al valore nominale	da -1.5 °C a +1.5 °C
Umidità	(50±10)% U.R.
Alimentazione elettrica	Stabile entro 5% con distorsione ≤5%
Disturbi elettromagnetici	Ambiente < 100 $\mu V m^{-1}$
Vibrazioni	< 1 $\mu m$ tra 0.1 Hz e 50 Hz < 1 $m s^{-1}$ tra 50 Hz e 500 Hz
Illuminazione	da 800 lux a 1000 lux

**Tabella 3.1 – Limiti SIT/Tec-002/01**

Particolari vincoli sono imposti anche alla strumentazione dedicata alla lettura del segnale del sensore in taratura e al salvataggio dei relativi dati acquisiti. Nello specifico, il tempo di risposta caratteristico non può essere superiore ad un quinto del tempo impiegato dal sensore per raggiungere il 50% del valore a regime, se sottoposto ad una variazione della temperatura a gradino. Ogni valore indicativo ricavato dal sistema di acquisizione deve essere, inoltre, calcolato come media delle misure di almeno tre prove, ciascuna delle quali deve ricadere tipicamente in un intervallo del  $\pm 10\%$  attorno al valore medio.

Oltre alla tecnica di taratura dinamica, che verrà più specificatamente discussa nei paragrafi a seguire, le linee guida proposte possono prevedere ulteriori prove nel caso il sensore di temperatura si trovi ad operare in condizioni estreme. Tra queste si può citare il *drop test* che consiste nel far cadere il sensore da un'altezza di 250mm su una piastra d'acciaio dello spessore di 6mm per dieci volte. Alla fine viene effettuato un controllo di integrità meccanica del sensore per accertare che le specifiche di isolamento dichiarate non siano variate. Altra prova è la verifica di vibrazione, che consiste nel far vibrare il sensore nell'intervallo di frequenze tra 10Hz e 500Hz con un'accelerazione picco-picco compresa tra i  $20m \cdot s^{-2}$  e i  $30m \cdot s^{-2}$ . La banda di frequenze deve essere spazzata alla velocità di un'ottava al minuto per una durata totale di 150 ore. La forzante di eccitazione deve essere applicata al sensore per metà periodo di lavoro in direzione assiale e per l'altra metà in direzione radiale. In questo maniera vengono monitorati con continuità ad ogni frequenza i possibili effetti di risonanze e a fine prova può essere valutata l'integrità meccanica del dispositivo.

### **3.1.2 DISPOSITIVO DI TARATURA DINAMICA IN ARIA.**

I dispositivi previsti per la taratura dinamica possono adottare differenti soluzioni progettuali per adempiere allo scopo, ma lo schema di principio è più o meno sempre lo stesso, distinguendosi esclusivamente sulla base del fluido in cui viene inserito il sensore di temperatura per generare il gradino termico. Si prenda ora in esame il caso di voler effettuare la taratura dinamica in aria.

Il dispositivo deve essere dotato di un ventilatore per forzare un flusso d'aria attraverso un diffusore e ad una griglia, con funzione di uniformare il flusso, posti a monte della zona di test. Questa ha sezione rettangolare ed il sensore di temperatura in taratura deve essere posizionato proprio al centro del canale di prova, con il proprio asse longitudinale normale alla direzione di propagazione principale del flusso d'aria. Davanti al sensore viene posizionata una griglia riscaldabile, in modo tale da indurre il gradino termico del flusso, semplicemente permettendo o meno il passaggio di corrente elettrica attraverso quest'ultima griglia.

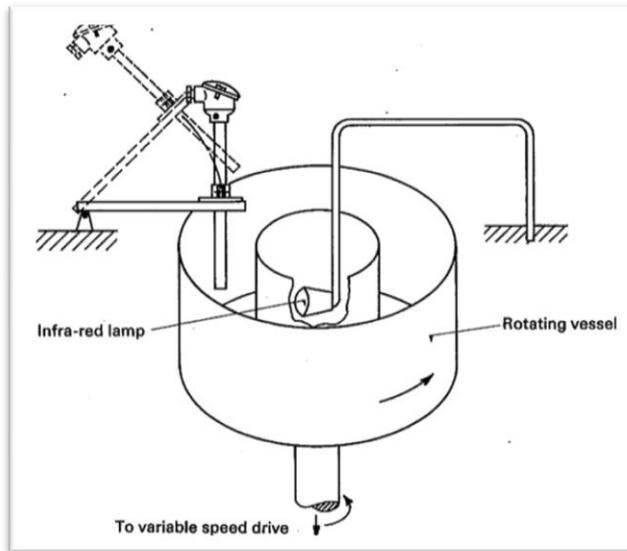
La velocità all'interno del condotto di prova deve essere di  $3 \pm 0.3 m \cdot s^{-1}$ . La temperatura di inizio prova deve essere compresa tra i  $10^{\circ}C$  e i  $30^{\circ}C$ , mentre il valore del gradino termico imposto deve essere maggiore di  $10^{\circ}C$  e minore di  $30^{\circ}C$ .

### **3.1.2 DISPOSITIVO DI TARATURA DINAMICA IN ACQUA.**

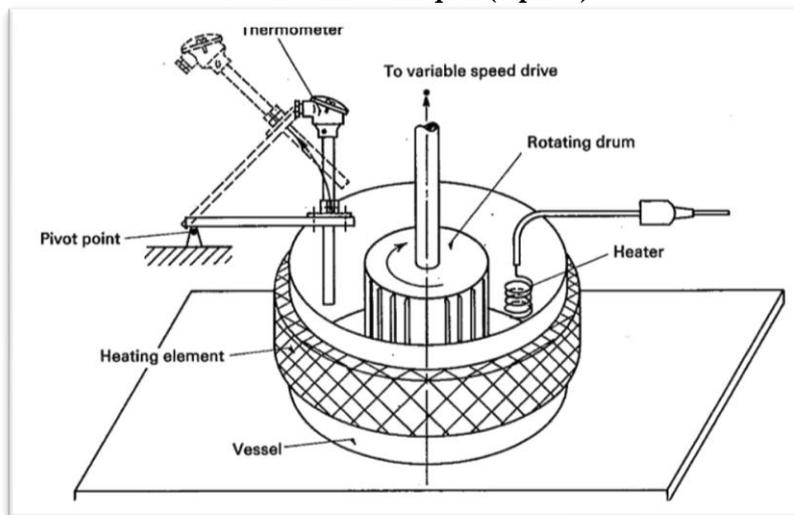
Nel caso in cui si voglia effettuare la taratura dinamica in acqua (o altro liquido), si deve disporre di un recipiente cilindrico del diametro maggiore o uguale di  $300mm$  e altezza superiore ai  $200mm$ , pieno d'acqua. Il liquido viene messo in rotazione o facendo ruotare il contenitore stesso, o attraverso l'inserimento di un rotore a tamburo posizionato al centro del contenitore dal sopra.

Il liquido deve poi essere portato ad una temperatura all'incirca di  $10^{\circ}C$  superiore a quella ambiente. Per provvedere a questo riscaldamento possono essere utilizzati dispositivi diversi: da elementi riscaldanti posti sulla superficie esterna del contenitore o immersi in acqua, a elementi radianti, quali lampade infrarosse, poste affacciate internamente od esternamente ad una superficie del contenitore.

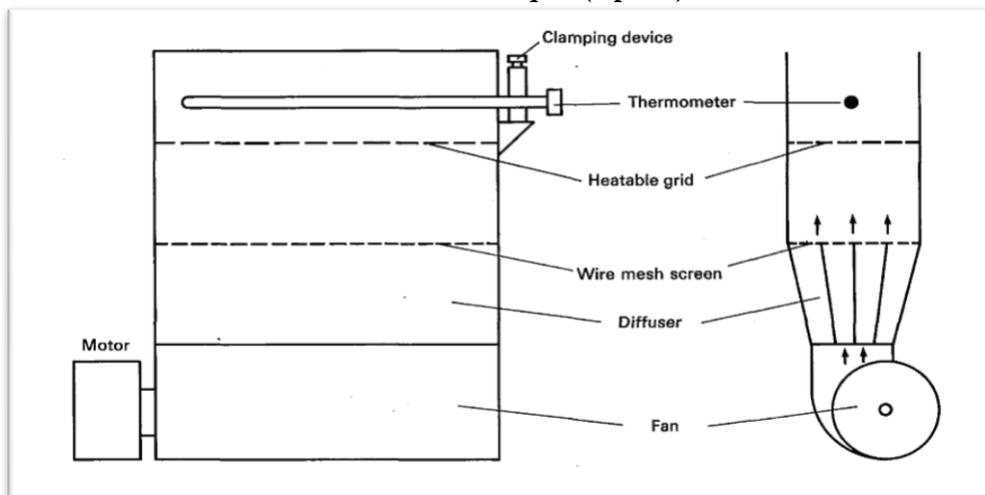
Il sensore da tarare è fissato solidale ad un braccio, che può ruotare attorno ad un cardine. Una volta che il liquido si è stabilizzato alla temperatura voluta e il sensore di temperatura a quella ambiente, si può far ruotare velocemente il braccio intorno al cardine, fino a far immergere tutto il sensore nel liquido in moto. La velocità di rotazione del liquido a cui effettuare la prova può essere regolata sia attraverso la velocità di rotazione del contenitore o del rotore a tamburo, oppure scegliendo opportunamente la distanza radiale dal centro del punto di immersione del sensore.



**Figura 3.1 – Dispositivo di taratura dinamica in acqua (tipo A)**



**Figura 3.2 – Dispositivo di taratura dinamica in acqua (tipo B)**



**Figura 3.3 – Dispositivo di taratura dinamica in aria**

Per sensori caratterizzati da una costante di tempo inferiore al secondo, l'apparato deve essere pensato in maniera tale che l'acqua non trovi superfici libere in prossimità del sensore, in maniera tale da evitare problemi di inclusioni di bolle d'aria. La velocità nella sezione di lavoro deve essere approssimativamente di  $4 \pm 0.05 m \cdot s^{-1}$ . La temperatura di inizio prova deve essere compresa tra  $5^{\circ}C$  e  $30^{\circ}C$ , mentre la temperatura dell'acqua durante la prova non deve variare oltre il  $\pm 1\%$  del valore imposto dal gradino termico.

## **3.2 TECNICHE DI TARATURA DINAMICA IN SITU.**

### **3.2.1 POSSIBILI METODOLOGIE DI TARATURA DINAMICA.**

L'approccio classico appena descritto può risultare poco pratico quando si ha che fare con sensori installati, ad esempio, in condotte di flusso o affogati all'interno del materiale costituente una struttura solida. Questo perché devono essere smontati e portati in laboratorio dove eseguire il *plunge test*. A ciò si aggiunge la difficoltà di ricreare in ambiente controllato le condizioni effettive di esercizio; problema, questo, che a volte non trova soluzione. Basti pensare al caso sollevato da alcuni autori<sup>[??]</sup> di ricreare le condizioni di servizio di condotte impiegate in impianti nucleari. Valori di pressioni di circa  $150bar$  e di temperatura intorno ai  $300^{\circ}C$ , oltre ad essere difficili da riprodurre, comportano anche complesse problematiche in termini di sicurezza. Allora, i test di laboratorio sono effettuati sotto condizioni standardizzate più miti, in modo da essere facilmente riproducibili e da non risultare pericolose per l'operatore. Di contro, i dati ricavati non sono rappresentativi delle condizioni operative del sensore in taratura. La combinazione di installazione del sensore diversa da quella di lavoro e condizioni di prova particolari comporta un errore non trascurabile sulla valutazione del tempo di risposta.

Per questi motivi tecnici, risulta conveniente mantenere il sensore nel suo ambiente di utilizzo alle condizioni tipiche di lavoro e provvedere ad un gradiente termico attraverso tecniche differenti dal "tuffo". Il comportamento dinamico del sensore può quindi essere valutato, similmente al *plunge test*, analizzando il transitorio termico di riscaldamento o raffreddamento, quando ha luogo il solo scambio termico tra sensore e fluido circostante.

Le soluzioni tecniche possibili per far variare la temperatura iniziale del sensore sono: attraverso uno scambio termico convettivo con un fluido a diversa temperatura; attraverso la generazione di calore internamente al sensore stesso; per irraggiamento. La prima categoria, ovviamente, è quella a cui appartiene la tecnica ad oggi normalmente utilizzata e non sono presenti in letteratura altre soluzioni basate su scambio termico convettivo. Le tecniche che si basano sulla generazione interna di calore, di solito sfruttano correnti parassite fatte circolare appositamente attraverso il sensore o in

componenti prossimi, in modo tale che questo si riscaldi per effetto Joule. Infine, le tecniche basate sullo scambio di calore per irraggiamento trovano nell'utilizzo delle sorgenti laser un potente alleato per ottenere il gradiente termico necessario alla procedura di valutazione della costante di tempo.

### 3.2.2 MISURA DELL'INDICE DI AUTORISCALDAMENTO.

Il procedimento per il calcolo del cosiddetto *self-heating index (SHI)* è una tecnica utilizzabile esclusivamente per le termoresistenze. Determinare lo *SHI* di un sensore non è proprio equivalente a conoscerne la costante di tempo, ma esiste comunque un legame tra le due grandezze tale che ad una variazione dell'indice di auto riscaldamento corrisponde una variazione del tempo di risposta (e viceversa). Perciò questa tecnica trova impiego o per monitorare un possibile degrado delle prestazioni dinamiche di una termoresistenza, o per valutarne l'errore di autoriscaldamento nelle misure a regime stazionario.

La procedura standard per ricavare lo *SHI* prevede di inserire la termoresistenza in un ponte di Wheatstone e di far circolare al suo interno una piccola corrente (1 o 2mA sono più che sufficienti). Una volta bilanciato il ponte, si registrano i valori di resistenza della *RTD* (che non sarà altro che il valore assunto dal potenziometro all'atto del bilanciamento del ponte) e il valore di corrente che attraversa la stessa (utilizzando ad esempio un amperometro). Questi valori individuano un primo punto nel diagramma *potenza-resistenza*. Infatti, ricavare la potenza in ingresso al sistema è un'operazione immediata sfruttando la relazione nota:

$$(3.1) \quad P = R I^2$$

A seguire viene incrementato il valore di corrente di circa 10mA, si attende che il ponte si stabilizzi e si misurano resistenza e corrente. Si può, dunque, calcolare un nuovo valore di potenza da inserire nel diagramma. A questo punto il processo si ripete uguale con incrementi di 5mA, fino a raggiungere valori della corrente di alimentazione del ponte compresi tra 40mA e 60mA. L'interpolazione dei punti così ottenuti nel diagramma *potenza-resistenza* fornisce una curva (*self-heating curve*), che di solito ha andamento lineare e la cui pendenza è proprio l'indice *SHI*.

Il legame tra l'indice di autoriscaldamento e la costante di tempo, si ricava a partire dalla relazione che esprime l'incremento di temperatura dell'elemento sensibile per effetto Joule:

$$(3.2) \quad Q = U A (T - \theta)$$

$Q$  è il calore prodotto per effetto Joule;  $U$  è il coefficiente di scambio termico complessivo dell'elemento sensibile della termoresistenza;  $A$  è la superficie di scambio termico; mentre tra parentesi a secondo membro c'è la differenza tra la temperatura  $T$  della  $RTD$  e la temperatura del fluido in cui la termoresistenza è immersa. Se si può assumere con buona approssimazione che la temperatura del fluido si mantiene costante, l'incremento di temperatura della  $RTD$  per unità di potenza generata è espresso dalla relazione:

$$(3.3) \quad \frac{\Delta T}{\Delta Q} = \frac{1}{U A}$$

Nell'ipotesi in cui il valore di resistenza dell'elemento sensibile sia perfettamente proporzionale alla sua temperatura (è buona approssimazione nel range 0-100°C), l'equazione (3.3) diviene:

$$(3.4) \quad \frac{\Delta R}{\Delta Q} = \frac{\text{costante}}{U A}$$

Confrontando quest'ultima con l'equazione relativa agli strumenti del primo ordine si giunge alla formula che lega il parametro  $SHI$  con la costante di tempo  $\tau$  della termoresistenza.

$$(3.5) \quad \tau = \frac{\text{costante}}{U A} \approx \frac{\Delta R}{\Delta Q} = SHI$$

L'equazione (3.5) dimostra come la variazione di una delle due grandezze comporta una variazione anche dell'altra.

Come accennato all'inizio, conoscere lo  $SHI$  di una termoresistenza è indicativo dell'errore di auto riscaldamento tipico per questa tipologia di sensori. In genere questo errore è piccolo, perché piccole sono le correnti che circolano attraverso una termoresistenza (nell'ordine di qualche  $mA$ ) e dipende principalmente dalla capacità del sensore di scambiare il calore di disturbo così generato con l'esterno. L'errore che si commette nella misura, che non è altro se non l'incremento di temperatura  $\Delta T$  dovuto al fenomeno di auto riscaldamento per unità di potenza elettrica  $\Delta P$ , è funzione dello  $SHI$ . Infatti:

$$(3.6) \quad \frac{\Delta T}{\Delta P} = \frac{\Delta R}{\Delta P} \cdot \frac{\Delta T}{\Delta R}$$

Da questa é immediato scrivere:

$$(3.7) \quad \frac{\Delta R}{\Delta P} = \alpha SHI$$

### 3.2.3 METODO DELL'ANALISI DEL RUMORE.

La tecnica di analisi del rumore (*noise analysis technique*) è nata come metodo di taratura dinamica di sensori di pressione e di flusso. Nel caso in cui l'accuratezza della misura non sia un fattore critico, magari perché le prestazioni dinamiche richieste al sensore sono molto più blande rispetto alle effettive potenzialità, può essere impiegata per la determinazione della costante di tempo anche di sensori di temperatura. In ogni caso riesce a valutare con assoluta affidabilità possibili variazioni del suo valore.

Il metodo consiste nel dedurre la costante di tempo di un sensore a partire dal rumore presente nel segnale in uscita dal sensore durante le normali condizioni di esercizio. Queste fluttuazioni possono dipendere da un gran numero di fenomeni (quali turbolenze del flusso, scambi termici imprevisti, vibrazioni, ecc.), non sono note a priori e sempre presenti. A causa di questa aleatorietà, è richiesto un sistema di acquisizione con frequenza di campionamento di almeno qualche *kHz* che fornisca il segnale analogico da cui estrarre il rumore, eliminando la componente *DC* per via hardware o software. Il segnale così ottenuto necessita di ulteriore post-processing per fornire la costante di tempo del sensore. Il grande vantaggio della tecnica di analisi del rumore è che consente di monitorare più sensori simultaneamente, a patto di disporre di un sistema di acquisizione multicanale. Di contro, il limite di validità del procedimento è fissato da cinque condizioni che devono essere rispettate affinché i valori del tempo di risposta del sensore siano attendibili.

1. Lo spettro del rumore deve essere quasi piatto o comunque essere tale in una banda di frequenze molto maggiore di quelle di impiego del sensore in prova.
2. Il sensore in taratura deve avere una risposta con buona approssimazione lineare.
3. Le fluttuazioni del processo che viene monitorato con il sensore devono avere sufficiente energia (in termini di ampiezza del segnale o del valore *RMS*)
4. Il processo aleatorio legato al rumore del segnale e l'uscita risultante del sensore conviene che siano caratterizzati da una distribuzione normale.
5. Non devono essere presenti rilevanti effetti di risonanza nel processo, che potrebbero mascherare l'effettivo output del sensore.

Per analizzare la teoria alla base della *noise analysis technique*, si immagini di avere un trasduttore che fornisce in uscita un segnale tempo-variante  $\delta Y$  a seguito di un segnale variabile  $\delta X$  in ingresso. Nell'ipotesi semplificativa che la dinamica del trasduttore sia lineare e permanente, questi sono legati tra di loro attraverso la funzione di trasferimento  $H$  del trasduttore con la relazione nel dominio della frequenza:

$$(3.8) \quad \delta Y = H \cdot \delta X$$

Se si passa a considerare gli spettri di densità di potenza (*PSD*), il transito dello spettro di densità di potenza del segnale in ingresso attraverso il sistema lineare e permanente, costituito dal trasduttore, comporta in uscita una variazione dello stesso in ragione del modulo al quadrato della funzione di trasferimento caratteristica del sistema:

$$(3.9) \quad S_y^{(p)} = |H|^2 S_x^{(p)}$$

Se il rumore estratto dal segnale è stazionario e a banda larga, può essere approssimato con un rumore bianco, cioè con un segnale il cui spettro di densità di potenza è costante. Ne consegue che:

$$(3.10) \quad S_y^{(p)} = \text{costante} \cdot |H|^2$$

La verifica di questa proporzionalità diretta tra lo spettro di densità di potenza del segnale in uscita e il modulo al quadrato della funzione di trasferimento del trasduttore costituisce il punto di partenza per la determinazione della costante di tempo  $\tau$  del sensore. Infatti, acquisendo il segnale del generico sensore di temperatura durante le normali condizioni operative da una postazione remota e verificato che la funzione di densità di probabilità del rumore del segnale sia una distribuzione gaussiana, si può fare la *FFT* (*fast Fourier transform*) del rumore e otterne quindi lo spettro di densità di potenza. Se non è troppo restrittivo considerare il trasduttore come uno strumento del primo ordine, la costante di tempo  $\tau$  è valutabile, a partire dalla frequenza di roll-off  $F$  dello spettro di densità di potenza del rumore, direttamente per mezzo della formula:

$$(3.11) \quad \tau = \frac{1}{2\pi F}$$

Se il modello di strumento del primo ordine non è performante per la particolare applicazione, si devono selezionare modelli di ordine superiore e valutare la  $\tau$  di conseguenza. Di solito un modello di strumento del secondo ordine sottosmorzato è sufficiente per tener conto della dinamica complessiva dovuta alla linea di misura costituita da sensore, cavi e sistema di acquisizione.

#### **3.2.4 LOOP CURRENT STEP RESPONSE.**

Il metodo *LCSR* (*Loop Current Step Response*) consiste, analogamente alla tecnica dell'indice di autoriscaldamento, nello scaldare l'elemento sensibile del sensore per effetto Joule, facendolo percorrere da una corrente elettrica. Dall'analisi del transitorio termico si determina il comportamento dinamico del sensore. Essendo il gradino termico generato dall'interno, lo scambio di calore con l'esterno deve tener conto non solo delle modalità di scambio termico con il fluido ambiente, ma pure del passaggio attraverso tutti i vari strati costruttivi del sensore stesso, eventuali coibentazioni comprese. Tutti questi processi influenzano di conseguenza i risultati diretti ottenibili: in altre parole la tecnica *LCSR* richiede un'attenta elaborazione dei dati acquisiti al fine di avere risultati attendibili.

La tecnica può essere utilizzata per la taratura dinamica da postazione remota sia per termoresistenze che per termocoppie, ma l'equipaggiamento necessario si differenzia leggermente per i due casi. Nel caso di termoresistenze, viene impiegato un ponte di Weathstone bilanciato ad una corrente continua di alimentazione di 1 o 2mA. Per mezzo di un interruttore, si fa in modo di avere, in un tempo molto breve, il passaggio dalla corrente di alimentazione iniziale ad un valore tra i 30mA e 50mA (scelta è condizionata dal tipo di *RTD* e dalle condizioni ambientali da monitorare). Il valore dell'incremento di temperatura dipende sia dalla tipologia costruttiva del sensore, sia dalle caratteristiche di moto e temperatura del fluido in cui il sensore è immerso. Comunque generalmente si attesta sulla decina di gradi centigradi. Lo sbilanciamento in tensione del ponte di Weathstone, misurabile in uscita, varia in maniera lineare con il valore di resistenza della termoresistenza, che a sua volta è legato all'incremento di temperatura ottenuto per effetto Joule.

Per le termocoppie la procedura è leggermente differente, seppur i principi di base e i metodi di analisi dei dati sono i medesimi del caso delle termoresistenze. La differenza principale è che nel caso di termocoppie il riscaldamento avviene attraverso una corrente alternata, in modo da non andare in contro all'effetto Peltier in corrispondenza della giunzione della termocoppia. Il valore nominale della corrente di riscaldamento si attesta intorno ai 500mA. Un valore così elevato risulta necessario perchè la resistenza da scaldare non è concentrata come nel caso di una termoresistenza, bensì è distribuita per tutta la lunghezza della termocoppia. In altre parole, quando si impiega la tecnica *LCSR* con una termocoppia è l'intera termocoppia a scaldarsi.

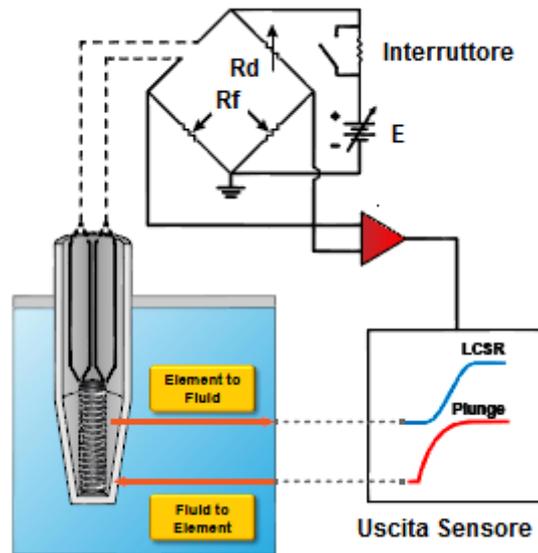


Figura 3.4 – Metodo LCSR

L'inconveniente è che il transitorio termico può essere osservato solo dopo che l'alimentazione della corrente viene interrotta, mentre per le termoresistenze si può monitorare anche durante la fase di riscaldamento.

Comunque, qualunque sia il dispositivo utilizzato, la tecnica consiste nel generare un gradiente termico a gradino per effetto Joule internamente al sensore per poi valutare la risposta dinamica dovuta alle condizioni del fluido esterno in cui il sensore è immerso. L'approccio che consente di valutare la risposta al gradino termico esterno del sensore, una volta nota la risposta al gradino termico interno dello stesso, prende il nome di *LCSR transformation*. In letteratura è definita la formula (*LCSR equation*) che definisce il transitorio di temperatura durante la prova *LCSR* una volta nota la serie di  $n$  valori discreti denominati costanti di tempo modali  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ .

$$(3.12) \quad T(t) = A_0 + A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \dots + A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}}$$

A sua volta, la costante di tempo modale è legata alla costante di tempo effettiva del sensore attraverso un'espressione di tipo logaritmico.

$$(3.13) \quad \tau = \tau_1 \left[ 1 - \ln \left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) - \ln \left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau_3} \right) - \dots - \ln \left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau_n} \right) \right]$$

La  $\tau$  calcolata per mezzo dell'equazione (3.13), cioè attraverso un gradino termico generato all'interno del sensore, è identica a quella valutabile per mezzo di un gradiente termico a gradino imposto dall'esterno sulla superficie del sensore.

È facilmente intuibile come un procedimento così complesso sia influenzato da un gran numero di variabili, tra le quali la geometria del sensore e le condizioni di flusso del fluido, che spesso non sono completamente note e comunque non facilmente schematizzabili. Per questo motivo è stata stabilita una procedura da seguire passo passo che consente di ricostruire per il particolare sensore il transitorio termico caratteristico di un plunge test a partire da quello monitorato durante una prova *LCSR*. I cinque punti seguenti costituiscono le fasi principali della procedura:

1. Disconnettere i sensori termici in taratura dalla normale strumentazione di monitoraggio e connetterli al dispositivo dedicato alla prova *LCSR*. Ciò non implica l'interruzione dei processi normalmente monitorati e quindi le condizioni operative del sensore sono proprio quelle di esercizio. Il numero di sensori tarabili allo stesso tempo è teoricamente limitato dal solo numero di canali del sistema di acquisizione di cui è dotato il dispositivo per condurre la prova.
2. Avviare il test passando dalla corrente di alimentazione di  $1mA$  a quella di prova ( $30-50mA$  in continua per *RTD* e  $500mA$  in alternata per termocoppie) e acquisire il transitorio termico. Per una termoresistenza tipicamente si acquisisce con rate variabile tra i 50 e i 500 campioni al secondo per una durata compresa tra i 5 e i 50 secondi. La scelta effettiva è determinata dal valore atteso per il tempo di risposta del sensore.
3. Interpolare i dati ottenuti per mezzo dell'equazione (3.12) in modo da ricavare le costanti di tempo modali presenti negli esponenti.
4. Sostituire i  $\tau_i$  ottenuti al punto 3 nell'equazione (3.13) per ricondursi al transitorio termico del plunge test.
5. Ricavare dal transitorio termico del plunge test la costante di tempo  $\tau$  del sensore. Le tecniche analitiche impiegate in questa fase sono quelle già illustrate.

Nella pratica è molto difficile arrivare a risolvere il punto 3 con un numero di costanti di tempo modali superiori a due. Perciò il risultato teorico dell'equazione (3.13) è di solito semplificato, troncandolo alle prime due costanti modali:

$$(3.14) \quad \tau = \tau_1 \left[ 1 - \ln \left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \right]$$

Per ovviare agli errori dovuti a tale semplificazione, è stato sviluppato un fattore correttivo  $CF$  che a partire dalla conoscenza del rapporto  $\tau_1/\tau_2$  permette di tenere conto degli effetti sul transitorio termico delle costanti di tempo modali di ordine superiore. L'espressione matematica di questo fattore correttivo è:

$$(3.15) \quad CF = 1.0043 + 0.005578 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right) + 19.52 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^2 - \\ -238.38 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^3 + 1352.2 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^4 - 2622.9 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^5$$

L'equazione finale del processo  $LCRS$  allora assume la forma:

$$(3.16) \quad \tau = \tau_1 \left[ 1 - \ln \left( 1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \right] \cdot CF$$

### 3.2.5 TARATURA DINAMICA MEDIANTE SORGENTE LASER.

La tecnica di taratura dinamica di sensori di temperatura con l'impiego di sorgenti laser è la più recente tra quelle impiegabili *in situ*. Il metodo, per sua natura, è assolutamente non intrusivo e non trova grandi limiti d'impiego per tipo di sensore o tipo di applicazione. Le uniche condizioni che devono essere soddisfatte sono la disposizione di un accesso ottico al sensore e la presenza di un fluido di lavoro trasparente alla radiazione elettromagnetica caratteristica del laser. In questo modo la quota parte del fascio laser riflessa e quella assorbita non vanno a degradare eccessivamente il contenuto energetico della componente del fascio laser trasmessa fino al sensore.

Nell'ipotesi di strumento del primo ordine immerso in un fluido in moto e gradiente termico in ingresso paragonabile ad un gradino (è sufficiente che l'interruzione dell'irraggiamento sia più rapida della costante di tempo attesa del sensore), l'espressione della costante di tempo  $\tau$  è:

$$(3.17) \quad \tau = \frac{V \rho c_p}{h A}$$

Quindi il principio di funzionamento è piuttosto semplice: una volta imposto un gradino termico localizzato nel sensore per mezzo del fascio laser, si interrompe l'irraggiamento e si acquisisce il transitorio di raffreddamento. Da questo, per le ipotesi fatte, è possibile dedurre il comportamento dinamico del sensore con le tecniche analitiche già illustrate.

L'impiego della tecnologia laser permette di avere un completo controllo del valore della potenza ottica incidente sul sensore. Questa possibilità, aggiunta all'ulteriore ipotesi di essere in condizioni prova di regime stazionario, rende possibile la determinazione del coefficiente di scambio termico convettivo  $h$ . Per farlo è sufficiente fare il bilancio energetico tra potenza entrante, cioè la quota parte del fascio laser assorbita, e quella uscente, cioè quella scambiata per convezione dal sensore con il fluido esterno. Definita con  $T_{rs}$  la temperatura raggiunta dal sensore per effetto del riscaldamento laser, è immediato scrivere:

$$(3.18) \quad xq_{ol} = h A (T_{rs} - T_{amb})$$

dove  $xq_l$  è la parte di potenza ottica  $q_l$  del fascio laser incidente assorbita dal sensore. È interessante notare come l'espressione ottenibile per  $h$  non dipende dalla costante di tempo  $\tau$ .

$$(3.19) \quad h = \frac{xq_{ol}}{A (T_{rs} - T_{amb})}$$

L'unica incognita risulta essere il coefficiente  $x$ . Questo dipende dalla lunghezza d'onda caratteristica e dall'angolo di incidenza, nonché dal materiale costituente il sensore. Esistono procedure in letteratura che ne consentono una determinazione accurata, ma il modo più semplice per aggirare il problema è quello di ridurre il più possibile le dimensioni dello spot del fascio laser e di ricoprire la superficie esterna del sensore con sostanze nero opaco, al fine di poter considerare il parametro  $x$  molto prossima all'unità.

Una volta ricavati per via sperimentale la costante di tempo  $\tau$  e il coefficiente di scambio termico per convezione  $h$ , è quindi possibile definire un parametro unico che può essere preso come caratteristico del particolare sensore:

$$(3.20) \quad \tau h = \frac{\tau xq}{A (T_{rs} - T_{amb})} = \frac{\rho V c_p}{A}$$

Nella sua prima e più semplice configurazione<sup>[8]</sup> il sistema prevedeva l'irraggiamento del sensore, ricoperto di un fine strato di vernice nera per aumentarne il coefficiente di assorbimento, con un laser *He-Ne* da  $5mW$ . Nel momento in cui il fascio laser risultava incidente, la potenza ottica in ingresso generava un incremento di temperatura; nel momento in cui si impediva in maniera rapida l'irraggiamento (gradino termico negativo), si poteva andare a monitorare il transitorio di raffreddamento, dovuto alle particolari condizioni di prova, e quindi ricavare la costante di tempo.

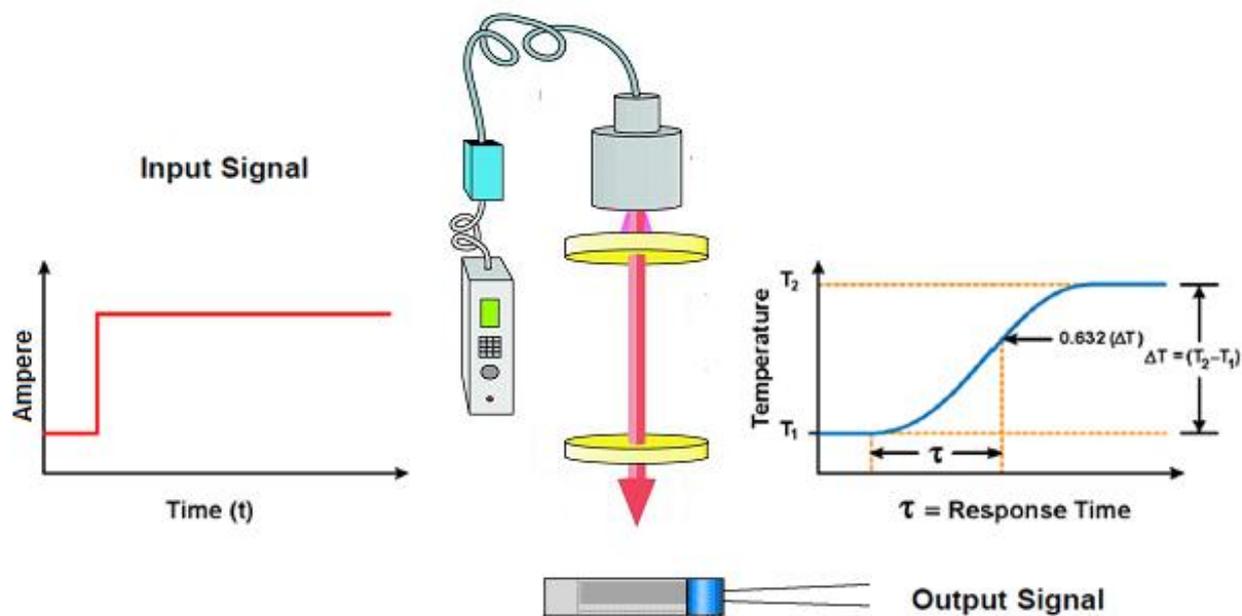


Figura 3.5 – Metodo di taratura laser

Le fasi di irraggiamento o meno venivano modulate ad onde quadre *TTL* di periodo 20 secondi facendo attraversare al raggio laser un modulatore acusto-ottico. La stessa onda quadra *TTL* serviva per sincronizzare il sistema di acquisizione. La tecnica è estremamente versatile e permette l'utilizzo per la calibrazione anche di sorgenti diverse da quella appena illustrata, intendendo con ciò non solo l'impiego di sorgenti costruttivamente differenti, ma anche con tecniche di modulazione diverse. È infatti possibile lavorare con regime di funzionamento del laser continuo, andando poi ad interrompere l'irraggiamento per monitorare il transitorio di raffreddamento <sup>[9]</sup>. È anche possibile valutare la risposta in frequenza del sensore utilizzando moduli lock-in dedicati e laser modulati con in regime sinusoidale di opportuna frequenza <sup>[10]</sup>.

La medesima strumentazione impiegata per la taratura dinamica, con la sola aggiunta di sensori di riferimento (quali sensori *IR* o termocoppie), può essere utilizzata anche per effettuare un taratura statica, purché si riesca ad ottenere un buon rapporto segnale rumore <sup>[11]</sup>. Il modo più semplice per ottenerlo è incrementando la potenza ottica incidente sul sensore.

Questo non è assolutamente un problema per le più moderne sorgenti laser (basti pensare al ruolo che ricoprono nel settore del material processing), tanto che si trovano esempi <sup>[12]</sup> di taratura dinamica di sensori per elevate temperature ( $2000^{\circ}\text{C}$ ) che impiegano laser  $\text{CO}_2$  da 500W.

La temperatura raggiungibile dal sensore dipende quindi principalmente dall'energia contenuta dal fascio incidente. In un sistema laser pulsato, questa è funzione della potenza ottica generabile dalla sorgente e dalla durata dell'impulso. È immediato comprendere che maggiore è la potenza e la durata dell'impulso, maggiore è l'aumento della temperatura. L'utilizzo di sorgenti laser in *cw*

risulta allora essere la soluzione migliore per ottenere in maniera semplice ottimi valori del rapporto segnale-rumore.

## 4. I DIODI LASER AD ELEVATA BRILLANZA

---

L'impiego di diodi laser ad elevata brillantezza è uno degli aspetti innovativi introdotti da questo lavoro di tesi. Le piccole dimensioni e la versatilità di questi componenti sono le caratteristiche di punta che hanno pesato sulla loro selezione come sorgenti per il dispositivo finale.

I limiti di potenza ottica massima, anche se in continua ascesa grazie ad un persistente sviluppo tecnologico del settore, si attestano normalmente a valori sensibilmente inferiori, anche di più di un ordine di grandezza, rispetto ad altre sorgenti, quali laser CO<sub>2</sub> o Nd:YAG. Tuttavia, l'elevata brillantezza intrinseca dei laser a semiconduttori, accoppiata ad una progettazione ottica del sistema di focalizzazione ad hoc per l'applicazione, consente il raggiungimento di densità di potenza più che adeguate per la generazione di gradienti termici rilevabili. Inoltre, l'accoppiamento in fibra ottica, che consente di guidare la radiazione elettromagnetica ad elevata energia fino al punto di lavoro in estrema sicurezza e senza bisogno di specchi o sistemi di posizionamento, è un ulteriore valore aggiunto che con le alte tipologie di sorgenti è difficile da ottenere.

### 4.1 GENERALITÀ.

Per comprendere il funzionamento di tutti i componenti elettronici a stato solido è indispensabile analizzare alcuni principi fisici di base che determinano le proprietà strutturali della materia.

I livelli energetici delle molecole di un solido cristallino sono raggruppati in bande molto larghe, in cui le differenze di energia fra due stati vicini sono molto contenute, mentre il salto energetico, detto gap di energia, tra le bande permesse è piuttosto grande. In ogni atomo se ne possono riscontrare in numero variabile e quindi ogni solido che ci circonda, essendo composto da molte molecole, contiene un numero elevato di elettroni, che possono spostarsi da un livello energetico all'altro in maniera discreta.

È altresì noto che solo alcuni materiali sono buoni conduttori (metalli alcalini: litio, sodio, potassio; metalli nobili: rame, argento, oro), mentre altri sono isolanti (legno, plastiche) o semiconduttori (silicio, arseniuro di gallio). Queste diversità sono dovute proprio al fatto che gli elettroni, all'interno dei cristalli, sono confinati nelle bande di energia, separate da intervalli proibiti caratterizzati da specifici gap energetici. Conseguenza che tutte le proprietà di trasporto degli elettroni nei cristalli, quindi le proprietà elettriche dei materiali, sono legate alla "qualità" di queste bande energetiche.

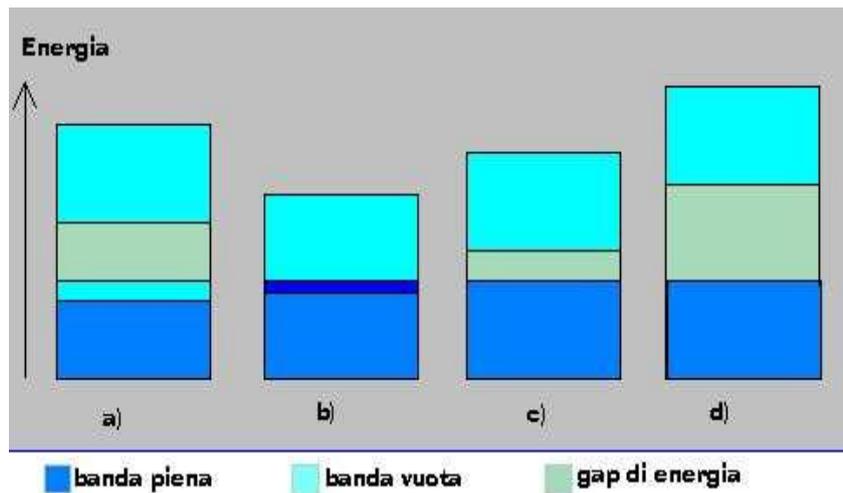


Figura 4.1 - a) Conduttore; b) Conduttore metallico;  
 c) Semiconduttore; d) Isolante.

Prese in esame le bande energetiche più distanti del cristallo e definite banda di conduzione quella vuota di valore più basso e banda di valenza quella completamente occupata di valore più alto, rimane da identificare in maniera precisa a cosa sono dovute le differenze, di cui si è accennato.

- *Solido conduttore* (caso a). Si definisce tale un solido avente la banda di energia più esterna solo parzialmente riempita e perciò è questa la banda di valenza. Gli elettroni occupanti tale banda, sotto l'azione di un campo elettrico, possono guadagnare energia sufficiente per eccitarsi fino allo stato superiore (banda di conduzione), vuoto in assenza di campo elettrico. In un conduttore metallico (caso b) il gap energetico tra banda di conduzione e di valenza è molto piccolo rispetto agli altri tipi di materiali; in un metallo tali bande sono effettivamente sovrapposte.
- *Solidi semiconduttori* (caso c). Già dal nome si intuisce che sono una via di mezzo tra i due casi di solido conduttore e solido isolante. Infatti, grazie alla loro particolare struttura a bande, possono comportarsi come conduttori o isolanti a seconda delle condizioni operative a cui sono sottoposti.
- *Solido isolante* (caso d). Questo è un solido caratterizzato da una banda di valenza completamente occupata; ne consegue che il gap tra banda di valenza e banda di conduzione è molto più grande di quello dei solidi conduttori, cosicché risulta difficile eccitare gli elettroni.

Fondamentale è la corretta comprensione del legame esistente tra semiconduttori e temperatura.

Un semiconduttore ideale alla temperatura di zero gradi assoluti si comporta come un perfetto isolante, cioè ha la banda di valenza totalmente occupata, mentre quella di conduzione è vuota. All'aumentare della temperatura, invece, si assiste una graduale diminuzione dell'energia di gap tra banda di valenza e quella di conduzione. Perciò a temperatura ambiente gli elettroni possono guadagnare sufficiente energia da potersi spostare nella banda di conduzione.

I semiconduttori reali a temperatura ambiente (circa 300 K) hanno un'energia di gap di circa 2 eV. A basse temperature possono essere considerati come isolanti e la loro capacità di condurre aumenta sempre con il crescere della temperatura. Ad un suo incremento, allora, si assiste ad un aumento di portatori (cioè di elettroni nella banda di conduzione), che comportano a loro volta un proporzionale aumento della conducibilità ( $\sigma = 1/\rho$ ). Questa è la proprietà che li distingue nettamente dai metalli: per i metalli il numero di portatori è indipendente dalla temperatura e, inoltre, la resistività aumenta con la temperatura; mentre nei semiconduttori avviene il contrario.

I semiconduttori ideali sono privi di imperfezioni, quali impurità, e sono detti intrinseci. Sono detti estrinseci i semiconduttori contenenti difetti. Con il termine impurità sono intese oltre che quelle naturali, anche quelle introdotte artificialmente con lo scopo di aumentare alcune proprietà, come la conducibilità ed altre. Tale processo prende il nome di drogaggio e può avvenire con atomi donatori o accettori, sempre comunque con lo scopo di avere un aumento dei portatori.

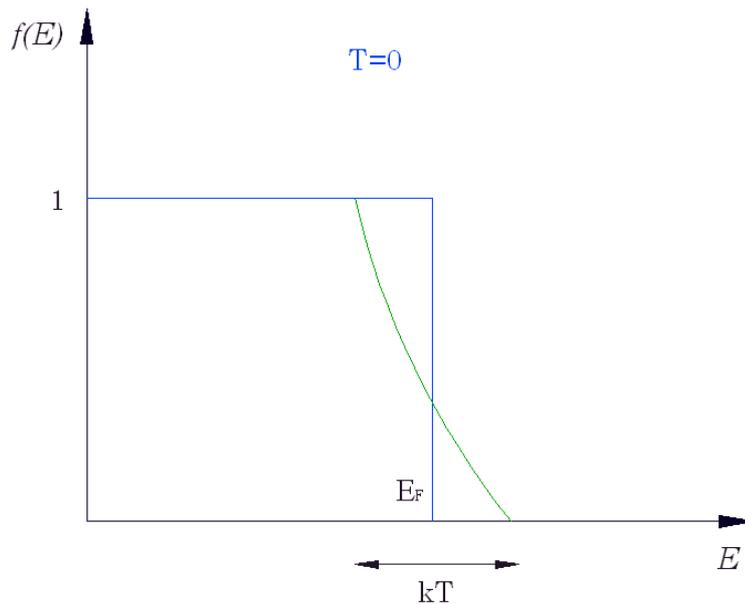
In generale il numero di stati presenti in ciascuna banda di un semiconduttore è del medesimo ordine di grandezza del numero di elettroni in esso presenti. Più precisamente gli elettroni si distribuiscono nei livelli energetici secondo la statistica di Fermi-Dirac, che è descritta dalla relazione:

$$(4.2) \quad f(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{(E-E_f)}{kT}}}$$

La funzione  $f(E)$  è l'energia del livello di Fermi ed ha il seguente significato fisico:

$$\begin{cases} f = 1 & E \leq E_F \\ f = 0 & E > E_F \end{cases} \quad \text{per } T \rightarrow 0$$

Questa funzione determina un limite tra bande occupate e bande libere, quando la temperatura tende allo zero assoluto. Nel caso in cui si riscontrano temperature maggiori, per  $E=E_F$ , si ha che:



**Figura 4.2 - Andamento della funzione energia di Fermi**

$$f(E) = \frac{1}{2}$$

Ciò corrisponde ad uno stato che ha esattamente il 50% di possibilità di essere occupato da un elettrone. Normalmente a temperatura ambiente, quasi tutti gli elettroni si trovano in livelli energeticamente inferiori all'energia di Fermi. Il concetto è riproposto anche graficamente nella figura 4.2, dove la curva reale decresce rapidamente in un intervallo molto ristretto pari a  $kT$ , che a temperatura ambiente si aggira intorno a  $0.026\text{eV}$ . Il fatto che i valori usuali di  $f(E)$  siano di alcuni  $\text{eV}$ , spiega il motivo per cui gli elettroni risiedono principalmente nei livelli al di sotto dell'energia di Fermi.

Nel caso di semiconduttori ideali (intrinseci)  $E_F$  si viene a trovare nella zona proibita tra banda di valenza e banda di conduzione. In particolare, allo zero assoluto cade esattamente a metà della banda proibita. Al crescere della temperatura, si sposta di una quantità  $kT$ . Nel caso di semiconduttori drogati il livello di Fermi tende invece a spostarsi verso la banda di conduzione o di valenza a seconda del tipo di drogaggio (di tipo  $n$  o di tipo  $p$ ).

I semiconduttori estrinseci si possono ulteriormente distinguere in degeneri e non degeneri. Un semiconduttore estrinseco appartiene a quest'ultima categoria se il livello di Fermi si trova ad una distanza di almeno  $5 kT$  dalle bande di conduzione e valenza. Analiticamente ciò si esprime per mezzo della relazione (4.3).

$$(4.3) \quad \begin{cases} E_f < E_c \\ E_c - E_f \gg kT \\ E_f - E_v \gg kT \end{cases}$$

Nel proseguo sarà esposto come i semiconduttori usati nelle applicazioni laser siano quelli che non rispettano le condizioni appena descritte. Il motivo è che la condizione fondamentale per avere inversione di popolazione richiede che il livello di Fermi cada in una delle bande.

## 4.2 GAP DIRETTO E GAP INDIRETTO.

Come accennato, non tutti i semiconduttori estrinseci sono buoni per la costruzione di un laser. Ci sono caratteristiche legate alla struttura delle loro bande che ne determinano la possibile applicazione per questi scopi e che, quindi, introducono una nuova distinzione: semiconduttori a gap diretto (utilizzabili) e semiconduttori a gap indiretto (non utilizzabili).

Si ponga attenzione alle sole transizioni energetiche tra banda di valenza e quella di conduzione. Ad ogni decadimento corrisponde l'emissione di un fotone, la cui frequenza, in accordo con la legge di Planck, è legata al contenuto energetico:

$$(4.4) \quad E_c - E_v = h \nu$$

Sia fotoni che elettroni sono caratterizzati da una certa energia e da un momento o vettore d'onda  $K$ , il cui modulo, nel caso dei fotoni, è costante e pari a  $2\pi/\lambda$ ; mentre per gli elettroni spazia nell'intervallo  $[0; \pi/a_0]$  (*zona di Brillouin*), dove  $a_0$ , detta lattice constant, dipende esclusivamente dalla natura cristallina del semiconduttore.

Per ogni transizione energetica deve sempre valere il principio di conservazione dell'energia e quello del momento:

$$\begin{cases} E_c - E_v = h\nu \\ K_c = K_p + K_v \end{cases}$$

Per le transizioni dal vicino infrarosso, visibile e vicino ultravioletto si può, con buona approssimazione, trascurare il vettore d'onda  $K_p$  relativo al fotone, in quanto  $a_0 < 1\text{nm}$  e quindi  $\lambda \gg a_0$ . La conseguenza diretta è che l'equazione di conservazione del momento d'onda si semplifica in:

$$(4.5) \quad K_c = K_v$$

Una transizione di questo tipo è detta transizione diretta e un semiconduttore, in cui ciò avviene, a gap diretto.

Per i semiconduttori a gap indiretto durante la transizione è osservabile la presenza di un'altra particella emessa, definita fonone o modo di vibrazione del reticolo. Conseguenza diretta è che non solo tale transizione è meno probabile, ma può essere addirittura non radiativa. Infatti, l'energia di gap non è ceduta interamente al fotone (da cui dipende l'intensità della radiazione elettromagnetica emessa), bensì in parte trasmessa ad altri portatori sottoforma di energia cinetica, oppure dissipata in fononi di vibrazione del reticolo, o anche assorbita da impurità del materiale. Questo è il motivo per cui i semiconduttori a gap indiretto non sono applicabili ai fini della tecnologia laser.

Un esempio di semiconduttore a gap diretto è l'Arseniuro di Gallio (*GaAs*), mentre Germanio (*Ge*) e Silicio (*Si*) sono esempi di semiconduttori a gap indiretto. Fanno parte dei semiconduttori diretti anche i composti binari *InP*, *InAs* e il composto ternario *AlGaAs*.

#### **4.3 EMISSIONE STIMOLATA NEI SEMICONDUTTORI A GAP DIRETTO.**

In questa parte si affronta l'analisi dei semiconduttori intrinseci, nell'ipotesi restrittiva di essere ad una temperatura prossima allo zero assoluto, in modo che l'energia di Fermi si trovi nel mezzo della banda proibita. Sotto queste condizioni, si immagina di fornire energia al materiale, in maniera da eccitare parte degli elettroni dalla banda di valenza a quella di conduzione. In funzione dell'energia assorbita da ciascuno, gli elettroni della banda di valenza andranno ad occupare differenti livelli della banda di conduzione. Dopo un intervallo di tempo nell'ordine dei  $10^{-23}$  secondi, gli elettroni presenti nella banda di conduzione decadono nel suo livello più basso, mentre i livelli più alti della banda di valenza si svuotano. Quindi pur scostando il sistema dall'equilibrio termodinamico, in cui esiste un solo livello di Fermi, le singole bande raggiungono in breve tempo un nuovo stato di equilibrio, in cui coesistono due quasi livelli di Fermi:  $f_c$  nella banda di conduzione e  $f_v$  in quella di valenza. Tali livelli separano in ciascuna banda la zona piena da quella vuota di elettroni.

Il concetto importante è che si ottiene un'inversione di popolazione e, poiché gli elettroni della banda di conduzione tendono naturalmente a ricombinarsi con le lacune presenti nella banda di valenza emettendo fotoni, il processo in esame può essere facilmente impiegato per generare emissione stimolata. Un fotone, così generato, è dotato di energia pari a quella di gap e non può essere assorbito, infatti la minima energia necessaria perché ciò avvenga è sicuramente maggiore del contenuto energetico del fotone:

$$(4.6) \quad E_{f_c} - E_{f_v} > E_{gap}$$

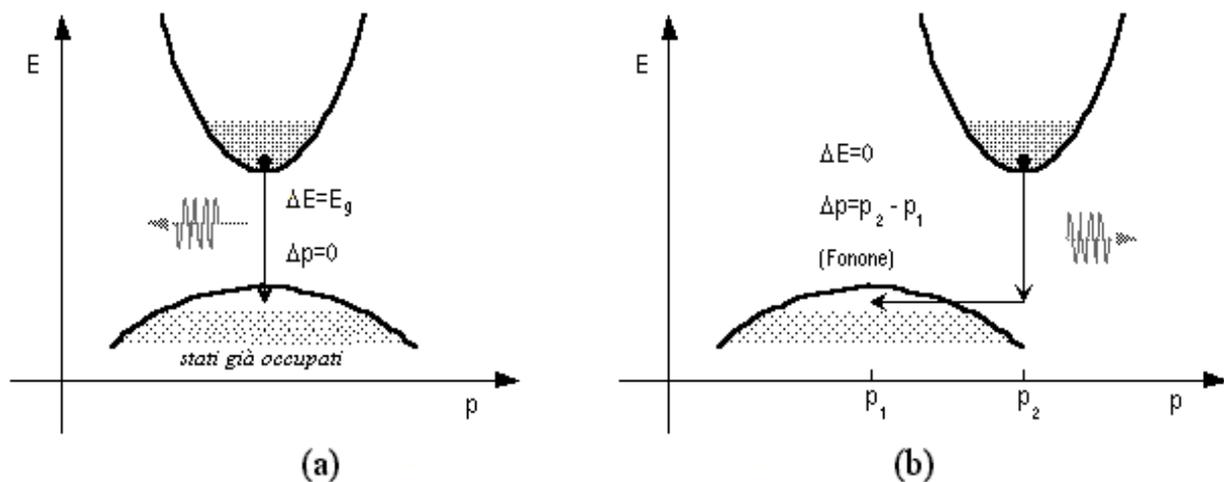


Figura 4.3 - Transizione energetica per: a) semiconduttore a gap diretto e b) semiconduttore a gap indiretto

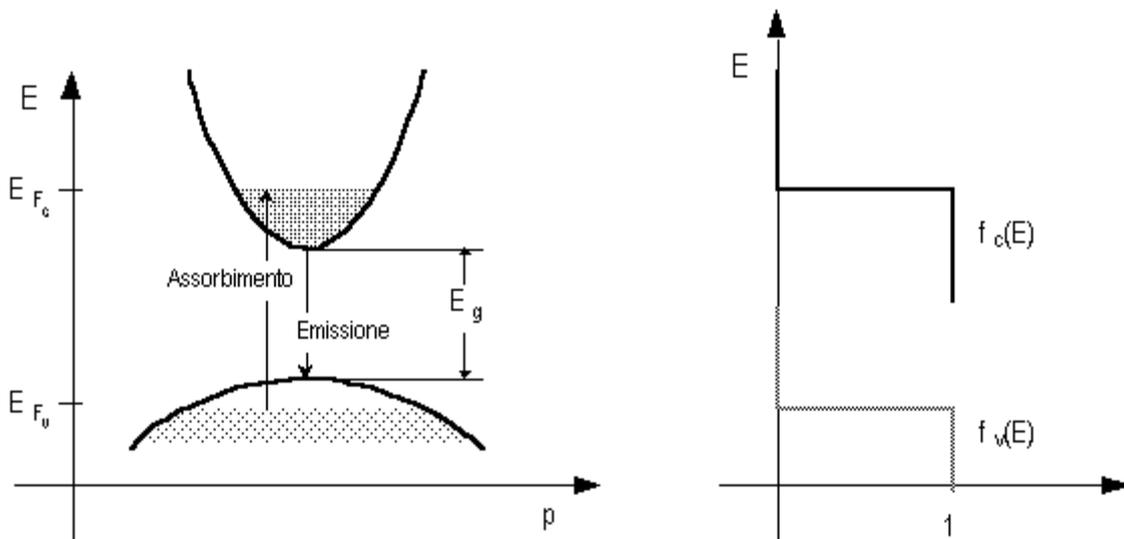


Figura 4.4 - Livelli di fermi in un semiconduttore degenere

L'emissione stimolata può così aver luogo e prevalere sul processo di assorbimento: queste sono le condizioni perché si abbia guadagno ottico. In tale situazione, il fotone può comunque stimolare un decadimento di un elettrone dalla banda di conduzione a quella di valenza emettendo un fotone con energia pari a  $E_{gap}$ . Quello che si ottiene è un sistema a quattro livelli caratterizzato da:

$$(4.7) \quad \begin{cases} E_0 = E_{fv} \\ E_3 = E_{fc} \end{cases}$$

L'emissione stimolata avviene tra i livelli  $E_2$  e  $E_1$ .

### 4.3.1 OMOGIUNZIONE.

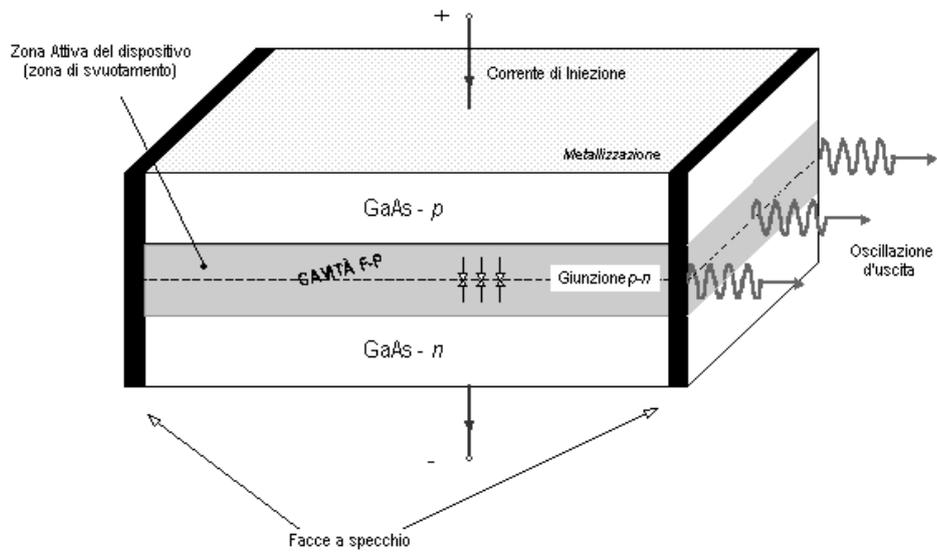
La condizione di inversione di popolazione descritta è facilmente ottenibile utilizzando un semiconduttore nella forma di un diodo a giunzione p-n, in cui le due parti sono fortemente drogate, nel senso che la densità di donatori (tipo  $n$ ) o di accettori (tipo  $p$ ) richiesta è dell'ordine di  $10^{18}$  atomi/cm<sup>3</sup>. In questo modo il livello di Fermi  $f_p$  del semiconduttore di tipo  $p$  cade nella banda di valenza ed il livello di Fermi  $f_n$  del semiconduttore di tipo  $n$  nella banda di conduzione. Quando il diodo non è polarizzato i due livelli di Fermi si trovano ad altezze coincidenti. Ma nel momento in cui il diodo è polarizzato con una certa tensione i due livelli di Fermi si separano di una quantità pari a  $eV$ .

Lo strato di svuotamento della giunzione è la zona in cui avviene l'inversione di popolazione, grazie al lavoro svolto dalla tensione di polarizzazione diretta, che consiste nel portare elettroni nella banda di conduzione della zona  $n$  e generare lacune in quella di valenza della zona  $p$ . Si ottiene così un sistema a quattro livelli. Da notare che l'inversione di popolazione è tanto maggiore, quanto maggiore la densità di portatori iniettati, cioè quanto maggiore è la corrente di conduzione diretta.

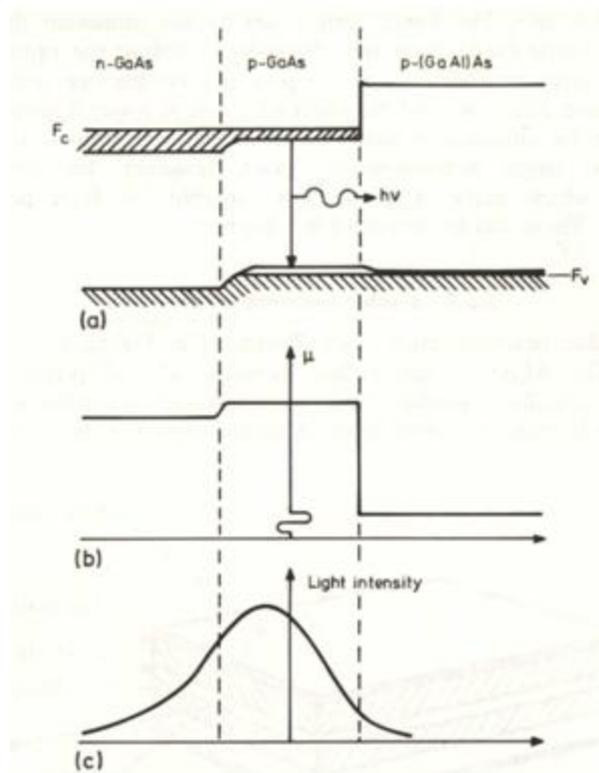
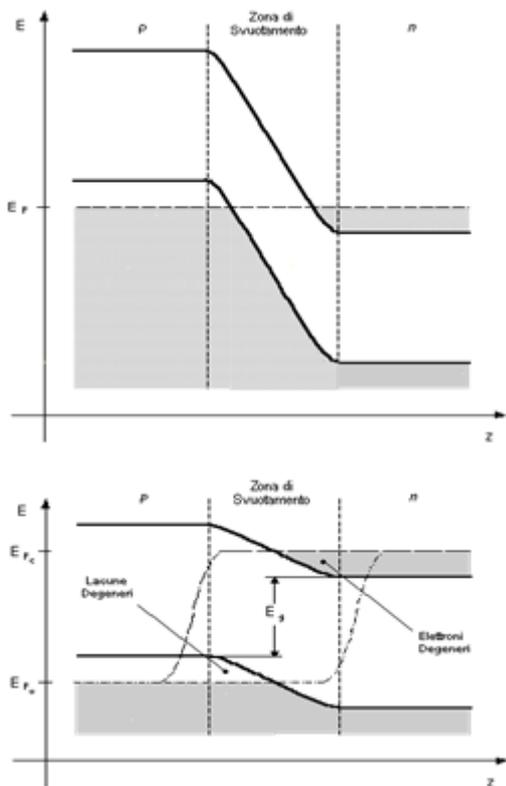
Per amplificare il segnale le facce del diodo ortogonali alla direzione di emissione sono lavorate a specchio, mentre le altre superfici, non utili ai fini emissivi, sono lasciate grezze. Con questa soluzione, inoltre, si riescono ad evitare oscillazioni lungo direzioni non richieste. Normalmente le due superfici lavorate non sono ricoperte di specchi, in quanto, essendo l'indice di rifrazione di un semiconduttore molto elevato (ad esempio il *GaAs* ha indice di rifrazione di 3.6), il coefficiente di riflessione alla superficie semiconduttore-aria è dell'ordine del 35%.

La zona attiva ha uno spessore di circa  $1\mu m$ , ma la dimensione traversa del fascio creato risulta intorno ai  $5\mu m$ . Questo incremento è diretta conseguenza della diffrazione presente. Inoltre l'indice di rifrazione non è sufficientemente alto al centro rispetto al resto del semiconduttore, perciò non riesce a limitare lo sconfinamento del fascio, che allora si estende notevolmente nelle zone  $p$  e  $n$ , dove viene in gran parte assorbito. Questa è la ragione principale per cui, a temperatura ambiente, in una omogiunzione c'è una grande densità di corrente (ad esempio siamo nell'ordine di grandezza dei  $10^5 A/cm^2$  per il *GaAs*).

Il fenomeno richiede particolare attenzione perché possibilmente dannoso per il diodo. Altra problematica rilevante consiste nell'aumento della densità di corrente con la temperatura, che rilega il funzionamento di questi diodi in corrente continua al di sotto di una certa temperatura critica, la quale dipende dalle caratteristiche di costruzione del diodo, come dalla sua velocità di dissipare calore. Infatti, al di sopra di tale limitazione, si genera un effetto detto rigenerativo, per cui aumentando la temperatura a cui si trova il diodo, aumenta la densità di corrente che a catena comporta un dannoso riscaldamento ulteriore del dispositivo.



**Figura 4.5 - Omogiunzione simmetrica a cavità Fabry-Perot**



**Figura 4.6 - Profilo delle bande in una omogiunzione.**

Alcune caratteristiche dell'omogiunzione: a) bande;

b) indice di rifrazione; c) intensità.

I problemi elencati sono le motivazioni per cui le omogiunzioni in corrente continua non sono impiegate a temperatura ambiente, ma richiedono un sistema di raffreddamento ad azoto liquido per mantenerle nell'intorno di temperatura di  $77K$ .

#### **4.3.2 ETEROGIUNZIONE.**

Le eterogiunzioni sono stata la risposta tecnica ai problemi caratteristici delle omogiunzioni. Sono costituite da due differenti semiconduttori, uno di tipo  $p$  e l'altro di tipo  $n$ , con differenti energie di gap. Tali giunzioni sono comunque fatte con materiali aventi struttura cristallina simile, in modo da farli crescere l'uno sull'altro. I semiconduttori impiegati, così come le dimensioni dei vari strati, sono scelti in base alle applicazioni a cui le giunzioni sono destinate. Dimensioni tipiche sono  $100 \times 300 \mu m$  per il diodo, mentre sono di  $2 \times 0.2 \mu m$  per la zona attiva.

Così fatti, ogni cambiamento che produce una variazione del gap fra bande in un senso, genera una variazione dell'indice di rifrazione in senso opposto. Le strutture a bande da realizzare deve essere tale da confinare i portatori nello strato centrale (zona attiva), dove l'indice di rifrazione deve essere maggiore rispetto a quello degli strati esterni. Solo sotto queste condizioni costruttive la zona attiva si comporta come una vera e propria guida d'onda ottica rettangolare, confinando al suo interno sia i portatori che i fotoni generati per ricombinazione dei portatori stessi.

Una tipologia di eterogiunzione è quella costituita dal  $GaAs$  e dal  $Al_xGa_{1-x}As$ , dove  $0 < x < 1$ . L'energia di gap è pari a  $1.43eV$  per il  $GaAs$ , mentre per l'altro composto è  $1.8eV$  per  $x = 0.3$ . La costante del reticolo (*lattice constant*) è praticamente identica a meno di uno 0.1%.

Il principio di funzionamento delle eterogiunzioni è molto simile a quello descritto per le omogiunzioni. Fra i due strati in contatto si crea un flusso di portatori in prossimità della giunzione, dove si forma una zona di svuotamento, cioè priva di elettroni e lacune. L'estensione di questa da entrambi i lati dipende dalla concentrazione di impurità.

La forma delle bande in questo tipo di giunzione è leggermente diversa da quella illustrata per le omogiunzioni a causa del band offset, cioè della differenza  $\Delta E_c$  fra le due bande di conduzione e  $\Delta E_v$  fra quelle di valenza dei due semiconduttori impiegati. Ciò introduce delle discontinuità nell'andamento delle bande lungo la giunzione, che comunque possono essere controllate variando la concentrazione e il tipo di atomi droganti. Questa possibilità è importantissima, perché consente di variare la posizione della banda di conduzione di uno degli strati rispetto al livello di Fermi del sistema.

#### **4.3.3 ETEROGIUNZIONE SINGOLA.**

Consiste in una struttura asimmetrica, in cui una omogiunzione p-n viene messa in contatto con uno strato avente maggiore energia di gap. Si forma così una struttura a tre strati, in cui quello centrale è

la zona attiva. Si riscontra, di conseguenza, un'asimmetria sia nell'andamento delle bande sia nell'indice di rifrazione, tali da creare una guida d'onda in grado di confinare il fascio nella zona attiva. Anche in questo caso il drogaggio richiesto per un buon funzionamento è di  $10^{18}$  atomi/cm<sup>3</sup>. La soglia della densità di corrente a temperatura ambiente è più bassa che in un laser a omostruttura, riscontrando un  $J_{th}$  compreso nell'intervallo  $[6 \cdot 10^3 ; 8 \cdot 10^3] A/cm^2$ . Il primo valore è un limite inferiore determinato dallo spessore minimo che può avere lo strato centrale, che di norma è nell'ordine di  $1 \mu m$ . Al di sotto di questo, l'efficienza della guida d'onda si attesta su valori inadeguati.

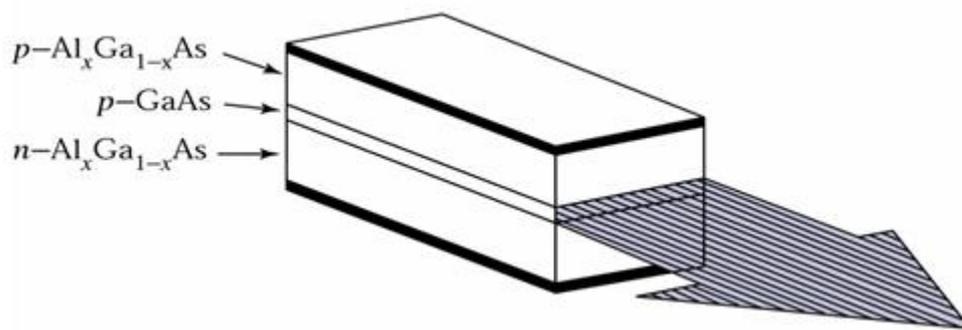


Figura 4.7 - Laser ad eterogiunzione singola

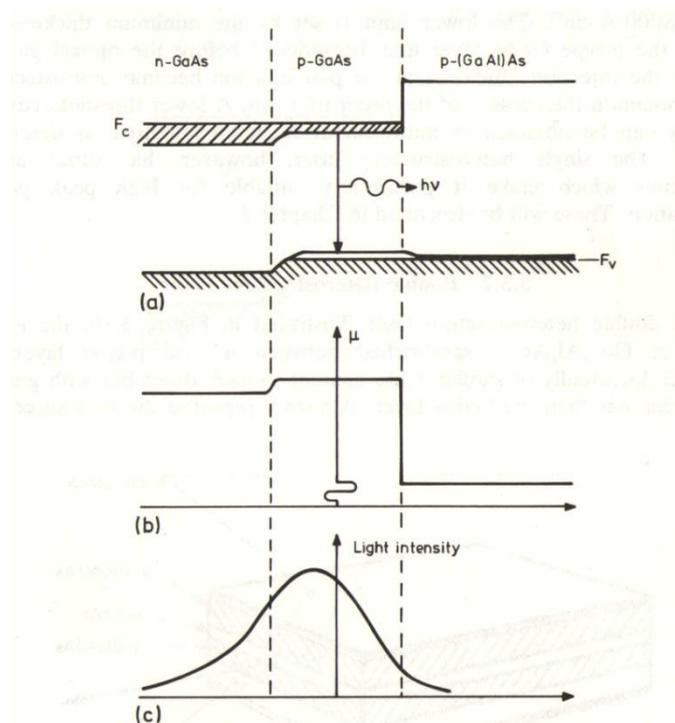


Figura 4.8 – Caratteristiche eterogiunzione singola:  
a) bande; b) indice di rifrazione; c) intensità.

#### 4.3.4 ETEROGIUNZIONE DOPPIA.

Nella configurazione a doppia etero giunzione, la zona attiva è interposta tra i due strati con maggiore energia di gap, così da incrementare la capacità di sconfinamento del fascio nella zona centrale. Può essere costruita sia in modo simmetrico che asimmetrico a seconda della natura dei vari strati. A temperatura ambiente la densità di corrente misurata  $J_{th}$  è di  $4.3 \cdot 10^3 A/cm^2$ . In realtà con l'avanzare delle ricerche è stato possibile ottenere valori, ma pur sempre dell'ordine di  $10^3 A/cm^2$ . Comunque questi valori consentono l'uso in continua anche a temperatura ambiente, ciò grazie ad una riduzione della zona attiva fino al decimo di micron.

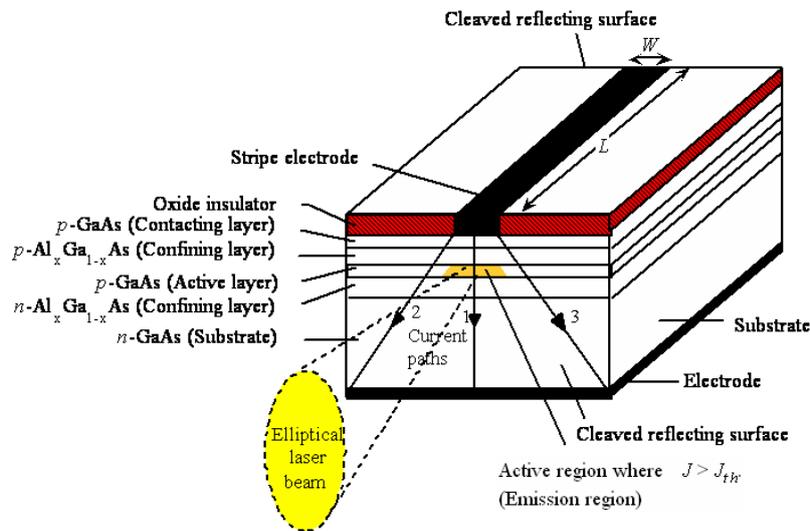


Figura 4.9 - Doppia eterogiunzione

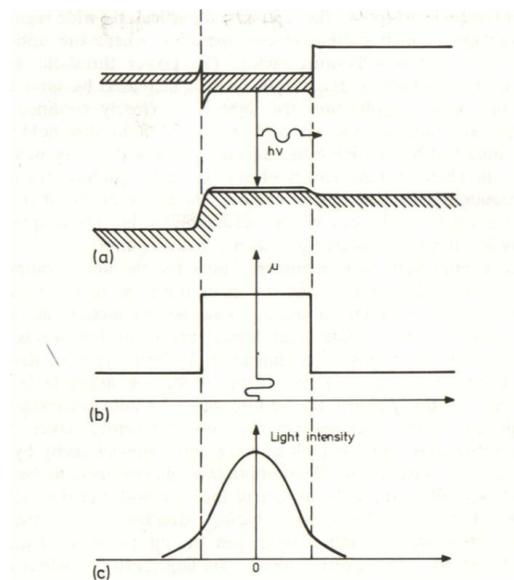


Figura 4.10– Caratteristiche di una doppia etero giunzione a) bande ; b) indice di rifrazione ; c) intensità.

### 4.3.5 STRUTTURE MULTISTRATO

Le etero giunzioni singole e doppie, esaminate nei paragrafi precedenti, possono essere considerate come gli elementi costruttivi di base da combinare per realizzare strutture multistrato più complesse. Nel realizzare nuove strutture si cerca di diminuire il più possibile le perdite per assorbimento e, infatti, tutte le configurazioni viste in precedenza, tramite il controllo della variazione dell'indice di rifrazione, erano realizzate tenendo conto di questo. In più si possono raggiungere risultati ancora migliori limitando la larghezza della zona attiva trasversalmente al piano della giunzione. Questo espediente per alcune applicazioni diventa addirittura necessario. Nel campo delle telecomunicazioni, per esempio, si presenta l'esigenza di confinare il fascio in una piccola porzione della zona attiva, così da consentire una maggiore efficienza di accoppiamento tra laser e fibre ottiche, per questo motivo si richiede che la larghezza della sorgente sia all'incirca di  $5-10\mu m$ .

I laser a doppia eterogiunzione con geometria di tipo stripe rappresentano un primo evidente miglioramento rispetto alle strutture precedenti. La presenza di uno strato isolante (insulating layer) fa sì che la corrente proveniente dal polo positivo fluisca esclusivamente in una sottile striscia (stripe contact) di area generica. Essendo questa area piccola, anche la corrente di soglia lo è, infatti:

$$(4.8) \quad I_{th} = J_{th} A$$

Nel caso plausibile in cui lo spessore è di  $10\mu m$  e la lunghezza di  $50\mu m$ ,  $J_{th}$  è approssimativamente pari a  $2 \cdot 10^3 A/cm^2$ . Inoltre, se la zona attiva è sufficientemente stretta rispetto alla sua lunghezza, solo quelle onde che viaggiano molto vicino all'asse di questa possono percorrere tutta la sua lunghezza senza eccessiva attenuazione. In sostanza, quindi, vengono soppressi i modi trasversali di ordine maggiore e si propaga praticamente solo il modo fondamentale.

Quello descritto, comunque, non è che uno dei possibili modelli per la geometria stripe.

Ci sono due metodi per limitare le dimensioni della zona attiva e confinare così il fascio ad una piccola regione del piano della giunzione: gain guided laser e index guided laser. Il primo modo consiste nel confinare il guadagno ottico solo in una regione sottile (quindi coincide a quanto appena descritto), mentre il secondo è ottenuto facendo variare l'indice di rifrazione nel piano della giunzione. Un esempio del secondo tipo è riportato in figura 4.12. Questo è chiamato laser a eterostruttura sepolta (*Buried Heterstructure laser*), in cui la zona attiva, costituita da *GaAs*, è confinata tutto intorno dal semiconduttore *GaAlAs*. In tal modo la variazione laterale di indice di rifrazione è più controllabile ed efficace.

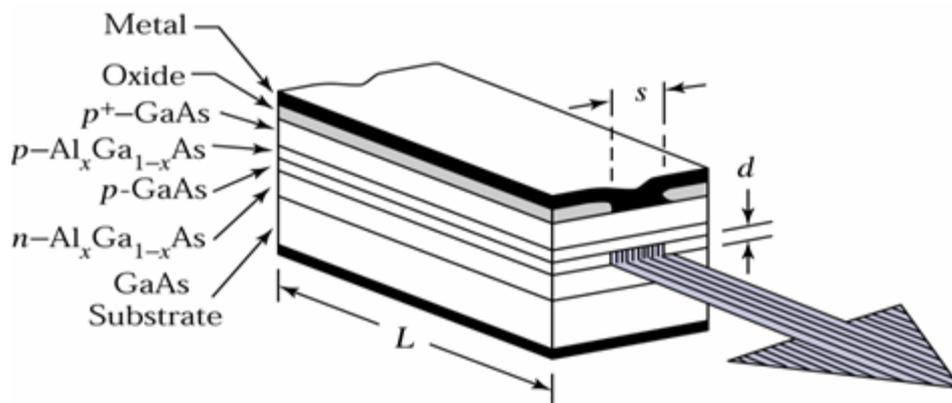


Figura 4.11 - Laser ad eterogiunzione geometria stripe

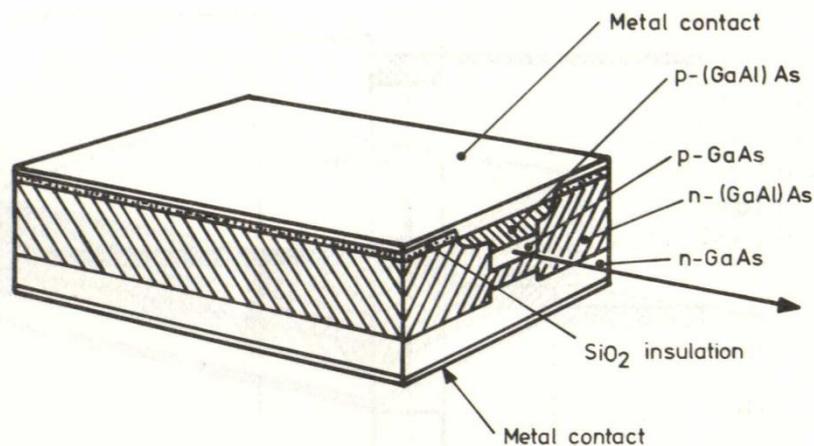


Figura 4.12 - Laser ad eterostruttura sepolta

#### 4.4 TIPOLOGIE DI LASER A SEMICONDUCTORE.

La classificazione di seguito descritta non è ovviamente l'unica possibile per i laser a semiconduttore, ma risulta utile nello specifico per fornire concetti basi di rilevante importanza, basandosi sul tipo di struttura impiegata nella realizzazione del risonatore ottico. La scelta di una tipologia di risonatore rispetto ad un'altra ha sensibili ripercussioni sui livelli prestazionali della sorgente laser, sulla possibilità di impiego e sui costi.

Le due famiglie principali individuabili sono quelle dei laser di tipo *edge-emitter* e i cosiddetti *VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser)*. Alla prima tipologia appartengono quelle sorgenti a semiconduttore accumulate dalla caratteristica di emettere il fascio di luce laser generato da una delle superfici laterali del dispositivo; mentre in quelle appartenenti alla seconda tipologia l'emissione avviene attraverso un'apertura predisposta sulla parte superiore del componente.

Tra i laser ad emissione laterale, i dispositivi dalla configurazione costruttiva più semplice sono i laser Fabry-Perot, che devono il nome, appunto, dalla tipologia di cavità risonante che racchiude la struttura. Basandosi sul principio di funzionamento del risonatore Fabry-Perot, la cavità è costituita da due superfici riflettenti e consente il propagarsi al suo interno esclusivamente di quei modi di frequenza uguali a quella di risonanza della cavità. Questo valore può essere opportunamente regolato agendo su alcuni parametri progettuali, quali l'indice di rifrazione  $n_{mc}$  del materiale della cavità e la lunghezza  $L$  della cavità stessa, attraverso la legge:

$$(4.9) \quad f_m = m \cdot \frac{c_0}{2 n L}$$

dove  $c_0$  è la velocità della luce nel vuoto. Di contro alla loro semplicità, questi dispositivi presentano uno spettro di emissione multimodale, cioè la lunghezza d'onda caratteristica del fascio laser generato non è unica, bensì distribuita. I vari modi caratteristici hanno, quindi, una spaziatura costante in frequenza e una larghezza di riga non trascurabile.

La necessità, sempre più pressante specialmente nel settore delle telecomunicazioni, di ottenere sia una maggior selettività dei modi consentiti, sia una riduzione della larghezza della loro banda spettrale, ha condotto alla soluzione tecnologica dei laser monomodali. Questi sono sorgenti in grado di emettere un fascio ottico estremamente coerente, rappresentato da una banda molto stretta centrata nel valore della lunghezza d'onda nominale. Tra questi possono essere citati i laser *DBR* (Distributed Bragg Reflector), in cui una coppia di reticoli di Bragg prende il posto dei due specchi della cavità Fabry-Perot, e i laser *DFB* (Distributed Feedback), i quali impiegano un reticolo distribuito in tutta la regione attiva. Entrambi, seppur diversi costruttivamente, sfruttano il medesimo principio teorico di funzionamento, impiegando reticoli di Bragg, che altro non sono se non strutture periodiche il cui periodo è determinato in funzione della lunghezza d'onda di emissione desiderata. Le proprietà intrinseche dei reticoli di Bragg permettono di ottenere una maggiore selettività in frequenza e una minore larghezza di riga.

Le sorgenti *VCSEL* sono realizzate attraverso una sovrapposizione verticale di specchi ad elevata riflettività. Un edge-emitter laser è caratterizzato, tipicamente, da una riflettività delle faccette di emissione all'interfaccia con l'aria del 30%; un *VCSEL* necessita di una riflettività del 99.9% per avere basse correnti di soglia e risultare efficiente. Per raggiungere questi valori si impiega una sequenza di riflettori di Bragg distribuiti. Una singola struttura dello spessore di  $10\mu m$  è composta da ben trenta strati di materiale semiconduttore, che consentono l'emissione del raggio laser dalla superficie verticale del dispositivo attraverso un'apertura circolare del diametro compreso tra i  $5\mu m$  e  $25\mu m$ . Questa loro peculiare conformazione consente la produzione e il controllo di qualità su

singolo wafer di semiconduttore, con conseguente sostanzioso abbattimento dei costi di produzione e verifica. Inoltre, la radiazione emessa ha indiscutibili pregi in termini di uniformità, coerenza e monocromaticità, a cui va aggiunta una forma dello spot circolare, che permette un facile ed efficiente accoppiamento in fibra ottica. Gli inconvenienti sono legati ad un processo produttivo comunque complesso e all'impossibilità di un utilizzo per soluzioni ad elevata potenza.

#### **4.5 CARATTERISTICA ELETTRO-OTTICA.**

È stato spiegato come l'iniezione di portatori nella zona di svuotamento aumenta con il crescere della corrente di polarizzazione diretta. La presenza di una grande quantità di elettroni e lacune in questa zona fa sì che esista una frequenza per cui può aversi emissione stimolata. Tuttavia se il semiconduttore è non degenere la condizione di inversione di popolazione non può essere mai raggiunta, così si può avere solo emissione spontanea (un dispositivo di questo tipo è detto LED, acronimo di *Light Emitting Diode*). L'inversione di popolazione dipende, quindi, dalla quantità di elettroni e lacune presenti nella zona di svuotamento e, poiché questa cresce con la corrente di polarizzazione, si ha che quanto maggiore è la corrente tanto più è grande l'inversione di popolazione e quindi l'emissione stimolata. In questi termini, un diodo laser si presenta come un dispositivo in grado di convertire un ingresso elettrico in un'uscita ottica. Allora la caratteristica che più di ogni altra risulta essere rappresentativa è la curva che rappresenta la relazione vigente tra la corrente di iniezione, fornita in ingresso al diodo, e la potenza ottica della radiazione laser generata, presente all'uscita. Questa prende il nome di curva caratteristica del laser.

Da una sua analisi è possibile ricavare due parametri che risultano essere rappresentativi del comportamento del generico laser: la corrente di soglia e l'efficienza di conversione.

È già stato descritto come per un laser, al di sotto di una certa concentrazione di portatori nella zona di svuotamento, si riscontri un guadagno negativo. Esiste cioè una corrente di soglia che determina il minimo valore di inversione di popolazione tale da generare emissione stimolata.

In particolare la corrente di soglia dipende dalla temperatura in modo esponenziale, esprimibile attraverso la relazione analitica

$$(4.10) \quad I_{th}(T) = I_0 e^{\frac{T}{T_0}}$$

dove le costanti  $I_0$  e  $T_0$  dipendono dal materiale e dalla struttura realizzativa adottata per il dispositivo. Una misura immediata della qualità del diodo è data dal valore di  $T_0$ , in quanto più questo è grande e minore è la sensibilità della corrente di soglia dalla temperatura.

L'efficienza di conversione elettro-ottica  $\eta_s$  (*slope efficiency*) è definita come variazione della potenza ottica in uscita rispetto ad una variazione della corrente di iniezione in ingresso. La sua espressione si determina a partire da quella della potenza ottica emessa:

$$(4.11) \quad P = \frac{h\nu}{q} \cdot \eta_d (I - I_{th})$$

Dalla definizione stessa di  $\eta_s$  si può scrivere:

$$(4.12) \quad \eta_s = \frac{dP}{dI} = \frac{h\nu}{q} \cdot \eta_d$$

dove  $\eta_d$  è l'efficienza quantica differenziale.

La figura 4.13 riporta le caratteristiche potenza-corrente valutate sperimentalmente per un laser *InGaAsP* a  $1.3\mu\text{m}$ . Dall'osservazione di questi andamenti è evidente che al variare della temperatura, varieranno le curve caratteristiche e conseguentemente la corrente di soglia e l'efficienza di conversione elettro-ottica. In particolare all'aumentare della temperatura si assiste ad un aumento del valore della corrente di soglia e ad una diminuzione dell'efficienza di conversione. Quindi, pur mantenendo costante il valore della corrente di iniezione in ingresso, il livello di potenza emessa subirà una diminuzione se la temperatura aumenta.

Infine, nella descrizione delle eterogiunzioni si era accennato alla dipendenza della densità di corrente di soglia (e quindi di  $I_s$ ) dallo spessore della zona attiva. In figura 4.14 è mostrato come si sviluppa questa dipendenza per un laser a doppia eterogiunzione *AlGaAs* (tipo stripe).

Il minimo valore di  $I_{th}$  è circa  $1\text{kA/cm}^2$  e corrisponde a un valore della grandezza  $d$  di circa  $0,1\mu\text{m}$ . Per valori minori di  $d$  si ha un aumento tale di densità di corrente di soglia che il fascio sconfinava oltre la zona attiva disperdendosi in gran parte.

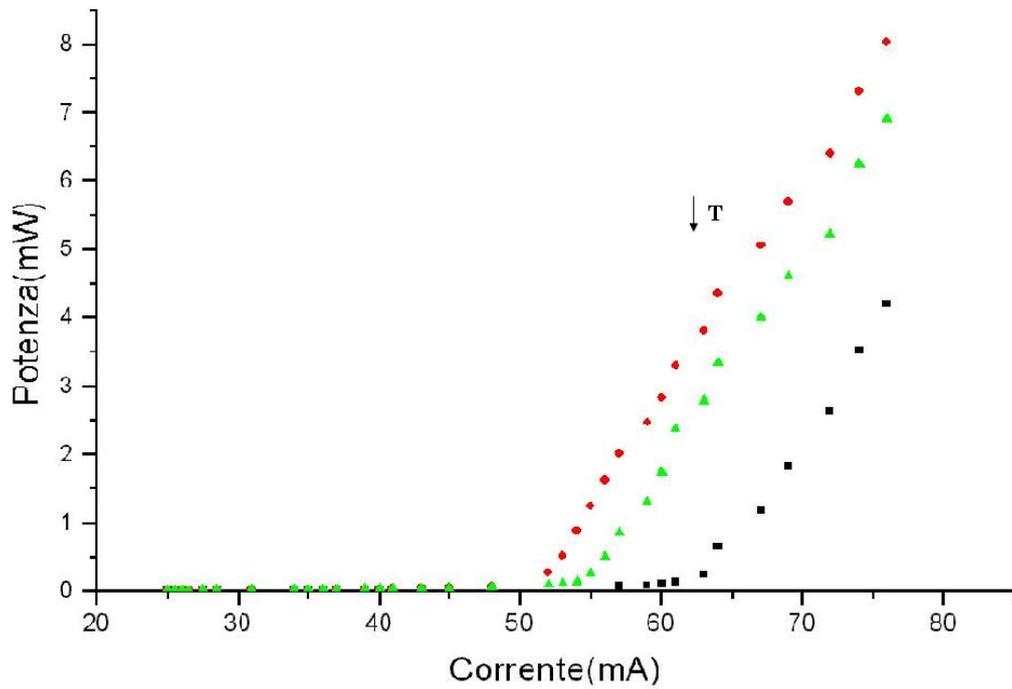


Figura 4.13 - Caratteristica corrente-potenza laser *InGaAsP*

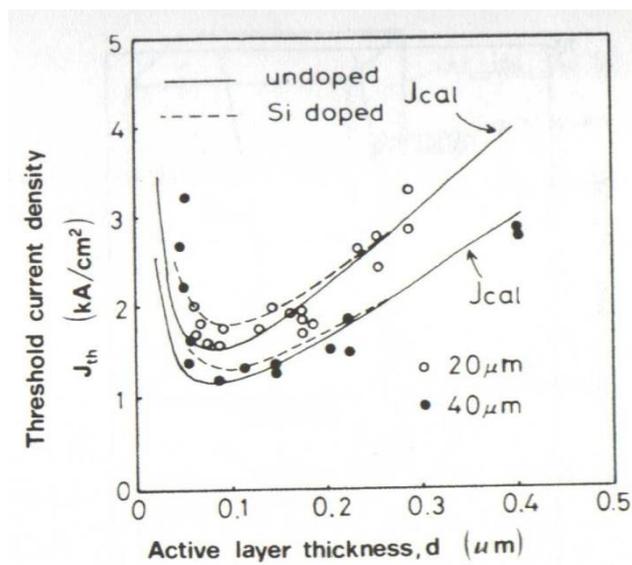


Figura 4.14 - Dipendenza della densità di corrente di soglia dallo spessore della zona attiva

#### **4.6 PROBLEMATICHE DI IMPIEGO.**

I diodi laser ad emissione laterale sono costituiti da cavità rettangolari che producono un fascio ottico di sezione ellittica ortogonalmente alla direzione di propagazione. Infatti, la forma rettangolare della finestra di uscita comporta che l'apertura angolare misurata nel piano della giunzione sia diversa da quella misurata nel piano ortogonale. Ne consegue che il raggio laser è altamente asimmetrico e caratterizzato da un'elevata divergenza.

La forma rettangolare della finestra di uscita ha anche un'altra conseguenza. Nell'ipotesi che il fascio laser sia generato da una sorgente puntiforme, questa dovrebbe occupare posizioni spaziali differenti a seconda della posizione in il diodo viene osservato. Questo fenomeno è detto astigmatismo e può essere individuato in figura 4.16 dalla distanza tra  $px$  e  $py$ . Allora l'utilizzo di una singola ottica può collimare il fascio laser generato in un'unica direzione, perché è evidente che  $px$  e  $py$  non possono coincidere entrambi nel fuoco di questa.

In precedenza è stato analizzato come la possibilità di avere emissione stimolata sia strettamente legata alla corrente di polarizzazione, quindi alla temperatura. È anche noto come la condizione di amplificazione sia possibile solo per un certo intervallo di lunghezze d'onda, per le quali è verificata, cioè, la condizione di inversione di popolazione. Data la struttura del diodo accade che l'indice di rifrazione della zona attiva è tale da mantenere i fotoni guidati al suo interno, riducendo sensibilmente le perdite. La zona attiva si comporta quindi come una guida d'onda. La variazione della temperatura a cui è sottoposta la giunzione, però, può provocare la variazione degli indici di rifrazione. Conseguentemente, possono variare il cammino ottico e la lunghezza d'onda che viene amplificata e trasmessa, con ripercussioni sulla qualità del fascio ottico in uscita.

#### **4.7 DIODO JOLD-68-CPBN-1L.**

Il dispositivo JOLD-68CPBN-1L è una sorgente laser ad array del tipo *edge-emitter* ad elevata brillantezza caratterizzata da una potenza ottica accertata di 68W. Il diodo è dotato di un sistema di microlenti posizionato di fronte alle faccette di emissione per minimizzare le problematiche di astigmatismo e divergenza proprie del sistema. In questa maniera vengono assicurati valori di divergenza, alla massima potenza di funzionamento, sullo slow axis inferiori ai 4° e sul fast axis inferiori a 0.5°. Le specifiche tecniche del diodo e le curve corrente-tensione e corrente-potenza, fornite dal costruttore JENOPTIK Laserdiode GmbH, sono state monitorate alla temperatura di esercizio di 25.1°C. La vita prevista di questo componente è superiore alle 20000 ore ed è richiesto il controllo della temperatura di esercizio che deve essere mantenuta nell'intervallo 15-30°C.

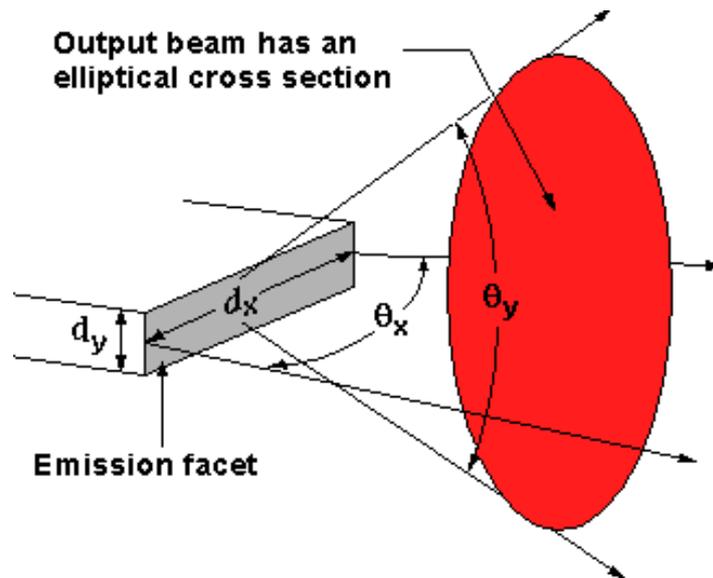


Figura 4.15 - Apertura angolare del fascio laser

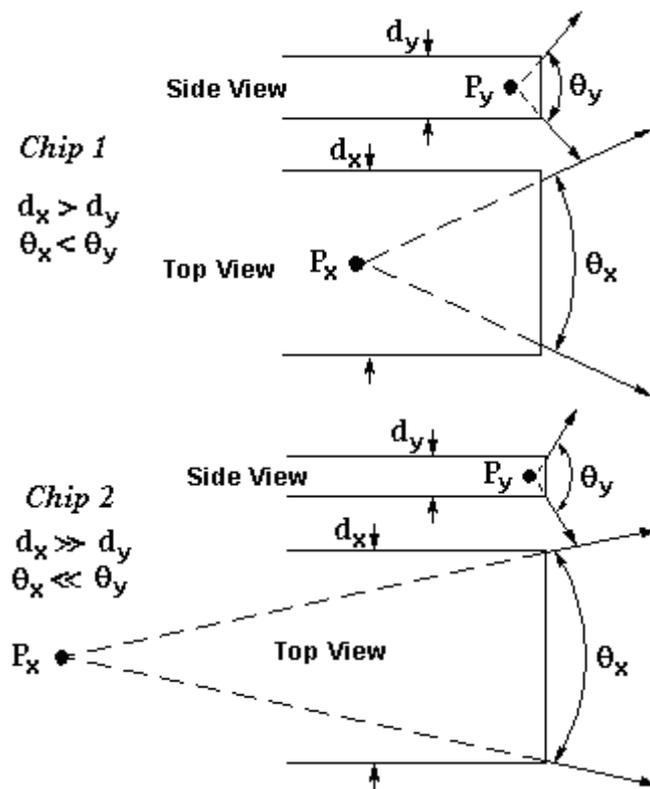


Figura 4.16 - Astigmatismo nel diodo

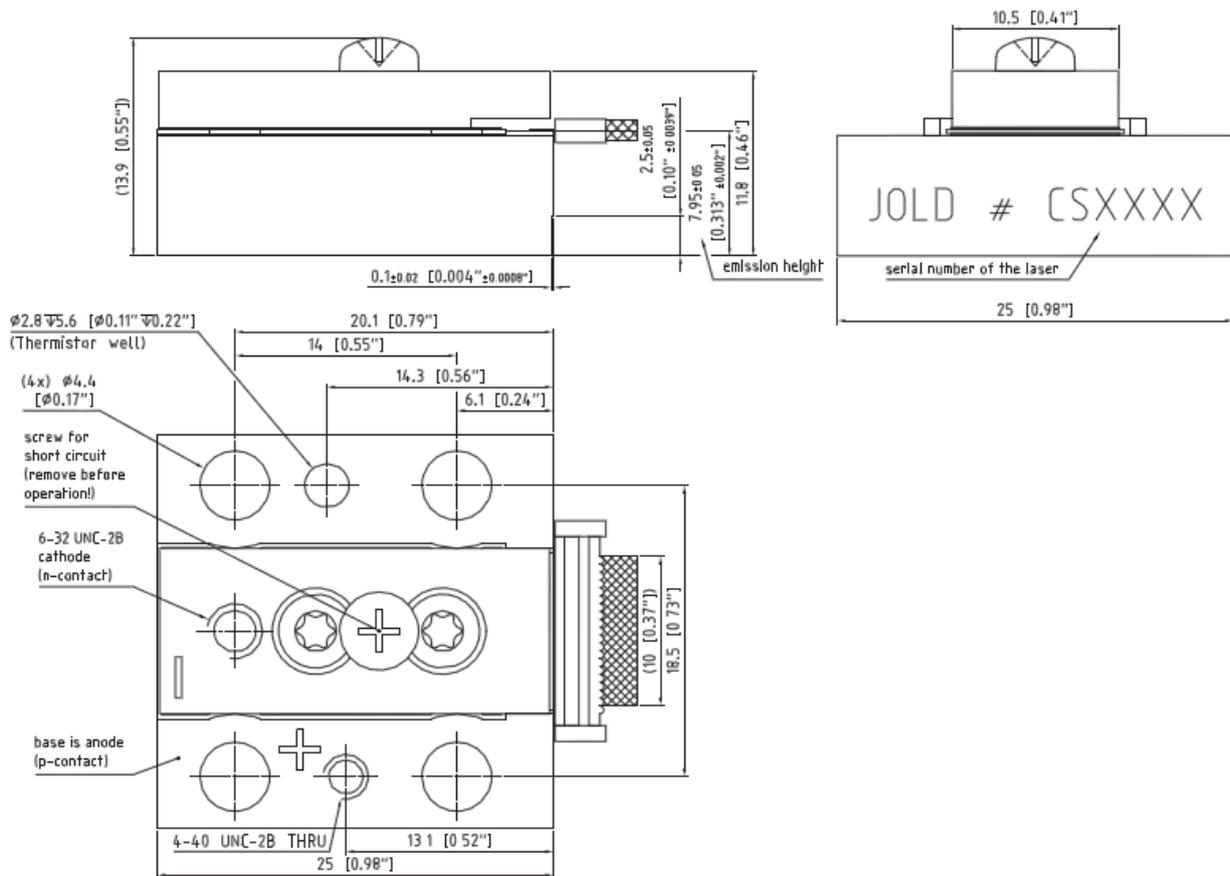


Figura 4.17 - JOLD-68CPBN-1L

Dati elettrici		
Corrente di funzionamento @ 68W	70.8	A
Corrente di soglia	5.6	A
Efficienza di conversione	59%	-
Tensione di funzionamento @ 68W	1.6	V

Tabella 4.1

Dati spettrali		
Potenza ottica dopo la collimazione	68	W
Lunghezza d'onda centrale @ 25 W	918	nm
Banda dello spettro	±3.4	nm

Tabella 4.2

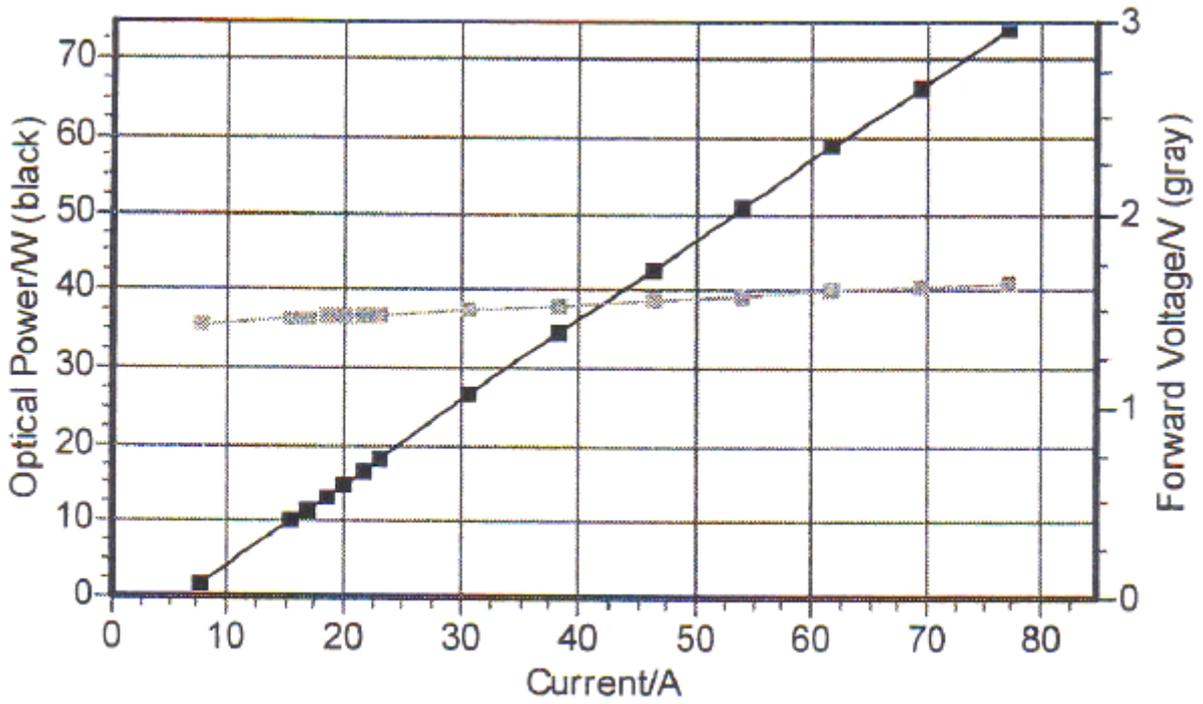


Figura 4.18 – Caratteristica elettro-ottica JOLD-68CPBN-1L

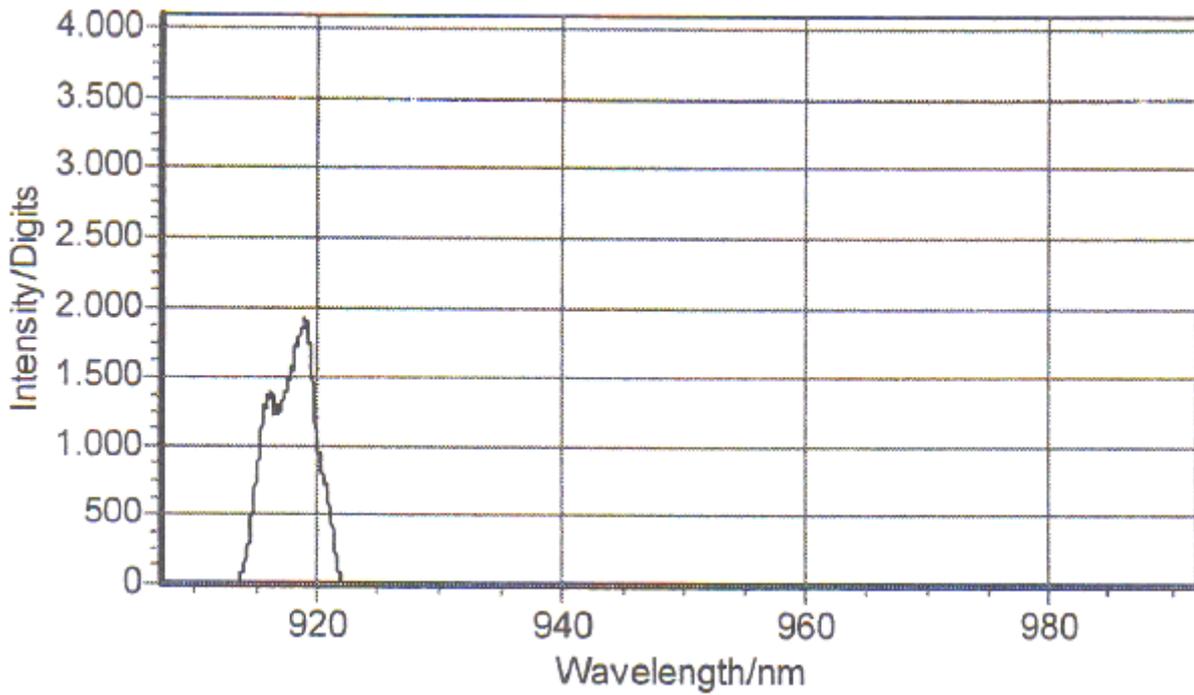


Figura 4.19 – Banda spettrale di emissione JOLD-68CPBN-1L

## 4.8 DIODO K91SA3F-25.00W.

L'altra sorgente laser a semiconduttori candidata per le prove di laboratorio è il diodo laser *K91SA3F-25.00W*, le cui dimensioni, esclusa la fibra ottica ed il connettore, sono 42x23x17mm.

Il componente è dotato di un accoppiamento in fibra, con coating in acciaio, che consente un sicuro trasporto del fascio laser nella zona di lavoro. Le specifiche tecniche del diodo e le curve caratteristiche corrente-tensione e corrente-potenza, fornite dal costruttore BWT Beijig Ltd., sono state valutate alla temperatura di esercizio di 25°C. La vita prevista di questo componente è superiore alle 10000 ore.

<b>Dati elettrici</b>		
<b>Corrente di funzionamento @ 25W</b>	10.40	A
<b>Corrente di soglia</b>	0.54	A
<b>Efficienza di conversione</b>	46%	-
<b>Tensione di funzionamento @ 25W</b>	5.34	V

Tabella 4.3

<b>Dati spettrali</b>		
<b>Potenza ottica in uscita dalla fibra</b>	25	W
<b>Lunghezza d'onda centrale @ 25 W</b>	915	nm
<b>Banda dello spettro</b>	±10	nm

Tabella 4.4

<b>Dati fibra ottica</b>		
<b>Diametro nucleo fibra ottica</b>	105	nm
<b>Apertura Numerica</b>	0.22	-
<b>Tipo di connettore</b>	SMA	-

Tabella 4.5

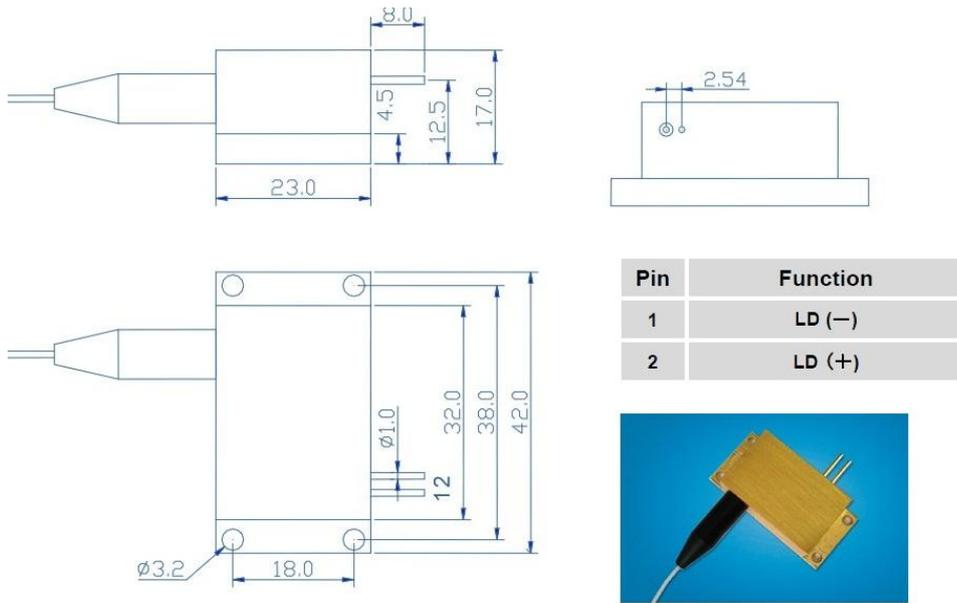


Figura 4.18 – K91SA3F-25.00W

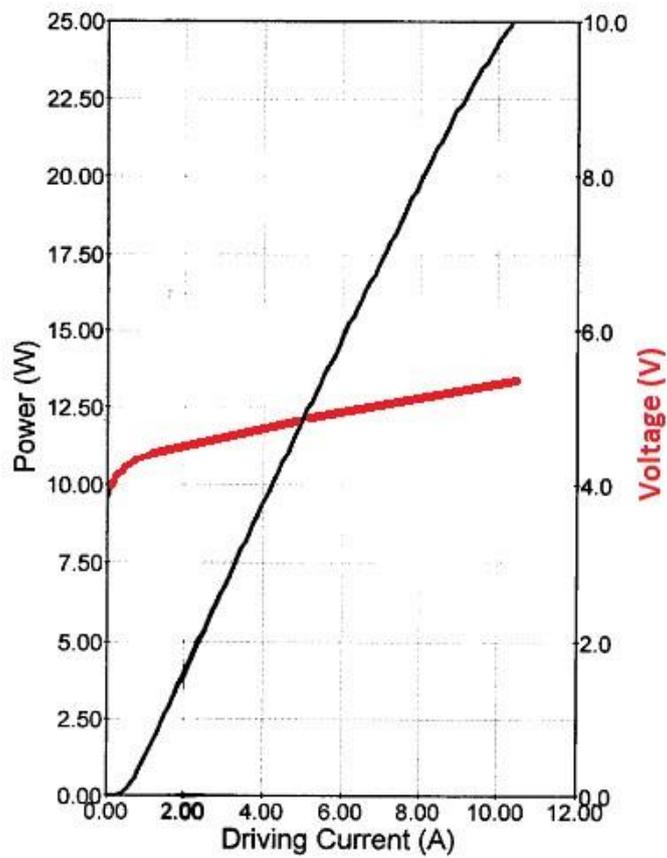
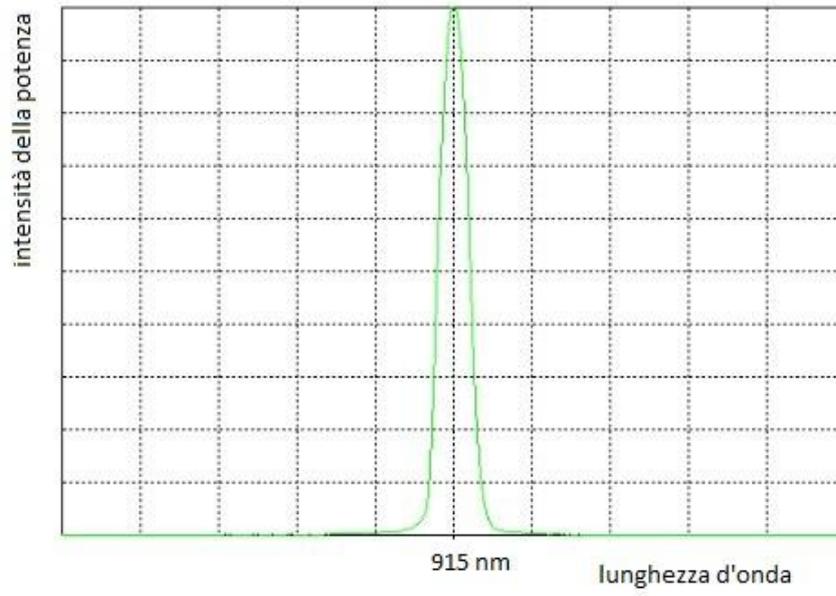


Figura 4.19 – Caratteristica elettro-ottica K91SA3F-25.00W



**Figura 20 – Banda spettrale di  
emissione K91SA3F-25.00W**

## **5. SVILUPPO DEI SISTEMI PER LA TARATURA.**

---

### **5.1 PROGETTAZIONE OTTICA.**

È indubbiamente corretto sostenere che la possibilità di generare in maniera controllata concentrazioni di energia su superfici di dimensioni contenute è la proprietà fondamentale della luce laser, che la rende idonea all'applicazione nella taratura dei trasduttori di temperatura. L'energia assorbita dall'elemento sensibile del sensore, sul quale è concentrata la radiazione, è convertita in calore, rendendo possibile il raggiungimento in frazioni di secondo di temperature locali elevate.

L'applicazione delle sorgenti laser nel campo del material processing costituisce un campanello d'allarme che richiede particolare attenzione: valori di densità di energia troppo elevati possono arrivare a fondere o vaporizzare il materiale dell'elemento sensibile, causando il danneggiamento o, nel peggiore dei casi, la rottura definitiva del sensore. La conoscenza e il controllo di parametri di processo, tra i quali tempo di interazione laser materia, lunghezza d'onda caratteristica, distribuzione spaziale e densità energetica dei fasci laser, è la condizione necessaria per la generazione di gradienti termici idonei all'applicazione. Mentre le prime sono caratteristiche intrinseche della sorgente laser prescelta e dell'applicazione a cui è dedicata, parametri, come la distribuzione spaziale e la densità energetica, possono essere dedotti, ovviamente con una certa approssimazione, attraverso simulazioni al computer. Quindi la corretta selezione delle ottiche e progettazione del sistema complessivo di trattamento del fascio laser sono le chiavi per dimensionare le proprietà geometriche ed energetiche dello in maniera tale da non ricadere nei problemi prima accennati.

In particolare nel tentativo di verificare la possibilità di avere uno spot di dimensioni ridotte, ma con densità energetiche non pericolose per i sensori, risiederà lo scopo della trattazione a seguire. Sapendo di dover nel caso impiegare la tecnica di taratura dinamica con sensori di dimensioni ridotte, basti pensare a termocoppie con giunto a saldare o termoresistenze non incapsulate, e nella coscienza che densità energetiche elevate consentono di disporre di gradienti termici più facili da rilevare, ma possibilmente dannosi, è indispensabile disporre di informazioni preliminari per una corretta realizzazione del puntatore laser da impiegare nella fase di test. Per l'analisi virtuale di queste problematiche si è deciso di ricorrere all'uso del software dedicato ZEMAX.

### 5.1.1 QUALITÀ DI UN FASCIO LASER

Sono molte e diffuse le applicazioni laser in cui è necessario modificare e focalizzare il fascio laser attraverso lenti o altri componenti ottici passivi. L'approccio maggiormente utilizzato attribuisce al generico fascio laser una distribuzione di intensità gaussiana (corrispondente al modo di propagazione  $TEM_{00}$ ), in quanto un fascio di questo tipo è l'unico focalizzabile al minimo diametro teorico possibile. Perciò per la scelta delle migliori ottiche da utilizzare in una generica applicazione può essere utile conoscere come si comportano i fasci gaussiani.

Nella realtà, l'intensità dei laser non si distribuisce perfettamente secondo la teoria gaussiana. In particolare deve essere fatta molta attenzione nell'analisi dei laser asimmetrici e spesso astigmatici, quali i diodi laser, perché hanno proprietà peculiari che impongono un comportamento sensibilmente differente da quello di un fascio gaussiano. Il parametro che esprime una misura di quanto un fascio laser possa essere focalizzato prende il nome qualità del fascio. Quindi dalla qualità del fascio dipendono grandezze fondamentali nell'utilizzo di fasci laser come lo *spot size* e l'intensità per unità di superficie: al crescere della qualità si assiste ad una diminuzione delle dimensioni del raggio del fascio e, conseguentemente, un incremento dell'intensità.

Gli standard normativi *ISO* caratterizzano questo parametro attraverso il *Beam Parameter Product* (indicato con l'acronimo *BBP* o con la lettera  $Q$ ), che è il prodotto del semiangolo di divergenza del fascio laser in campo lontano  $\theta_0$  e il raggio  $w_0$  del medesimo fascio nella sezione di minimo (*beam waist*). Come già accennato, i fasci gaussiani sono quelli focalizzabili con il minor diametro possibile e, quindi, sono anche quelli caratterizzati dal minor valore di *BBP*. Nel caso ideale (assenza di aberrazioni e fascio laser gaussiano), il prodotto tra divergenza e *beam waist* rimane costante indipendentemente dal cammino compiuto attraverso componenti ottici passivi.

$$(5.1) \quad Q = \frac{\theta_0 w_0}{2} = \text{costante}$$

dove l'angolo di divergenza del fascio laser in campo lontano assume l'espressione che lo lega alla lunghezza d'onda  $\lambda$ , caratteristica della particolare luce laser considerata:

$$(5.2) \quad \theta_0 = \frac{2 \lambda}{\pi w_0}$$

Il massimo angolo utile ad un sistema ottico per ricevere o emettere luce è definito da un parametro adimensionale denominato apertura numerica *NA*. È funzione dell'indice di rifrazione del mezzo in

cui è immerso il sistema ottico e del semiangolo del cono di luce che entra o esce dal sistema. Ipotizzando di operare in aria:

$$(5.3) \quad NA = \sin \frac{\theta_0}{2} = \sin \frac{\lambda}{\pi w_0}$$

Per una data apertura numerica del sistema di focalizzazione e per un fascio rotazionale simmetrico gaussiano con potenza  $P$ , l'intensità media del laser nel piano focale  $I$  è data da:

$$(5.4) \quad I = \frac{P(NA_f)^2}{\pi} \frac{1}{Q^2} = \pi(NA_f)^2 B$$

dove il termine  $B$  è la brillantezza del fascio, definita attraverso la relazione:

$$(5.5) \quad B = \frac{P}{\pi^2 Q^2}$$

Il concetto di qualità del fascio necessita di ulteriore approfondimento se si prendono in esame sorgenti laser a semiconduttore. Infatti, il singolo diodo laser, o comunque un array di diodi laser in genere, generano ed emettono un fascio che è asimmetrico sia dal punto di vista spaziale che di distribuzione energetica. In questi casi risulta utile applicare una tecnica di trasformazione della qualità del fascio, che serve a modificare le dimensioni trasversali del fascio e la divergenza rispetto al caso gaussiano, mantenendo uguale la brillantezza del sistema. Quindi, potendo distinguere per il fascio laser generato da una faccetta di emissione di una sorgente a semiconduttore una qualità  $Q_x$ , lungo l'asse  $x$ , e una qualità  $Q_y$ , lungo l'asse  $y$ , la condizione appena detta equivale ad affermare che il prodotto di queste due qualità distinte rimanga costante.

È prevedibile che il transito del fascio attraverso un componente ottico passivo, ad esempio una lente, comporti una variazione della qualità del fascio sia in direzione  $x$  sia in direzione  $y$ . Il modo per comprendere se il passaggio attraverso la generica ottica ha comportato un vantaggio o meno in termini di qualità, non può che passare attraverso un metodo comparativo simile a quello utilizzato per laser, quali a  $CO_2$  e a stato solido, in cui il  $BPP$  è calcolato per fasci simmetrici. A tal fine i due parametri  $Q_x$  e  $Q_y$  sono uniti in un unico parametro  $Q_{x,y}$  per mezzo dell'equazione:

$$(5.6) \quad Q_{x,y} = \sqrt{Q_x Q_y}$$

che permette di caratterizzare le proprietà di un fascio asimmetrico in maniera comparabile a quelle di un fascio simmetrico. È ora possibile definire per i diodi laser un limite teorico inferiore del *BBP*, ricavato dalla qualità di un fascio ideale gaussiano avente la stessa lunghezza d'onda  $\lambda$  caratteristica del diodo laser:

$$(5.7) \quad Q_{limite} = \frac{\lambda}{\pi}$$

Queste considerazioni derivano da un parametro di validità più generale che viene utilizzato per caratterizzare i fasci gaussiani. Questo prende il nome di fattore  $M^2$  o *times-diffraction-limit factor* ed è uguale a:

$$(5.8) \quad M^2 = \frac{\pi \theta_0 w_0}{2 \lambda}$$

In linea di principio il limite appena trovato sul *BBP* non dipende dalla potenza, come mostra l'equazione (5.8), ma nella realtà è possibile avvicinarlo solo in applicazioni in cui si ha a che fare con bassi valori di potenza ottica.

### 5.1.2 FATTORI DI CODDINGTON.

Un'attenta progettazione ottica del sistema di lenti dedicato alla focalizzazione del fascio laser risulta necessaria al fine di minimizzare gli effetti indesiderati che le aberrazioni hanno sul cammino ottico del raggio laser valutato nelle ipotesi di approssimazione parassiale. Le aberrazioni dipendono da numerosi fattori, quali il tipo di applicazione, la forma delle superfici e dal materiale delle ottiche impiegate. Essendo molti i fattori influenti, la determinazione degli effetti complessivi sulla qualità del fascio ottico è un processo estremamente laborioso.

Comprendere la dipendenza delle aberrazioni dalla forma delle superfici delle lenti è il primo passo verso la selezione dei componenti ottimali per l'allestimento un qualsiasi sistema ottico. Nell'analisi risultano di aiuto alcuni parametri adimensionali chiamati fattori di Coddington. Il primo è il cosiddetto fattore di forma  $\sigma$  che tiene conto della forma caratteristica delle ottiche, cioè dei raggi di curvatura  $r_1$  e  $r_2$  delle sue superfici.

$$(5.9) \quad \sigma = \frac{r_2 + r_1}{r_2 - r_1}$$

Per  $\sigma$  che tende ad infinito la lente è simmetrica (sia essa equiconcava o equiconvessa), se è uguale a -1 la prima superficie è sicuramente piana, se è pari a +1 è la seconda superficie ad essere piana

(indipendentemente dalla forma dell'altra superficie). Per  $\sigma$  maggiore di +1 o minore di -1, la lente è caratterizzata dalla conformazione a menisco.

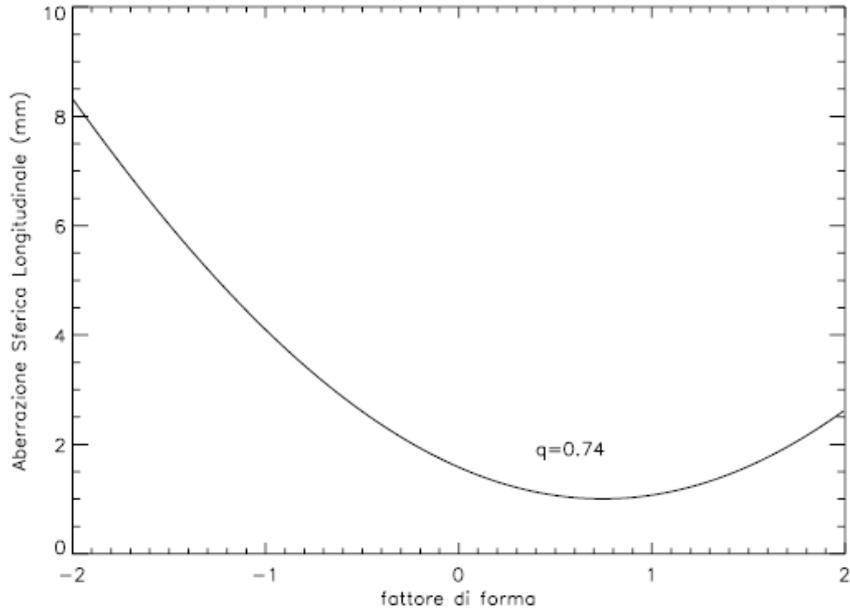
L'altro parametro è il fattore di posizione  $\pi$ , il cui valore è un numero reale definito dalle distanze di oggetto e immagine, secondo la relazione:

$$(5.10) \quad \pi = \frac{s' - s}{s' + s}$$

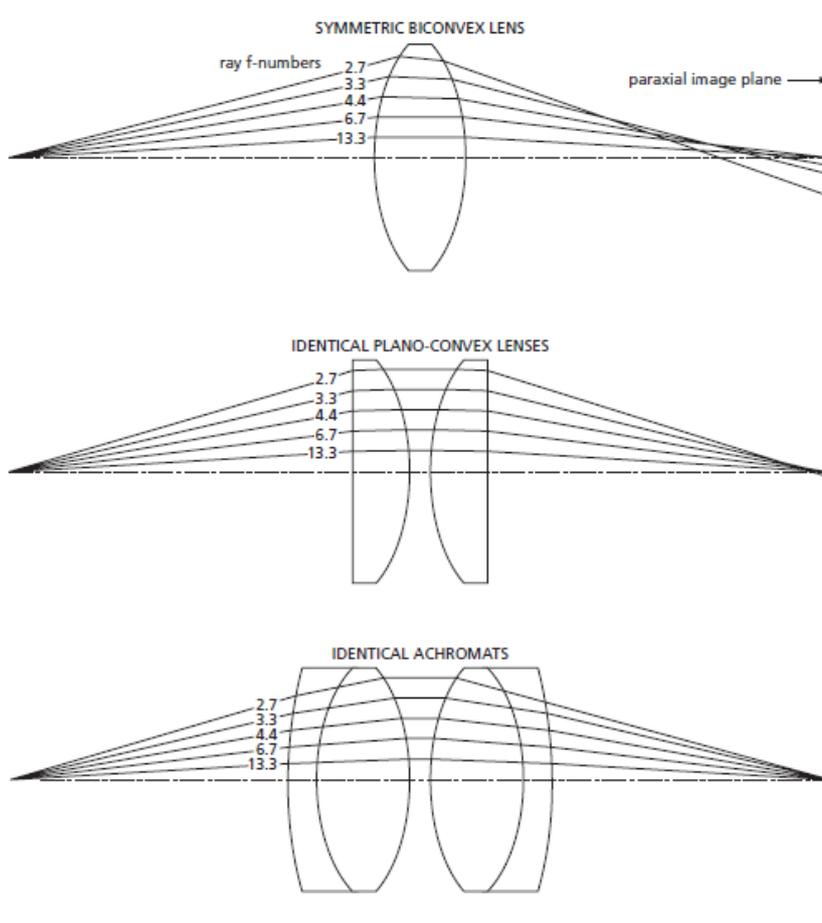
E' ovvio che risulta pari a -1 se l'oggetto è all'infinito, uguale a +1 se l'immagine è all'infinito e nullo quando le distanze di oggetto e immagine sono identiche.

La figura (5.1) riporta come varia l'aberrazione sferica e quella longitudinale e trasversale, in funzione del fattore di forma  $q$ , per una particolare lente di materiale *BK7*, con focale 100mm e operante a  $f/5$ . Si vede allora che la miglior forma delle superfici della lente non è univoca, ma dipende da numerosi fattori, come da quali aberrazioni si vogliono minimizzare oppure dalle condizioni operative. Certo è che è più facile ottenere migliori correzioni delle aberrazioni usando più di una lente.

La figura (5.2) mostra, invece, il caso di scelte progettuali diverse nell'affrontare uno stesso problema: focalizzare i raggi luminosi di una sorgente puntiforme in un piano immagine avente stessa distanza della sorgente dalla lente. Seppur questo è un problema puramente teorico con rapporto delle distanze coniugate di oggetto e immagine unitario e sorgente puntiforme, mostra bene come la singola lente biconvessa, pur essendo scelta con il migliore fattore di forma per l'applicazione, risulta essere prestazionalmente inferiore al caso di utilizzo di due semplici lenti piano-convexe, caratterizzate dallo stesso raggio di curvatura della lente singola. Questo perché, seppur la curvatura delle superfici convexe non cambi, disporre di due lenti separate permette un posizionamento a superfici convexe affacciate e quasi a contatto. In questa maniera è come se le due lenti operassero singolarmente con rapporto delle distanze coniugate all'infinito e la faccia convessa affacciata al fuoco. È come se si avesse il medesimo sistema ottico fornito dalla singola lente (infatti, dal punto di vista dell'ottica geometrica, il risultato dell'incollaggio delle due lenti piano-convexe sulle superfici piane non sarebbe altro che la lente biconvessa di partenza), ma in una configurazione che minimizza ulteriormente l'aberrazione sferica. Infine, si può notare come l'utilizzo di doppietti acromatici porti alla soluzione con minori aberrazioni, in quanto è come utilizzare quattro ottiche distinte che al contempo minimizzano aberrazione sferica e cromatica.



**Figura 5.1 – Influenza del fattore di forma sulle aberrazioni**



**Figura 5.2 – Configurazione a più lenti**

### 5.1.3 ZEMAX: IL SOFTWARE PER LA PROGETTAZIONE OTTICA.

Zemax è un programma di ampia diffusione per la progettazione e la simulazione di sistemi ottici. Il software è estremamente versatile potendo operare sia operazioni di ray-tracing standard tra componenti ottici posti in sequenza; sia ray-tracing non sequenziale per l'analisi della cosiddetta "stray light", cioè quel rumore strumentale presente nei sistemi ottici dovuto a componenti di luce non volute e non previste; sia potendo prevedere analisi di fisica ottica della propagazione del fascio luminoso. Grazie a queste capacità Zemax è in grado di simulare la propagazione di raggi attraverso lenti (incluse lenti asferiche e lenti GRIN), specchi e elementi ad ottica diffrattiva (DOE). Inoltre è in grado di modellare gli effetti di coating ottici sulle superfici dei componenti e fornisce diagrammi di analisi standard, tra cui spot diagrams e ray-fan plots.

Le potenti capacità di Zemax nell'applicazione dell'analisi di sistemi laser sono, dunque, di indiscutibile utilità.

### 5.1.4 MODELLI ZEMAX: DIODO JOLD-68-CPBN-1L

Le sorgenti laser a semiconduttori definite *edge-emitting laser* (o *in-plane laser*) costituiscono la soluzione costruttiva maggiormente diffusa per le applicazioni ad elevata potenza.

Una soluzione normalmente adottata al fine di migliorare la qualità complessiva del fascio ottico generato da un array di diodi è quella di adottare micro-ottiche, progettate ad hoc. Un esempio di array di diodi di questo tipo è il componente JOLD-68-CPBN-1L, in nostro possesso. Grazie alle microlenti di collimazione previste, composte da un array di lenti asferiche posizionate affacciate alle faccette di emissione, ha valori di divergenza veramente contenuti: fast axis inferiore ai  $0,5^\circ$  e slow al di sotto dei  $4^\circ$ . Seppur ridotti, questi valori di astigmatismo e divergenza sono sempre presenti, perciò una simulazione dal punto di vista ottico del dispositivo potrebbe fornire informazioni indispensabili per verificare il possibile impiego di questa tipologia di sorgente nella taratura dei sensori di temperatura.

La generazione del modello della sorgente parte dalla modellazione di un diodo laser ad emissione laterale con singolo emettitore, da iterare in numero pari agli emettitori effettivi dell'array di diodi in modo da ottenere il modello corretto.

I parametri necessari per la rappresentazione possono essere dedotti a partire dalla conoscenza delle dimensioni delle faccette di emissione e dalla conoscenza dei valori della divergenza rispetto allo slow axis ed al fast axis. Facendo riferimento alla figura ???, si definiscono  $\Theta_y$  come il semiangolo di divergenza nel piano XY e  $\Theta_x$  come il semiangolo di divergenza nel piano XZ. I raggi in uscita dalla singola faccetta di emissione, se osservati su piano XZ, sembreranno tutti avere origine in un punto a distanza  $t$  dal punto di origine che i medesimi raggi sembrerebbero avere se osservati sul

piano  $YZ$ . L'idea di partenza consiste nel modellare un unico punto sorgente che si comporti con queste stesse caratteristiche di astigmatismo e divergenza della faccetta di emissione del diodo. Ciò è possibile definendo una superficie ideale  $XY$  parassiale che agisce alla stessa maniera di una lente cilindrica ideale, con differenti valori di lunghezza focale, rispettivamente ai piani  $XZ$  e  $YZ$ , ma tali da ottenere le divergenze desiderate  $\theta_x$  e  $\theta_y$ .

Per prima cosa si definisce il punto sorgente all'*object*, che coincide con la superficie 0 dell'ambiente di lavoro del programma Zemax. Alla superficie 1 verrà definita la superficie  $XY$  parassiale suddetta, che costituirà anche la *stop surface*. Come superficie 2 si posizionerà una superficie fittizia di comodo in cui si formerà l'immagine della sorgente. Si fa presente che, poiché questa superficie è la rappresentazione nel modello della faccetta di emissione del diodo laser, le successive possibili ottiche di trattamento del fascio devono essere posizionate con riferimento a questa superficie anziché alla superficie 0, dove giace il punto sorgente.

Si definiscono la variabile  $t_1$  come la distanza tra il punto sorgente virtuale e la superficie  $XY$  parassiale e la variabile  $t_2$  come la distanza tra quest'ultima e la superficie 2. La somma di  $t_1$  e  $t_2$  fornisce di conseguenza la distanza di astigmatismo  $t$ . Scegliendo opportunamente i valori di  $t_1$  e  $t_2$  e del potere ottico  $\phi$  della superficie  $XY$  parassiale e fissando anche un corretto valore della  $NA$ , definito dalla divergenza sul piano  $XZ$  della sorgente, è possibile ottenere una buona modellazione della singola faccetta di emissione. Per rappresentare gli altri emettitori presenti nell'array di diodi sarà sufficiente posizionare altri punti sorgente allineati al primo fuori asse.

Per procedere con i calcoli, si sfrutta la definizione di ingrandimento (magnification) di un generico componente ottico:

$$(5.11) \quad M = \frac{\tan \theta_x}{\tan \theta_y}$$

In quanto sono pur sempre valide le relazioni della Legge di Snell

$$\begin{aligned} n \sin \theta_y &= \sin \theta_y \\ n \sin \theta_x &= \sin \theta_x \end{aligned}$$

L'ingrandimento  $M$  può essere espresso come:

$$(5.12) \quad M = \frac{t_2}{t_1}$$

A partire da questa relazione e ricordando che la somma delle distanze  $t_1$  e  $t_2$  è pari alla distanza  $t$ , si possono scrivere le due formule inverse:

$$(5.13) \quad t_1 = \frac{t}{M + 1}$$

$$(5.14) \quad t_2 = \frac{M t}{M + 1}$$

Il potere ottico richiesto alla superficie parassiale è esprimibile attraverso la relazione analitica:

$$(5.15) \quad \varphi = \frac{n}{t_1} + \frac{n}{t_2} = \frac{n(M + 1)^2}{M t}$$

Questa componente viene a coincidere con il potere ottico richiesto in direzione dell'asse  $y$ , mentre il potere ottico in direzione dell'asse  $x$  può essere correttamente posto pari a zero.

Il dispositivo in esame è un array di diodi, dunque è logico aspettarsi sulla superficie 2 non un singolo punto di fuoco, bensì una serie di punti di fuoco in linea, rappresentanti i diversi emettitori. La lunghezza complessiva della linea contenente tutti i fuochi è legata all'astigmatismo proprio del diodo e alla divergenza sul piano  $XZ$  dalla semplice relazione:

$$(5.16) \quad L = 2t \tan \theta_x$$

Come già introdotto, per simulare lo sviluppo in larghezza  $l_y$  della sorgente ad array di diodi, è sufficiente prevedere ulteriori punti sorgente nel piano oggetto. Se si ipotizza che la sorgente di più emettitori si estenda centrata lungo l'asse ottico  $z$  di propagazione, i bordi della superficie dovranno essere posizioni ad una altezza oggetto  $h_o$  di:

$$(5.17) \quad h = \pm \frac{h_o}{2M}$$

Il datasheet del diodo *JOLD-68-CPBN-1L* fornisce i valori di divergenza  $\theta_x \leq 4^\circ$  e  $\theta_y \leq 0.5^\circ$ , mentre dalla letteratura è possibile ricavare che le dimensioni caratteristiche delle faccette di emissioni si aggirano intorno ai  $100\mu m$  in lunghezza e  $10\mu m$  in altezza.

In ambiente Matlab (Appendice A) sono state riportate le grandezze note e le relazioni che legano i vari parametri, ottenendo così i valori delle variabili necessarie in ambiente Zemax per simulare l'array di diodi con microlente.

$$t_1 = \frac{t}{M + 1} = 79.3351 \mu m$$

$$t_2 = \frac{M t}{M + 1} = 0.6357 \mu m$$

$$\varphi = \frac{n}{t_1} + \frac{n}{t_2} = \frac{n(M + 1)^2}{M t} = 0.0142 \mu m^{-1}$$

$$NA = \sin \varphi_x = 0.0698$$

$$y = \pm \frac{\text{width}}{2M} = \pm 0.624 \mu m$$

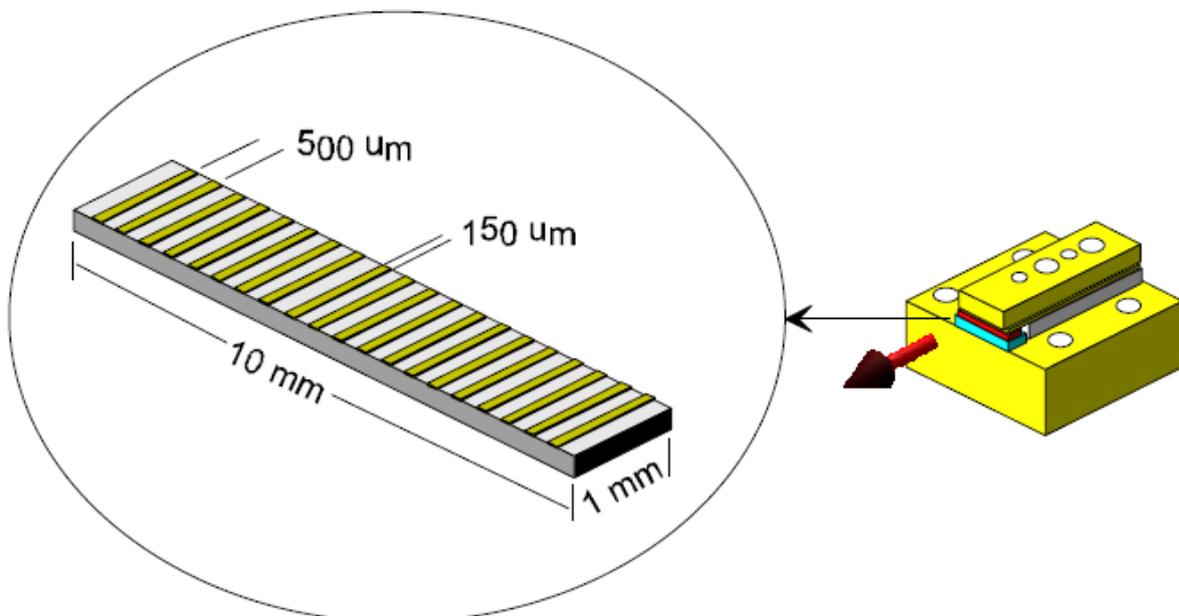


Figura 5.3 – Modello laser ad array di diodi

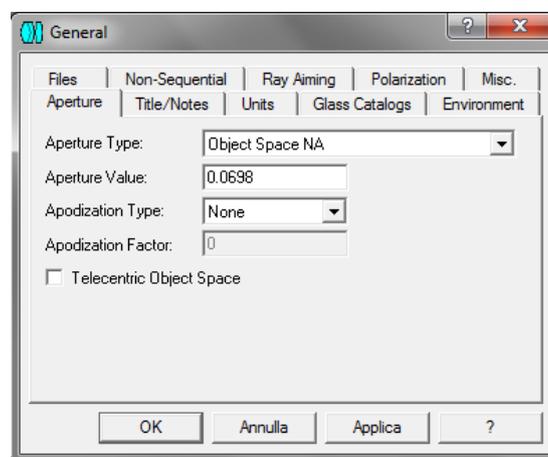
Il diodo JOLD-68-CPBN-1L è dotato di diciannove emettitori, ma al fine di snellire l'implementazione e la soluzione della simulazione si tiene conto di solo tre di questi, che risultano comunque rappresentative dell'intero sistema: i due alle estremità e quello centrale. Dunque vengono introdotte nella finestra "Field Data" di Zemax le coordinate rappresentative dei quattro spigoli delimitanti ciascuna faccetta di emissione selezionata, come mostrato in figura 5.6. Gli altri parametri devono essere inseriti nelle apposite sezione della finestra "Lens Data Editor", ad eccezione del valore di apertura numerica *NA* che viene richiesto come opzione nella finestra "General". Spesso le aberrazioni introdotte dal passaggio del fascio laser dalla zona attiva al mezzo esterno sono trascurabili, quindi si può fare l'ulteriore approssimazione di considerare la superficie 0 e la superficie 1 composte dello stesso materiale caratterizzato da un indice di rifrazione unitario. La simulazione è dunque osservabile nelle Figure 5.5, che mostrano rispettivamente il modello tridimensionale e come si distribuisce lo spot alla superficie 2, che è la rappresentazione nel modello delle faccette di emissione effettive del diodo.

Ovviamente il modello è una approssimazione schematica della realtà e può essere usato per valutare in via puramente qualitativa la distribuzione dello spot ad una determinata distanza dalla sorgente. Tuttavia, già da una prima osservazione si possono intuire le difficoltà nell'utilizzo di questa sorgente: avere un certo controllo sulla forma e sulla distribuzione energetica di un fascio laser generato dal diodo della Jenoptik risulta estremamente difficoltoso e ottenibile solo attraverso sistemi di ottiche piuttosto complessi.

Utilizzare diodi accoppiati in fibra si presenta senza dubbio come la soluzione migliore.

Surf	Type	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic	Par 0 (unused)	X-Power	Y-Power
OBJ	Standard	Infinity	0.079335		0.250001	0.000000			
STO	Paraxial XY		0.000636		0.005551			0.000000	14.200000
2	Standard	Infinity	0.001000		0.007600	0.000000			
IMA	Standard	Infinity			0.010821	0.000000			

**Figura 5.4 – Lens data editor**



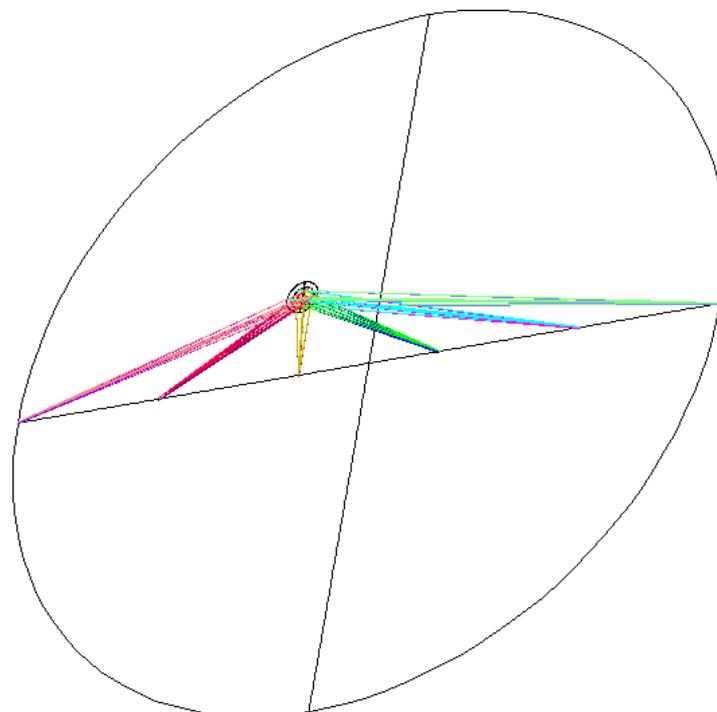
**Figura 5.5 – Menù general**

**Field Data**

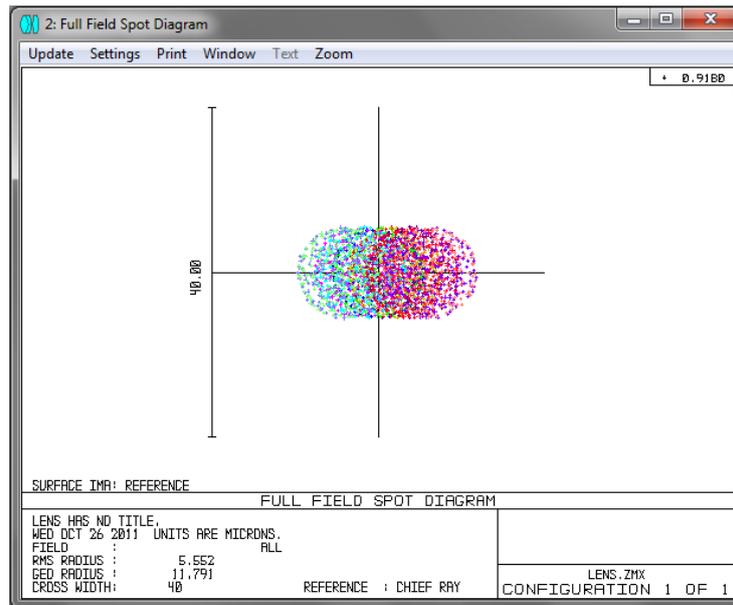
Angle (Deg)
  Object Height
  Paraxial Image Height
  Real Image Height

Use	X-Field	Y-Field	Weight	VDX	VDY	VCX	VCY	VAN
<input checked="" type="checkbox"/> 1	0.05	0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 2	0.05	-0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 3	-0.05	0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 4	-0.05	-0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 5	0.15	0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 6	0.15	-0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 7	0.25	0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 8	0.25	-0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 9	-0.15	0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 10	-0.15	-0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 11	-0.25	0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 12	0.25	-0.000624	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000

**Figura 5.6 – Menù Field data**



**Figura 5.7 – Modello tridimensionale della sorgente JOLD-68-CBN-1L**



**Figura 5.8 – Full Field Spot Diagram della sorgente JOLD-68-CBN-1L**

### 5.1.5 MODELLI ZEMAX: K91SA3F-25.00W

Per le prove di taratura dinamica mediante eccitazione laser di sensori di temperatura è stata effettuata la scelta di utilizzare il diodo laser ad elevata brillantezza accoppiato in fibra K91SA3F-25.00W. La sorgente laser in questo caso non è altro se non la sezione terminale della fibra ottica accoppiata al diodo. Questa soluzione risolve gran parte dei problemi geometrici di ellitticità e astigmatismo del fascio laser, in quanto la forma della sua sezione non dipenderà più dalla faccetta di emissione, bensì dalla finitura della sezione terminale della fibra ottica in corrispondenza del connettore. La generazione di un buon modello ottico di questo componente viene a costituire l'oggetto del presente paragrafo.

Il nucleo (core) della fibra multimodale impiegata ha un diametro nominale di  $105\mu\text{m}$  ed è in grado di guidare fasci ottici caratterizzati da modi trasversali differenti. Una grandezza importante per determinare quali siano i modi supportati da una fibra ottica è chiamata V-number, o numero d'onda normalizzato, e rappresenta con uno scalare la combinazione di alcune grandezze caratteristiche della fibra ottica, che influenzano i possibili modi di propagazione. La sua espressione matematica è:

$$(5.18) \quad V = k_0 r NA$$

dove  $k_0$  è il numero d'onda nel vuoto,  $r$  è il raggio del nucleo della fibra e  $NA$  è l'apertura numerica. A partire dalla conoscenza di questo parametro, sono presenti in letteratura formule che permettono

di calcolare in maniera immediata e con buona approssimazione il numero di modi  $M$  supportati dalla particolare fibra. Una di queste assume la forma:

$$(5.19) \quad M \approx \frac{4}{\pi^2} V^2$$

A questo punto, una buona analisi potrebbe prevedere lo studio di uno o più mix di questi modi possibili, magari schematizzando la sezione terminale della fibra come suddivisa in aree di coerenza distinte, ciascuna agente in maniera indipendente dalle altre. Quindi è come se la sezione finale fosse la sede di più superfici di emissione distinte.

Un approccio di questo tipo è sicuramente esaustivo, tuttavia l'informazione principale che interessa ricavare dalla simulazione, per la particolare applicazione nella taratura dinamica di sensori di temperatura, è la dimensione dello spot sulla superficie bersaglio. È quindi evidente che un approccio anche meno accurato di quello appena descritto può risultare sufficiente allo scopo.

Partendo dai dati forniti dal costruttore, si semplifica l'emissione del laser dalla fibra, come se la sezione terminale di questa fosse una sorgente circolare uniforme del diametro di  $100\mu m$ . Sotto questa pesante ipotesi, costruire il modello risulta semplice attraverso un contenuto numero di fasi:

1. Nel menù "General" si imposta il valore di apertura numerica a 0.22 e si seleziona l'opzione di spazio oggetto telecentrico. Ponendo in questo modo la pupilla di ingresso nominalmente all'infinito, ne segue che il raggio principale è parallelo all'asse ottico e una variazione della distanza tra l'oggetto e il sistema ottico non determina una variazione dell'ingrandimento ottenuto.
2. Una volta selezionata l'opzione "Object Height", si inseriscono negli appositi campi disponibili della finestra "Field Data" le coordinate  $(x,y)$  di alcuni punti rappresentativi del nucleo della fibra ottica (ad esempio il centro della sezione e alcuni punti sul bordo) e che verranno a costituire la schematizzazione della superficie di emissione (figura 5.9).
3. Nel menu "Wavelength Data" si inserisce la lunghezza d'onda caratteristica del fascio laser generato dal diodo K91SA3F-25.00W.
4. Infine nel "Lens Data Editor" si fissa la distanza che intercorre tra la sorgente così modellata e il componente ottico immediatamente seguente.

**Field Data**

Angle (Deg)                       Paraxial Image Height  
 Object Height                       Real Image Height

Use	X-Field	Y-Field	Weight	VDX	VDY	VCX	VCY	VAN
<input checked="" type="checkbox"/> 1	0	0	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 2	0.05	0	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 3	0	0.05	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 4	-0.05	0	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 5	0	-0.05	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 6	0.0177	0.0177	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 7	-0.0177	0.0177	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 8	-0.0177	-0.0177	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input checked="" type="checkbox"/> 9	0.0177	-0.0177	1.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input type="checkbox"/> 10	0	0	0.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input type="checkbox"/> 11	0	0	0.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
<input type="checkbox"/> 12	0	0	0.0000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000

**Figura 5.9 – Menù Field Data K91SA3F-25.00W**

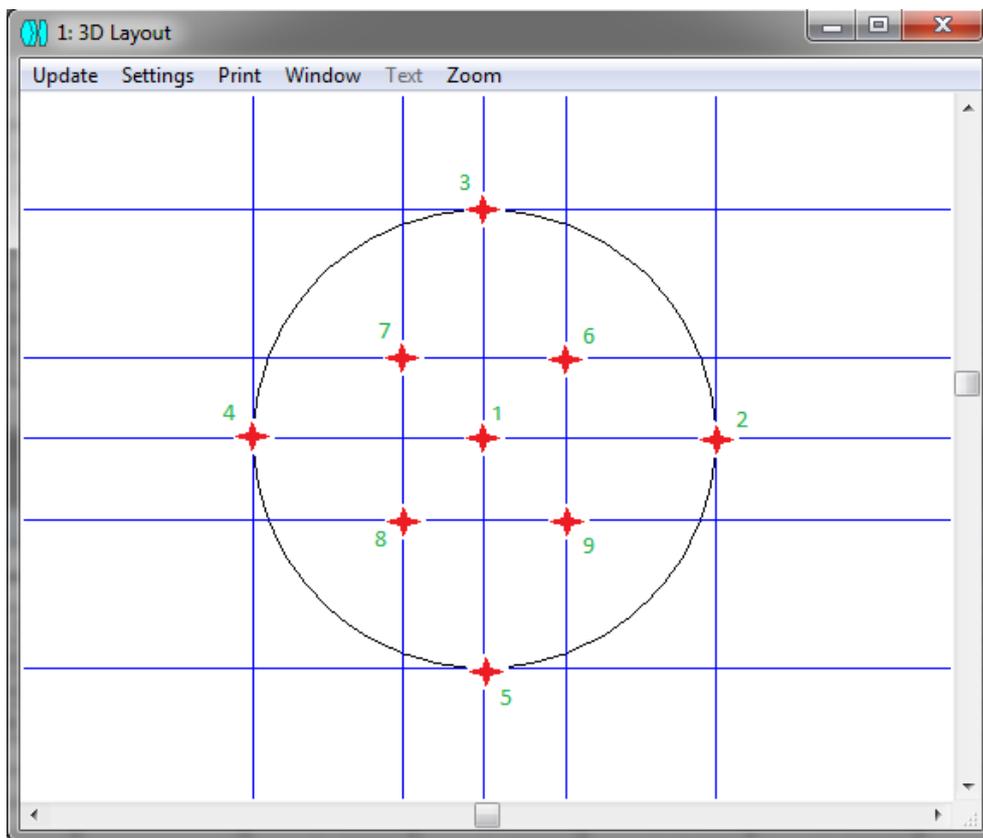
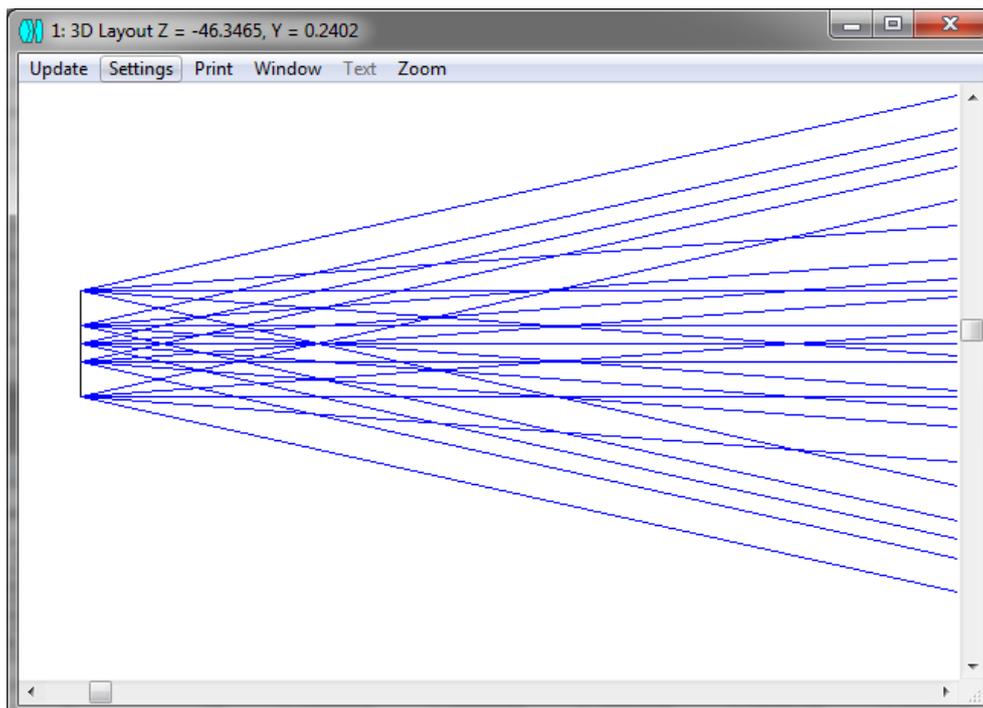
**Wavelength Data**

Use	Wavelength (microns)	Weight	Primary
<input checked="" type="checkbox"/> 1	915.00000000	1	<input checked="" type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 2	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 3	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 4	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 5	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 6	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 7	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 8	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 9	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 10	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 11	0.55000000	1	<input type="radio"/>
<input type="checkbox"/> 12	0.55000000	1	<input type="radio"/>

**Figura 5.10 – Menù Wavelength Data K91SA3F-25.00W**



**Figura 5.11 – Modello tridimensionale della sezione di uscita della fibra ottica**

### 5.1.6 IL SISTEMA OTTICO DI FOCALIZZAZIONE.

Lo scopo prefissato è quello di realizzare di un sistema ottico di focalizzazione snello, versatile e dai costi contenuti. La scelta è stata quella di progettare un sistema a due lenti, in cui la prima ottica ha la funzione di collimare il fascio in uscita dalla fibra ottica connessa alla sorgente laser e la seconda di focalizzare il fascio collimato sul sensore bersaglio. In questa fase, è stato deciso che l'approccio migliore fosse quello di acquistare ottiche ad elevate prestazioni reperibili nel mercato, purché dotate di coating antiriflesso nel vicino infrarosso, al fine di evitare problematiche di riflessioni indesiderate con il fascio laser da  $915nm$  generato dal diodo *K91SA3F-25.00W*. Tutti i componenti ottici passivi utilizzati in questo lavoro di ricerca sono prodotti Thorlabs, ma non è esclusa, in un secondo momento, la possibilità di progettare ottiche su misura per l'applicazione, specialmente nel caso in cui le prestazioni raggiunte con componenti standard non dovessero essere adeguate.

Le lenti da prendere in esame per l'applicazione si suddividono in tre tipologie:

- *Lenti sferiche serie Best Form.* Costituite in *N-BK7*, sono lenti biconvesse sferiche progettate per avere la minor aberrazione sferica possibile. Il risultato è dovuto perfezionando la selezione della coppia dei raggi di curvatura delle due superfici, ottimizzandoli per sorgente posizionata a distanza infinita. Le lenti sono progettate per ottenere le più piccole dimensioni possibili dello spot, avvicinabili al limite teorico della lente nel caso di fasci laser di piccolo diametro. Per ottenere le migliori performance in termini di focalizzazione deve essere previsto il posizionamento della superficie a maggior raggio di curvatura ad accogliere il fascio collimato.
- *Doppietti Acromatici serie Near IR.* Sono un particolare tipo di lenti progettate per limitare allo stesso tempo aberrazioni cromatiche e sferiche. Il singolo doppietto è costituito da due lenti cementate insieme di materiali diversi, in maniera tale che l'elevato coefficiente di dispersione caratteristico dell'uno sia controbilanciato dal basso valore dell'altro materiale. Unendo a ciò una buona progettazione della forma delle superfici, è possibile ottenere un punto di fuoco comune per raggi con lunghezza d'onda caratteristica diversa. I doppietti Thorlabs visionati sono specifici per il funzionamento nel vicino infrarosso, essendo ottimizzati per ben tre lunghezze d'onda distinte ( $706.5nm$ ,  $855nm$  e  $1015nm$ ). Hanno ampia diffusione nelle applicazioni che prevedono la focalizzazione di laser monocromatici in spot di dimensioni prossime al limite teorico.

- *Lenti asferiche*. Sono ottiche caratterizzati da profili delle superfici estremamente complessi, ma che consentono di eliminare l'aberrazione sferica e contenere gli effetti di tutte le altre aberrazioni. Se si pensa che per fasci monocromatici l'aberrazione sferica è il principale fattore che fa discostare le prestazioni reali di una lente singola da quelle teoriche, si può comprendere il perché questa tipologia di ottiche è considerata la migliore soluzione per problematiche in cui è necessario collimare, ad esempio, fasci luminosi uscenti da una fibra ottica prodotti da un diodo laser, oppure accoppiare un fascio luminoso in fibra. Tipicamente la geometria delle superfici è espressa da equazioni del tipo:

$$(5.20) \quad z(r) = \frac{r^2}{R \left( 1 + \sqrt{1 - (1+k) \frac{r^2}{R^2}} \right)} + \alpha_1 r^2 + \alpha_2 r^4 + \alpha_3 r^6 + \dots$$

dove, nell'ipotesi che l'asse ottico coincida con l'asse  $z$ ,  $z(r)$  è la distanza del generico punto della superficie, radialmente distante  $r$  dall'asse ottico, dal piano tangente al vertice della lente e ortogonale all'asse  $z$ . I coefficienti di asfericità  $\alpha_i$  tengono conto di quanto la superficie si discosti dall'essere una quadrica con simmetria assiale di raggio  $R$  e costante conica  $k$ .

### 5.1.7 VERIFICA DEL MODELLO VIRTUALE

Per completare il modello virtuale del sistema di eccitazione laser, non rimane che introdurre a valle della sorgente, cioè del modello del diodo *K9ISA3F-25.00W*, l'insieme di ottiche destinate al trattamento del raggio laser. L'inserimento dei parametri di forma, posizione e materiale è previsto nell'apposito "*Lens Data Editor*".

L'approccio utilizzato consiste nell'andare a simulare ogni coppia possibile di lenti. Quindi, mantenendo fissa di volta in volta la prima delle due ottiche (lente di collimazione), si alternano le varie lenti individuate per focalizzare il fascio laser sul bersaglio. Per ogni simulazione viene riportato l'editor con i parametri caratteristici delle lenti, il modello tridimensionale risultante, lo spot valutato nel piano immagine passante per il miglior punto di fuoco, la conseguente distribuzione di densità di potenza prevista e l'andamento del contenuto energetico dello spot sul piano di lavoro al variare della distanza radiale dal raggio principale.

Tra le grandezze di interesse elencate merita di essere citata nello specifico la distribuzione di densità di potenza, in quanto viene valutata attraverso un particolare modulo del software Zemax che prende il nome di "*Geometric Image Analysis*". Per funzionare, tale modulo richiede

l'inserimento di un ulteriore numero di parametri necessari per la simulazione. Quelli principali sono:

- Le dimensioni dell'immagine sorgente. Arbitrariamente si sono fissate pari al diametro della fibra ottica, cioè  $100\mu m$ .
- Il punto rispetto cui è centrata l'immagine sorgente. Considerato che il sistema ottico è pensato per avere l'uscita della fibra ottica e le lenti disposte in asse, è stato scelto come punto di riferimento il centro della sezione circolare della fibra ottica.
- La scelta della forma geometrica rappresentante la sorgente. La forma selezionata è quella circolare.
- L'apertura numerica  $NA$  della sorgente. Nel caso specifico coincide con l'apertura numerica caratteristica della fibra ottica, che è un parametro certificato dal costruttore uguale a 0.22.
- La potenza ottica in uscita dalla sorgente. Essendo in fase di simulazione, si pone essere pari al valore nominale di potenza ottica in uscita dalla fibra e cioè  $25W$ . Nella realtà questo valore differire a seconda delle modalità e condizioni di esercizio e alimentazione della sorgente laser.
- Il numero di raggi uscenti dalla fibra da simulare. Più è elevato il numero, migliore è l'accuratezza della simulazione, ma più pesante risulta elaborarla. Un buon trade-off è risultato impostare il valore pari a diecimila.
- Le dimensioni complessive del piano immagine su cui analizzare lo spot simulato. Per le simulazioni implementate è risultato più che adeguato rappresentare il piano immagine come una superficie piana di dimensioni  $1 \times 1 mm$ .

Inseriti i valori delle grandezze richieste come dichiarato (vedere figura 5.12), si possono osservare le simulazione della distribuzione della densità di potenza ottica in uscita dalla fibra così simulata, figura (5.13).

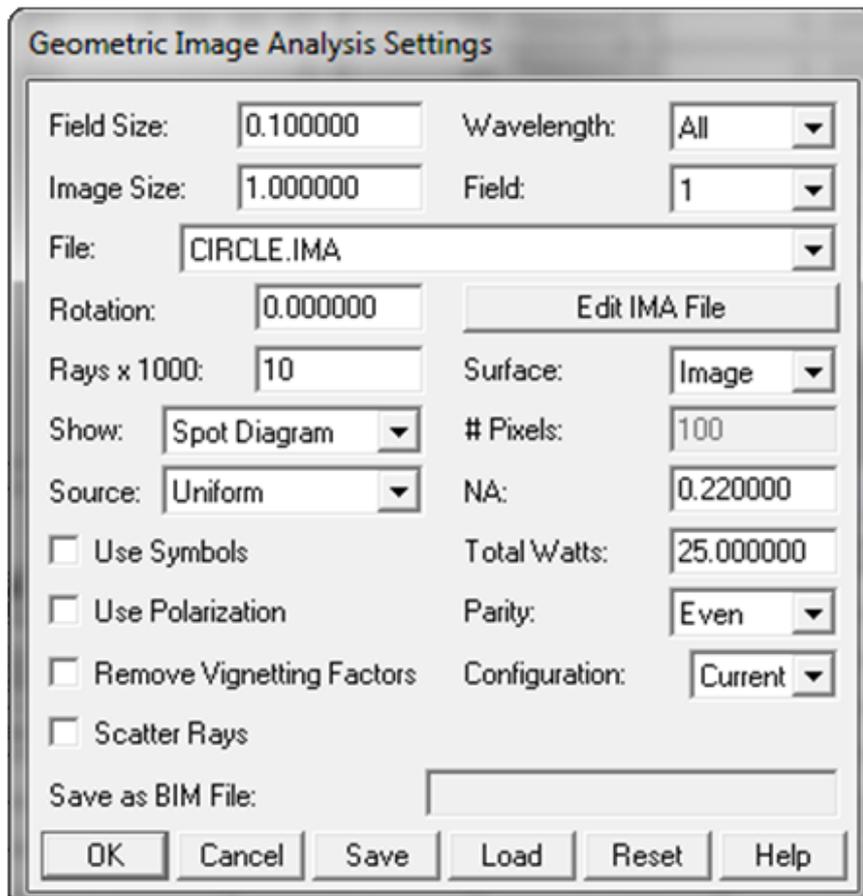


Figura 5.12 – Menù Geometric Image Analysis

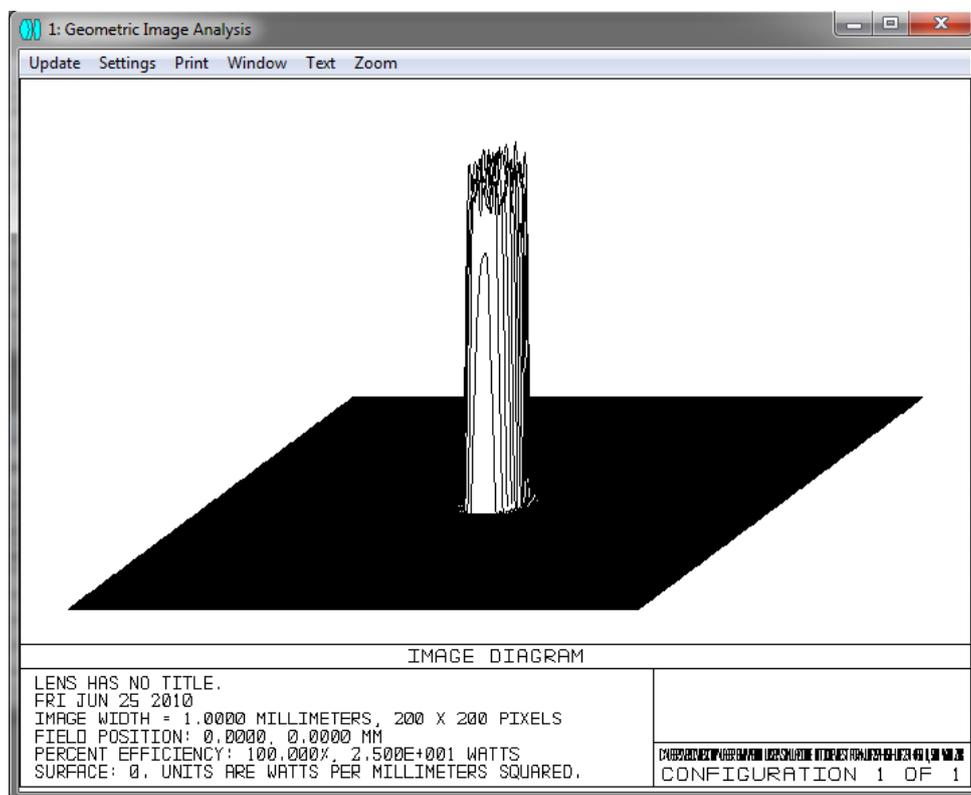


Figura 5.13 – Simulazione della distribuzione della densità di potenza in uscita dalla fibra

### 5.1.8 SIMULAZIONE DEL SISTEMA OTTICO.

Il primo passo consiste nella selezione della prima lente, dedicata alla collimazione, che è bene essere caratterizzata da una lunghezza focale più piccola possibile. Mantenendo a giro fissa la prima lente, si proveranno diverse ottiche come soluzioni possibili per la focalizzazione. Le simulazioni sono state condotte con due scelte possibili: lenti con focale a 50mm e lenti con focale 100mm. Un confronto tra i modelli virtuali può così fornire indicazioni qualitative sulla possibile distanza di lavoro, cioè quella tra l'ultima lente del sistema ottico e l'elemento sensibile del generico sensore di temperatura.

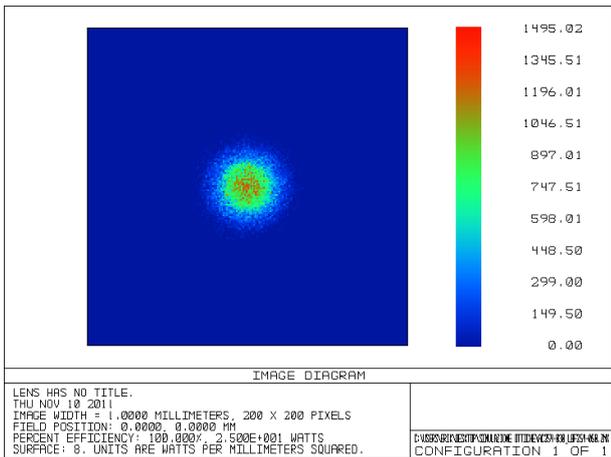
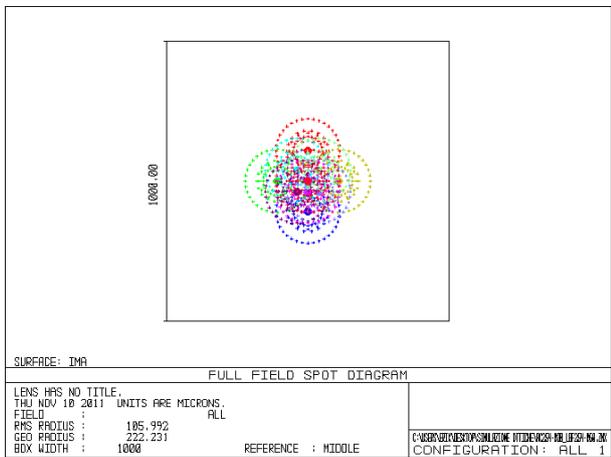
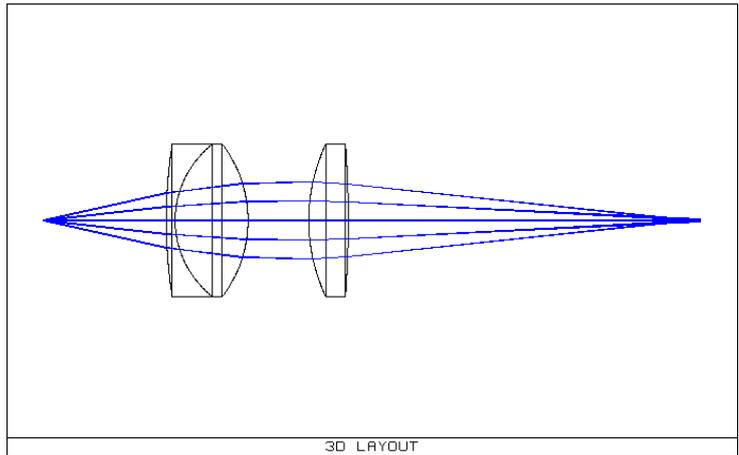
#### 1. Lente di collimazione: AC254-030-B

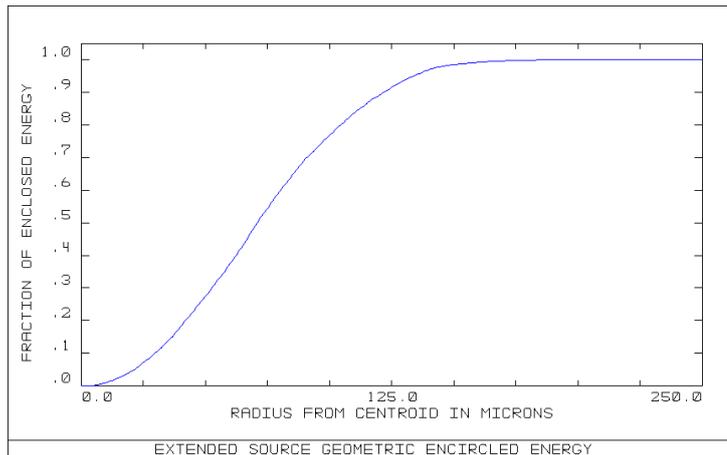
Il doppietto acromatico AC254-030-B è progettato da Thorlabs per applicazioni nel vicino infrarosso. È composto da due lenti cementate di materiale rispettivamente N-BAF10 (*Barium Flint*, BaF) e N-SF6HT (*Dense Flint*, SF) e presenta una distanza focale nominale di 30mm. Il coating di tipo B scelto è quello standard anti riflesso a banda larga, certificato per l'intervallo di frequenze tra 650 e 1050nm.

#### a. Lente di focalizzazione: LBF254-050-B

Le lenti Thorlabs della serie *LBF* sono lenti *best-form* progettate per minimizzare l'aberrazione sferica con l'utilizzo di superfici sferiche. Costruita in N-BK7, è caratterizzata da una distanza focale di 50mm. Pure per questo componente è presente l'AR coating di tipo B.

Surf	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	20.274423		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		4.622397	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-030	79.080000	1.500000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND AC254-030	16.180000	12.000000	1.66,47.1	12.700000	U 0.000000
4*	Standard	3RD AC254-030	-21.090000	10.000000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		6.390354	0.000000
6*	Standard	1ST LBF254-050	30.060000	6.500000	1.52,64.2	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	2ND LBF254-050	-172.000000	58.032829		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.222231	0.000000

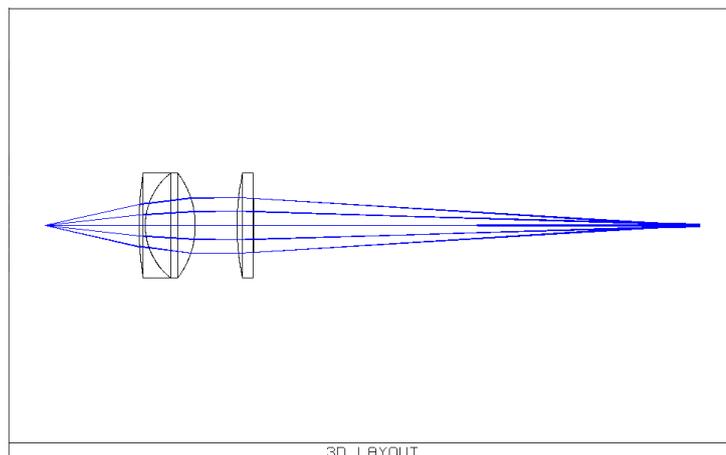


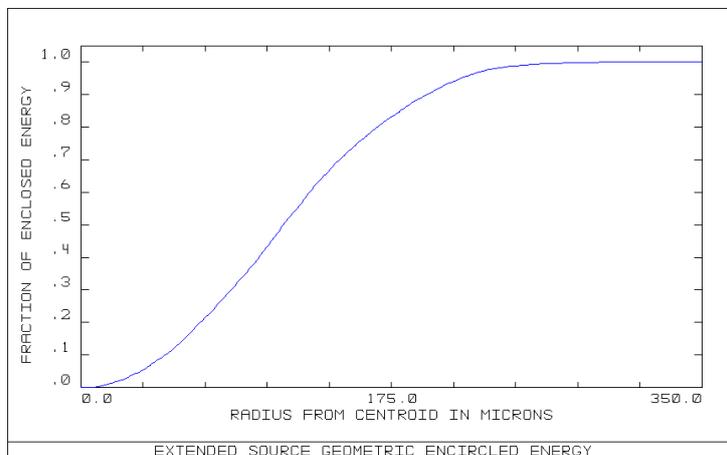
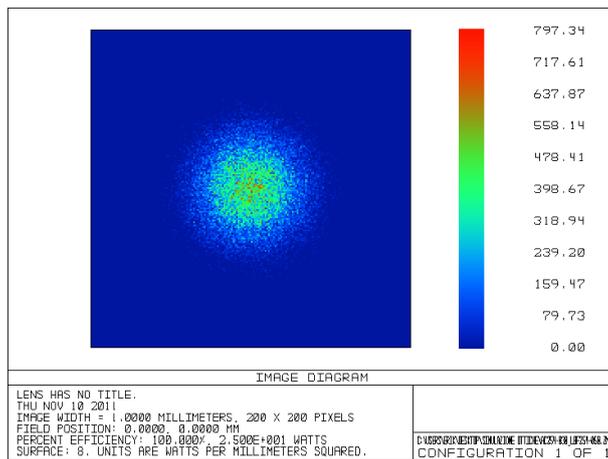
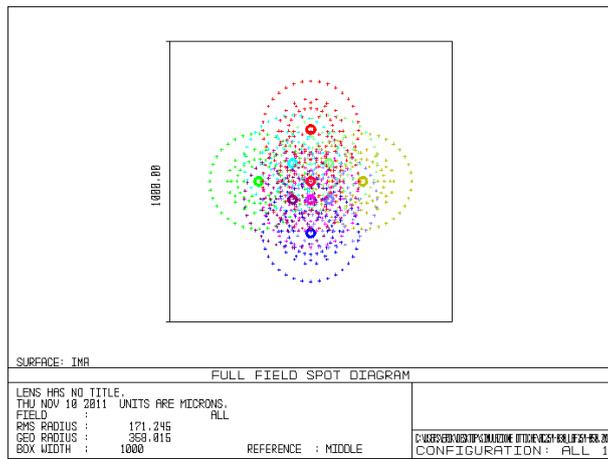


b. Lente di focalizzazione: LBF254-100-B

Lente *best-form* del tutto analoga alla LBF254-050-B. Differisce per la distanza focale che si attesta a 100mm.

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	22.591937		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		5.145056	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-030	79.080000	1.500000	1.78, 25.4	12.700000	0.000000
3*	Standard	2ND AC254-030	16.180000	12.000000	1.66, 47.1	12.700000	0.000000
4*	Standard	3RD AC254-030	-21.090000	10.000000		12.700000	0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		6.685614	0.000000
6*	Standard	1ST LBF254-100	60.020000	4.000000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
7	Standard	2ND LBF254-100	-353.300000	107.041012		6.554386	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.358014	0.000000

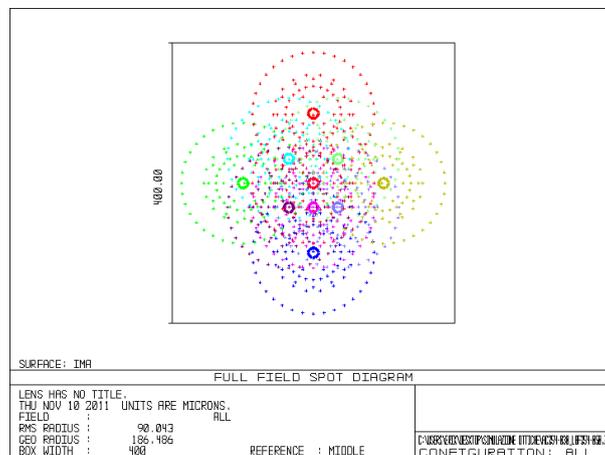
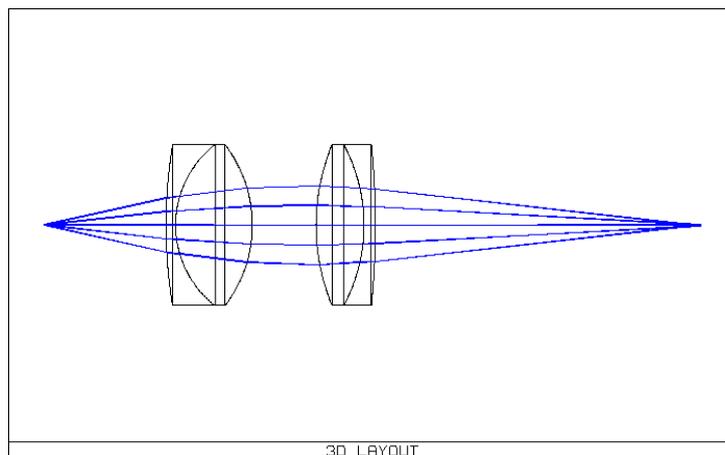


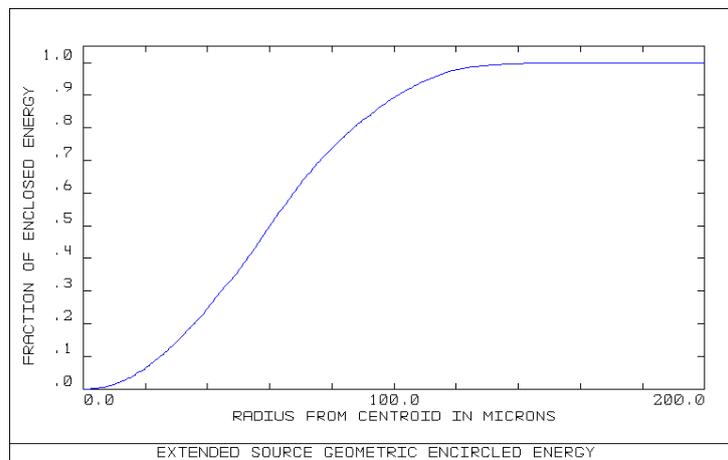
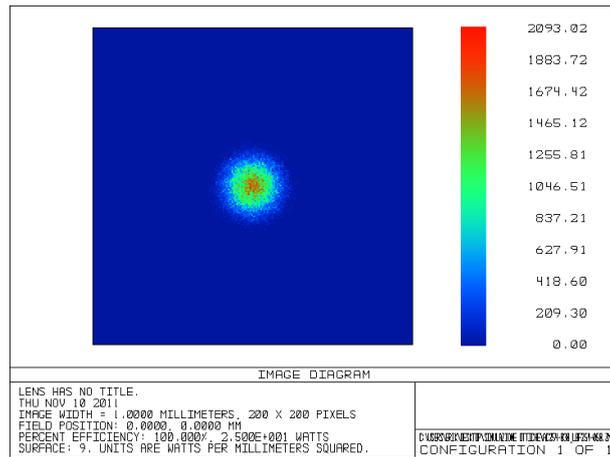


c. Lente di focalizzazione: AC254-050-B

La lente AC254-050-B appartiene alla stessa famiglia di doppietti acromatici progettati per il vicino infrarosso dell'ottica di collimazione AC254-030-B. Seppur costruttivamente simile (è composta da due lenti cementate insieme), per ottenere una distanza focale nominale di 50mm, oltre ad avere superfici delle ottiche con diverso raggio di curvatura, è stata adottata una coppia di materiali costituenti diversa: N-LAK22 (*Lanthanum crow, LaK*) e N-SF6HT (*Dense Flint, SF*).

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	19.025821		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		4.340806	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-030	79.080000	1.500000	1.78,25.4	12.700000	0.000000
3*	Standard	2ND AC254-030	16.180000	12.000000	1.66,47.1	12.700000	0.000000
4*	Standard	3RD AC254-030	-21.090000	10.000000		12.700000	0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		6.227508	0.000000
6*	Standard	1ST AC254-050	33.550000	7.500000	1.68,55.4	12.700000	0.000000
7*	Standard	2ND AC254-050	-27.050000	1.800000	1.78,25.4	12.700000	0.000000
8*	Standard	3RD AC254-050	-125.600000	50.884361		12.700000	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.186486	0.000000

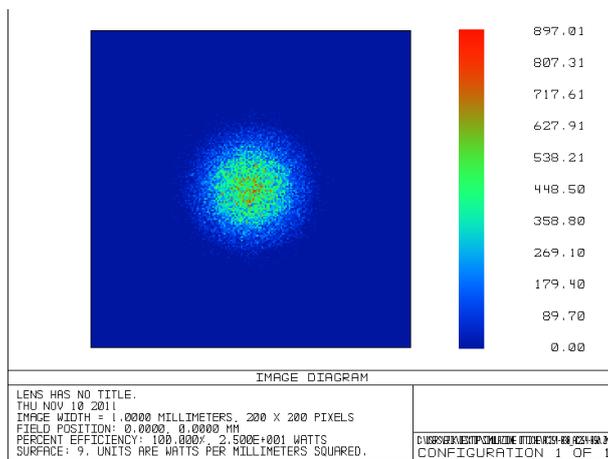
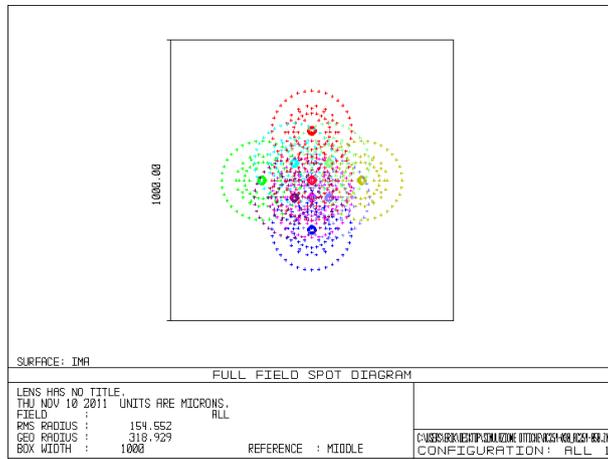
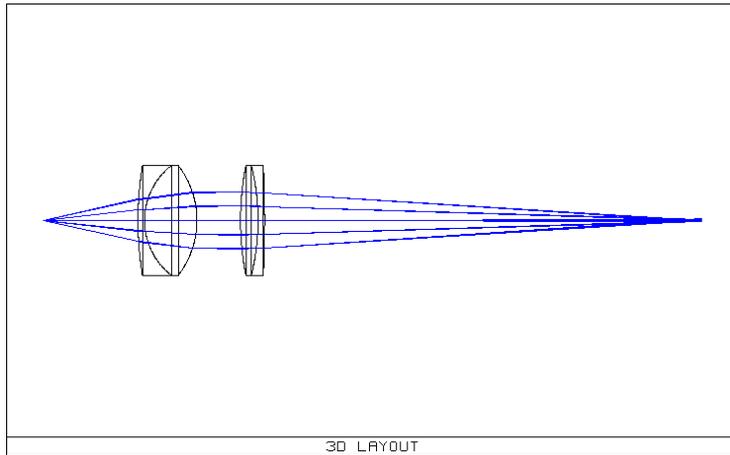


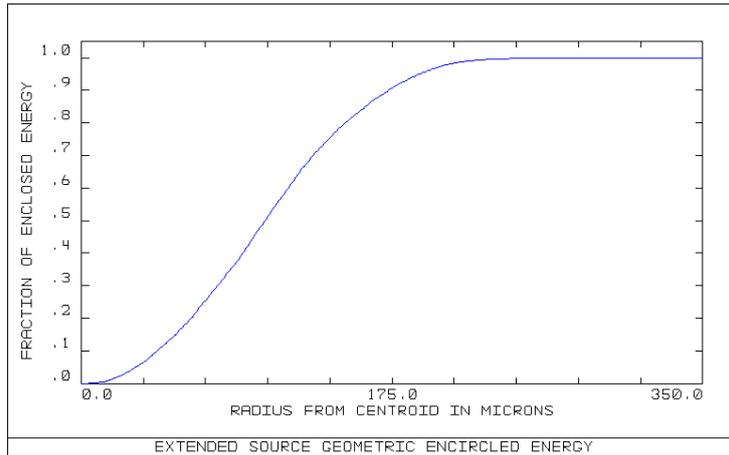


d. Lente di focalizzazione: AC254-100-B

Del tutto paragonabile al doppietto acromatico AC254-050-B, differisce perché ha una distanza focale nominale di 100mm.

Surf	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	21.580782		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		4.917015	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-030	79.080000	1.500000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND AC254-030	16.180000	12.000000	1.66,47.1	12.700000	U 0.000000
4*	Standard	3RD AC254-030	-21.090000	10.000000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		6.557974	0.000000
6*	Standard	1ST AC254-100	66.680000	4.000000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	2ND AC254-100	-53.700000	1.500000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
8*	Standard	3RD AC254-100	-259.410000	99.957437		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.318929	0.000000



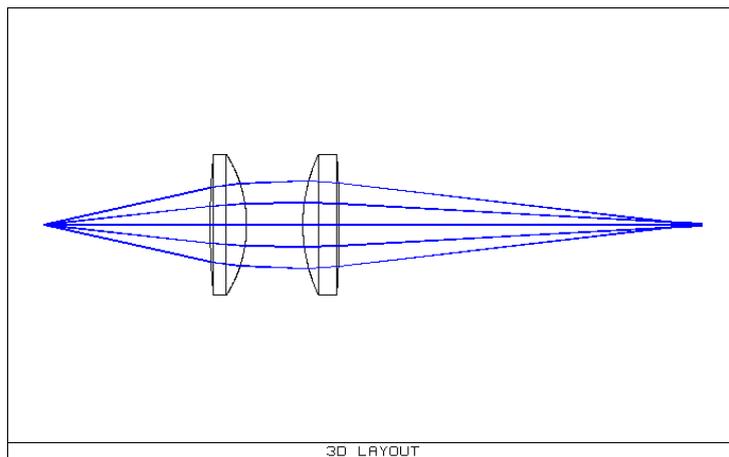


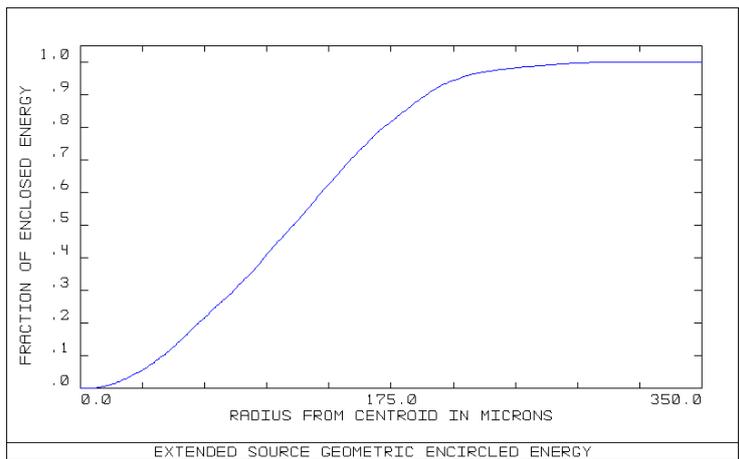
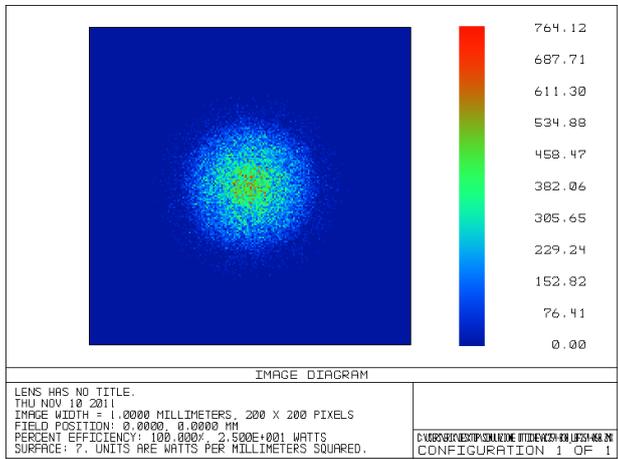
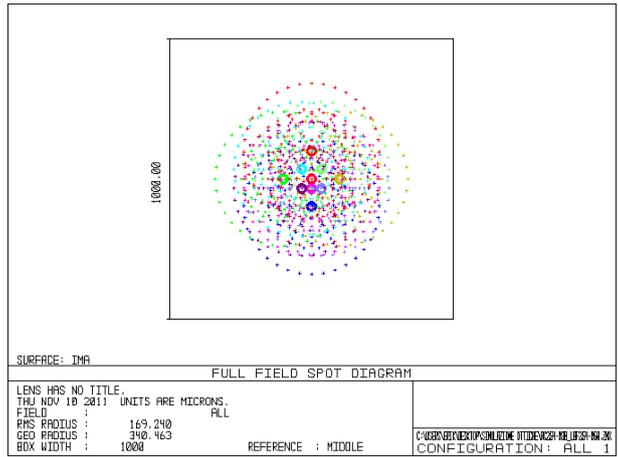
2. Lente di collimazione: LBF254-040-B

Lente *best-form* del tutto simile a quelle descritte precedentemente. La sua distanza focale nominale è di 40mm.

a. Lente di focalizzazione: LBF254-050-B

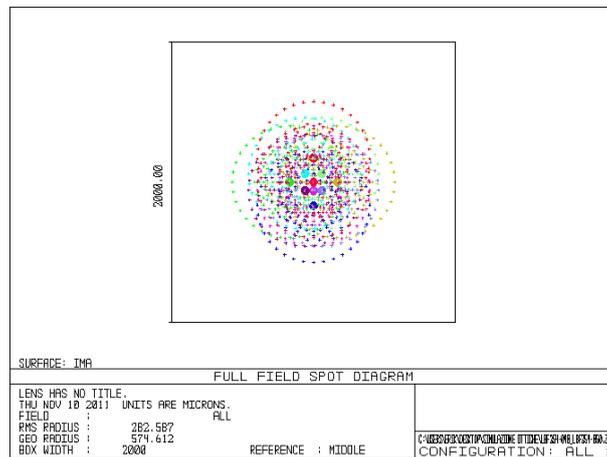
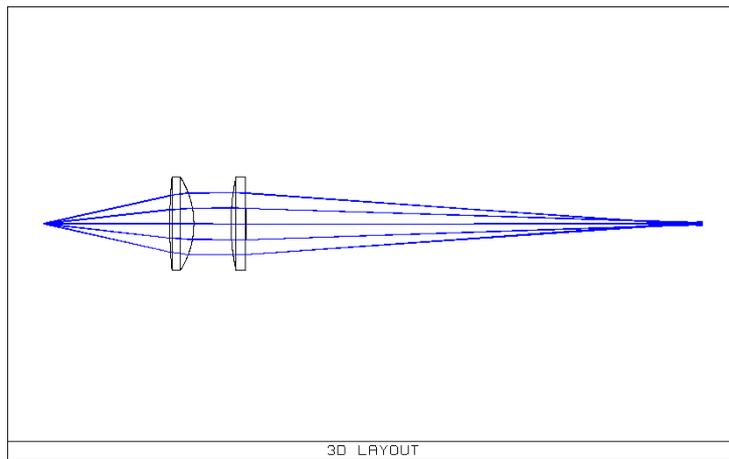
Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	29.645473		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		6.735807	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-040	134.600000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-040	-24.000000	10.000000		12.700000	0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		7.848756	0.000000
5*	Standard	1ST LBF254-050	30.060000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
6*	Standard	2ND LBF254-050	-172.000000	64.617943		12.700000	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.340463	0.000000

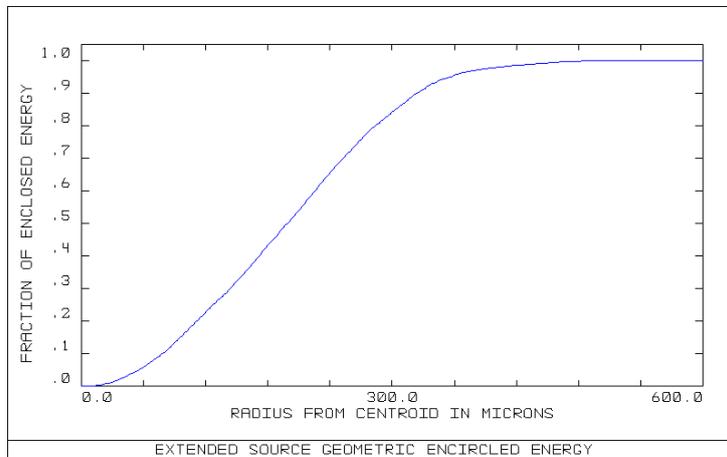
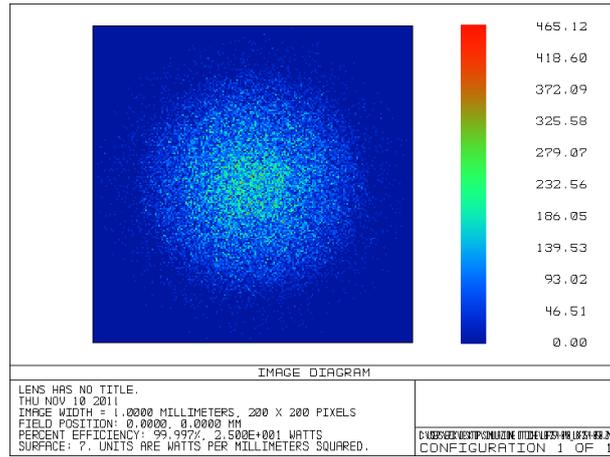




b. Lente di focalizzazione: LBF254-0100-B

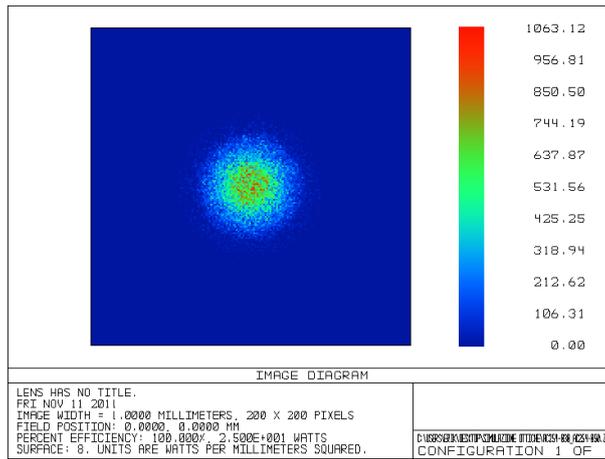
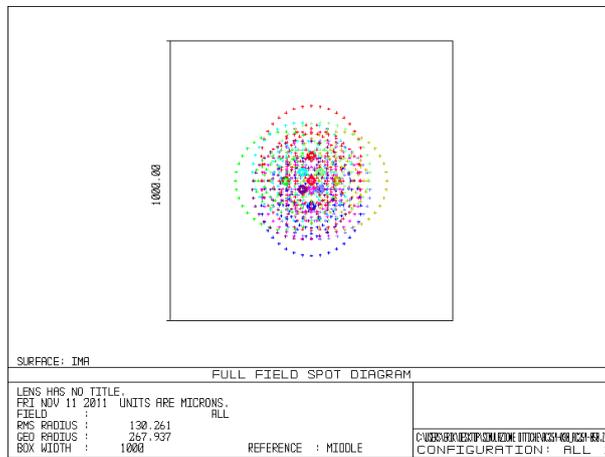
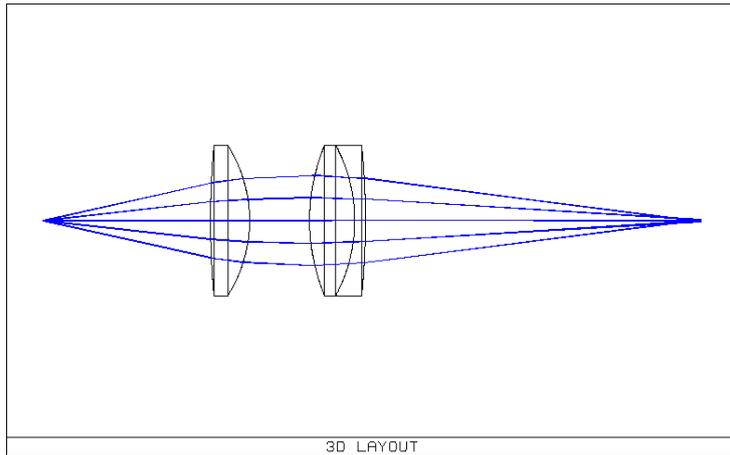
Surf:Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard	Infinity	33.898766		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	0.000000		7.695033	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-040	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-040	10.000000		12.700000	U 0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	0.000000		8.476307	0.000000
5*	Standard	1ST LBF254-100	4.000000	1.52, 64.2	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND LBF254-100	122.835057		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard	Infinity			0.574612	0.000000

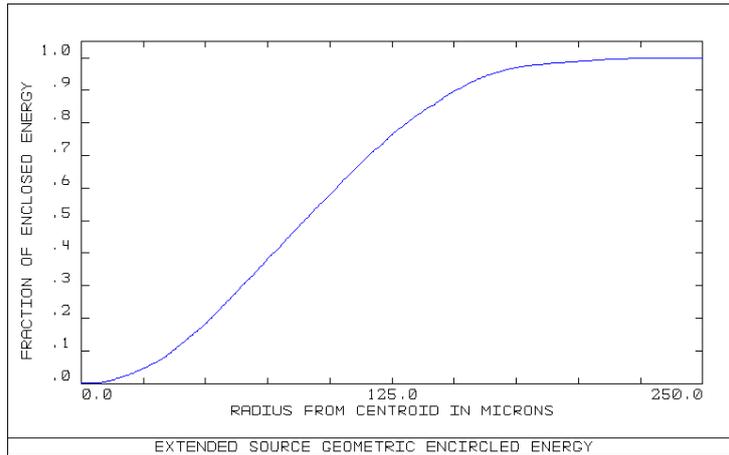




c. Lente di focalizzazione: AC254-50-B

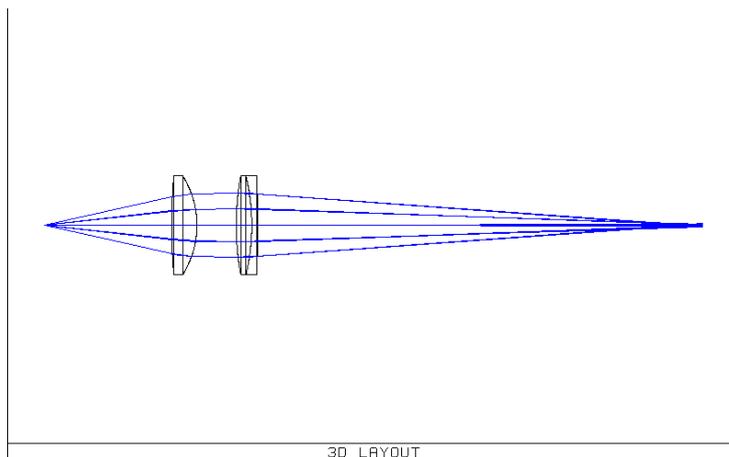
Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	27.934528		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		6.349946	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-040	134.600000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-040	-24.000000	10.000000		12.700000	0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		7.591088	0.000000
5*	Standard	1ST AC254-050	33.550000	7.500000	1.68, 55.4	12.700000	0.000000
6*	Standard	2ND AC254-050	-27.050000	1.800000	1.78, 25.4	12.700000	0.000000
7*	Standard	3RD AC254-050	-125.600000	55.917990		12.700000	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.267937	0.000000

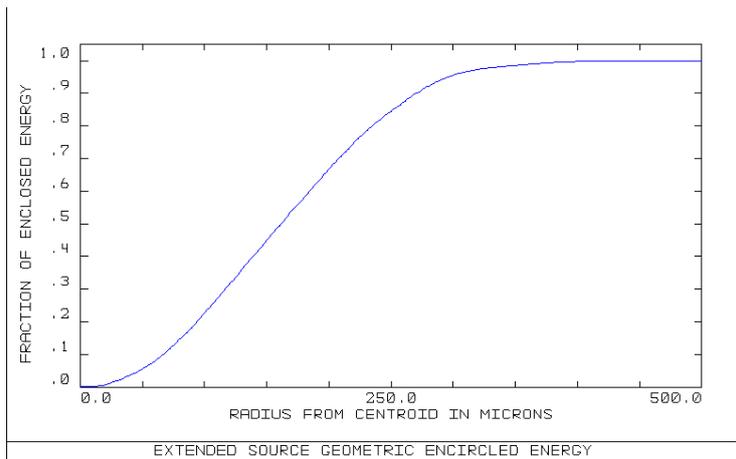
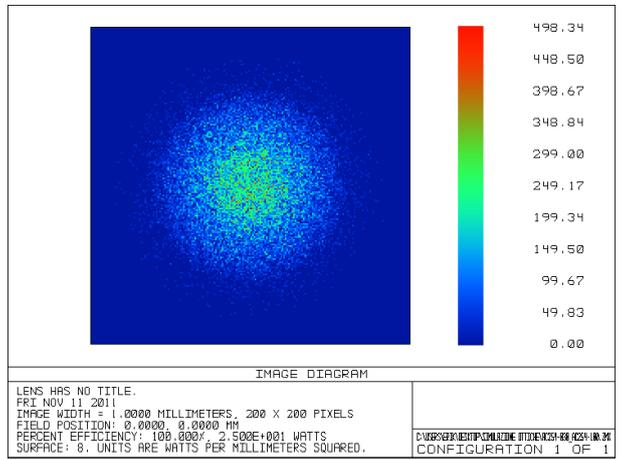
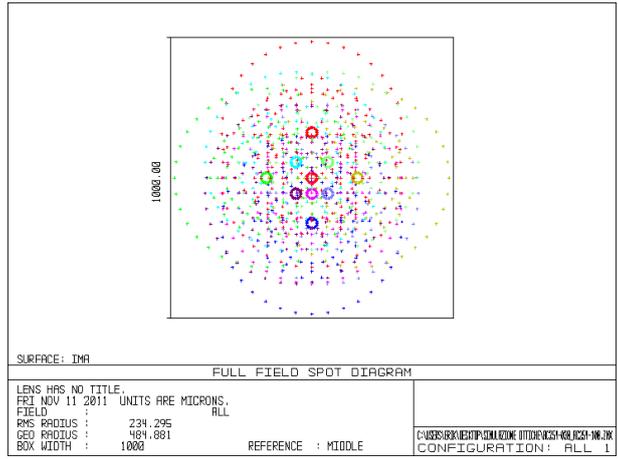




d. Lente di focalizzazione: AC254-100-B

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	32.382226		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		7.353015	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-040	134.600000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-040	-24.000000	10.000000		12.700000	U 0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		8.258971	0.000000
5*	Standard	1ST AC254-100	66.680000	4.000000	1.68, 55.4	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND AC254-100	-53.700000	1.500000	1.78, 25.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	3RD AC254-100	-259.410000	113.556382		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.484881	0.000000



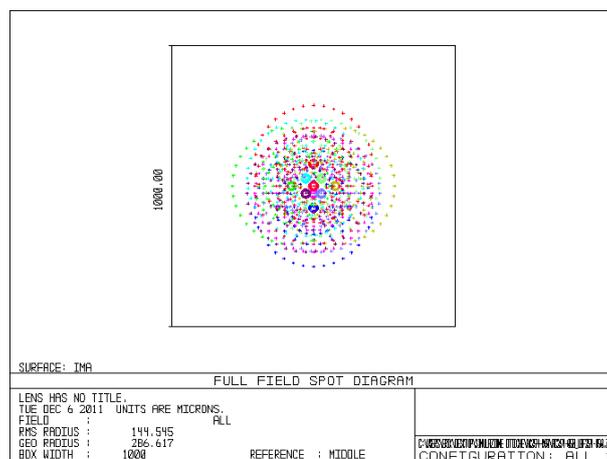
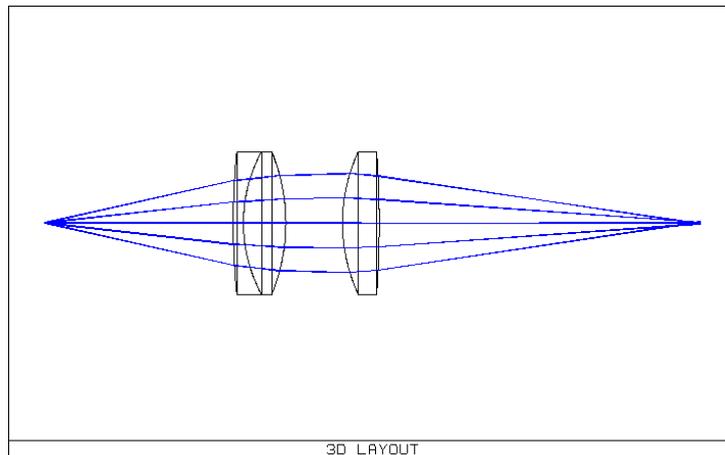


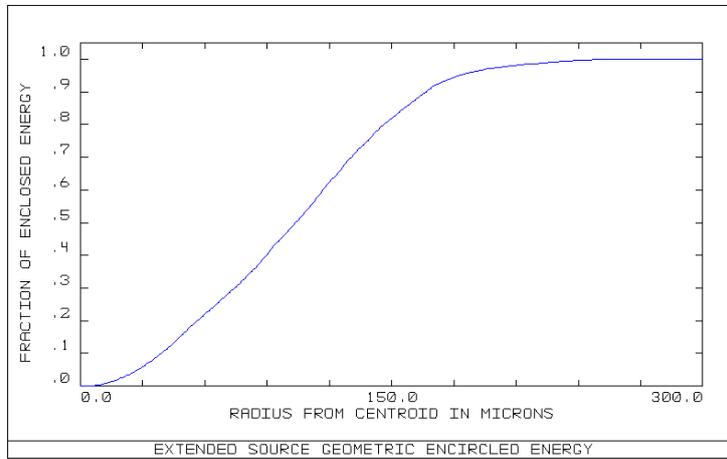
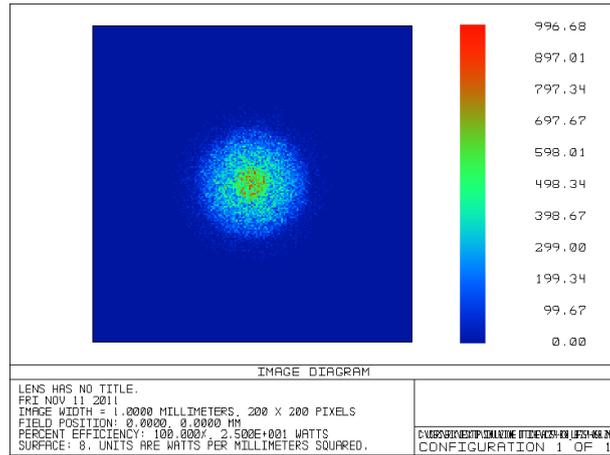
### 3. Lente di collimazione: AC254-050-B

In questo caso il doppietto acromatico AC254-050-B, prima impiegato come ottica di focalizzazione, viene provato virtualmente come ottica di collimazione.

#### a. Lente di focalizzazione: LBF254-050-B

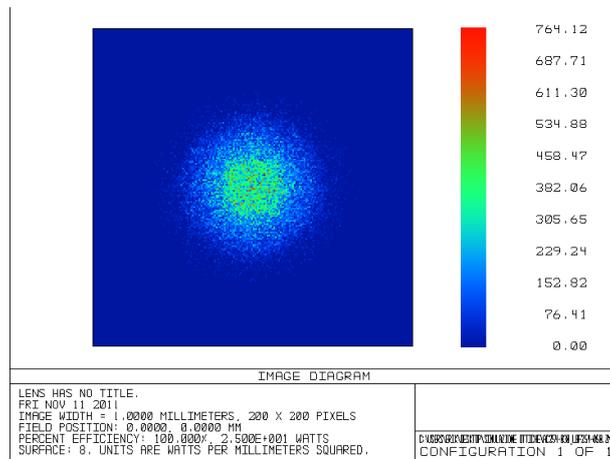
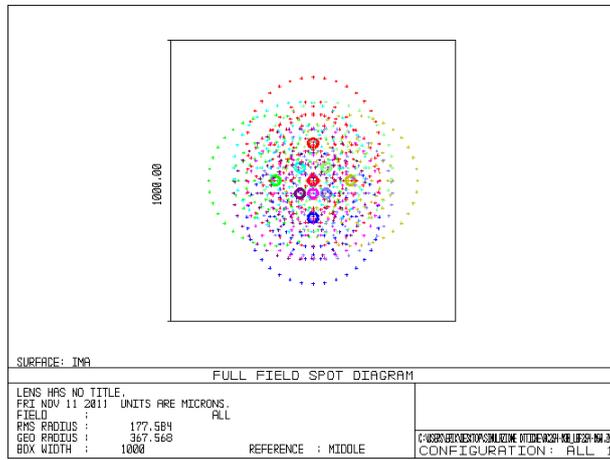
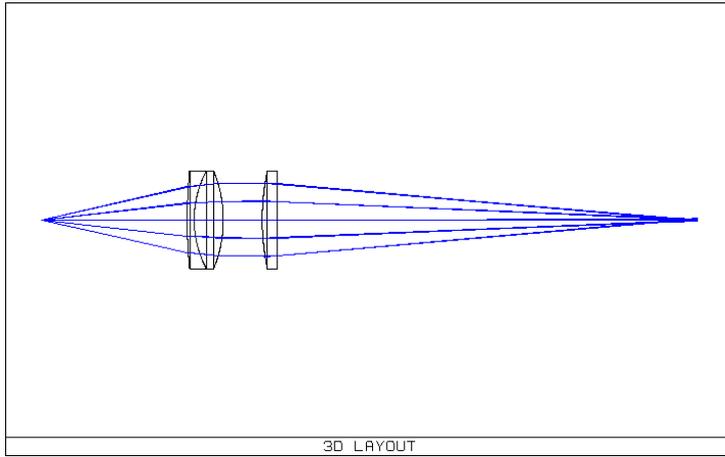
Surf	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	33.354634		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		7.572317	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-050	125.600000	1.800000	1.78, 25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND AC254-050	27.050000	7.500000	1.68, 55.4	12.700000	U 0.000000
4*	Standard	3RD AC254-050	-33.550000	10.000000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		8.803585	0.000000
6*	Standard	1ST LBF254-050	30.060000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	2ND LBF254-050	-172.200000	56.762116		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.286617	0.000000

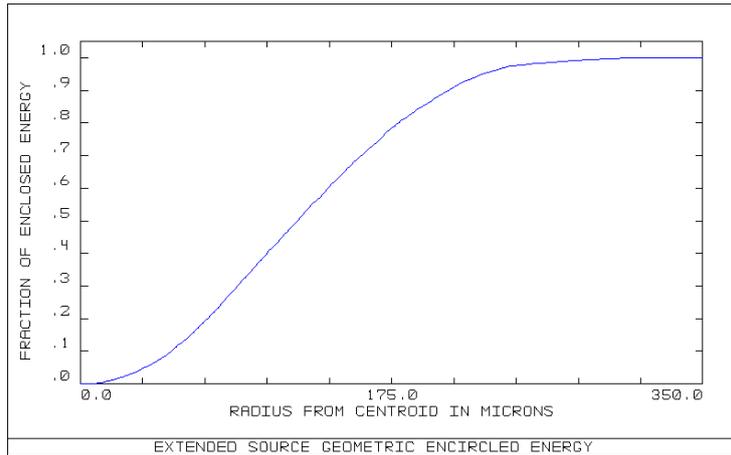




b. Lente di focalizzazione: LBF254-100-B

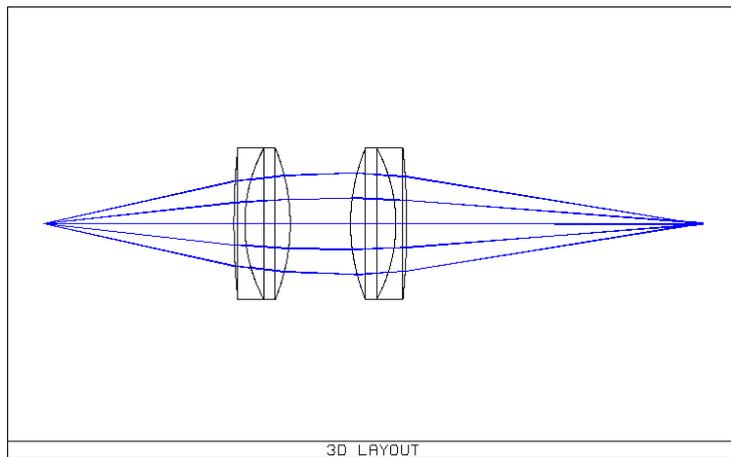
Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	37.465839		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		8.499498	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-050	125.600000	1.800000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND AC254-050	27.050000	7.500000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
4*	Standard	3RD AC254-050	-33.550000	10.000000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		9.443742	0.000000
6*	Standard	1ST LBF254-100	60.000000	4.000000	1.52,64.2	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	2ND LBF254-100	-353.300000	107.993381		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.367568	0.000000





c. Lente di focalizzazione: AC254-50-B

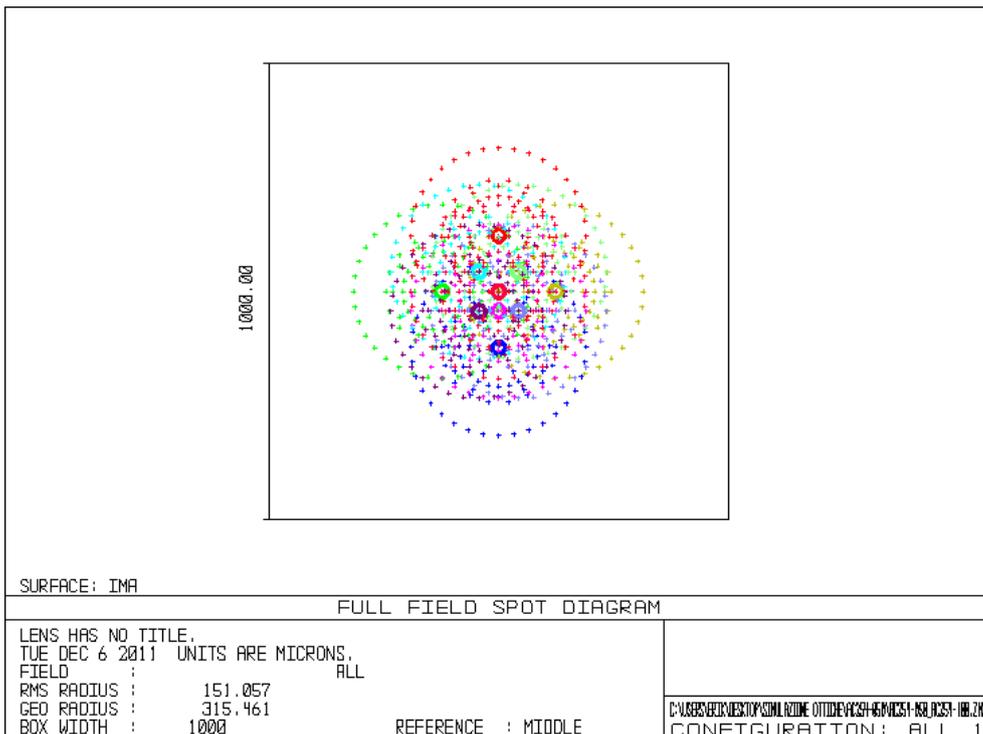
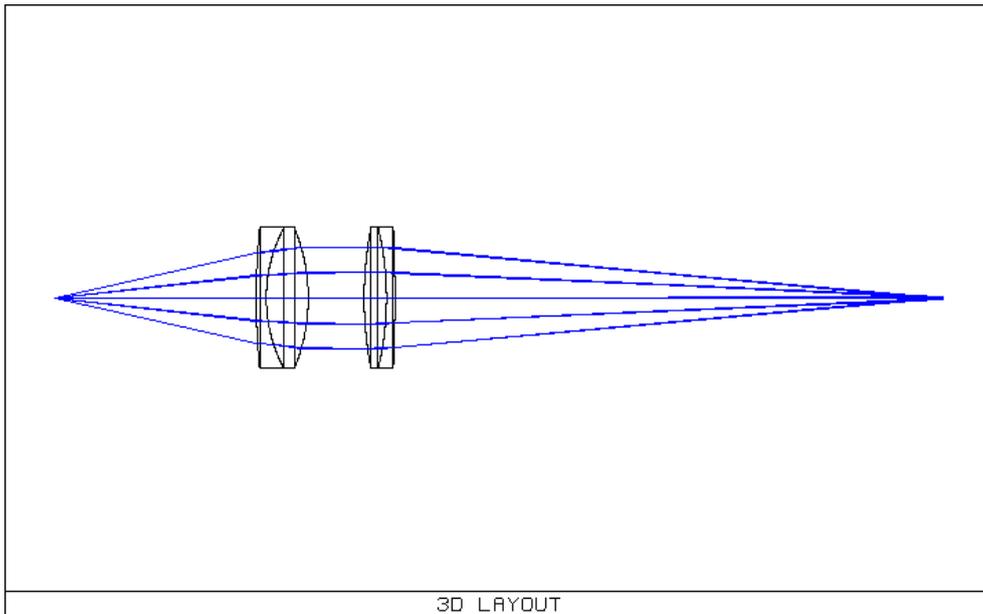
Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	31.496523		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		7.153266	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-050	125.600000	1.800000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND AC254-050	27.050000	7.500000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
4*	Standard	3RD AC254-050	-33.550000	10.000000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		8.509032	0.000000
6*	Standard	1ST AC254-050	33.550000	7.500000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	2ND AC254-050	-27.050000	1.800000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
8*	Standard	3RD AC254-050	-125.600000	49.039662		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.223996	0.000000

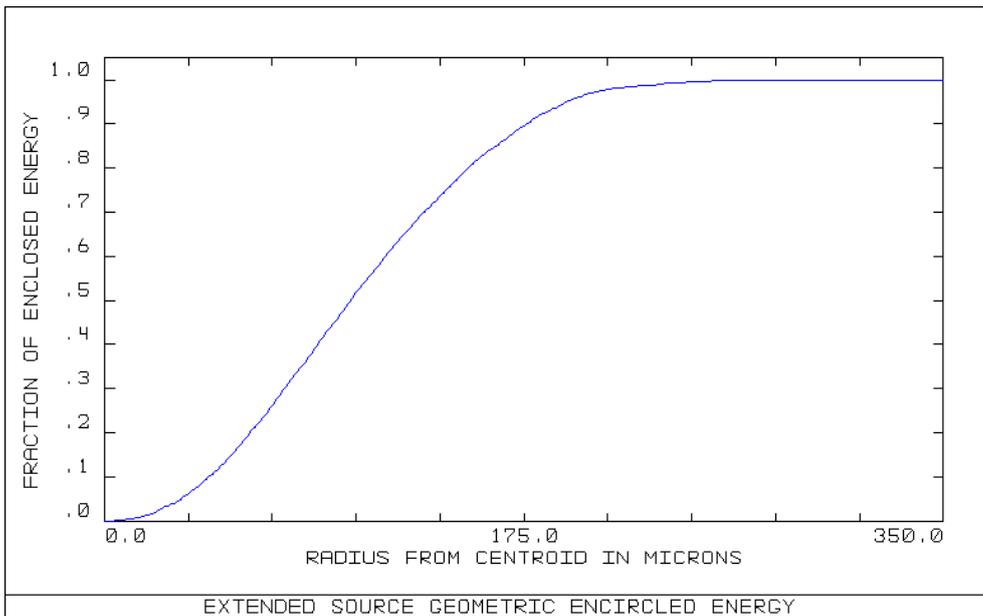
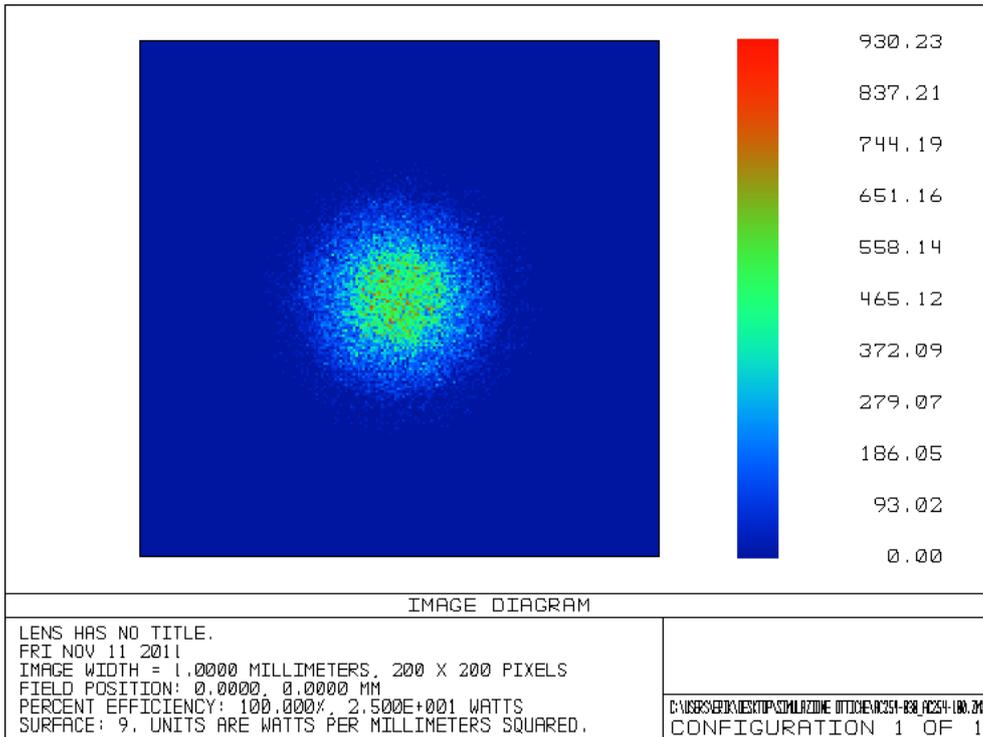




d. Lente di focalizzazione: AC254-100-B

Surf:Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard	Infinity	35.952162		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity		8.158126	0.000000
2*	Standard	1ST AC254-050	125.600000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND AC254-050	27.050000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
4*	Standard	3RD AC254-050	-33.550000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity		9.210036	0.000000
6*	Standard	1ST AC254-100	66.680000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	2ND AC254-100	-53.700000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
8*	Standard	3RD AC254-100	-259.410000		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard	Infinity			0.315461	0.000000

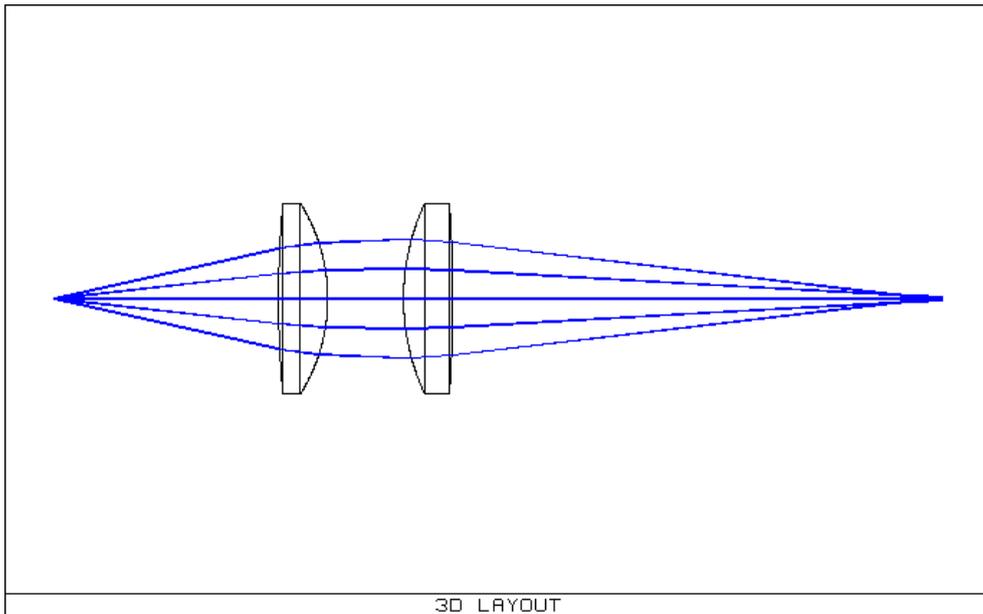




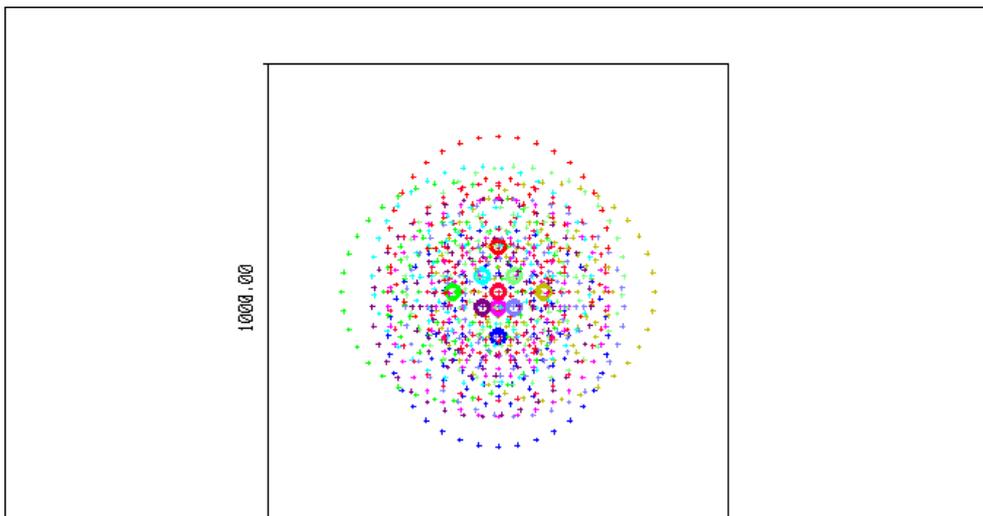
4. Lente di collimazione: LBF254-050-B

a. Lente di focalizzazione: LBF254-050-B

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	36.036363		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		8.177115	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-050	172.000000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-050	-30.060000	10.000000		12.700000	U 0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		9.392219	0.000000
5*	Standard	1ST LBF254-050	30.060000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND LBF254-050	-172.000000	64.500190		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.393625	0.000000



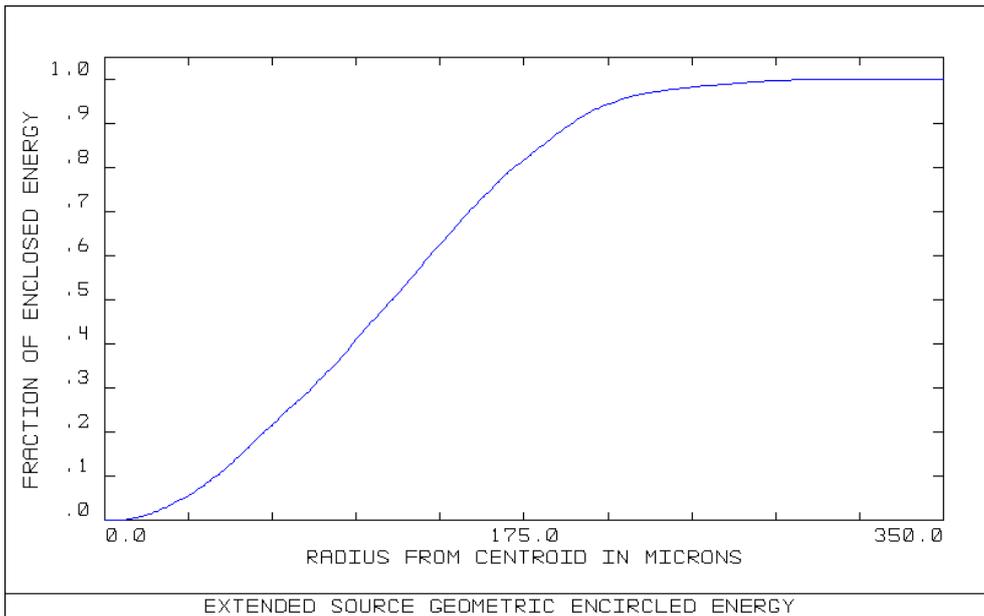
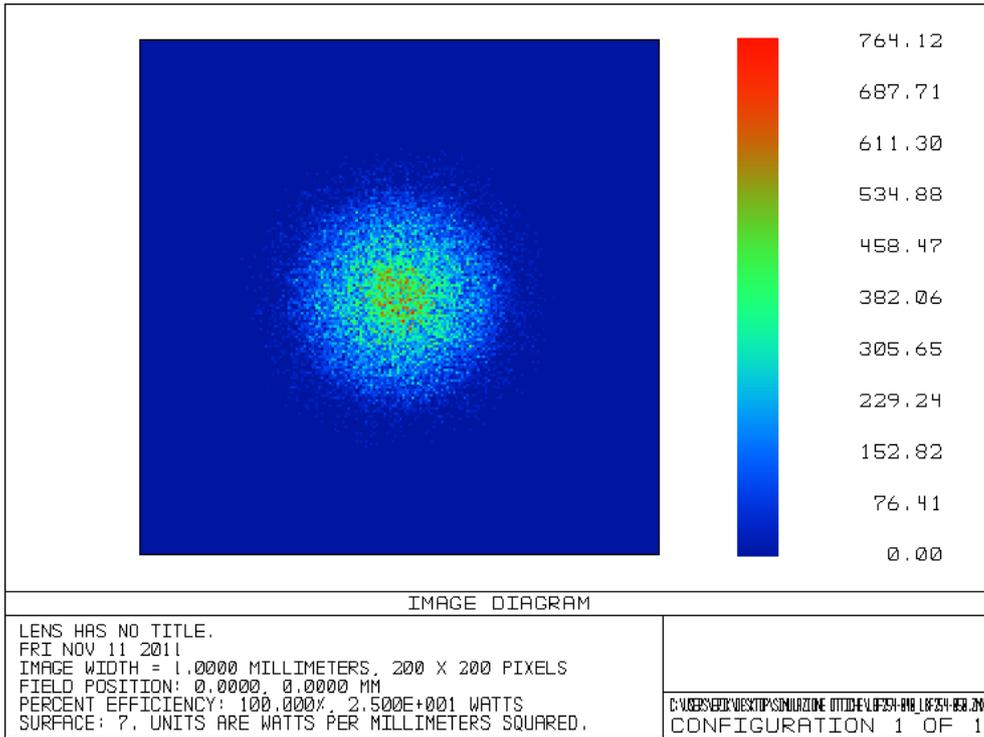
3D LAYOUT



SURFACE: IMA

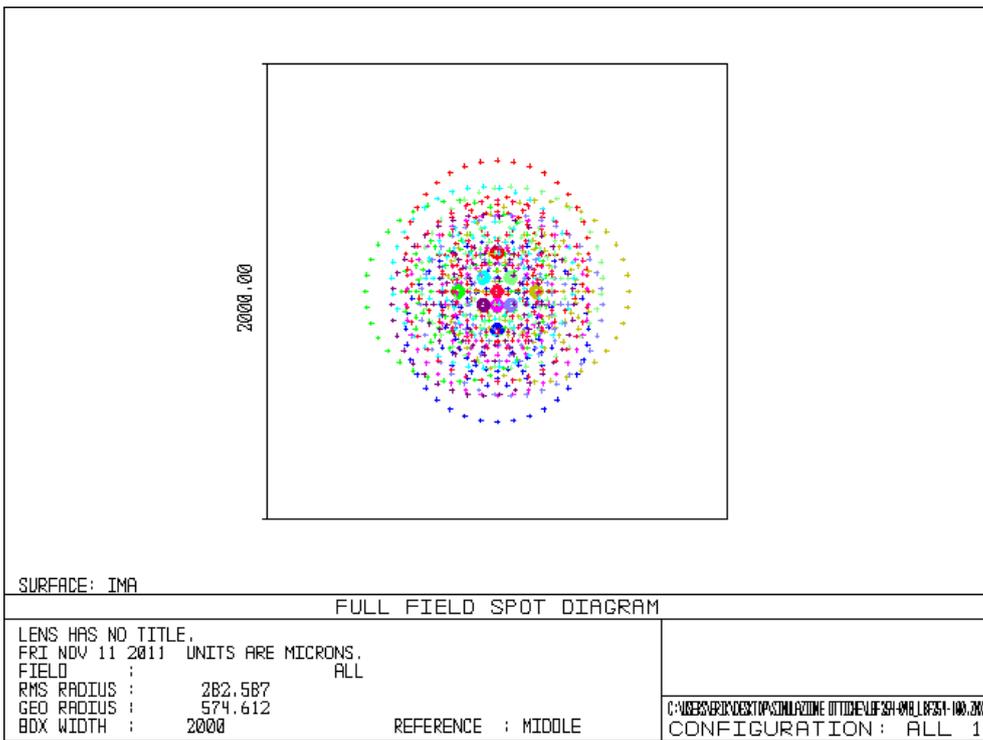
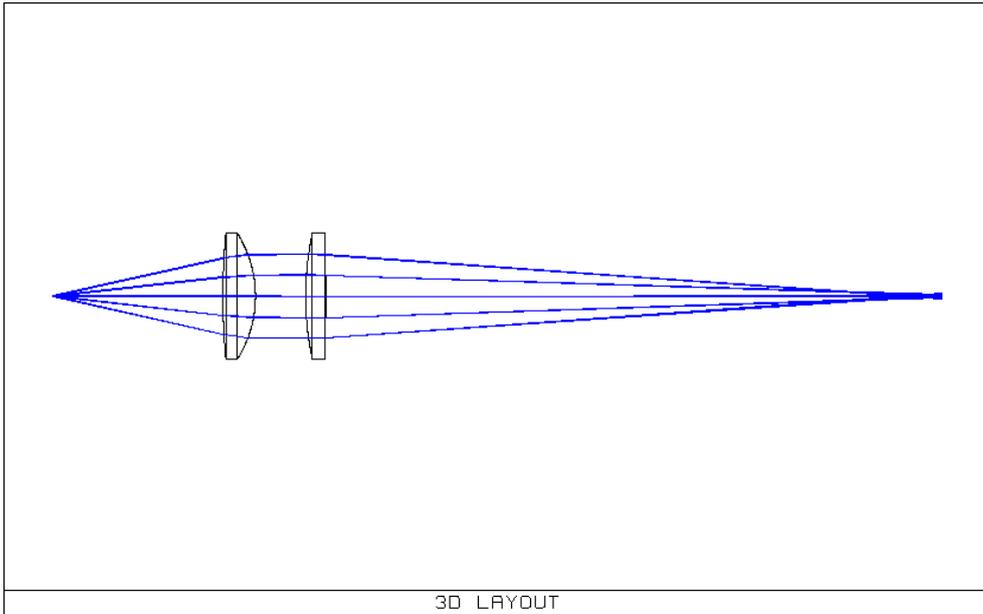
FULL FIELD SPOT DIAGRAM

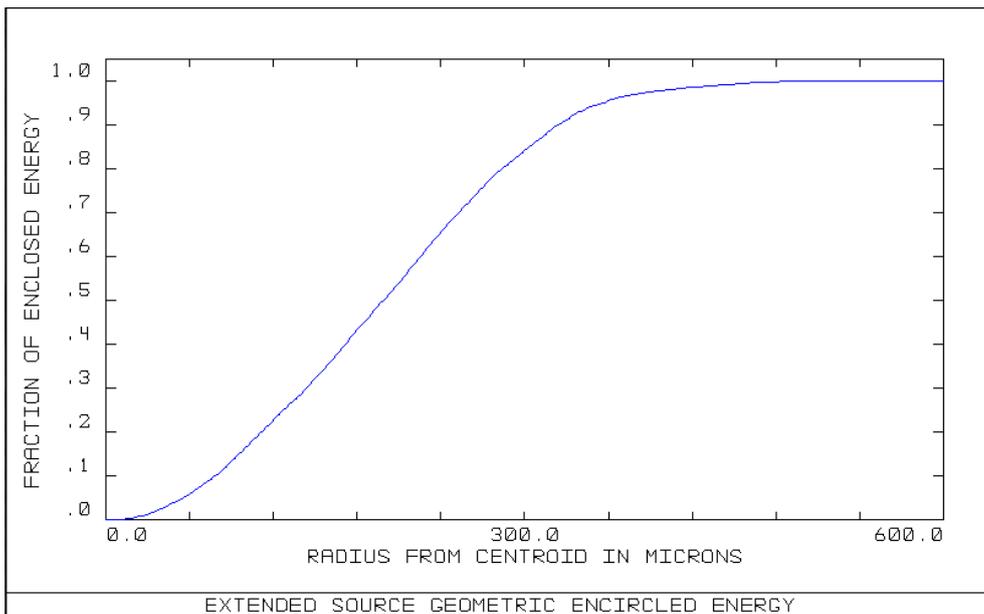
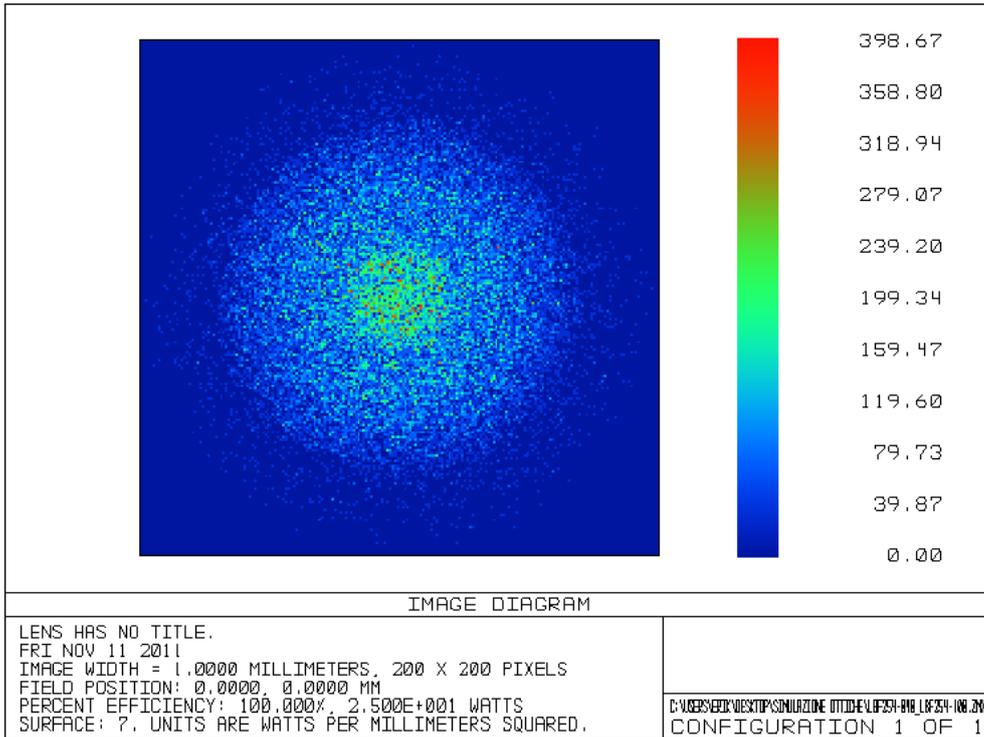
LENS HAS NO TITLE, FRI NOV 11 2011 UNITS ARE MICRONS.		
FIELD :	ALL	
RMS RADIUS :	169.240	
GEO RADIUS :	340.463	
BOX WIDTH :	1000	REFERENCE : MIDDLE
		C:\GERS\BRINDEST\PSIM\ARZONE OTTICHE\LF34-04\LF34-040.ZK CONFIGURATION : ALL 1



b. Lente di focalizzazione: LBF254-100-B

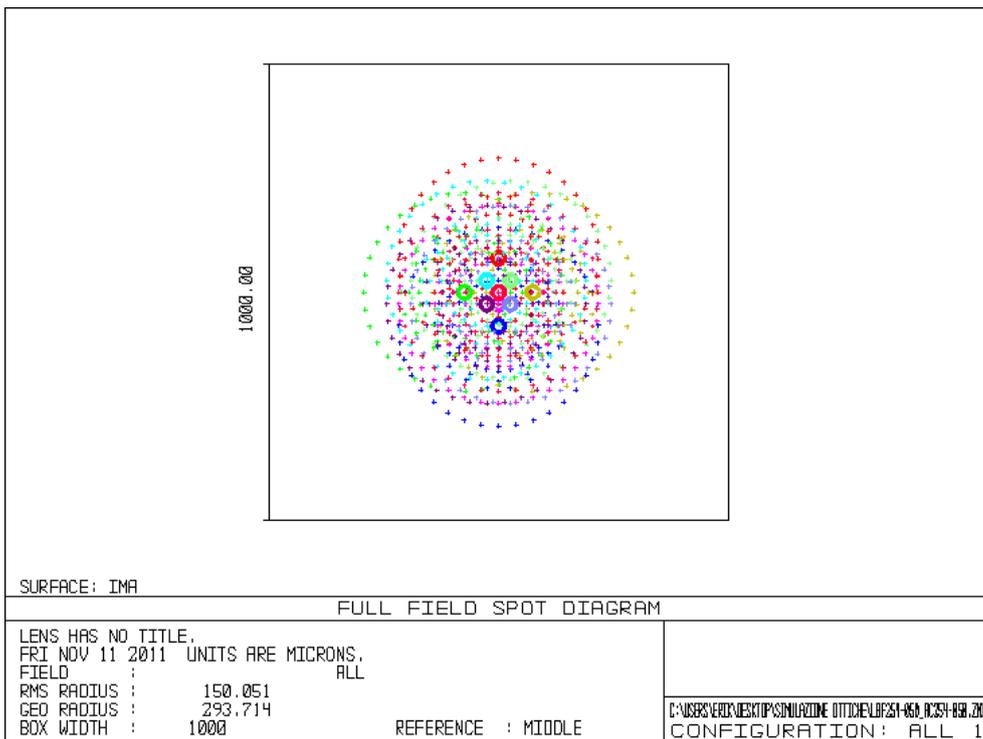
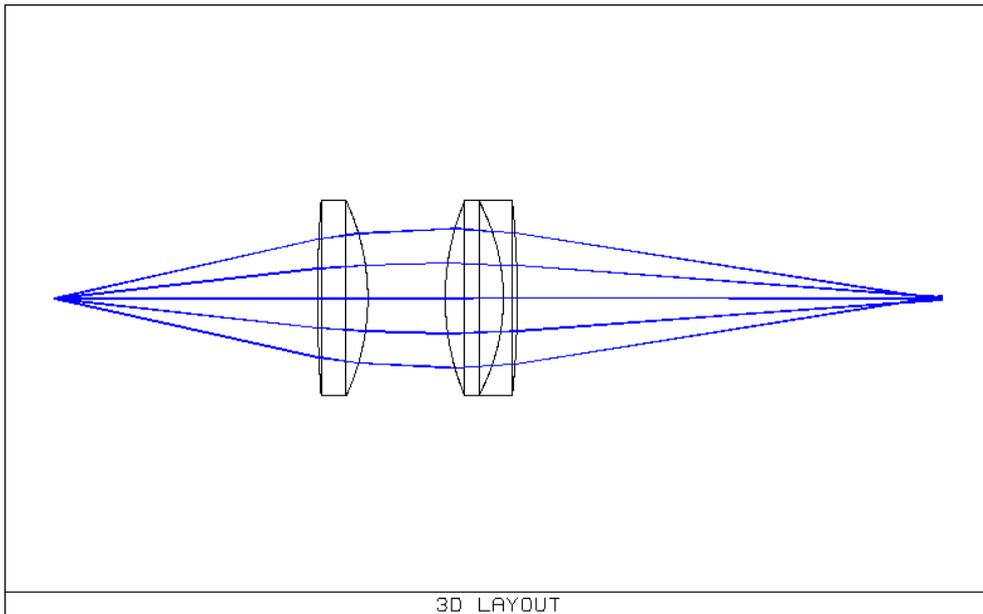
Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	41.700411		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		9.454502	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-040	172.000000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-040	-30.060000	10.000000		12.700000	0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		10.313842	0.000000
5*	Standard	1ST LBF254-100	60.000000	4.000000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
6*	Standard	2ND LBF254-100	-353.300000	129.882715		12.700000	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.556035	0.000000

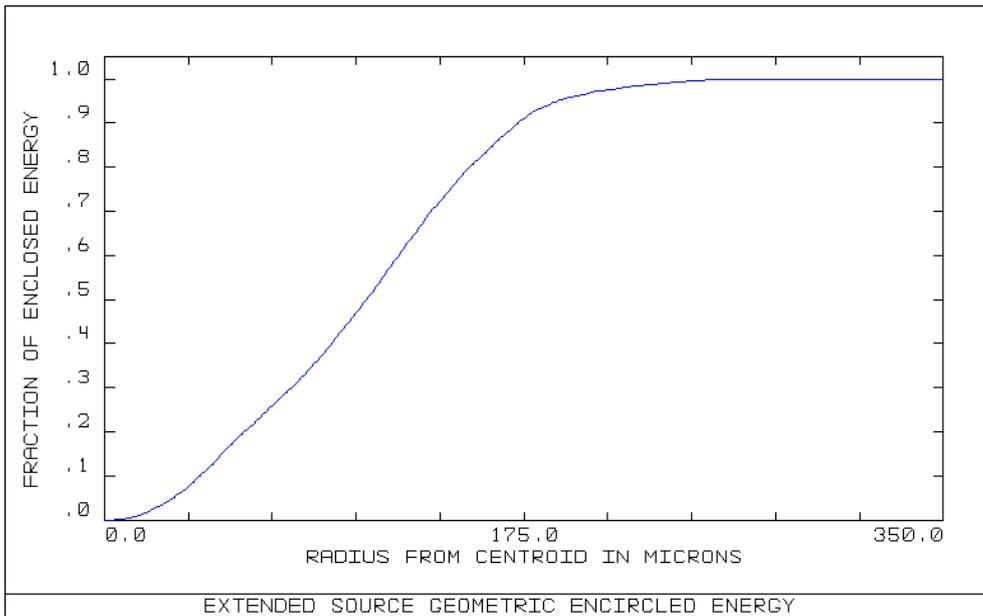
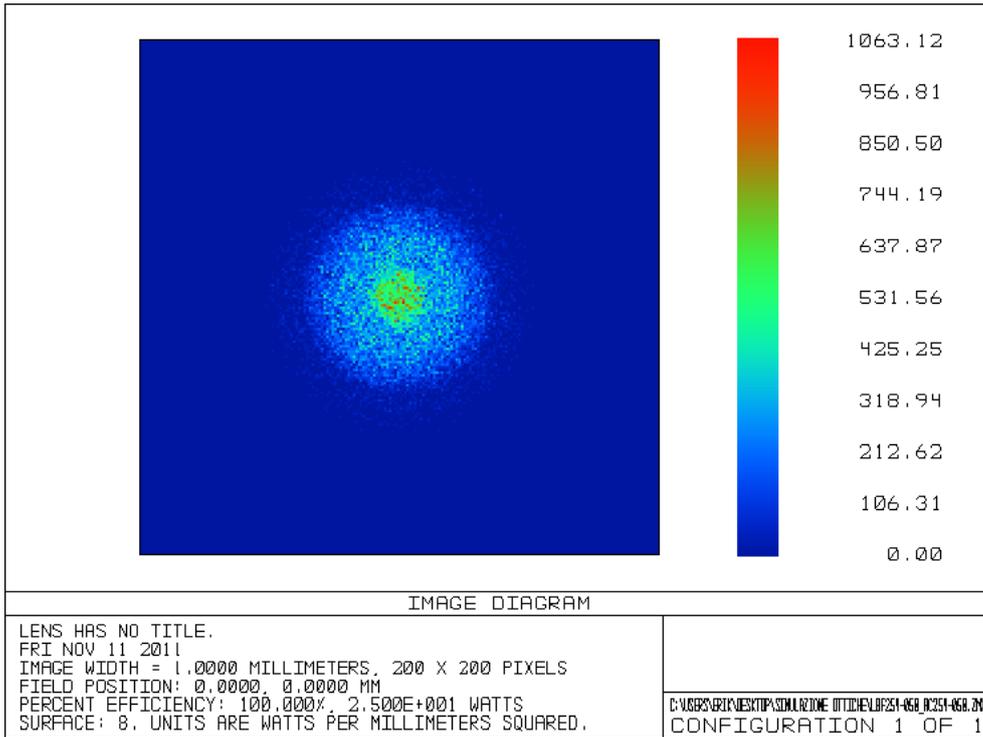




c. Lente di focalizzazione: AC254-50-B

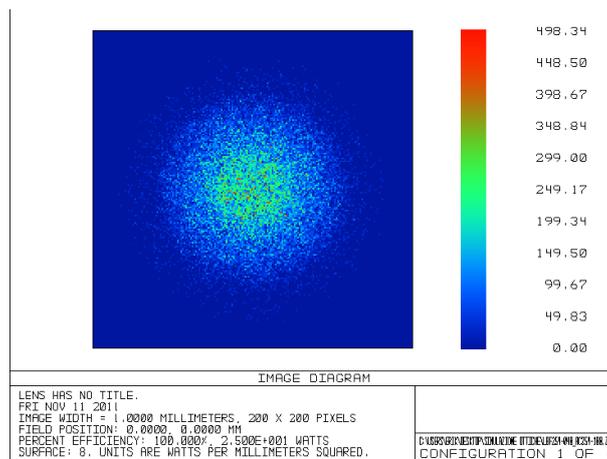
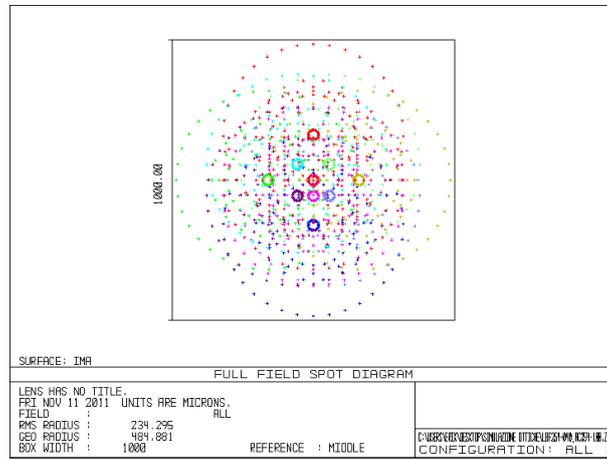
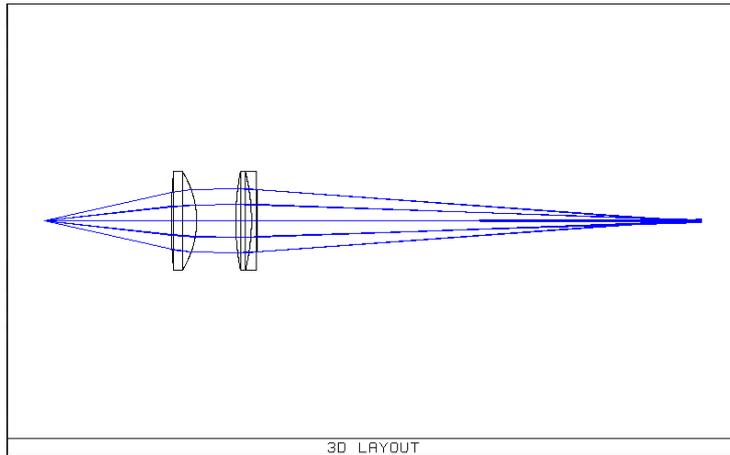
Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	34.051272		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		7.729427	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-050	172.000000	6.500000	1.52,64.2	12.700000	U 0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-050	-30.060000	10.000000		12.700000	U 0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		9.063790	0.000000
5*	Standard	1ST AC254-050	33.550000	7.500000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND AC254-050	-27.050000	1.800000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	3RD AC254-050	-125.600000	54.982027		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.293477	0.000000

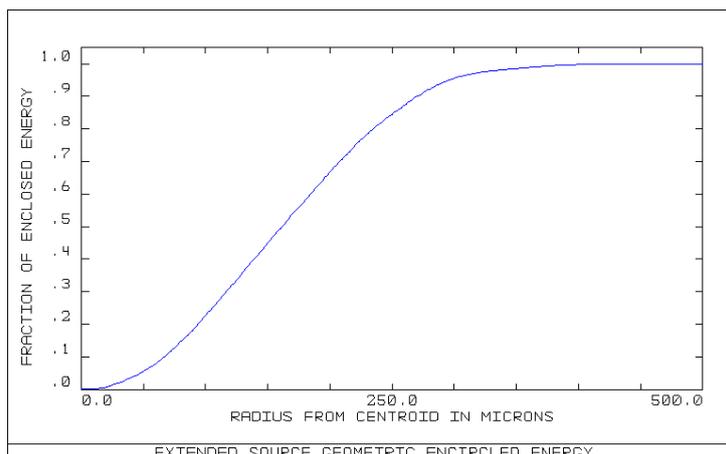




d. Lente di focalizzazione: AC254-100-B

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	39.786675		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		9.022906	0.000000
2*	Standard	1ST LBF254-050	172.000000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
3*	Standard	2ND LBF254-050	-30.060000	10.000000		12.700000	0.000000
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		10.009437	0.000000
5*	Standard	1ST AC254-100	66.680000	4.000000	1.68, 55.4	12.700000	0.000000
6*	Standard	2ND AC254-100	-53.700000	1.500000	1.78, 25.4	12.700000	0.000000
7*	Standard	3RD AC254-100	-259.410000	117.175335		12.700000	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.456669	0.000000





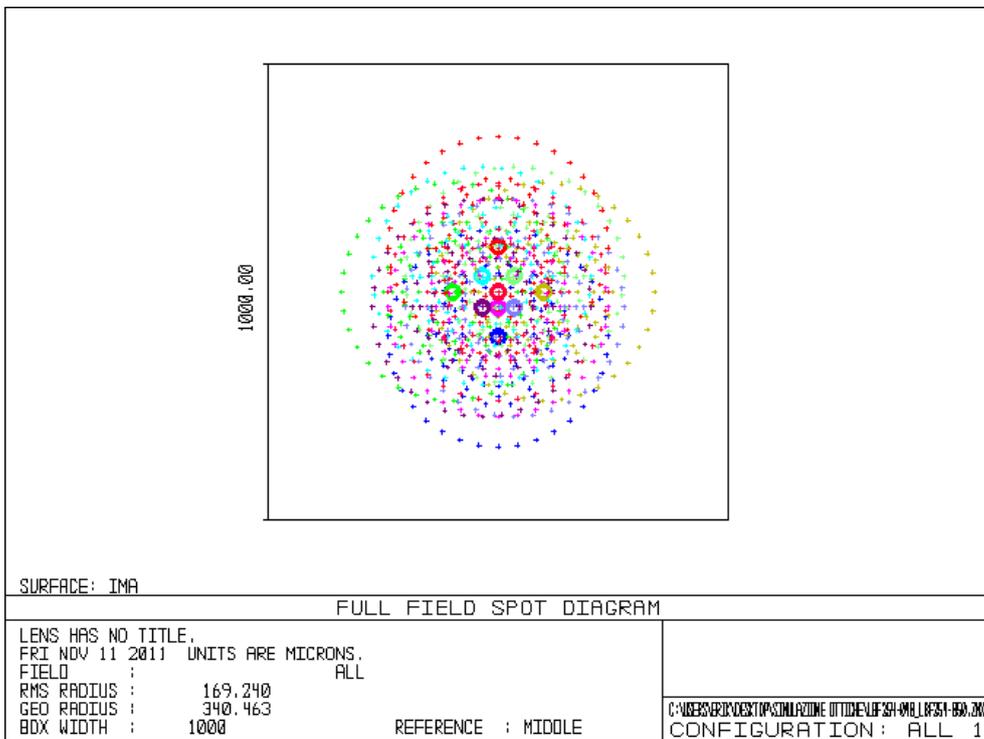
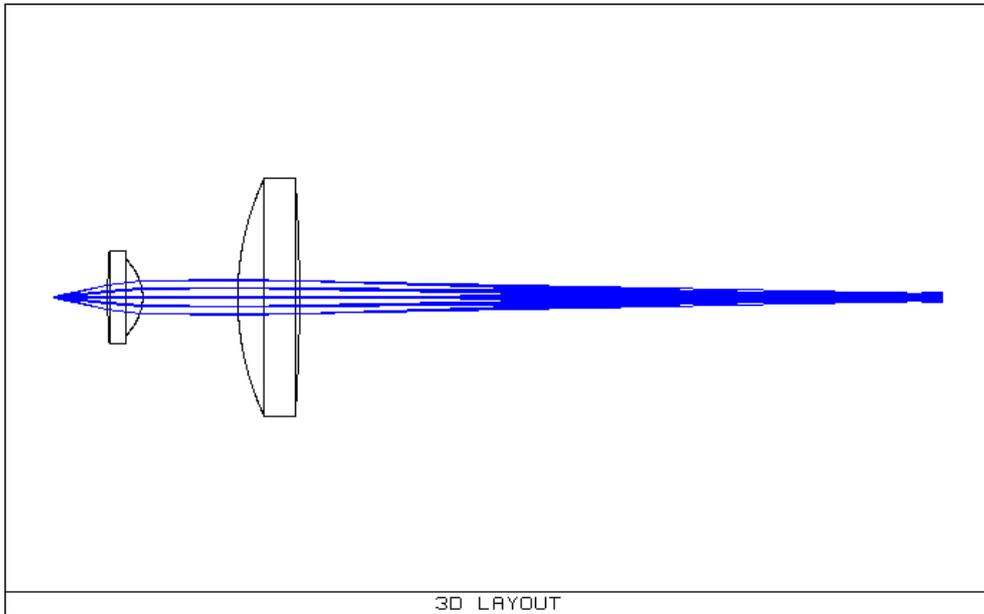
5. Lente di collimazione: 352240-B

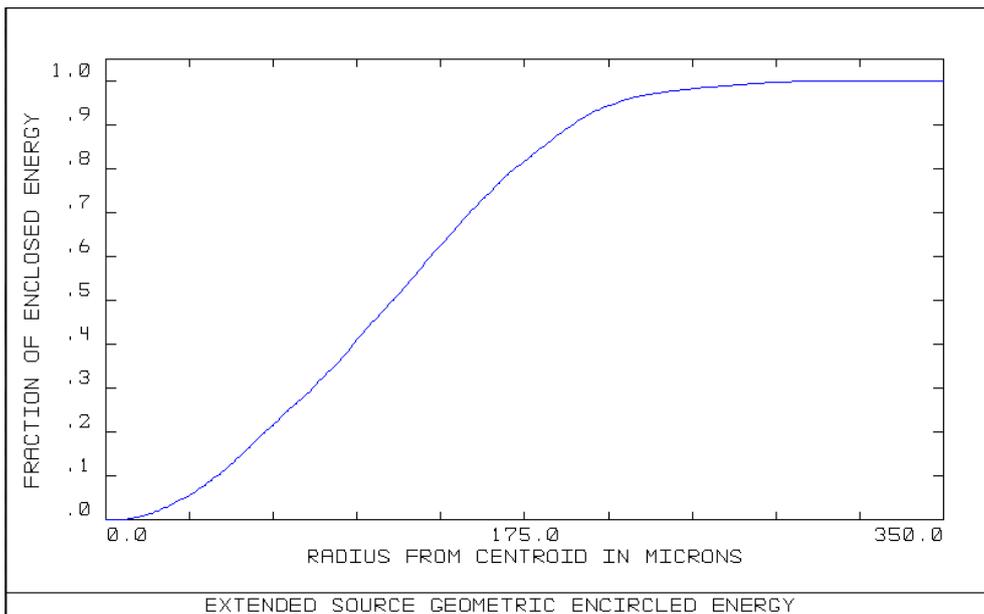
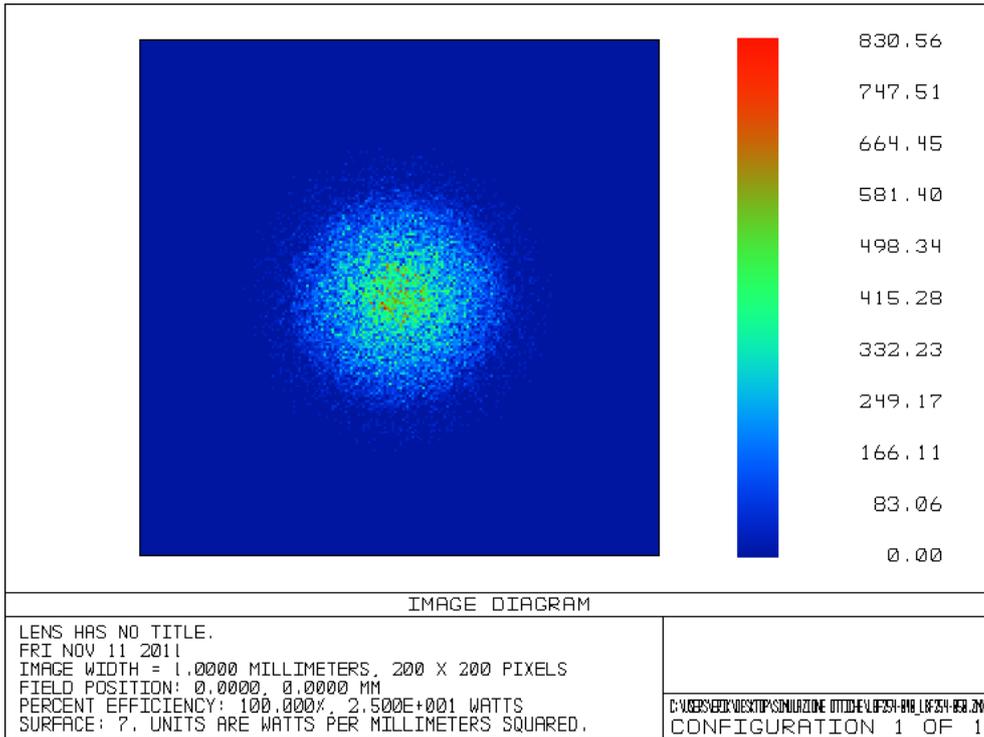
Il componente 352240-B è una lente asferica, cioè progettata per non introdurre aberrazione asferica sul fronte d'onda del fascio di luce che venga collimato o focalizzato dalla lente. Per questo motivo può costituire un'ottima soluzione come lente collimatrice. Più difficile è un suo impiego come lente di focalizzazione a causa del diametro di 9.94mm che fissa la clear aperture ad un diametro di soli 8mm. La lente asferica 352240-B presenta, inoltre, una distanza focale di 8mm, un'apertura numerica di 0.5 e un coating anti riflesso nel range di lunghezze d'onda di interesse per il presente lavoro di tesi.

a. Lente di focalizzazione: LBF254-050-B

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	5.664013		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		1.327379	0.000000
2*	Even Asphere	1ST 352240	61.170000	3.690000	1.61, 50.3	4.970000	0.000000
3*	Even Asphere	2ND 352240	-5.070000	10.000000		4.000000	-0.475540
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		1.840478	0.000000
5*	Standard	1ST LBF254-050	30.060000	6.500000	1.52, 64.2	12.700000	0.000000
6*	Standard	2ND LBF254-050	-172.000000	67.650744		12.700000	0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.467199	0.000000

Surf:	Type	2nd Order Term	4th Order Term	6th Order Term	8th Order Term	10th Order Term	12th Order Term
OBJ	Standard						
STO*	Standard						
2*	Even Asphere	-0.000430	0.000011	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
3*	Even Asphere	0.000000	0.000000	0.000004	-2.93000E-007	1.338000E-008	0.000000
4*	Standard						
5*	Standard						
6*	Standard						
IMA	Standard						

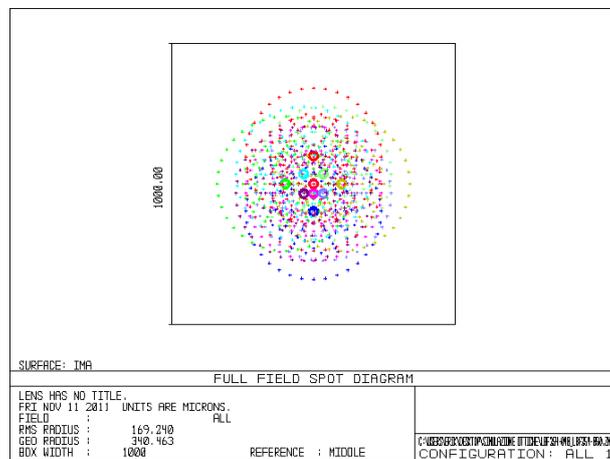
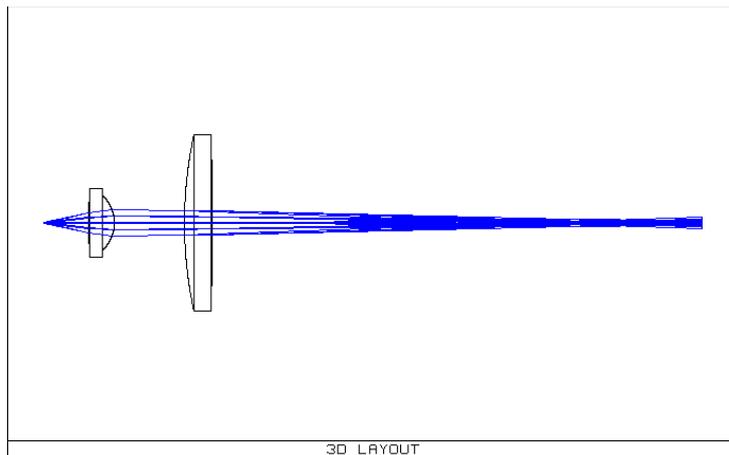


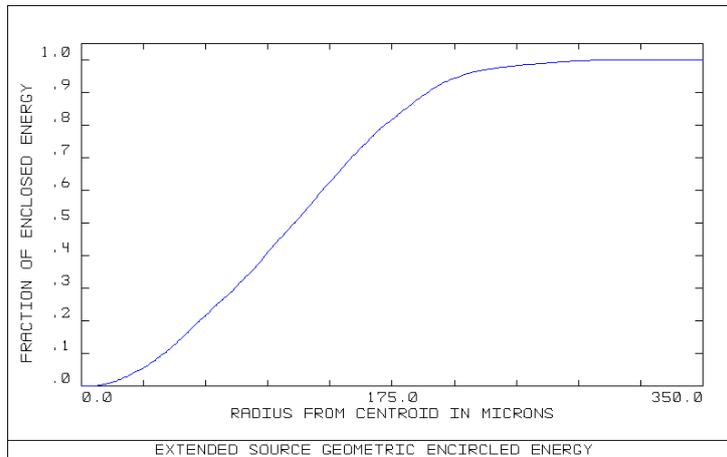
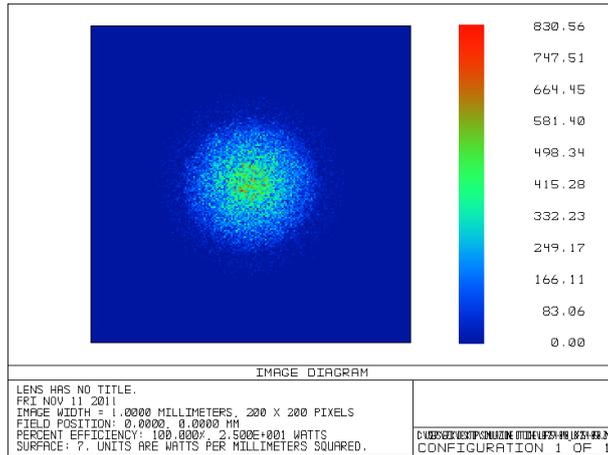


b. Lente di focalizzazione: LBF254-100-B

Surf:Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard	Infinity	6.426078		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity		1.499244	0.000000
2*	Even Asphere	1ST 352240	61.170000	1.61,50.3	4.970000	U 0.000000
3*	Even Asphere	2ND 352240	-5.070000		4.000000	U -0.475540
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity		1.781019	0.000000
5*	Standard	1ST LBF254-100	60.000000	1.52,64.2	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND LBF254-100	-353.300000		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard	Infinity			0.462276	0.000000

Surf:Type	2nd Order Term	4th Order Term	6th Order Term	8th Order Term	10th Order Term	12th Order Term
OBJ	Standard					
STO*	Standard					
2*	Even Asphere	-0.000430	0.000011	0.000000	0.000000	0.000000
3*	Even Asphere	0.000000	0.000000	0.000004	-2.93000E-007	1.338000E-008
4*	Standard					
5*	Standard					
6*	Standard					
IMA	Standard					

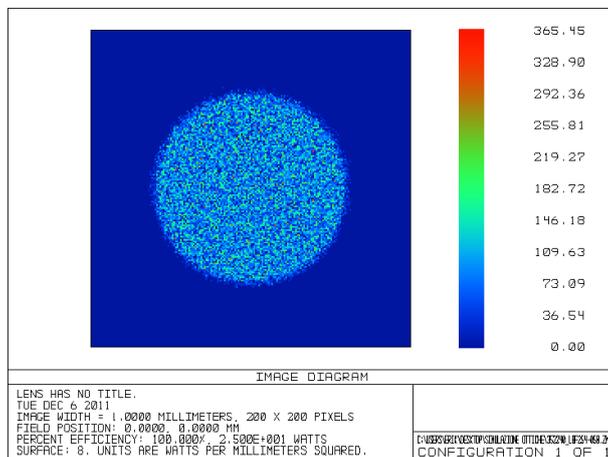
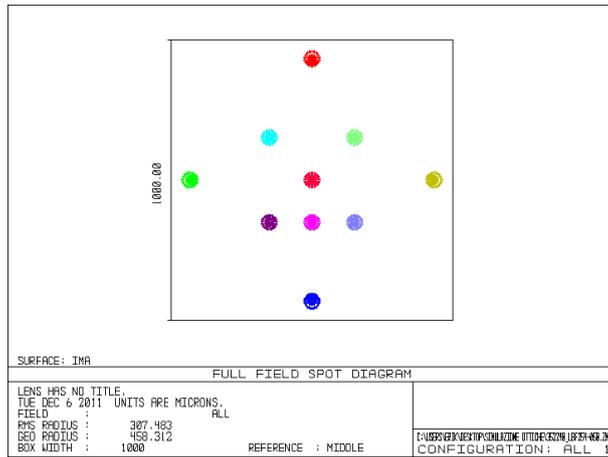
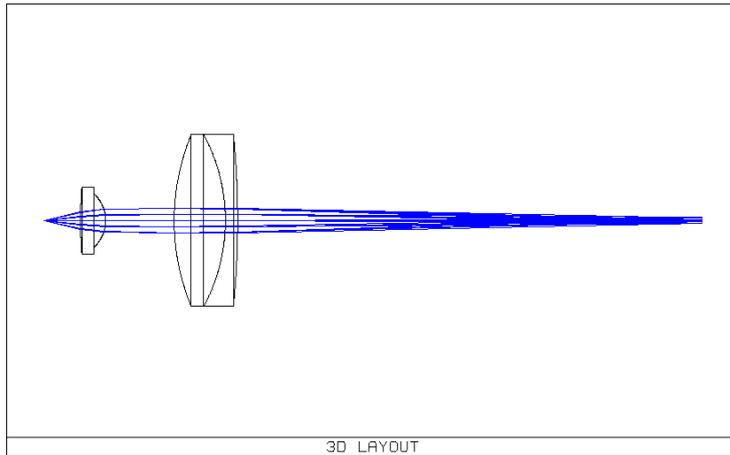


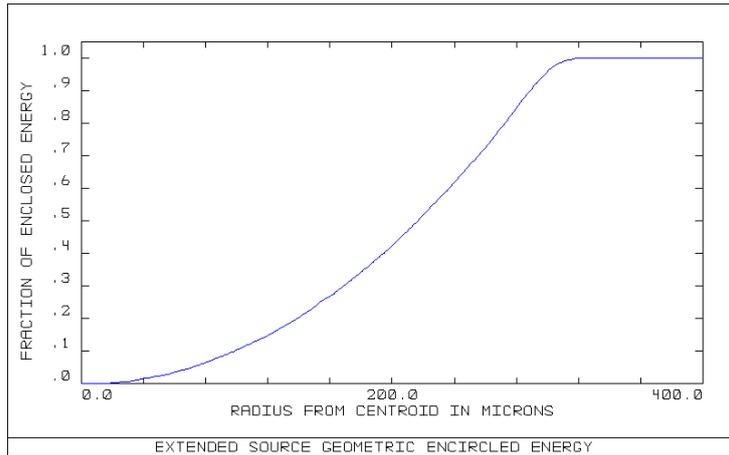


c. Lente di focalizzazione: AC254-050-B

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	5.412402		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		1.270634	0.000000
2*	Even Asphere	1ST 352240	61.170000	3.690000	1.61,50.3	4.970000	U 0.000000
3*	Even Asphere	2ND 352240	-5.070000	10.000000		4.000000	U -0.475540
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		1.858535	0.000000
5*	Standard	1ST AC254-050	33.550000	7.500000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND AC254-050	-27.050000	1.800000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	3RD AC254-050	-125.600000	67.933869		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.458312	0.000000

Surf:	Type	2nd Order Term	4th Order Term	6th Order Term	8th Order Term	10th Order Term	12th Order Term
OBJ	Standard						
STO*	Standard						
2*	Even Asphere	-0.000430	0.000011	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
3*	Even Asphere	0.000000	0.000000	0.000004	-2.93000E-007	1.338000E-008	0.000000
4*	Standard						
5*	Standard						
6*	Standard						
7*	Standard						
IMA	Standard						

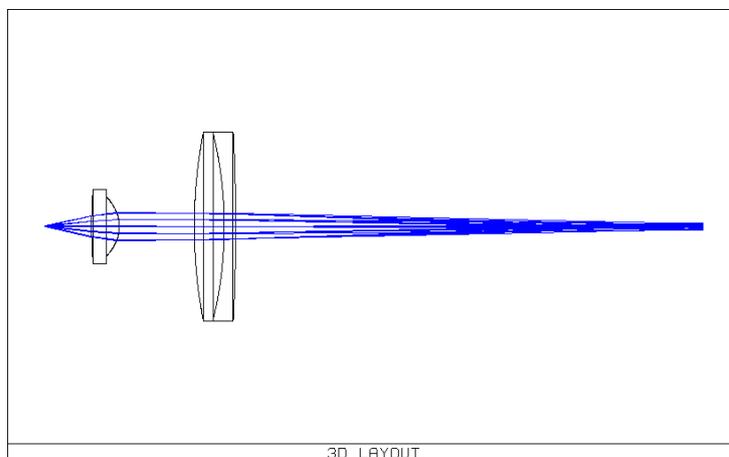


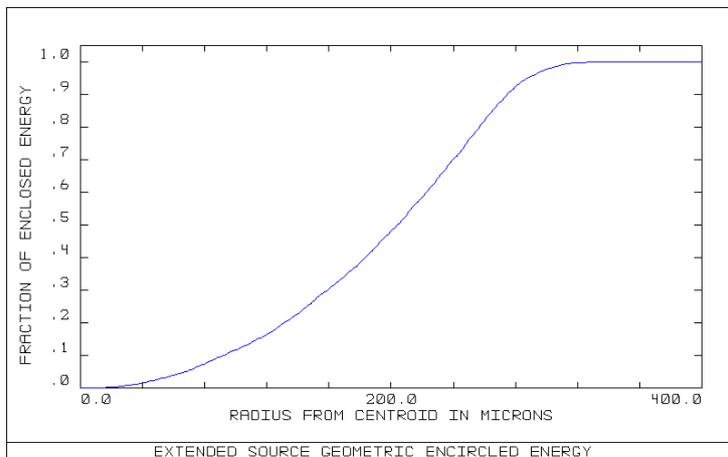
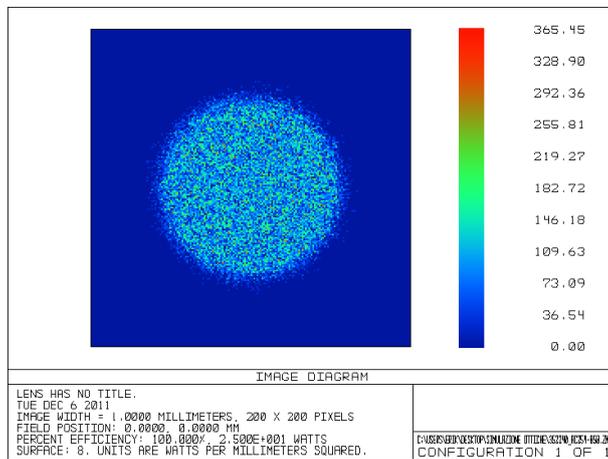
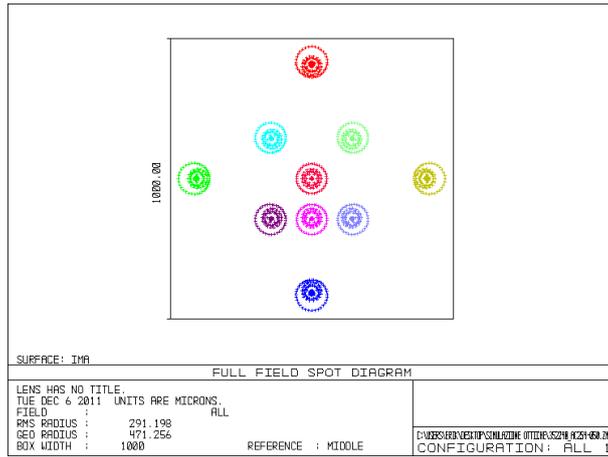


d. Lente di focalizzazione: AC254-100-B

Surf:	Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
OBJ	Standard		Infinity	6.265920		0.050000	0.000000
STO*	Standard	INPUT 1ST SURF	Infinity	0.000000		1.463124	0.000000
2*	Even Asphere	1ST 352240	61.170000	3.690000	1.61,50.3	4.970000	U 0.000000
3*	Even Asphere	2ND 352240	-5.070000	10.000000		4.000000	U -0.475540
4*	Standard	INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		1.794163	0.000000
5*	Standard	1ST AC254-100	66.680000	4.000000	1.68,55.4	12.700000	U 0.000000
6*	Standard	2ND AC254-100	-53.700000	1.500000	1.78,25.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard	3RD AC254-100	-259.410000	62.320819		12.700000	U 0.000000
IMA	Standard		Infinity			0.471256	0.000000

Surf:	Type	2nd Order Term	4th Order Term	6th Order Term	8th Order Term	10th Order Term	12th Order Term
OBJ	Standard						
STO*	Standard						
2*	Even Asphere	-0.000430	0.000011	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
3*	Even Asphere	0.000000	0.000000	0.000004	-2.93000E-007	1.338000E-008	0.000000
4*	Standard						
5*	Standard						
6*	Standard						
7*	Standard						
IMA	Standard						





### 5.1.9 PROTOTIPO DEL SISTEMA OTTICO.

La scelta delle ottiche è indubbiamente il passo cruciale nella realizzazione del prototipo del dispositivo di trattamento del fascio laser. A tal fine, i risultati forniti dalle simulazioni in ambiente Zemax possono essere organizzati in maniera da evidenziare le capacità di focalizzazione delle diverse soluzioni simulate e metterle a confronto. La tabella seguente mostra la distanza focale e il raggio dello spot sulla superficie bersaglio in funzione della coppia di lenti selezionata.

LENTE DI COLLIMAZIONE	LENTE DI FOCALIZZAZIONE	DISTANZA PIANO IMMAGINE	SEMI DIAMETRO DELLO SPOT
<b>AC254-030-B</b>	LBF254-050-B	58.03 mm	222 $\mu\text{m}$
	LBF254-100-B	107.04 mm	358 $\mu\text{m}$
	AC254-050-B	50.88 mm	186 $\mu\text{m}$
	AC254-100-B	99.85 mm	319 $\mu\text{m}$
<b>LBF254-040-B</b>	LBF254-050-B	64.62 mm	340 $\mu\text{m}$
	LBF254-100-B	122.84 mm	575 $\mu\text{m}$
	AC254-050-B	55.92 mm	268 $\mu\text{m}$
	AC254-100-B	113.56 mm	485 $\mu\text{m}$
<b>AC254-050-B</b>	LBF254-050-B	56.76 mm	287 $\mu\text{m}$
	LBF254-100-B	107.99 mm	368 $\mu\text{m}$
	AC254-050-B	49.04 mm	224 $\mu\text{m}$
	AC254-100-B	97.93 mm	315 $\mu\text{m}$
<b>LBF254-050-B</b>	LBF254-050-B	64.5 mm	393 $\mu\text{m}$
	LBF254-100-B	129.88 mm	556 $\mu\text{m}$
	AC254-050-B	54.98 mm	293 $\mu\text{m}$
	AC254-100-B	117.18 mm	457 $\mu\text{m}$
<b>352240-B</b>	LBF254-050-B	67.65 mm	467 $\mu\text{m}$
	LBF254-100-B	59.57 mm	462 $\mu\text{m}$
	AC254-050-B	67.93 mm	458 $\mu\text{m}$
	AC254-100-B	62.32 mm	471 $\mu\text{m}$

**Tabella 5.1 – Resoconto delle simulazioni**

I risultati mostrano come all'aumentare della distanza della superficie bersaglio, quindi all'aumentare della lunghezza focale necessaria della seconda lente, le dimensioni dello spot sul target aumentino a loro volta. È immediata conseguenza che l'utilizzo di lenti con lunghezza focale piccola è la scelta migliore come seconda ottica del sistema, facendo bene attenzione che questo

non diventi un vincolo di utilizzo eccessivamente restrittivo. Allora, come *trade-off* tra lunghezza focale di valore contenuto e possibilità di impiego del sistema a distanze dal sensore in taratura accettabili, si è optato in partenza per l'impiego di lenti con focale di 50mm e 100mm. Tra le due possibilità, sulla base delle simulazioni, si è deciso di testare sperimentalmente l'impiego di lenti di focalizzazione con focale di 50mm.

La soluzione che prevede l'utilizzo di due doppietti acromatici fornisce i migliori risultati, come era atteso. Infatti, utilizzare due doppietti acromatici è come disporre di un sistema a quattro lenti, con conseguente miglioramento delle prestazioni ottiche del sistema. I doppietti acromatici forniti da Thorlabs per applicazioni nel vicino infrarosso presentano, però, un livello soglia di densità di energia oltre il quale il componente ottico si danneggia in maniera irreversibile in corrispondenza della superficie di cementazione. Per quelli selezionati, questo livello di soglia si attesta intorno ai  $5 \text{ Jcm}^{-2}$ . Avendo a disposizione un diodo laser in grado di erogare fino a 25W di potenza ottica, è facile comprendere come il limite di danneggiamento possa essere facilmente superato in determinate applicazioni. Allora, al fine di aggirare il problema, si predilige optare su soluzioni aventi come ottica di collimazione una lente della serie *best form*, essendo questo un singolo elemento a superfici sferiche, che in letteratura e nell'industria presenta numerose applicazioni in sistemi ad elevata potenza. Al fine di soddisfare esigenze di ingombri e facilità di posizionamento relativo tra i vari elementi ottici, la scelta è ricaduta sul componente *LBF254-050-B*, che fornisce uno spot minimo di raggio pari a  $293\mu\text{m}$  ad una distanza di lavoro di 54.98mm, se accoppiato con il doppietto acromatico *AC254-050-B*.

La scelta effettuata è stata, in prima istanza, verificata sperimentalmente, allestendo il sistema su di un tavolo ottico dotato di fori filettati M6 con passo di 25 mm. L'utilizzo di tre supporti per lenti *CP02T/M*, di un adattatore *SMISMA*, di un diodo laser a semiconduttore dotato di filettatura per connettore *SMA* (lunghezza d'onda 630-680nm, potenza certificata inferiore a 5mW, Classe IIIA), di una fibra ottica *M25L01* dotata di connettori *SMA* alle estremità e di quattro barre *ER6* su cui far scorrere il tutto ha permesso di realizzare un sistema semplice che assicura la perfetta coassialità di lenti e fascio laser (figura 5.14). Per mezzo di ciò la verifica visiva della bontà qualitativa del prototipo ottico di focalizzazione risulta estremamente agevole: posizionate le varie componenti alle distanze relative di progetto, mediante l'ausilio di un calibro, è sufficiente osservare lo spot ottenuto su un bersaglio *SMIA7*, con la possibilità di provvedere, in un secondo momento, ad eventuali correzioni di posizione. Seppur non verificabile quantitativamente in questa fase, la prova ha messo in luce come le dimensioni del diametro dell'immagine della sorgente laser sul target alla distanza di circa 55mm siano inferiori al millimetro.

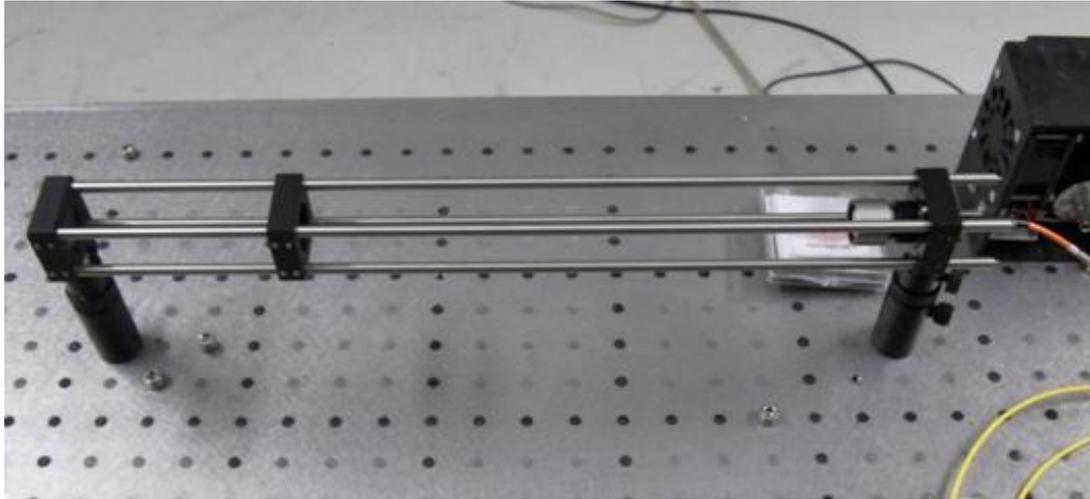


Figura 5.14 – Sistema di verifica qualitativo

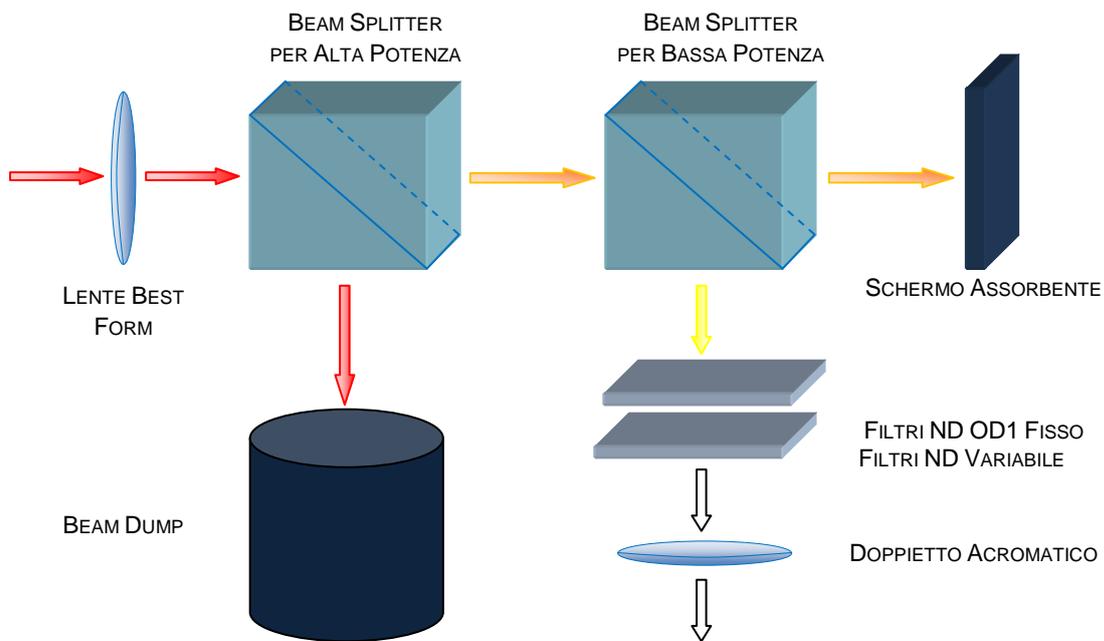


Figura 5.15 – Schema Beam Profiling System

La prova così condotta fornisce sicuramente ottime indicazioni, ma di per sé non può considerarsi completamente esaustiva. Perciò, forti dei risultati preliminari, è necessario allestire una seconda fase di verifica che, una volta fissate le ottiche nelle posizioni di esercizio, permetta di misurare le dimensioni reali dello spot. Il nuovo banco prova prevede l'utilizzo del sistema *BQM10* della Arden Photonics Ltd. Questo è un sistema di *laser beam profiling* basato un sensore *CCD* da 1.4 MegaPixel (matrice di 1392x1042 pixel quadrati delle dimensioni di  $4.65\mu\text{m}$ ). Il sistema può essere

impiegato sia con laser *CW* che pulsati, purché caratterizzati da una lunghezza d'onda compresa tra i  $350\text{nm}$  e i  $1100\text{nm}$ . Dal punto di vista prestazionale il sensore ha un valore di soglia della densità di potenza di  $0.17\text{nWcm}^{-2}$  con un frame rate di  $15\text{fps}$  a piena risoluzione (ma si può spingere fino a  $30\text{fps}$  se si riduce il numero di elementi sensibili a  $640 \times 480$ ). A fronte di tutte le caratteristiche suddette, i pixel del *CCD* sono estremamente delicati e mostrano una soglia di danneggiamento per potenze molto basse:  $0.15\text{mWcm}^{-2}$  per laser *CW* e  $1\text{mJcm}^{-2}$  per laser pulsati. Come conseguenza non è possibile puntare il laser focalizzato direttamente sul sensore *CCD*, cioè deve essere previsto un sistema ottico passivo di abbattimento della potenza del fascio laser che al contempo non introduca distorsioni eccessive dello spot rispetto al caso reale.

Il sistema di abbattimento della potenza ottica si costituisce di elementi ottici passivi disposti lungo un percorso prestabilito, alle cui estremità sono posizionati la sorgente laser e il beam profiler *BQM10*. Essendo il cammino ottico complessivo del sistema di  $400\text{mm}$  circa, per un corretto funzionamento, è necessario prevedere all'ingresso un fascio laser collimato, altrimenti all'uscita, a causa della divergenza, solo un'esigua parte del fascio laser, assolutamente non rappresentativa del fenomeno, sarebbe in grado di raggiungere il sensore *CCD*. Questo motivo ha obbligato ad allestire il sistema in maniera tale che i componenti di abbattimento di potenza si trovino frapposti tra le due lenti *LBF254-050-B* e *AC254-050-B* da testare (figura 5.15).

All'ingresso il sistema è provvisto di due supporti *CP02T/M* collegati rigidamente per mezzo di quattro barre di connessione *ER3* lunghe  $3''$ . Sul primo supporto è fissato l'adattatore *SMISMA*, su cui deve essere avvitato il connettore *SMA* della fibra ottica del diodo laser, mentre il secondo, posizionato ad una distanza di  $50\text{mm}$  dal primo, ospita la prima lente del sistema da verificare (*LBF254-050-B*). In questo modo il fascio in ingresso al sistema di abbattimento della potenza risulta essere collimato. Il primo elemento risulta essere un supporto prismatico *CM1-4E* al cui interno si trova un beam splitter con soglia di danneggiamento elevata (deve essere in grado di sopportare densità di potenza elevate), che suddivide il fascio laser in due parti: una, con il 99% del contenuto energetico, indirizzata fuori dal sistema verso un beam dump *ABD-2C* della Kentek e una, con solo l'1% del contenuto energetico, che prosegue il cammino all'interno del sistema.

Il fascio, viaggiando all'interno di un lens tube *LM1L30*, viene indirizzato verso un altro supporto prismatico *CM1-4E*, in cui è posizionato un nuovo beam splitter. Nuovamente il fascio con il 99% del contenuto energetico viene fatto fuoriuscire dal sistema, mentre quello meno energetico prosegue il cammino. Prima di poter giungere alla lente focalizzatrice *AC254-050-B*, il fascio deve subire un ulteriore stadio di abbattimento della potenza ottica. In funzione del contenuto energetico del fascio laser in ingresso, l'abbattimento ulteriore deve poter variare in maniera che il contenuto energetico comunque inferiore alla soglia di danneggiamento del sensore *CCD* ( $0.15\text{mWcm}^{-2}$ ) con

un livello del rapporto segnale rumore comunque adeguato. L'impiego di un supporto rotativo della Thorlabs SCFW6 e di sei filtri ND ad assorbimento con densità ottica diversa (OD0.3, OD0.6, OD1, OD2, OD3 e OD4) risulta essere la soluzione ottimale per questo scopo. Infine, all'uscita dell'ultimo filtro si trova il doppietto acromatico di focalizzazione messo all'interno di un lens tube LMIL20 subito a monte del BQM10 ad una distanza di 50mm dal sensore CCD. Sull'ingresso del lens tube è fissato un ulteriore filtro ND a assorbimento con OD pari a 1.

Nota la potenza ottica teorica in ingresso (25W) e le dimensioni minime attese per lo spot sul sensore (293μm) è immediato verificare analiticamente che il livello di abbattimento ottenuto con il sistema appena descritto è sufficiente. La potenza ottica incidente sul sensore del beam profiler  $P_{CCD}$  è funzione di quella in ingresso a meno di coefficienti moltiplicativi relativi al passaggio attraverso i due beam splitter e il filtro:

$$(5.21) \quad P_{CCD} = (0.01 \cdot 0.01 \cdot 10^{-OD_f} \cdot 10^{-1}) P_{in}$$

Per ottenere la densità di potenza PD è sufficiente dividere la potenza per la superficie di incidenza.

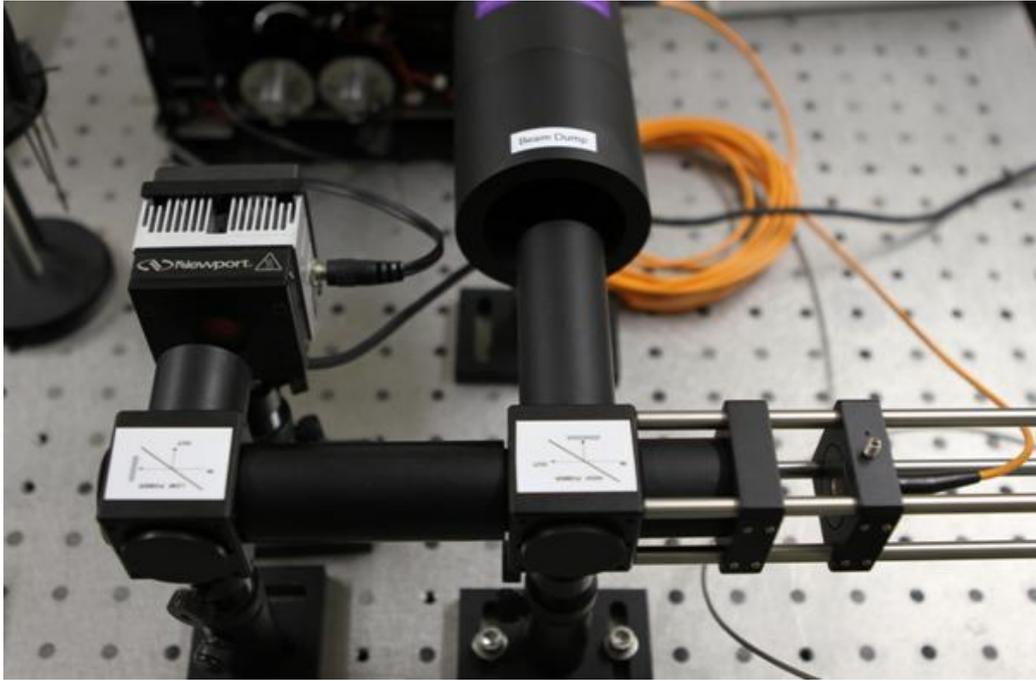
$$PD = \frac{10^{-(5+OD_f)} \cdot 25W}{\pi \cdot (0.0293cm)^2}$$

La tabella 5.2 riporta il valore di densità ottica che si ottiene per ciascuno dei filtri utilizzabili.

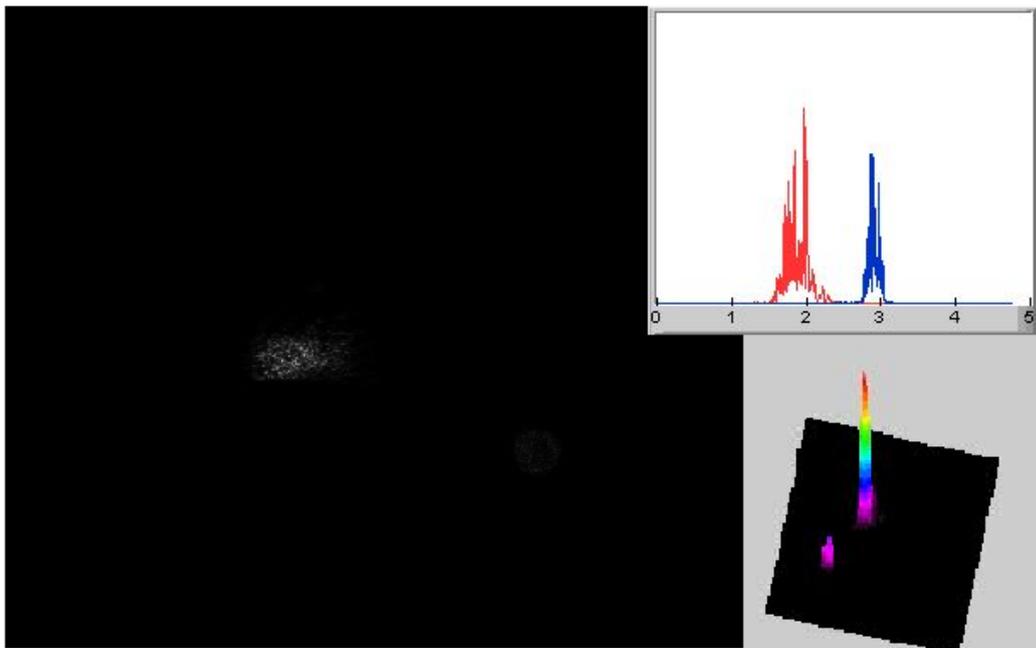
Per quanto detto i filtri con OD3 e OD4 possono entrambi andar bene, ma per lavorare il più lontano possibile dal fondo scale del sensore la scelta corretta da fare è il filtro ND con densità ottica pari a 3.

Densità ottica del filtro	Densità di potenza sul CCD [ $mWcm^{-2}$ ]
0.3	46.457
0.6	23.283
1	9.269
2	0.927
3	0.092
4	0.009

**Tabella 5.2 – Scelta filtro**



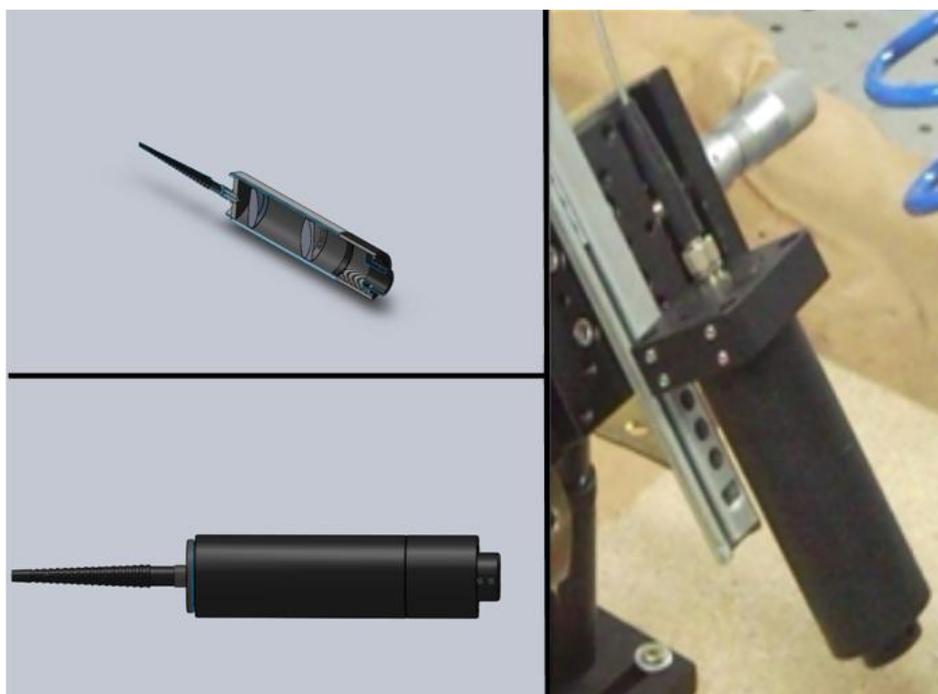
**Figura 5.16 – Sistema BQM10**



**Figura 5.17 – Risultati delle misure con beam profiler**

La figura 5.15 mostra i dati sperimentali che il software di gestione del sistema di analisi del fascio fornisce all'operatore a misura ultimata. Come si può notare lo spot ottenuto è, con buona approssimazione, di forma circolare con raggio medio di circa  $300\mu m$  e una distribuzione energetica non omogenea, come invece era stato supposto in fase di simulazione. Seppur lo spot effettivo si discosta dal modello teorico sviluppato in ambiente Zemax, i risultati danno comunque conferma delle ottime prestazioni che l'utilizzo delle lenti *LBF254-050-B* e *AC254-050-B* consente di avere.

Definita la scelta delle ottiche da utilizzare per il sistema di focalizzazione, non rimane che individuare i componenti optomeccanici di sostegno, indispensabili per il prototipo di sistema di taratura laser. Il componente centrale è il tubo per lenti Thorlabs *SMIL30*, che consente di posizionare al suo interno, per tutta la lunghezza, ottiche dal diametro di 1", utilizzando opportuni anelli di tenuta (*SMIRR*). Questa soluzione per il l'assemblaggio e posizionamento dei componenti, oltre ad essere di dimensioni contenute e maneggevole, assicura un perfetto isolamento delle ottiche da eventuali agenti esterni indesiderati. All'estremità prossima alla lente *best form* di collimazione è collegato l'adattatore per connettori Thorlabs *SMISMA*. Questa è una piastra dotata di filettatura per l'avvitamento di connettori *SMA* (la stessa tipologia di quello di cui è dotata la fibra ottica del diodo laser *K91SA3f-25W*), che permette di mantenere il connettore solidale al sistema ottico assemblato e in posizione coassiale con le ottiche. All'altra estremità è connesso un tubo *SMIL10*, al fine di allungare il sistema ottico. Infine, al lato libero dell'*SMIL10* è posizionato un adattatore per collimatori, sempre Thorlabs, *AD11F*, che svolge esclusivamente il compito di raccordo terminale. È bene sottolineare come gli ultimi due componenti optomeccanici non svolgano alcun compito di trattamento del fascio laser: la loro funzione è puramente di sicurezza andando a limitare il cammino libero in aria da parte del fascio laser, che si ricorda essere ad elevata brillantezza e invisibile ad occhio nudo. La figura sottostante mostra il modello del sistema ottico in ambiente *SolidWorks* e il prototipo realizzato per le prove in laboratorio.



**Figura 5.18 – Sistema ottico di focalizzazione**

## **5.2 VERIFICA DEL DIODO K91SA3F-25.00W.**

Nella fase introduttiva delle metodologie di taratura dinamica di sensori di temperatura, è stato spiegato come sia l'interazione tra il fascio di luce laser e l'elemento sensibile del sensore a generare il gradiente termico di riscaldamento indispensabile per il calcolo della costante di tempo. L'entità di tale riscaldamento dipende da numerosi fattori legati sia all'ambiente di misura (tipo natura del fluido in cui il sensore è immerso, condizioni di moto, ecc.), sia al sensore (come la capacità di assorbimento e riflessione della radiazione laser, la sua posizione relativa rispetto alla sorgente, ecc.), sia al sistema di eccitazione laser (quali lunghezza d'onda della radiazione laser, la sua brillantezza, ecc.). Mentre sui fattori legati all'ambiente di taratura e alla tipologia di sensore è comune avere limitata capacità di intervento, è possibile avere completo controllo sulle principali caratteristiche influenti dipendenti dalla sorgente laser. Basti pensare al caso del monitoraggio delle condotte per la refrigerazione negli impianti nucleari. I sensori da usare per l'applicazione sono specificati da normativa e le condizioni di esercizio dipendono dal progetto delle condotte e dalla posizione del sensore. È ovvio che non è consentito intervenire su nessuno dei suddetti aspetti, si può agire esclusivamente ottimizzando il sistema di eccitazione laser per la particolare applicazione. A riguardo dello studio del sistema di eccitazione laser, l'analisi della geometria dello spot del fascio laser su un eventuale bersaglio a superficie piana è stato effettuato al paragrafo precedente, mentre la lunghezza d'onda caratteristica della radiazione laser è fissata e nota una volta che è stata scelta la sorgente (si ricorda che per il diodo *K91SA3F-25W* si parla di  $915\pm 10nm$ ). Quello che rimane da indagare è la potenza ottica che caratterizza la sorgente laser nelle diverse condizioni di esercizio. In altre parole, è necessaria una verifica sperimentale della curva elettro-ottica della sorgente, al fine di avere il miglior controllo possibile sul fenomeno alla base del riscaldamento del sensore: il livello di potenza ottica incidente, se troppo basso, può dar vita a variazioni di temperatura insufficienti per essere elaborate con accuratezza, mentre può arrivare a danneggiare il sensore, se troppo elevato.

### **5.2.1 BANCO PROVA PER MISURE DI POTENZA OTTICA.**

Il banco prova per le misure di potenza ottica si costituisce di una serie di componenti optoelettronici e di ottiche posti in asse tra loro e fissati su tavolo ottico per mezzo di supporti regolabili *PH2T/M* e colonnine *TR50/M* della Thorlabs. Il connettore *SMA* della fibra ottica del diodo *K91SA3F-25.00W* è fissato sulla prima colonnina grazie all'utilizzo di un adattatore *SMISMA* ed un supporto per ottiche di diametro 1" *LMR1/M*. Di fronte trova posto il sensore termopila *818P-110-19* della Newport Corporation, che, collegato all'optical power meter *1835-C* grazie ad

un apposito cavo adattatore *818P-DIN*, costituisce l'elemento sensibile della catena di misura per il monitoraggio in tempo reale della potenza generata dal diodo laser.

Questa famiglia dei sensori termici a termopila consiste in un insieme di più termocoppie, collegate in serie, che generano differenze di potenziale elettrico in uscita, quando sottoposte a gradienti termici. Quindi, a causa del riscaldamento prodotto dall'incidenza del fascio laser sull'area sensibile, si ha in uscita la variazione di una grandezza elettrica in funzione della potenza ottica incidente sull'area sensibile. Nello specifico, il sensore termopila *818P-110-19* è dotato di una superficie attiva di forma circolare del diametro  $19\text{mm}$  (area attiva di circa  $2.84\text{cm}^2$ ), che presenta il massimo di sensibilità in corrispondenza del suo centro. Con ciò, è evidente l'importanza di una particolare attenzione nel posizionamento relativo tra elemento sensibile della termopila e connettore *SMA*, ma sorge il problema che i  $915\text{nm}$  di lunghezza d'onda della radiazione laser generata dal diodo della BWT Beijing Ltd selezionato risultano essere non visibili dall'occhio umano. Si rende necessario un ulteriore emettitore con cui allineare il sistema, come una sorgente laser a semiconduttore che produce una radiazione visibile di colore rosso, avente cioè una lunghezza d'onda pari a  $632,8\text{nm}$ , lanciata in una fibra *M15L01* della Thorlabs. Questa fibra, lunga un metro, è dotata di connettori *SMA* alle estremità e con il suo valore di apertura numerica pari a 0.22, si presta ottimamente all'applicazione. Una volta verificato il corretto posizionamento con il laser rosso, è sufficiente svitare il connettore *SMA* dall'adattatore *SMISMA* e sostituirlo con quello della fibra connettorizzata con il diodo *K91SA3F-25.00W*, di cui si vuole determinare la caratteristica elettro-ottica.

Dalla prova di posizionamento mediante il laser rosso si sono potute ricavare ulteriori informazioni, fondamentali per il corretto utilizzo della strumentazione. Il sensore termopila *818P-110-19* è progettato in maniera tale da poter con potenze incidente continue fino a  $110\text{W}$  e il limite di danneggiamento aumenta fino a  $135\text{W}$ , se la durata dell'emissione laser sul sensore non supera i due minuti. In valore assoluto, la sorgente laser selezionata, con i suoi  $25\text{W}$  di potenza ottica massima erogabile, è ampiamente al di sotto del limite di danneggiamento. Questo, comunque, non esclude che non sia in grado di danneggiare il sensore termopila, poiché, nel caso in cui i  $25\text{W}$  di potenza fossero concentrati in uno spot dalle dimensioni troppo piccole, il valore di densità di potenza raggiunto potrebbe essere sufficiente a danneggiare la porzione di area sensibile interessata. Allora, utilizzando un target *SMIA7* della Thorlabs, con i relativi componenti optomeccanici per il sostegno, posizionato in corrispondenza dell'area sensibile della termopila e il diodo laser rosso, è stato possibile ricavare con buona approssimazione le dimensioni dello spot circolare che il laser genera sul sensore. Approssimando per difetto il diametro dello spot a  $8\text{mm}$  e considerando la

massima potenza erogabile possibile (in questa maniera si ha la certezza di operare in sicurezza), è sufficiente impiegare la seguente equazione matematica per risalire alla densità di potenza:

$$(5.22) \quad PD = \frac{2 P_{opt}}{\pi r^2}$$

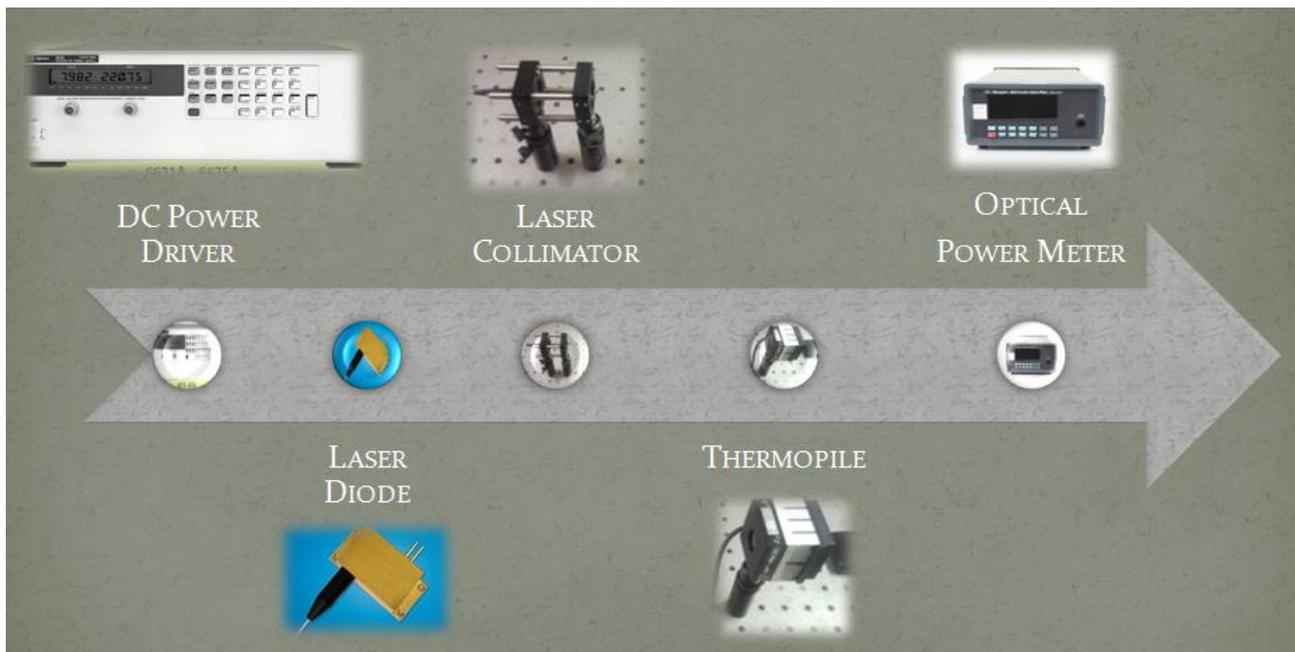
Il termine  $PD$  rappresenta la densità di potenza ricercata,  $P_{opt}$  è la potenza ottica incidente e il termine a denominatore è il valore dell'area dello spot, supposto di forma circolare. Nel caso in esame, per un raggio di  $4mm$  e una potenza di  $25W$ , il valore della densità di potenza è di circa  $99,52Wcm^{-2}$ . Il dato ricavato assicura l'applicabilità del sensore termopila per le misure volute senza rischiare il danneggiamento; infatti, i dati tecnici riportano, nel caso di laser  $CW$ , una densità massima di potenza sopportabile di  $45kWcm^{-2}$  per radiazioni con lunghezza d'onda  $\lambda$  di  $1064nm$ .

Per l'alimentazione e il pilotaggio del diodo in prova si è optato per un alimentatore stabilizzato da laboratorio  $6673A$  della *Agilent Technologies*. Il dispositivo è in grado di erogare un massimo di  $60A$  nell'intervallo  $0-35V$  con ottimo livello di accuratezza ( $0,04\%$  sulla tensione e  $0.1\%$  sulla corrente), quindi è in grado di coprire senza alcun problema il campo di alimentazione caratteristico del  $K91SA3F-25.00W$  con valori del rumore e ripple molto bassi (nell'intervallo  $20Hz-20MHz$  sono certificati un valore di tensione  $RMS$  di  $800\mu V$ , una variazione di tensione picco-picco di  $9mV$  e un valore di corrente  $RMS$  pari a  $40mA$ ). L'alimentatore in questione è inoltre dotato di una porta di comunicazione  $GPIB$ , che permette il controllo attraverso personal computer, dotati di software appositi quali LabVIEW o Matlab, caricando semplicemente i relativi driver  $VXI Plug\&Play$ . In questa fase si sono, però, utilizzati i comandi presenti nel pannello frontale dello strumento, che consentono in maniera facile e veloce di prefissare i valori di corrente e tensione desiderati.

Concludendo, lo schema del banco prova risulta estremamente semplice. Con l'alimentatore si impostano i valori di alimentazioni corrispondenti al valore di potenza desiderato e, di conseguenza, il diodo genera il fascio laser che viene immessa in fibra. Da qui la radiazione procede il suo cammino ottico fino ad impattare il sensore termopila, il quale converte l'eccitazione laser in un segnale elettrico proporzionale alla potenza ottica. Questo segnale è inviato al misuratore di potenza ottica che consente all'operatore di leggere il valore ricercato sul display.

### **5.2.2 VERIFICA DELLA CARATTERISTICA ELETTRO-OTTICA.**

La valutazione sperimentale della curva elettro-ottica del diodo  $K91SA3F-25W$  è stata pensata come una ricostruzione a punti della curva corrente-potenza, partendo dai dati forniti dal costruttore: il datasheet del componente riporta  $0.54A$  come valore di corrente di soglia e  $10.40A$  come valore di corrente nominale a cui corrisponde la potenza ottica in uscita dalla fibra di  $25W$ . Prendendo come



**Figura 5.19 – Catena di misura per misure di potenza ottica**

dato certo l'emissione nulla a 0.54A, la prova è stata pensata con incrementi di 0.25A fino a 2.5A, cioè per quel tratto di caratteristica in cui il laser a semiconduttore presenta un andamento non perfettamente lineare, per poi proseguire con incrementi di 0.5A alla volta.

Alcune accortezze sono richieste per il corretto svolgimento della prova:

1. Prima della prova il power meter deve essere impostato sulla funzionalità *DC CONT* per un monitoraggio in tempo reale della componente in continua del segnale elettrico proveniente dal sensore termopila. La lunghezza d'onda di misura deve essere fissata a 915nm, in quanto quello è il valore per cui la radiazione del diodo laser *K91SA3F-25W* presenta il massimo contenuto energetico.
2. Il sensore termopila presenta un'uscita non nulla anche quando il diodo laser non sta generando alcuna radiazione elettromagnetica. Questo è dovuto sia a fonti di rumore esterne sia al rumore elettrico caratteristico del sensore. Per cui, prima di ogni singola misura, deve essere previsto un tempo di assestamento dopo il quale poter usare la funzione di autozero dello strumento. In questo modo è possibile risalire al valore di potenza ottica con maggior precisione.
3. Per ogni singola misura è fissato un tempo di misura di un minuto e viene preso come rappresentativo quel valore di potenza, mostrato a display dal power meter, approssimato alla seconda cifra decimale.

4. Tra una misura e la successiva deve essere previsto un tempo di raffreddamento del sensore di cinque minuti.

Le misure effettuate sono riportate nella tabella seguente. Accanto al valore visualizzato a display, sono riportati quelli ottenuti moltiplicandolo per i fattori correttivi forniti dal certificato di calibrazione del sensore termopila per le frequenze 810nm e 980nm, trovandosi il valore di lunghezza d'onda di lavoro compreso tra i due.

Ampere [A]	Volts [V]	Potenza misurata - Pex - [W]	Fattore correttivo a 980 nm (1,00)	Fattore correttivo a 810 nm (0,978)
<b>0,75</b>	4,26	0,633	0,633	0,619074
<b>1</b>	4,28	1,308	1,308	1,279224
<b>1,25</b>	4,3	2	2	1,956
<b>1,5</b>	4,37	2,64	2,64	2,58192
<b>1,75</b>	4,4	3,325	3,325	3,25185
<b>2</b>	4,43	3,98	3,98	3,89244
<b>2,25</b>	4,46	4,63	4,63	4,52814
<b>2,5</b>	4,49	5,27	5,27	5,15406
<b>3</b>	4,55	6,6	6,6	6,4548
<b>3,5</b>	4,6	7,94	7,94	7,76532
<b>4</b>	4,64	9,21	9,21	9,00738
<b>4,5</b>	4,69	10,48	10,48	10,24944
<b>5</b>	4,74	11,5	11,5	11,247
<b>5,5</b>	4,77	12,96	12,96	12,67488
<b>6</b>	4,82	14,2	14,2	13,8876
<b>6,5</b>	4,86	15,5	15,5	15,159
<b>7</b>	4,9	16,68	16,68	16,31304
<b>7,5</b>	4,94	17,86	17,86	17,46708
<b>8</b>	4,98	19	19	18,582
<b>8,5</b>	5,01	19,92	19,92	19,48176
<b>9</b>	5,04	20,83	20,83	20,37174
<b>9,5</b>	5,07	21,5	21,5	21,027

**Tabella 5.3 – Misure di potenza ottica**

I valori misurati risultano simili a quelli della curva caratteristica fornita dal costruttore (figura???)  
curve rossa e blu rispettivamente).

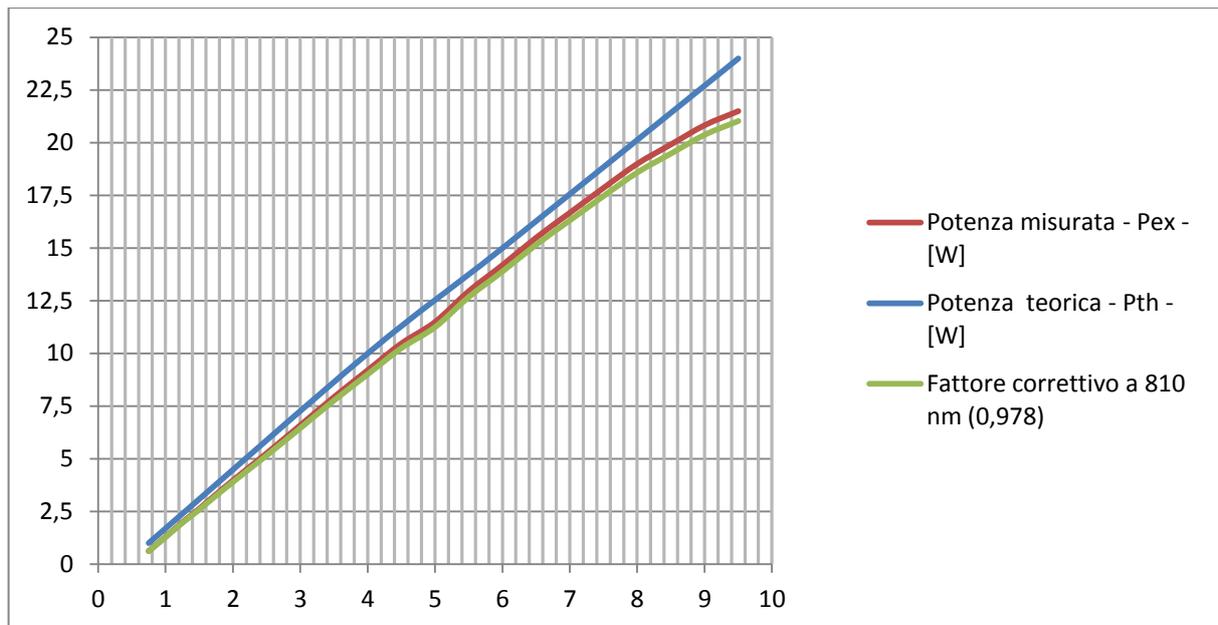


Figura 5.20 – caratteristica elettro-ottica K91SA3F-25.00W

### 5.3 CONTROLLO REMOTO DELLA SORGENTE LASER

Nel secondo capitolo sono state poste le basi per la rappresentazione di un sensore di temperatura attraverso un modello matematico del primo o del secondo ordine, a seconda che il sensore sia sprovvisto o meno di una qualche guaina protettiva o pozzetto. Indipendentemente dall'aver a che fare con uno strumento del primo ordine piuttosto che del secondo, è stato messo in evidenza che, per poter risalire al comportamento dinamico del sensore, è necessario imporre come input un ingresso caratteristico noto, per poi ricavare la costante di tempo  $\tau$  a partire dall'analisi della risposta del strumento.

La tecnica di taratura laser, con cui alcuni autori si sono cimentati, prevede la scelta di una tipologia di ingresso di facile realizzazione e analisi, quale è il gradino termico. Infatti, è sufficiente irraggiare la superficie del sensore con un fascio laser di ben determinato contenuto energetico, aspettare che si raggiunga un certo equilibrio termico e poi interrompere repentinamente l'irraggiamento (o attraverso un ostacolo opaco alla radiazione, oppure mediante il settaggio dei parametri di alimentazione della sorgente laser al di sotto dei limiti di soglia) per ottenere con ottima approssimazione un gradino termico. Ci sono, però, casi in cui è bene poter disporre di metodi di eccitazione del sensore diversi da quello gradino. Nel caso di sensori termici veloci, ad esempio, può essere più semplice implementare un ingresso termico a rampa. Oppure, nel caso in cui interessi valutare la funzione di trasferimento del sensore, può essere utile monitorare la risposta

dello stesso ad un impulso laser. A differenza di quello a gradino, gli ingressi a rampa ed impulsivi sono più difficili da realizzare e richiedono un perfetto controllo della sorgente laser in termini di potenza ottica di emissione, in quanto è da quella incidente sulla superficie del sensore che dipende l'entità e l'andamento del riscaldamento.

Sfruttando come vantaggio il legame lineare tra potenza irradiata dal diodo laser e corrente di alimentazione, come mostrato dalla relativa caratteristica elettro-ottica (figura 5.20), e la possibilità di controllare da postazione remota l'alimentatore *Agilent 6673A*, mediante porta *GPiB*, si sono pensati e sviluppati programmi in ambiente LabVIEW per la generazione degli ingressi termici tipo gradino, rampa ed impulso e per il contemporaneo monitoraggio delle condizioni di alimentazione del componente optoelettronico.

### **5.3.1 LABVIEW.**

LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) è un ambiente di sviluppo di programmi applicativi creato da National Instrument e indicato per la progettazione, la gestione e il monitoraggio di strumenti elettronici (quali possono essere sensori di misura, schede per acquisizione, dispositivi per la visualizzazione, ecc.). Nello specifico, consente la comunicazione e il controllo di hardware come GPiB, VXI, PXI, RS-232, RS-485; in più, dispone di librerie predisposte all'uso di logiche di gestione dati standard come TCP/IP ed ActiveX. Oltre a queste, LabVIEW dispone di numerose librerie dedicate all'acquisizione, memorizzazione, analisi e visualizzazione dei dati. Queste possono essere impiegate da sole o implementate in programmi più complessi, insieme all'innumerabile serie di strumenti di sviluppo base disponibili.

Queste caratteristiche da sole già renderebbero di per sé il software LabVIEW estremamente performante, ma è l'approccio di programmazione a renderlo intuitivo e versatile in maniera unica: mentre altri ambienti di sviluppo, come il Basic o il C, utilizzano un linguaggio testuale e righe di codice per la programmazione, LabVIEW mette a disposizione una programmazione grafica a blocchi, denominata *G language*. In altre parole, i programmi non si presentano come listati di comandi, ma come diagrammi di flusso di blocchi funzionali. Tutte le possibili funzioni sono rappresentate a schermo con icone specifiche che vengono messe in relazione tra loro attraverso linee grafiche di connessione. Da ciò deriva un altro punto di forza e cioè quello di essere un ambiente di programmazione multitasking. Infatti, la definizione di nodi, legati da linee di connessione, consente di definire il percorso del flusso dati tra i diversi blocchi di programmazione. I programmi applicativi sviluppati in ambiente LabVIEW sono chiamati *VI (Virtual Instrument)*, in conseguenza del fatto che il loro aspetto e funzionamento può essere del tutto equivalente a quello di alcuni strumenti reali. Il *G language* consente la costituzione di un vero e proprio formato modulare gerarchico tra i vari *VI*, consentendo l'impiego di alcuni strumenti virtuali come

sottoprogrammi di altri strumenti virtuali. In questo caso i programmi prendono il nome di *sub-VI*. I *sub-VI* sono a tutti gli effetti degli strumenti virtuali, con le medesime caratteristiche e potenzialità, perciò possono funzionare anche in maniera del tutto indipendente. Grazie a questa funzione LabVIEW permette di dividere applicazioni complesse in una serie di parti, che a loro volta possono essere suddivise in ulteriori parti e così via, finché non si arriva ad avere sottoparti del problema facili da affrontare e implementare nella programmazione. Queste possono essere affrontate separatamente e utilizzate come *sub-VI* nel programma finale che gestisce l'applicazione nel suo complesso. Questo modo di procedere non solo consente modifiche e sostituzioni di parti del programma estremamente veloci e semplici, ma facilita la messa a punto del programma stesso, potendo eseguire e verificare ciascuna sottoparte in maniera indipendente dal resto del programma. Per ciascuna applicazione è possibile creare l'interfaccia utente, chiamata *Front Panel*, più congeniale, dotandola di controlli e indicatori, in maniera del tutto indipendente dalla programmazione vera e propria dei blocchi che definiscono le funzioni del programma. Quest'ultima si svolge in una schermata dedicata che prende il nome di *Block Diagram*. *Front Panel* e *Block Diagram* costituiscono, insieme all'*icona connettore*, i tre elementi principali di qualsivoglia strumento virtuale. È l'*icona connettore* quell'elemento che consente di personalizzare un *VI* ed impiegarlo come *sub-VI*.

Nel seguito verrà analizzato il *VI* sviluppato per il pilotaggio dell'alimentatore *Agilent 6673A* con particolare attenzione a tutte le *sub-VI* necessarie per il suo funzionamento. La descrizione è fatta a partire dal *Front Pannel* dello strumento virtuale, in quanto è con questo che il generico operatore si troverà ad interagire. A seguire, per comprendere appieno la logica alla base della programmazione, non rimane che la descrizione del relativo *Block Diagram*.

### **5.3.2 VI “PILOTAGGIO DIODO LASER”.**

Il *VI* “Pilotaggio Diodo Laser” è il programma principale che permette di selezionare i parametri di alimentazione della diodo laser, cioè corrente e tensione di esercizio con relativi limiti di sicurezza. Il suo scopo principale è quello di permettere la scelta della tipologia di prova (prova a gradino, a rampa o impulsiva) e delle modalità con cui condurla, a cui si aggiunge la simulazione di un multimetro dedicato al monitoraggio nel dominio del tempo delle condizioni di alimentazione e possibilità di salvataggio dei dati. La figura 5.21 mostra l'interfaccia utente con le sezioni distinte dedicate ai diversi aspetti sopra menzionati. Analizzando nel dettaglio il *Front Pannel* questo può essere suddiviso in quattro zone funzionali distinte.

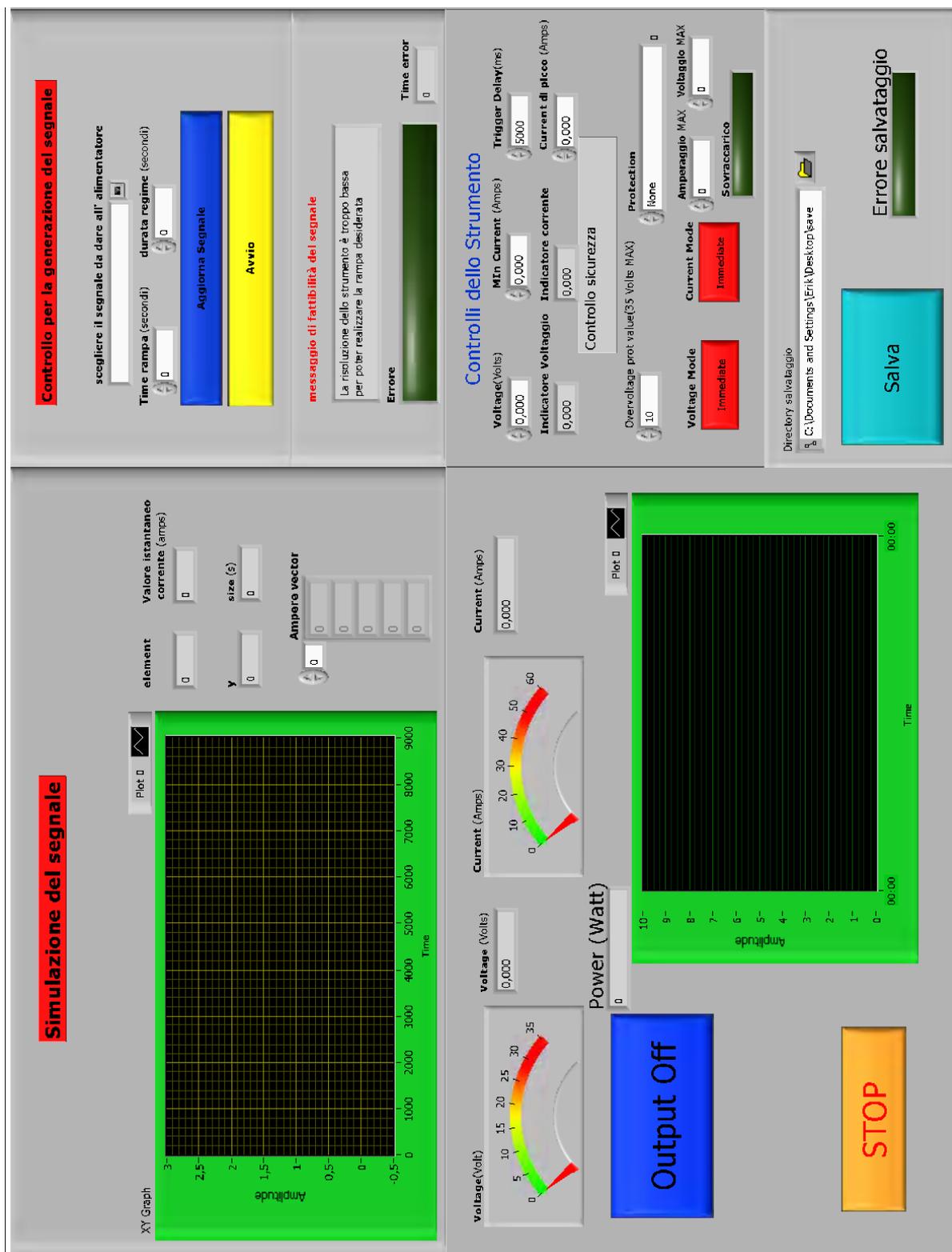


Figura 5.21 – Front Panel VI “Pilotaggio Diodo Laser”

La sezione in basso a destra, denominata “Controlli dello strumento”, permette di settare le condizioni di funzionamento fuori prova dell'alimentatore, i limiti di sicurezza e il salvataggio dei dati. Alcuni comandi richiedono l'inserimento di un determinato valore, mentre altri presentano un menù a tendina con diverse opportunità di scelta. I comandi e gli indicatori presenti sono:

1. *Voltage*. In questa finestra è richiesto di impostare il valore della tensione che l'alimentatore deve generare. Il valore di default è 0V, mentre il massimo possibile di 35V è dovuto dai limiti dell'hardware.
2. *Min Current*. Tramite questo comando è possibile modificare il valore di corrente che l'alimentatore deve erogare fuori prova, cioè quando il diodo laser è a riposo o si desidera che abbia un'emissione continua con potenza costante nel tempo. Nel primo dei due casi il valore deve essere inferiore alla corrente di soglia, in maniera tale che la sorgente non emetta alcuna radiazione. Il valore di default è 0A ed anche in questo caso il valore massimo di 60A è legato ai limiti dell'alimentatore stesso.
3. *Trigger Delay*. È il ritardo con cui ogni output triggerato è inviato all'alimentatore. Il valore di partenza è fissato a 5000ms.
4. *Corrente di picco*. Con questo comando si va a selezionare il valore di corrente a regime con cui effettuare le prove. In altre parole è quel valore di corrente che l'alimentatore deve raggiungere a partire dal minimo (fissato col comando al punto 2) attraverso la tipologia di transitorio selezionata (gradino, rampa o impulso). La sua scelta deve essere fatta oculatamente a seconda dell'entità del gradiente termico che si vuole generare, in quanto è da questa scelta che dipende il livello di potenza ottica dell'emissione del diodo laser. Il valore di default è 0A, mentre il limite massimo è consigliato essere al più uguale alla corrente di funzionamento nominale del diodo laser collegato all'alimentatore.
5. *Indicatore di corrente*. Questo indicatore mostra a schermo il valore istantaneo della corrente effettivamente erogata dall'alimentatore.
6. *Indicatore voltaggio*. In questa finestra è mostrato a schermo il livello di tensione generato dall'alimentatore.
7. *Overvoltage prot value*. Come evidenziato già dal nome, questa finestra serve per fissare un limite massimo di tensione oltre il quale il programma si ferma in automatico. Questo è necessario per evitare sovratensioni dannose per il corretto funzionamento della sorgente laser. Il valore massimo possibile è di 35V, ma è preferibile che sia scelto un valore non superiore alla tensione nominale di funzionamento del diodo laser.

8. *Protection*. Tale comando è costituito da un menù a bandiera in cui è possibile scegliere la modalità di protezione preferita per la particolare applicazione. Le opzioni di scelta sono: nessuna protezione, protezione da sovracorrenti, da sovratensioni od entrambe, pulizia del valore di sovracorrente impostato, pulizia del valore di sovratensione impostato, scelta del tempo di ritardo con cui attuare il blocco del programma. All'avvio del programma è sempre impostata l'opzione di nessuna protezione.
9. *Voltaggio max*. Questo comando serve per fissare il limite massimo di tensione permessa, che se superato provoca l'immediato arresto dell'esecuzione del programma.
10. *Amperaggio max*. Il comando in esame è del tutto simile a quello precedente, solamente che è riferito alla corrente erogabile piuttosto che alla tensione.
11. *Current mode*. Questo comando a pulsante consente la scelta di due opzioni: la prima prevede l'invio dei settaggi desiderati per la corrente in tempo reale all'alimentatore (Immediate), mentre la seconda prevede un invio ritardato nel tempo (Trigger).
12. *Voltage mode*. Analogo del comando precedente riferito alla tensione.
13. *Directory di salvataggio*. Consente di selezionare la cartella in cui salvare i dati delle prove.
14. *Salva*. È il pulsante che dà l'avvio al salvataggio dei valori di tensione e corrente in funzione del tempo in un file di testo.

In altro a destra del Front Pannel si trova la sezione "Controllo per la generazione del segnale". Qui sono raggruppati tutti i comandi necessari per selezionare la tipologia di segnale tempovariante in corrente, cioè è la sezione dedicata alla scelta delle modalità di prova con cui condurre la taratura dinamica del generico sensore di temperatura. I comandi contenuti in questa porzione del Front Pannel sono:

1. *Scegliere il segnale da dare alimentatore*. Il primo comando che si incontra è anche il più importante di questa sezione, in quanto consiste in un menù a tendina che permette la selezione delle modalità di alimentazione del diodo e, quindi, delle modalità di prova. Le tre scelte possibili sono quelle già accennate precedentemente: gradino, rampa ed impulso.
2. *Time rampa*. Questa finestra, nel caso sia stata scelta col comando precedente la prova con alimentazione in corrente a rampa, permette di fissare il tempo in secondi che deve essere impiegato per passare dal valore di corrente minimo a quello di regime selezionati. In questo modo è possibile modificare la pendenza del segnale a rampa.
3. *Durata regime*. Analogamente a prima, anche questa finestra consente di digitare un tempo in secondi, che però è riferito alla durata per cui il valore di corrente in uscita sia

mantenuto pari a quello di regime prescelto. Nel caso di prova a gradino viene a coincidere con la durata complessiva del segnale rettangolare. Nel caso di prova a rampa, è il tempo che la corrente rimane stazionaria dopo che il transitorio di incremento lineare è stato realizzato. Trascorso tale intervallo di tempo, è previsto un decremento lineare, fino alle condizioni di minima corrente impostate, simmetrico all'incremento.

4. *Aggiorna segnale.* La pressione di pulsante di colore blu genera la simulazione dell'andamento temporale atteso della corrente in uscita in accordo con i parametri prescelti.
5. *Avvio.* Questo pulsante giallo è quello di avvio della prova.
6. *Messaggio di fattibilità del segnale.* Nel caso in cui, per giusta causa, i parametri prescelti non fossero adeguati alla realizzazione di una buona prova, in questa finestra viene mostrata a schermo la motivazione per cui è richiesta la modifica di uno, o più, dei dati inseriti.
7. *Errore.* Questa è una spia di colore verde che si accende nel momento in cui non è possibile realizzare una prova con i dati inseriti a programma.

In altro a sinistra c'è la sezione "Simulazione del segnale", che è strettamente legata alla sezione appena descritta. Infatti, questa zona è dedicata alla visualizzazione della simulazione del segnale in corrente di prova, in maniera tale che l'operatore possa valutare l'effettiva validità delle scelte effettuate per i vari parametri e di provvedere, in caso di necessità, ad una loro correzione ancor prima che la prova sia realizzata. In questo caso non sono presenti comandi veri e propri, ma solo applicativi di visualizzazione a schermo:

1. *Element.* Riporta il numero incrementale del valore discreto di corrente raggiunto dal programma di gestione dell'alimentatore.
2. *Valore istantaneo corrente.* Riporta il valore in ampere in uscita dall'alimentatore in quel particolare istante.
3. *Y.* Il valore mostrato in questa finestra riporta il numero di elementi costituenti il segnale di prova simulato.
4. *Size.* In questa finestra è mostrata la durata temporale complessiva della simulazione di prova.
5. *Ampere vector.* Sono riportati in ordine sequenziale e visualizzabili punto a punto i valori della curva in corrente simulata.

6. *XY graph*. In questo grafico viene ricostruito da simulazione l'andamento temporale previsto per la generica prova.

Nell'ultima parte, quella in basso a sinistra del Front Pannel, trovano posto tutti gli strumenti necessari al monitoraggio in tempo reale dei valori di alimentazione effettivi erogati dall'alimentatore alla sorgente laser.

1. *Voltage*. È un indicatore a lancetta affiancato da un valore numerico che riporta la tensione istantanea in volt generata dall'alimentare.
2. *Current*. Questo indicatore a lancetta, anch'esso affiancato da un valore numerico, riporta la corrente istantanea in ampere erogata dall'alimentatore.
3. *Power*. La suddetta finestra riporta la potenza elettrica istantanea assorbita dalla sorgente laser.
4. *XY graph*. Mostra a schermo l'andamento temporale di corrente, tensione e potenza elettrica.
5. *Output off*. È un pulsante di emergenza, che se premuto interrompe istantaneamente l'erogazione di corrente alla sorgente laser.
6. *STOP*. La pressione di questo pulsante interrompe l'esecuzione del programma di pilotaggio.

Passando dalla descrizione del Front Pannel del VI "Pilotaggio Diodo Laser" all'analisi del Block Diagram, salta subito all'attenzione come il tutto sia contenuto all'interno di una struttura ciclica temporizzata (*Timed Loop*). Questa è una soluzione ottimale quando l'applicazione richiede precisione temporale nell'esecuzione dei comandi e l'analisi di segnali di feedback per la correzione di cicli successivi. Per come è stato impostato il programma, è stato fissato il periodo  $dt$  di ogni ciclo ad un valore di  $200ms$  con l'opzione di controllo ad ogni ciclo della propagazione di eventuali errori (definiti come tali tutte le condizioni di esercizio che possono essere pericolose per operatore e strumentazione) all'interno della struttura. In altre parole i cicli hanno tutti la medesima durata temporale, con la conseguenza che i valori discreti di alimentazione, da inviare all'*Agilent 6673A*, si susseguono ad intervalli di tempo sempre uguali e il monitoraggio dell'andamento effettivo di queste grandezze avviene sempre con lo stesso intervallo di campionamento. Se poi è rilevata una condizione di funzionamento non permessa, come può essere ad esempio la richiesta di un valore di corrente al di sopra del limite prefissato, alla fine del ciclo l'esecuzione del programma viene interrotta senza consentire ulteriore comunicazione con l'alimentatore.

Contenute all'interno della struttura *Timed Loop*, sono presenti, oltre ai tipici comandi di generazione, gestione e visualizzazione di dati numerici, funzioni booleane e stringe di caratteri,

alcune strutture *Case*. Il loro impiego consente di scegliere l'esecuzione di sub-diagrammi condizionata a seconda del valore assunto da una variabile di controllo. Sul bordo superiore di queste strutture è visibile un identificatore, che fa riferimento al sub-diagramma da eseguire se la variabile di controllo assume il valore in quel momento visibile sull'identificatore. Il valore può essere di tipo booleano o numerico a seconda delle necessità di programmazione.

La prima struttura *Case* è visibile in corrispondenza dello spigolo superiore destro ed è collegata al valore booleano fornito dalla pressione o meno del pulsante giallo *Avvio* nel Front Panel. La pressione o meno azzerà il conteggio del numero di cicli, identificando l'esecuzione di una prova.

La seconda struttura *Case* è quella relativo al salvataggio dei dati acquisiti su un file di test. Si trova in prossimità dello spigolo inferiore destro della struttura principale ed è comandato dal pulsante blu *SALVA* del Front Panel.

La terza struttura *Case* è quella che consente il passaggio tra le varie tipologie di prova possibili e, a differenza delle altre, risulta essere annidata al suo interno un'ulteriore struttura *Case*. Quella più esterna, attraverso la pressione del pulsante *Aggiorna Segnale*, consente di passare dalla modalità di alimentazione con il minimo valore di corrente digitato nella finestra di comando *Min Current* a quello delle condizioni di prova impostate nell'apposita sezione. La struttura annidata quella vera e propria di selezione della tipologia di prova prescelta (corrispettivo menù a tendina sul Front Panel). A differenza delle altre, tale struttura *Case* non fa riferimento ad una variabile booleana, bensì ad un valore numerico, essendo tre le possibilità di scelta possibili: 1 corrisponde alla prova a gradino (default), 2 la prova a rampa e 3 la prova impulsiva.

Altri blocchi funzionali presenti nel Block Diagram, che meritano un approfondimento ulteriore, sono le librerie dedicate alla comunicazione con l'alimentatore *Agilent 6673A*:

- *Initalize.vi* (figura 5.22a). Questa *VI* deve obbligatoriamente essere richiamata per prima all'avvio del programma, in quanto è dedicata a stabilire la comunicazione con lo strumento. Per questo motivo e perché è sufficiente eseguirla solo all'avvio, è uno dei pochi blocchi funzionali posizionati al di fuori della struttura *Time Loop* principale.
- *Configure.vi* (figura 5.22.b). È costituita da un insieme di routine utili per configurare lo strumento con le caratteristiche di esercizio necessarie. Perciò questa *VI* serve a configurare i valori di tensione e di corrente di esercizio, oltre che i limiti di sicurezza per sovratensioni e sovracorrenti. Una volta eseguita, lo strumento è pronto a tutti gli effetti per funzionare. È riportata anche al di fuori della struttura *Time Loop* per settare tutti i parametri a zero prima della chiusura del programma.

- *Read Meas.vi* (figura 5.22.c). La suddetta VI ha il compito di monitorare e riportare i valori di tensione e corrente che l'alimentatore mostra direttamente sul proprio pannello frontale. I valori sono misurati in volt e ampere rispettivamente.
- *Trigger.vi* (figura 5.22.d). Serve per generare un segnale in uscita triggerato.
- *Close.vi* (figura 5.22.e). Questa VI è dedicata alla chiusura della comunicazione I/O con l'alimentatore nel momento in cui il programma viene interrotto. Per questo motivo si trova al di fuori della struttura *Time Loop* principale.

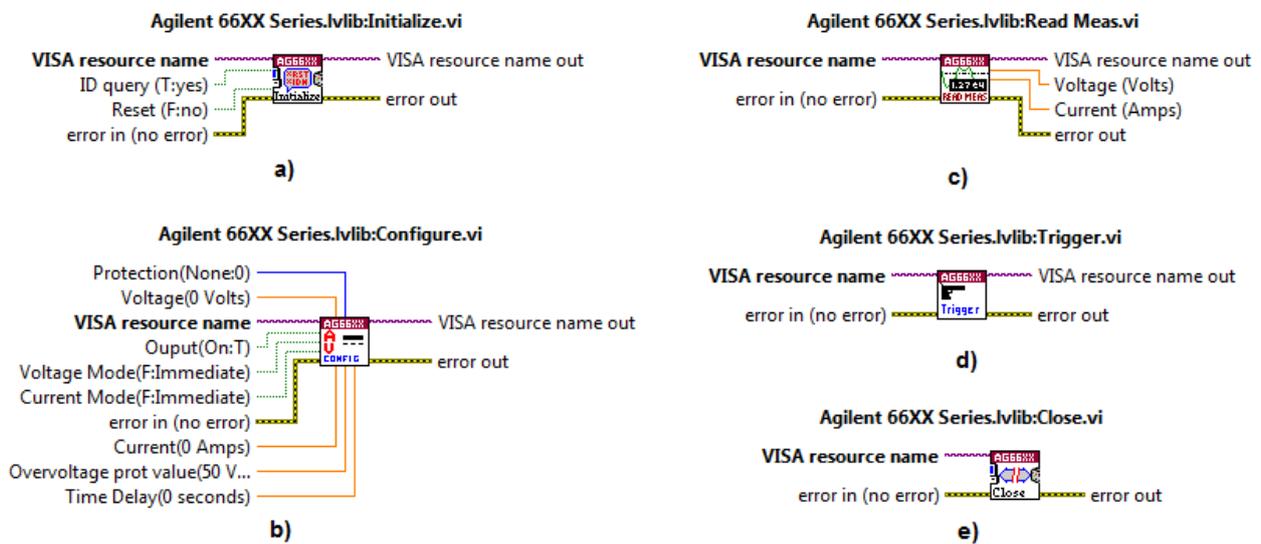


Figura 5.22 – sub-VI Agilent 66xx

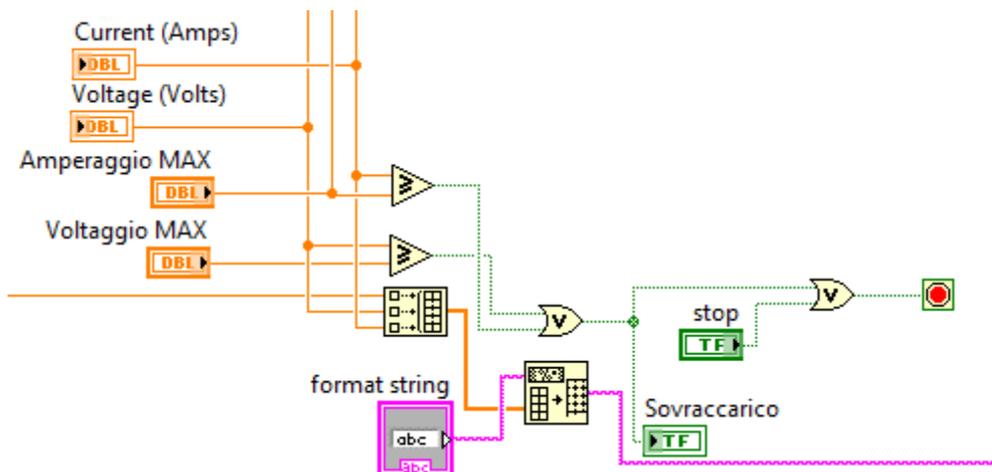


Figura 5.23 – Interruzione programma

Ultima problema affrontato riguarda l'interruzione istantanea del programma nel momento in cui i limiti impostati per tensione o corrente sono superati. La figura 5.23 mostra la porzione rappresentativa di diagramma: indipendentemente che sia il valore della tensione o quella della corrente ad essere superiore al corrispettivo limite di sicurezza, viene chiuso il percorso che porta al blocchetto di stop del programma.

### 5.3.3 SUB-VI "STEP INPUT".

La *sub-VI* "Step Input" è quella dedicata alla generazione di un transitorio a gradino della corrente di alimentazione. Il relativo Block Diagram (figura 5.24a) mostra una struttura *Case* che permette l'esecuzione dei blocchi relativi alla generazione del gradino fintanto che il valore di corrente nominale per la prova risulta essere minore del limite sicurezza fissato e maggiore del minimo valore di corrente erogabile dall'alimentatore. La struttura *While Loop*, posizionata all'interno, è dedicata alla generazione del vettore tempo e del vettore corrente di durata desiderata. Infatti, nel caso in cui il numero di elementi del vettore corrente moltiplicato per il tempo di ciclo (che si ricorda essere fissato pari a  $200ms$ ) è superiore alla durata scelta per il segnale, il programma viene terminato. In uscita è possibile visualizzare l'andamento temporale del segnale in corrente così generato.

### 5.3.4 SUB-VI "RAMP INPUT".

Lo strumento virtuale, realizzato per la generazione di un transitorio a rampa, è caratterizzato dal Block Diagram mostrato in figura 5.24b. La parte di diagramma al di fuori della struttura *Case*, in alto a destra, ha lo scopo di verificare la fattibilità della prova, cioè la possibilità di attuare un incremento lineare della corrente tra i valori minimo e di regime nel tempo prefissato. L'eventualità che non si possa realizzare la particolare rampa è legata ai limiti di risoluzione dell'alimentatore. Se gli incrementi di corrente per ogni ciclo devono avere un'ampiezza inferiore ai  $0.01A$ , l'alimentatore non è in grado di erogarli e di conseguenza non è in grado di pilotare la sorgente laser. Quando ciò accade è fornito in uscita un segnale di errore che non blocca il programma, ma semplicemente informa a monitor l'operatore, che può quindi correggere i dati inseriti fino ad avere un segnale a rampa riproducibile.

La struttura *Case* comprende due *While Loop* indispensabili per creare il vettore in corrente secondo cui pilotare l'alimentatore. Il primo da sinistra, è dedicato alla realizzazione del tratto linearmente crescente: ad ogni ciclo trascorso aumenta il valore di corrente, da inserire nell'apposito vettore, di una quantità fissa, valutata al di fuori della struttura; non appena il valore di corrente raggiunge quello prescelto di regime, il ciclo viene interrotto. Il vettore generato è ulteriormente impiegato per realizzare un vettore inverso, attraverso il blocchetto funzionale *Reverse 1D Array*. Il secondo

*While Loop* genera un vettore costante, i cui elementi sono uguali al valore di corrente di regime. La lunghezza del vettore, quindi l'interruzione del ciclo, è stabilita sulla base della durata in secondi prescelta per il tratto di segnale.

Il vettore di valori linearmente crescenti, quello costante e quello di valori linearmente decrescenti sono riuniti in un unico array per mezzo di blocchetti *Insert into Array*. In questo modo si sono ottenuti il vettore dei tempi e il vettore della curva in corrente da mandare in uscita della *sub-VI* per realizzare la prova a rampa.

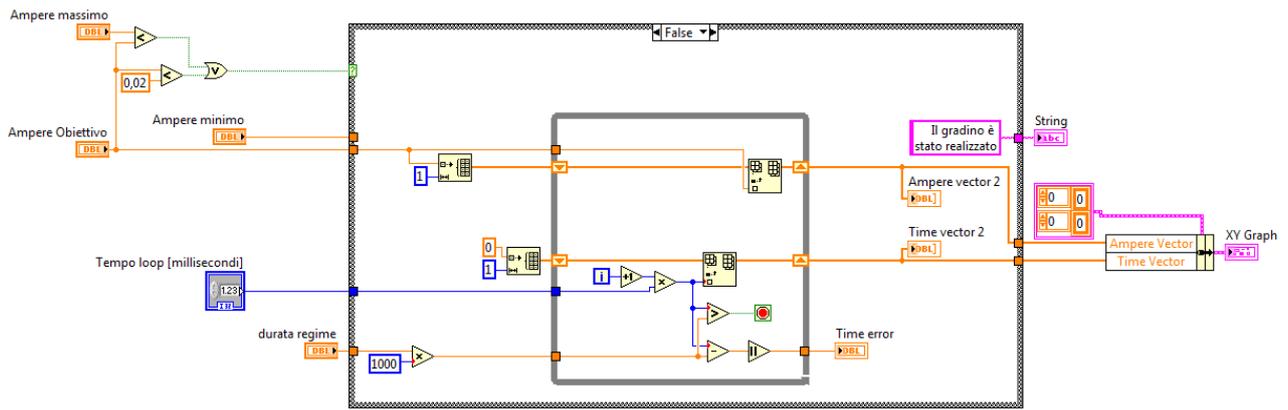
### **5.3.5 SUB-VI “PULSE INPUT”.**

La *sub-VI* “Pulse Input”, sviluppata per realizzare prove di tipo impulsivo, è caratterizzata da un Block Diagram (figura 5.24c) piuttosto semplice in cui una struttura *Case*, impiegata per verificare la fattibilità delle richieste di alimentazione impostate per la prova, contiene i semplici comandi per realizzare un vettore di tre elementi che passa nel minor tempo possibile dal valore minimo di corrente a quello di picco, per poi passare di nuovo da quello minimo. Per come è realizzato la durata dell'impulso dipende dal tempo di ciclo del programma, che per alcuni sensori dalla dinamica molto spinta può risultare eccessivamente lungo.

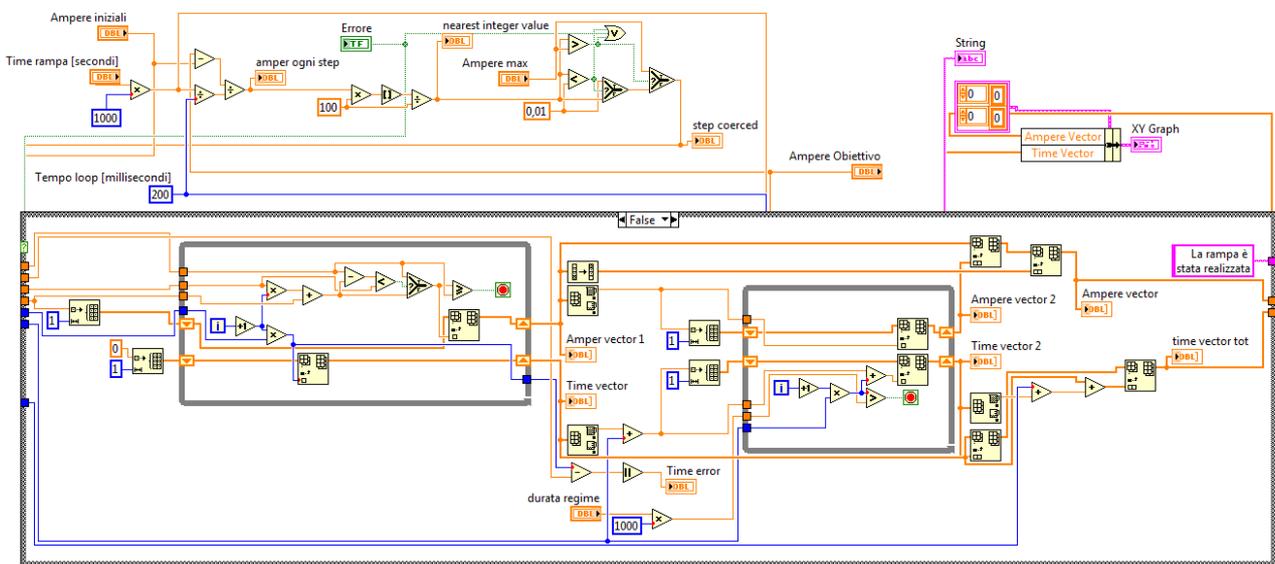
### **5.3.6 VERIFICA DI PILOTAGGIO DELLA SORGENTE LASER.**

Il software LabVIEW descritto nei paragrafi precedenti è stato sottoposto ad una accurata verifica di funzionamento, prima di implementare i test di taratura dinamica veri e propri. Durante questa verifica preliminare è stato predisposto l'utilizzo di tutte e tre le modalità di prova possibili al fine di verificare se le caratteristiche temporali e di intensità, impostate caso per caso da programma, siano effettivamente rispettate dall'alimentatore in fase di generazione dell'uscita e come, a loro volta, queste siano recepite da una sorgente laser a semiconduttori collegata all'alimentatore.

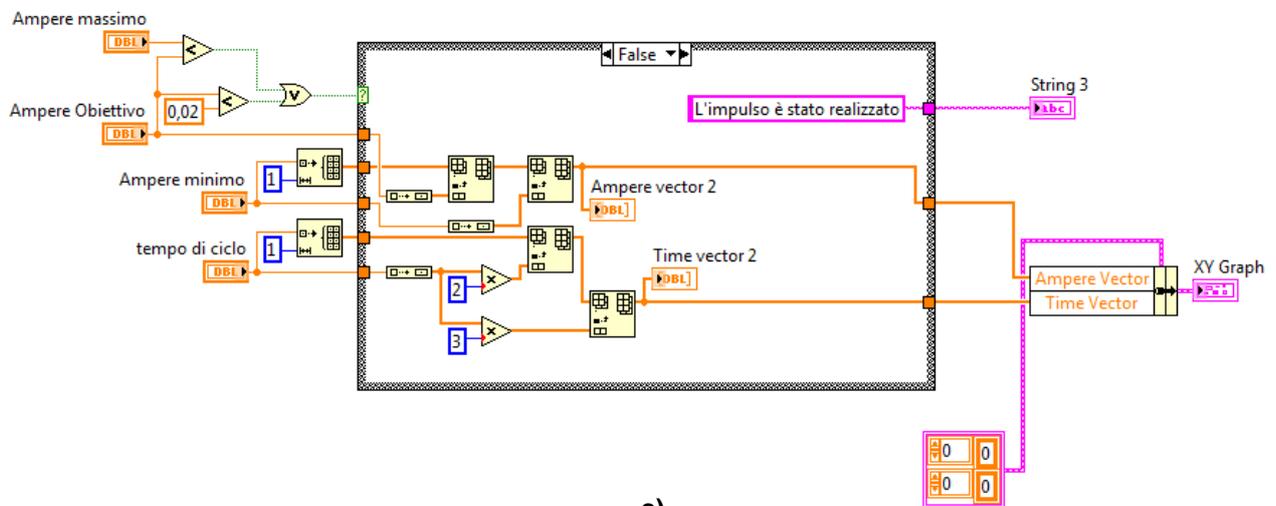
La strumentazione predisposta per questa verifica funzionale, oltre all'alimentatore con relativo PC e al sistema di acquisizione *Prosig P8004*, si arricchisce del sensore termopila *818P-110-19* della Newport Corporation, dell'optical power meter *1835-C* e del cavo adattatore *818P-DIN*, già utilizzati per le misure di potenza ottica. La sorgente laser utilizzata è però diversa, avendo deciso di usare il diodo laser *MU7-940-01* della Bookham. La scelta di un diodo laser diverso da quello poi effettivamente impiegato per la taratura permette di operare in tutta tranquillità senza il rischio che eventuali errori o fenomeni inattesi possano compromettere il funzionamento di un componente indispensabile e costoso quale è il diodo laser *K91SA3E-25W*.



a)



b)



c)

Figura 5.24 – Sub-VI: a) Step Input b) Ramp Input c) Pulse input

La figura e tabelle seguenti riportano le caratteristiche di funzionamento del diodo *MU7-940-01*.

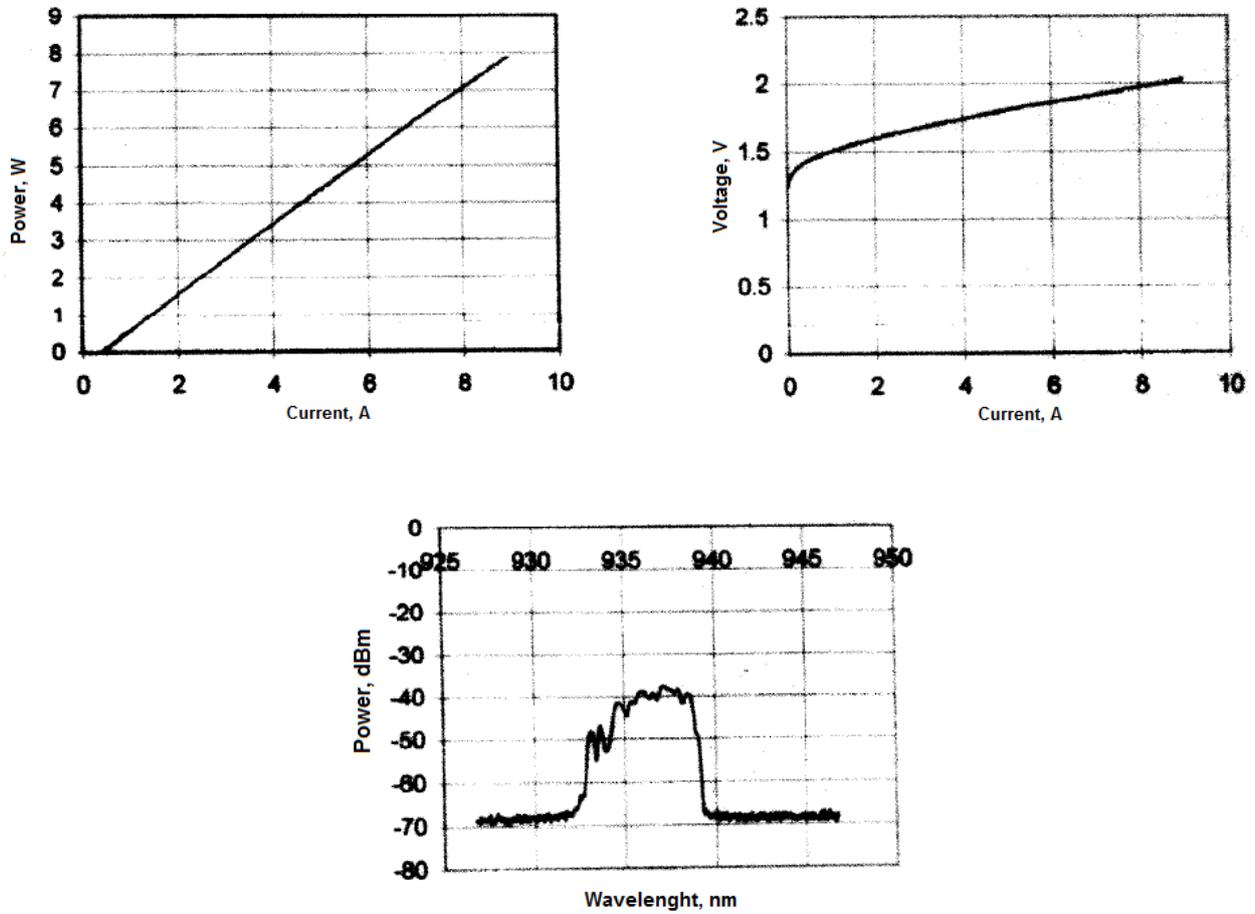


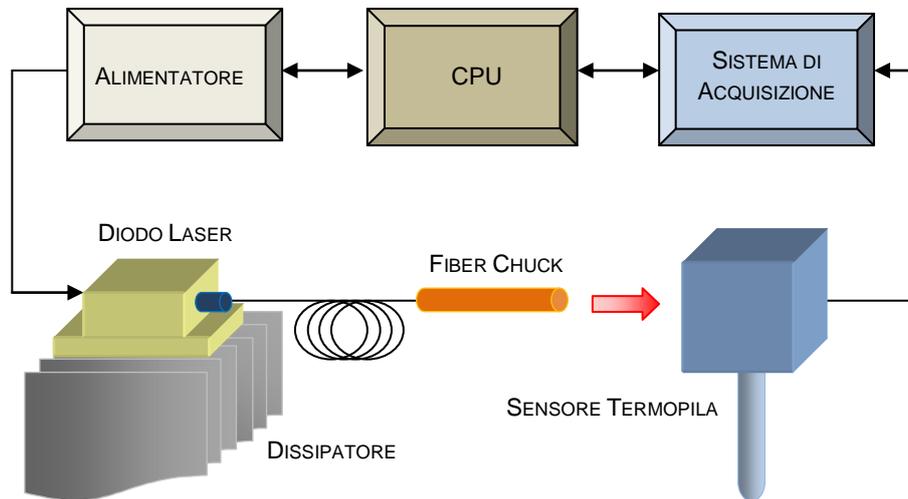
Figura 5.25 – Curve caratteristiche del diodo *MU7-940-01*

Dati elettrici		
Corrente di funzionamento @ 68W	7.94	A
Corrente di soglia	0.37	A
Efficienza di conversione	40%	-
Tensione di funzionamento @ 68W	1.97	V

Tabella 5.4

Dati spettrali		
Potenza ottica	7	W
Lunghezza d'onda centrale @ 25 W	935.9	nm
Banda dello spettro	±3	nm

Tabella 5.5



**Figura 5.26 – Banco prova per pilotaggio diodi**

L'allestimento del banco su tavolo ottico si discosta non di molto da quello illustrato per le misure di potenza ottica. Si posiziona il diodo laser prescelto sul dissipatore e la sua fibra ottica, non dotata di connettore all'estremità, su di un fiber chuck *HFC007* della Thorlabs, a sua volta affacciato al sensore termopila *818P-110-19*. Connessi i pin di alimentazione del diodo all'alimentatore *Agilent 6673A* e l'uscita del power meter *1835-C* al primo canale di acquisizione del sistema *Prosig P8004*, il sistema è pronto per misurare l'andamento nel tempo della potenza ottica del fascio laser generato dalla sorgente. La potenza ottica è la grandezza di interesse, in quanto è da questa che principalmente dipende il riscaldamento di un qualsiasi corpo colpito da un fascio laser. Dall'andamento della potenza acquisito è quindi possibile verificare se le impostazioni di alimentazione inserite nei campi appositi del Front Pannel della VI "Pilotaggio Diodo Laser" forniscano o meno l'andamento previsto per l'eccitazione laser, sia in termini di ampiezza che di durata.

La prima ad essere verificata è la procedura per realizzare un'eccitazione laser a gradino. Quindi avviato il programma e selezionata la modalità "gradino", non rimane che digitare i valori di esecuzione della prova:

1. *Voltage: 1.7V*
2. *Min Current: 0.1A*
3. *Corrente di picco: 3A*
4. *Durata regime: 16s*

La pressione del pulsante *Aggiorna Segnale* visualizza il gradino in corrente di ampiezza 3A e durata 16 secondi da inviare alla sorgente laser. A questo punto si può dare inizio la test premendo il pulsante giallo *Avvio*.

Il segnale acquisito dal sensore termopila è riportato in figura [???](#). Il segnale mostra un andamento del tutto simile alla risposta ad un ingresso a gradino di uno strumento del primo ordine. Infatti, un sensore termopila è costituito da un insieme di termocoppie collegate in serie e con le rispettive giunzioni di misura e di riferimento poste alla stessa temperatura. Quindi non si commette un errore eccessivo nel considerarla come uno strumento del secondo ordine. Osservando in quest'ottica il grafico del segnale, è facile vedere come la durata dell'emissione laser sia proprio pari ai 16 secondi voluti. La potenza ottica emessa, dopo il transitorio iniziale, si assesta intorno al valore di 2.5W. Controllando nella caratteristica elettro-ottica del diodo *MU7-940-01* (figura 5.27a) il valore di corrente corrispondente a tale livello di potenza, si ottengono proprio i 3A impostati ad inizio prova. Si può allora concludere che il software sviluppato è in grado di fornire andamenti dell'eccitazione laser consoni alla realizzazione di prove a gradino.

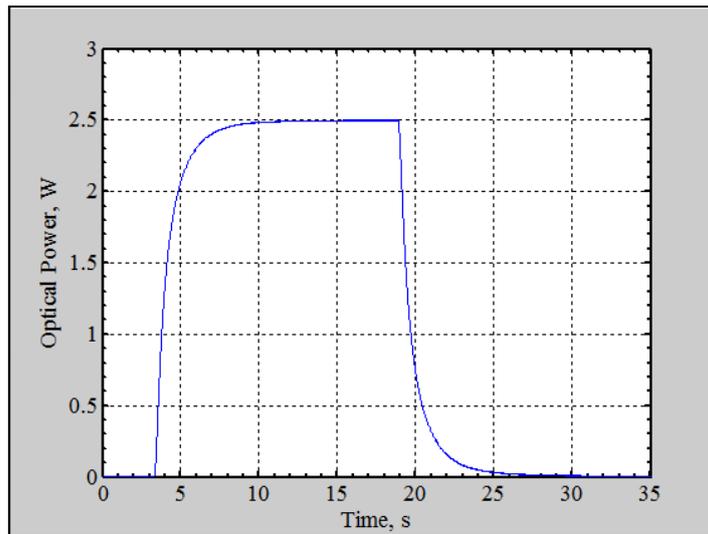
Per seconda si passa a verificare la procedura per realizzare un'eccitazione laser a rampa. Il modo di operare, una volta selezionata la modalità di prova "rampa", è del tutto simile a quanto già descritto per il test con la modalità "gradino". I valori impostati per la prova sono:

1. *Voltage: 1.7V*
2. *Min Current: 0.1A*
3. *Corrente di picco: 3A*
4. *Time rampa: 10s*
5. *Durata regime: 15s*

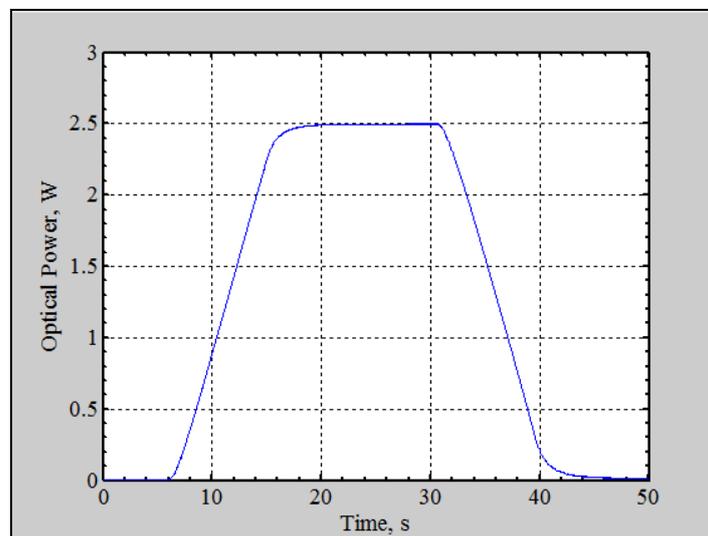
L'andamento nel tempo della potenza ottica emessa (figura 5.27b) mostra il pieno rispetto dei vincoli temporali imposti per i due tratti lineari (crescente e decrescente) e per il tratto con emissione a potenza costante. Anche il valore di potenza a regime, essendo pari a 2.5W, corrisponde al valore di 3A della corrente di alimentazione selezionato ad inizio prova. Quindi il software di controllo risulta performante anche per l'esecuzione di prove con eccitazione laser linearmente crescenti (rampa).

Infine non rimane che valutare la modalità di lavoro "impulso". Rispetto alle altre due modalità, per l'esecuzione della prova non è richiesto l'inserimento di alcun parametro temporale, in quanto la durata dell'eccitazione dovrebbe tendere idealmente ad un valore infinitesimo:

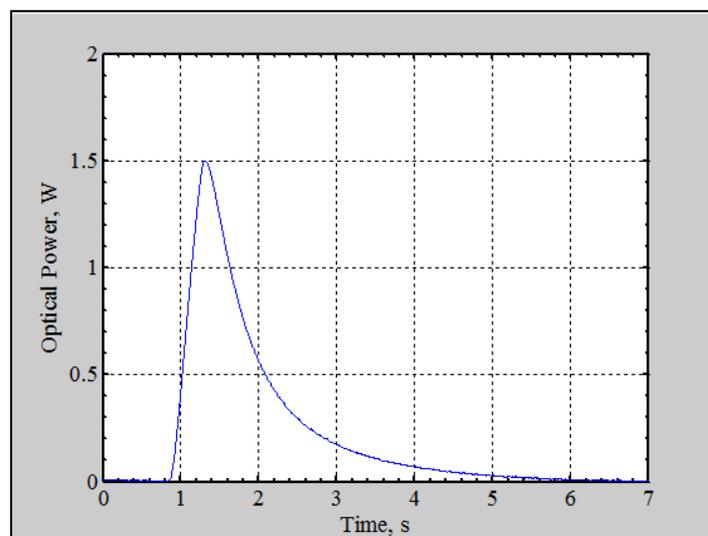
1. *Voltage: 1.7V*
2. *Min Current: 0.1A*
3. *Corrente di picco: 1A*



a)



b)



c)

**Figura 5.27 – Andamenti temporali della potenza ottica erogata**

In figura 5.27c è riportato il segnale in uscita dalla termopila in seguito all'eccitazione realizzata. Anche in questo caso il valore di potenza raggiunto (1.5W) coincide con quello dichiarato nella caratteristica elettro-ottica per un valore della corrente di alimentazione pari ad 1A. La durata dell'eccitazione realizzata con questa strumentazione ha però un valore teorico di 400ms, quindi nel caso di sensori con tempo di risposta dello stesso ordine di grandezza o inferiore non può essere assimilato ad un ingresso impulsivo, al più ad un ingresso di tipo triangolare. Il limite è dovuto sia alle potenzialità della piattaforma su cui viene fatto girare il programma che alla tipologia di diodo laser utilizzato, il quale è concepito per un funzionamento in continuo e non pulsato.

Perciò si può concludere che il software di controllo realizzato offre ottime prestazioni per le modalità di eccitazione a gradino e a rampa, mentre la modalità di eccitazione impulsiva è limitata a prove su sensori di temperatura dalla dinamica lenta ( $\tau > 4s$ ).

## 5.4 ALLESTIMENTO DELLE PROVE SPERIMENTALI.

### 5.4.1 PONTE DI WHEATSTONE.

Generalmente, durante una qualsiasi misura di temperatura mediante termoresistenza, l'uscita in tensione  $V$  del ponte di Wheatstone, a cui è connesso il sensore, varia con buona approssimazione linearmente con la variazione di resistenza  $\delta R$  dell'elemento sensibile della termoresistenza.

Da una semplice analisi circuitale del sistema, è immediato ricavare una prima relazione che lega l'uscita in tensione alle grandezze elettriche presenti:

$$(5.23) \quad V = \frac{R_1(R_{RTD} - R_d)}{(R_1 + R_d)(R_1 + R_{RTD})} E$$

Nell'equazione sopra  $V$  è l'uscita in tensione,  $E$  è la tensione di alimentazione del ponte di Wheatstone, mentre  $R_1$ ,  $R_d$  e  $R_{RTD}$  sono rispettivamente le resistenze note e fisse di due rami del ponte, una resistenza nota variabile a decadi e, infine, il valore di resistenza incognita della  $RTD$  in esercizio. Prima di effettuare la misurazione con tale sistema, è necessario che il ponte risulti essere bilanciato, cioè l'uscita in tensione sia nulla, e ciò è ottenibile agendo sulla resistenza regolabile  $R_d$  fintanto che non assume un valore molto prossimo al valore della  $R_{RTD}$ . In questo modo, inserendo la termoresistenza nell'ambiente di misura, si assiste ad un incremento (o decremento) esponenziale dell'uscita  $V$  in funzione della variazione di resistenza  $R_{RTD} + \delta R$  del sensore, che dipende come noto dai cambiamenti di temperatura percepiti.

Nell'ipotesi, allora, di una variazione di resistenza  $\delta R$ , l'equazione 5.23 può essere riscritta come:

$$(5.24) \quad V = \frac{R_1}{R_1 + R_d} \frac{\delta R}{R_1 + R_d + \delta R} E$$

Nell'ipotesi che  $\delta R$  risulti essere di valore trascurabile se paragonata alla quantità  $R_1 + R_d$ , la relazione sopra riportata si semplifica in:

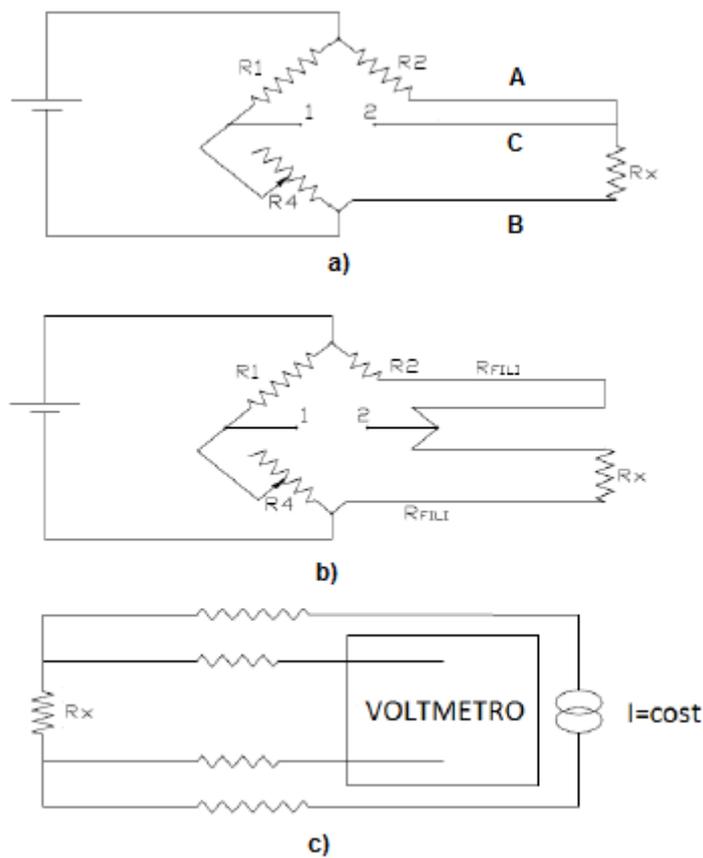
$$(5.25) \quad V = C \delta R E$$

$C$  è una costante di proporzionalità legata ai valori delle resistenze del ponte e mette in evidenza come l'uscita sia linearmente dipendente dalla variazione di resistenza della  $RTD$ , una volta che sia fissata la tensione di alimentazione  $E$ . Tipicamente  $\delta R$  è una variazione che si mantiene al di sotto dei  $10\Omega$ , mentre la quantità  $R_1 + R_d$  ha un intervallo di variabilità tra i  $300\Omega$  e i  $600\Omega$  in funzione del tipo di termoresistenza e del campo di temperature di esercizio. Sotto queste condizioni, allora, l'ipotesi fatta per arrivare all'equazione 5.25 non è assolutamente restrittiva. Comunque, nel caso potesse risultare utile, è possibile agire sui valori delle resistenze fisse  $R_1$ . Normalmente valori che vanno da  $100\Omega$  a  $200\Omega$  sono più che adeguati per l'applicazione.

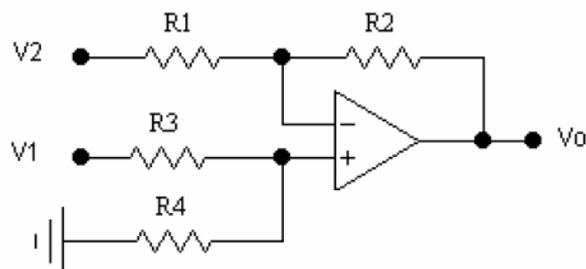
Nelle applicazioni reali dei circuiti a ponte di Wheatstone per la conversione della variazione di resistenza elettrica in variazione di tensione, non possono essere trascurati gli effetti sulla misura delle variazioni di resistenza dei cavi di collegamento dovuti alla loro lunghezza e alla presenza di gradienti termici. Per ridurre gli effetti di questo ingresso indesiderato è tipico lo schema di collegamento a tre fili, illustrato in figura 5.28a. Con questa soluzione, la variazione di resistenza dei due cavi  $A$  e  $B$  della figura 5.28a si ripercuote su due rami adiacenti del ponte e quindi si annulla. La variazione di resistenza del terzo cavo  $C$ , invece, non comporta disturbi sulla misura se lo strumento di monitoraggio dello sbilanciamento del ponte è caratterizzato da un valore dell'impedenza d'ingresso sufficientemente elevato da rendere trascurabile la corrente che scorre su tale filo.

Nel collegamento a quattro fili semplice (figura 5.28b), poco diffuso per la verità, i due fili di compensazione non sono collegati ad alcun dispositivo, ma devono effettuare lo stesso percorso dei cavi di collegamento, così da subire le medesime variazioni di resistenza e bilanciarle.

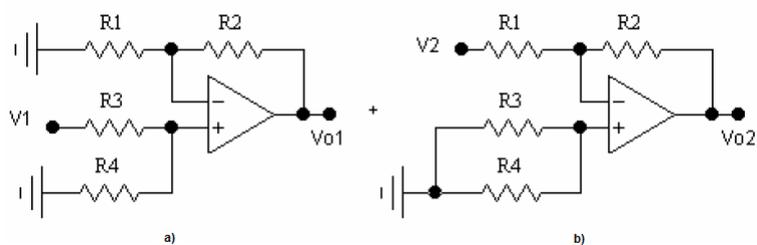
Altra soluzione possibile è la cosiddetta tecnica voltamperometrica a quattro fili (figura 5.28c). Il sistema richiede l'utilizzo di una sorgente di corrente costante e di un voltmetro ad elevata impedenza. In questo caso il problema della variazione di resistenza dei cavi di collegamento è aggirato tramite la presenza dell'alimentatore di corrente, che mantiene il valore della corrente elettrica costante.



**Figura 5.28 – Collegamenti ponte di Wheatstone:**  
 a) tre fili b) a quattro fili semplice  
 c) tecnica voltamperometrica a quattro fili



**Figura 5.29 –Amplificatore Operazionale**



**Figura 5.30 – Amplificatore Operazionale Differenziale**

Come conseguenza dell'elevata impedenza del voltmetro, sugli altri due fili, non si hanno correnti di valore apprezzabile, quindi le cadute di tensione sono trascurabili e le variazioni di resistenza non hanno effetti apprezzabili sulla misura.

È comune che le tensioni caratteristiche di squilibrio di un ponte di Wheatstone siano variabili in un intervallo piuttosto limitato, perciò il segnale necessita in molti casi di un certo grado di amplificazione. Con tale funzione comunemente sono impiegati gli amplificatori operazionali.

L'amplificatore operazionale (il cui modello circuitale è mostrato in figura 5.29) è caratterizzato dall'aver due ingressi (ingresso invertente ed ingresso non invertente) e da una sola uscita, il cui segnale dipende da quello degli ingressi mediante la relazione:

$$(5.26) \quad V_o = A(V_{i1} - V_{i2})$$

Il termine  $A$  è il guadagno a catena aperta, cioè senza alcun collegamento esterno tra uscita e ingresso dell'operazionale.

La figura 5.30 mostra lo schema elettrico di un amplificatore differenziale, cioè in grado di amplificare, la differenza tra i segnali applicati ai due ingressi. Per quanto detto, non sorprende il fatto che l'uscita  $V_o$  sia una combinazione lineare dei due ingressi  $V_{i1}$  e  $V_{i2}$ :

$$(5.27) \quad V_o = a V_{i1} - b V_{i2}$$

Essendo il circuito lineare, è possibile sfruttare il principio di sovrapposizione degli effetti per valutare l'apporto al segnale in uscita corrispettivo a ciascun ingresso. Quindi, definiti  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$  rispettivamente come il contributo del primo ingresso al segnale in uscita, una volta cortocircuitato a massa il segnale  $V_{i2}$ , e del secondo ingresso, una volta cortocircuitato a massa il segnale  $V_{i1}$ , l'uscita  $V_o$  può essere espressa con la relazione:

$$(5.28) \quad V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

Con riferimento alla figura 5.30a, mettendo a massa l'ingresso  $V_{i2}$  ed essendo l'amplificatore in configurazione non invertente, la quantità  $V_{o1}$  risulta essere uguale a:

$$(5.29) \quad V_{o1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{i1}$$

Con riferimento alla figura 5.30b, cortocircuitando a massa  $V_{i1}$  e calcolando  $V_{o2}$ , si ha per la configurazione non invertente:

$$(5.30) \quad V_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} V_{i2}$$

Sostituendo i valori trovati, si giunge all'espressione:

$$(5.31) \quad V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{i1} - \frac{R_2}{R_1} V_{i2}$$

Da questa, per confronto con l'equazione 5.27, è immediato ricavare i valori delle costanti moltiplicative  $a$  e  $b$ . Per ricondursi alla relazione iniziale espressa dall'equazione 5.23, è necessario che le due quantità siano uguali tra loro, perciò uguagliandole e ponendo  $R_1 + R_2 = R_3 + R_4$ , con semplici calcoli si giunge alla relazione:

$$\frac{R_4}{R_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

Da cui consegue che:

$$R_2 = R_4$$

$$R_1 = R_3$$

L'espressione del segnale in uscita allora si semplifica in:

$$(5.32) \quad V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{i1} - V_{i2}) = A_d (V_{i1} - V_{i2})$$

Il termine  $A_d$  è comunemente detto guadagno differenziale.

Poiché si impiegano degli amplificatori operazionali reali, due sono le accortezze che vanno tenute a mente. La prima è che il valore  $E$  della tensione alimentazione del ponte di Wheatstone non deve essere eccessivo, in quanto da questo dipende l'entità della tensione di sbilanciamento e un amplificatore operazionale reale non accetta in ingresso tensioni prossime a quella di alimentazione. La seconda è che per amplificare la tensione in uscita dal ponte del valore voluto non è sufficiente un solo amplificatore. Questo perché il circuito di amplificazione posto a valle del ponte di

Wheatstone presenterebbe valori di resistenza paragonabili a quelli del ponte stesso, comportandosi come resistenze in parallelo a quelle dei rami del ponte andando a modificare la condizione di equilibrio e il suo segnale in uscita. Piuttosto che frapporre resistenze di valore elevatissimo (centinaia di megaohm) tra uscita del ponte di Wheatstone e ingresso dell'amplificatore, si preferisce una soluzione che preveda l'impiego di due ulteriori amplificatori operazionali in configurazione non invertente e a guadagno unitario, denominati "inseguitori" (*followers*). Il guadagno di questa configurazione è che l'impedenza di ingresso risulta virtualmente infinita, non andando così ad influenzare l'equilibrio del circuito a ponte, mentre l'impedenza di uscita è virtualmente nulla, non provocando perciò cadute anche se il circuito che segue non ha un valore di impedenza elevato.

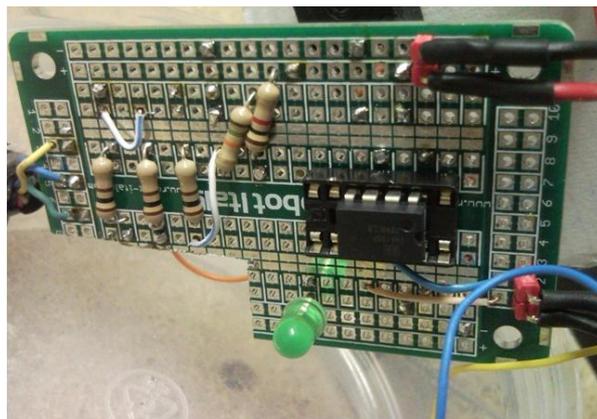
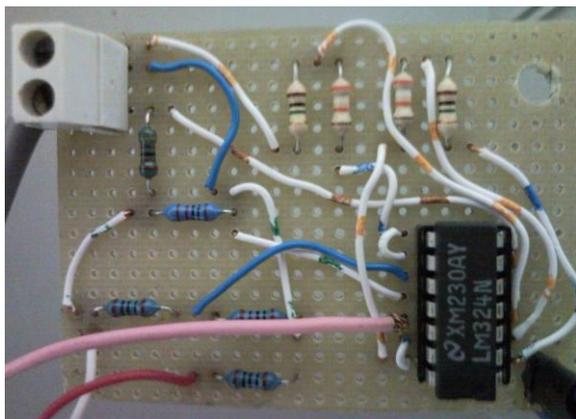
Sulla base di quanto appena scritto, per le prove in laboratorio sono stati allestiti due circuiti per il monitoraggio di termoresistenze. Il primo impiega l'integrato *LM324N* della National Semiconductor, che consiste in un quadruplo amplificatore operazionale a bassa potenza. I quattro amplificatori operazionali interni sono ad elevato guadagno, indipendenti tra loro e compensati internamente. La caratteristica di poter essere alimentato in un'ampia varietà di modi (alimentazione singola da 3 a 32V, doppia da  $\pm 1.5$  a  $\pm 32V$ ) unita alle buone prestazioni (banda di acquisizione per guadagno unitario compensata in temperatura fino a 1MHz, offset di tensione in ingresso di soli 2mV, offset di corrente in ingresso pari a 5nA, ecc.) lo rendono un integrato estremamente versatile che trova impiego in numerose applicazioni tra cui, proprio, amplificatori di segnali da strumentazione. La figura riporta lo schema circuitale della centralina di condizionamento del segnale della termoresistenza prescelta. Con le scelte progettuali fatte si riesce ad ottenere un'amplificazione di circa 10V/V. Da collegare alla centralina è stata selezionata una termoresistenza pt serie 100 *DM-313* della Labfacility. Questa è una termoresistenza di platino classe A a film sottile dalle dimensioni contenute (1.2x1.6mm) con un basso valore del coefficiente di auto riscaldamento (minore di  $0.05^{\circ}CmW^{-1}$ ). La stabilità è del  $\pm 0.05\%$  nel campo di utilizzo che parte da  $-50^{\circ}C$  fino ad arrivare a  $+550^{\circ}C$ . Nella figura 5.31a, che mostra il circuito realizzato, sono distinguibili due ulteriori resistenze da lato alimentazione. La loro funzione è quella di partitore di tensione, al fine di alimentare con una sola sorgente sia integrato sia circuito a ponte Wheatstone, senza incorrere in problemi di sottoalimentazione del componente *LM324N* o problemi di autoriscaldamento per la termoresistenza connessa al ponte di Wheatstone.

Il secondo circuito sviluppato sfrutta le enormi potenzialità del componente *INA126P* prodotto dalla Texas Instruments. Questo integrato non è altro che un amplificatore di precisione miniaturizzato da strumentazione che può essere impiegato per il monitoraggio accurato di segnali differenziali in cui è richiesto un buon rapporto segnale rumore (il rumore elettrico è di soli  $35nVHz^{-1/2}$ ). Le eccellenti prestazioni del componente, unite ai bassi valori della corrente di riposo ( $175\mu A$  per canale) e

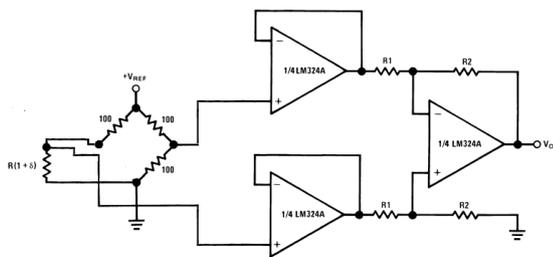
all'ampia possibilità di alimentazione (da  $\pm 1.35$  a  $\pm 18V$ ) lo rendono diffuso in applicazioni per strumentazione portatile e sistemi di acquisizione. Il guadagno può essere settato da  $5V/V$  fino a  $10000V/V$  utilizzando una semplice potenziometro esterno. Il legame tra guadagno  $G$  ottenibile e valore di resistenza di regolazione  $R_G$  è espresso dall'equazione:

$$(5.33) \quad G = 5 + \frac{80k\Omega}{R_G}$$

Per l'applicazione si è deciso che un guadagno di  $20V/V$  fosse adeguato, perciò è necessario prevedere un resistenza di regolazione  $R_G$  di  $5300\Omega$  circa. Le figura 5.31b riporta sia lo schema circuitale, sia il circuito realizzato.



a)



b)

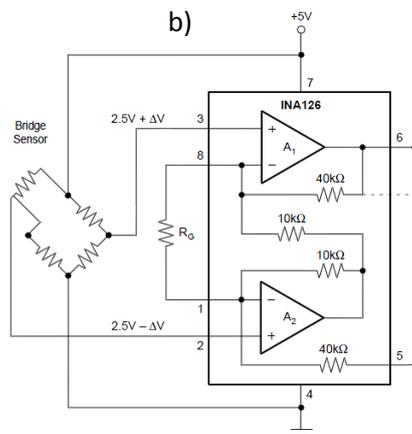


Figura 5.31 – Centralina di condizionamento a) con LM324N b) INA126P

#### 5.4.2 SISTEMA DI DISSIPAZIONE DEL CALORE PER DIODI LASER.

La densità di corrente di soglia  $J_s$  di un dispositivo a semiconduttore aumenta fortemente con la temperatura:

$$(5.34) \quad J_s(T) = J_{s0}(T_0) \cdot \left( e^{\frac{T}{T_0}} - 1 \right)$$

con  $J_{s0}$  densità di corrente di soglia a temperatura  $T_0$ . La condizione necessaria per il funzionamento del diodo laser è di avere la corrente di soglia alla temperatura di lavoro minore della corrente di rottura della giunzione e questa costituisce un limite che, se superato, può portare al danneggiamento irreparabile del componente. Ne consegue che esiste una temperatura critica  $T_c$  al di sopra della quale i diodi laser non possono funzionare. Ciò che accade quando il diodo laser si trova ad operare a temperature superiori è un effetto di tipo rigenerativo, cioè aumentando  $T$  aumenta la corrente richiesta, che a sua volta genera un ulteriore incremento della temperatura. Quella che si instaura è una sorta di reazione a catena che porta a valori di temperatura sempre crescenti, fino alla rottura. Ovviamente  $T_c$  dipende fortemente dalla possibilità di dissipare calore della giunzione, quindi la corretta progettazione di un dissipatore di calore dedicato è indispensabile per assicurare al diodo laser di lavorare in un intervallo di temperatura adeguato.

Un approccio utile a semplificare il problema è quello di sfruttare l'analogia tra il comportamento termico e quello elettrico, cosicché:

- Il flusso di calore può essere pensato come un generatore di corrente elettrica, ma cambia l'unità di misura che da Ampere si passa a Watt.
- Le temperature nei vari punti come tensione elettrica. L'unità di misura da Volt diviene gradi Celsius ( $^{\circ}\text{C}$ ) o Kelvin (K).
- La resistenza termica è equivalente alla resistenza elettrica, ma è misurata non in Ohm bensì in  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .
- La capacità termica si comporta come una capacità elettrica. Nel modello si usa la sua reattanza espressa anch'essa in  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Sulla base di queste assunzioni, la progettazione del sistema di dissipazione può essere ricondotto ad un problema di scambio termico esprimibile attraverso una relazione analitica piuttosto semplice:

$$(5.35) \quad T_{jmax} - T_{amax} = P_{dmax} (R_{thjc} + R_{thcd} + R_{thda})$$

$T_{jmax}$  è la massima temperatura di giunzione specificata dal costruttore,  $T_{amax}$  è la massima temperatura ambiente,  $P_{dmax}$  è la potenza massima dissipabile,  $R_{thjc}$  è la resistenza termica fra giunzione e contenitore,  $R_{thcd}$  è la resistenza termica fra contenitore e dissipatore (dovuta al tipo di contatto fra i due e alla eventuale presenza di fogli isolanti o di grasso) ed  $R_{thda}$  è la resistenza termica dissipatore-ambiente, ricavata dal catalogo dei dissipatori. La figura ??? mostra il modello termico equivalente delle tre resistenze poste in serie.

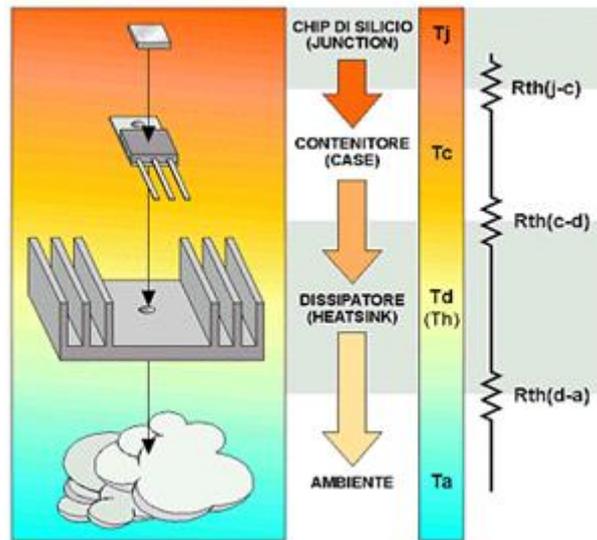


Figura 5.32 – paragone grandezze elettriche e termiche

Il costruttore fornisce un valore di temperatura massima raggiungibile dal diodo *K91SA3E-25W* che si attesta sui  $110^{\circ}\text{C}$ . Considerando una temperatura dell'ambiente di lavoro in cui si troverà a lavorare intorno ai  $20^{\circ}\text{C}$ , il termine a sinistra dell'equazione è pari a:

$$T_{jmax} - T_{amax} = 90^{\circ}\text{C}$$

Per la particolare applicazione, è stato pensato di utilizzare un dissipatore ad alte prestazioni *OCZ Vindicator* della *OCZ Technology Group*, opportunamente modificato per poter consentire il fissaggio del diodo laser. *OCZ Vindicator* è un sistema di dissipazione che nasce per il raffreddamento di processori di *CPU*. Il materiale utilizzato è di alta qualità, puro rame, che abbassa notevolmente la resistenza termica ottenendo così, anche solo per la dissipazione passiva, un'alta capacità di condurre calore grazie anche al sofisticato sistema a dodici *heat pipe*, che induce il calore a spostarsi più velocemente dalla base di contatto con il componente da raffreddare verso le

alette in alluminio. Le numerose alette di alluminio presenti permettono, attraverso il loro spessore, un maggior passaggio del flusso d'aria, generabile per mezzo di una ventola da 120mm che assicuri un flusso d'aria di almeno 40CFM, nel caso fossero necessarie prestazioni più elevate. Le dimensioni caratteristiche sono 110x110x150mm e il costruttore assicura una resistenza termica equivalente di 0.16°C/W.

Le altre resistenze da considerare in serie a quella del dissipatore sono la resistenza termica del rame, che da manuale è 0.386°C/W, e quella *junction-to-case* del diodo laser, che in letteratura<sup>[?]</sup> è dichiarata essere mediamente intorno ai 2°C/W. La resistenza termica di contatto tra diodo e piastra in rame può essere trascurata, facendo l'ipotesi di contatto perfetto tra le due superfici e prevedendo l'utilizzo di pasta termoconduttiva.

A questo punto sono note tutte le grandezze necessarie per valutare la potenza termica dissipabile dal sistema:

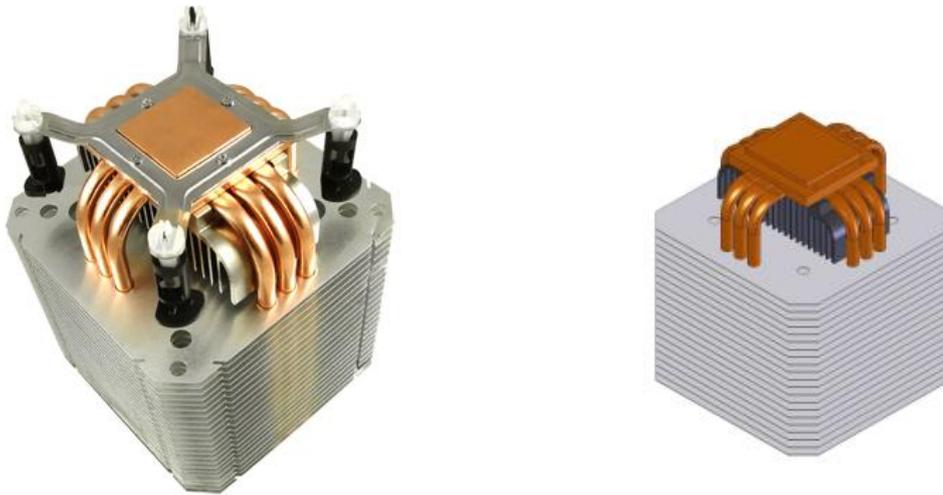
$$P = \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{(R_{thjc} + R_{thcd} + R_{thda})} = \frac{90}{2 + 0.386 + 0.16} \cong 31.62W$$

Tale valore è accettabile visto che il diodo, in condizioni di esercizio nominali, può essere alimentato con una corrente di 10.4A a 5.34V, cioè assorbe una potenza elettrica totale di 55.536W con un'efficienza di conversione del 46% (calore da dissipare pari a circa 29.99W e potenza ottica in uscita dalla fibra di circa 25.5W).

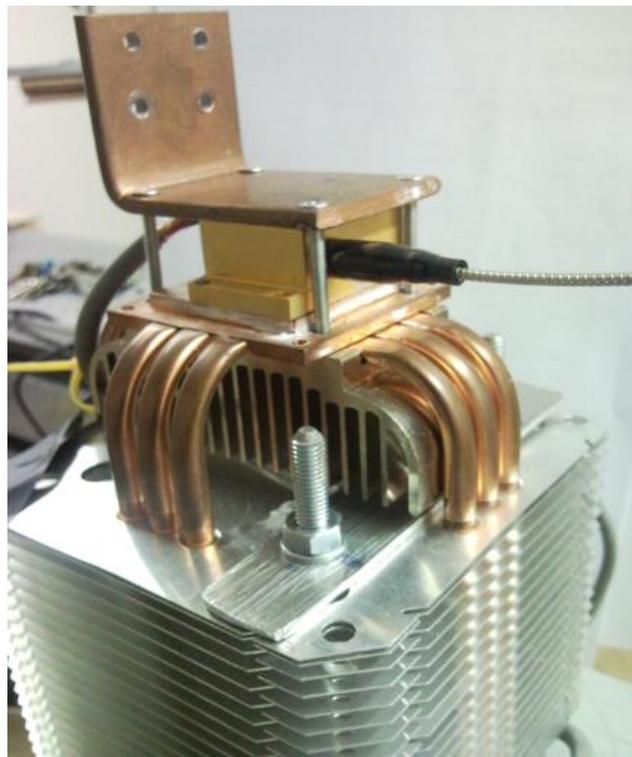
Per avere uno scambio termico efficiente e assicurare stabilità meccanica è necessario prevedere un adeguato sistema di afferraggio che consenta un fissaggio rigido tra superficie in rame a contatto col dissipatore e superficie di appoggio del diodo laser. Per questo motivo è stata realizzata una flangia a "L" in rame con quattro fori di diametro 4mm in prossimità degli spigoli e la base in rame a contatto con il dissipatore è stata dotata di quattro fori filettati M3. Con l'ausilio di quattro viti M3 avviene quindi il fissaggio del diodo laser sul dissipatore assicurando inoltre la minor luce possibile, in funzione delle rugosità superficiali, tra le due superfici di contatto.

#### **5.4.3 BANCO PROVA IN ARIA.**

In letteratura sono presenti alcuni esempi di applicazione della taratura dinamica di sensori di temperatura mediante eccitazione laser. Seppur l'approccio all'impiego dell'eccitazione laser e all'analisi dei risultati può differire da caso a caso in maniera più o meno rilevante, una condizione di prova accomuna tutte le applicazioni: le prove sono condotte con il sensore immerso in aria. Tutti i lavori presentano i risultati di prove in cui il principale meccanismo di scambio termico tra il



**Figura 5.33 – Heat Sink**



**Figura 5.34 – Afferraggio diodo**

senso e l'aria è quello della convezione naturale, il che implica l'assenza di moto relativo tra fluido e sensore. Poi alcuni autori si spingono oltre studiando la problematica della taratura nel caso in cui il flusso d'aria non sia più in quiete e gli esempi proposti arrivano a dimostrare sperimentalmente la forte dipendenza delle prestazioni dinamiche di un sensore dal regime di moto del flusso d'aria in cui si trova ad operare. Questo fenomeno risulta assolutamente non trascurabile, specialmente nell'ottica di applicabilità *in situ* della tecnica. Per realizzare il flusso d'aria

stazionario necessario per le prove, c'è chi utilizza un ugello tarato<sup>[8]</sup> e chi una piccola galleria del vento in linea<sup>[11]</sup>.

Il banco per prove in aria, descritto in questa parte, è stato progettato con un approccio leggermente diverso da quelli descritti in altri lavori, perché si prefigge un duplice scopo: non solo deve consentire di condurre una nuova campagna prove in cui la convezione forzata è il fenomeno di scambio termico predominante, ma deve anche essere in grado di eccitare il sensore in taratura sia con gradini termici generati mediante radiazione laser, sia con gradini termici imputabili al flusso d'aria stesso. L'importanza di poter eseguire queste due modalità di prova risiede nel successivo confronto tra i dati sperimentali raccolti, che possono confermare o meno la validità del metodo proposto.

Se generare un gradino termico percepibile dal sensore in prova mediante una radiazione laser è piuttosto semplice, altrettanto non lo è generarlo mediante un flusso aeriforme. Infatti, pensare di scaldare o raffreddare istantaneamente il fluido è complicato: un transitorio termico più o meno lungo è sempre presente, quindi non si può certo parlare di gradino termico. La soluzione tecnica adottata consiste nello sfruttare aria in pressione fornita dal serbatoio di un compressore, mantenuta a circa *5bar*. Il pilotaggio del getto d'aria è realizzato grazie all'impiego di un'elettrovalvola *468/32.0.1.M2* con avvolgimento di comando *MB56* della Pneumax S.p.a. ed un semplice circuito elettrico on/off di controllo.

Il componente *468/32.0.1.M2* è una valvola 3/2 con solenoide a molla comandata elettropneumaticamente. È, cioè, caratterizzata da due stadi, dove una prima elettrovalvola a comando diretto comanda pneumaticamente la valvola di potenza vera e propria. L'aria per il pilotaggio è derivata dall'ingresso dell'aria principale (per questo è consigliato l'utilizzo con pressioni maggiori si *2.5bar*) e l'unico segnale di comando necessario è di natura elettrica, fornito attraverso l'avvolgimento a 24V (corrente alternata 50-60Hz) *MB56*. Il sistema di commutazione è a spola bilanciata, quindi insensibile alla presenza o meno della pressione. Le tre vie sono a filettatura G 1/8".

Il circuito di comando è formato da un interruttore a pulsante, da un relè di potenza *Finder Type 40.31* (tensione della bobina di 12V c.c. e corrente di commutazione massima di 8A), da un trasformatore di separazione e comando della Mellex Italia S.r.l. (alimentazione 230-400V c.a. 50-60Hz, uscita 12-24V c.a. 100VA), collegato al componente *MB56* attraverso il circuito di commutazione del relè, e da un alimentatore stabilizzato *MDR-20-12* della Mean Well (12V c.c. con corrente massima erogabile di 1.67A).

Affacciato all'apertura dell'uscita singola dell'elettrovalvola a tre vie, è previsto un supporto rigido regolabile su cui fissare la termoresistenza da testare. A lato di questo, per mezzo di due staffe, è

collocato il sistema di ancoraggio e posizionamento del sistema optoelettronico di eccitazione laser, costituito da *lens tube* di focalizzazione, diodo laser e dissipatore dedicato. Il posizionamento del sistema, in maniera da assicurare che il fascio laser possa colpire il sensore, è realizzato da una slitta micrometrica manuale della Owis e una guida a cuscinetti volventi.

Per l'alimentazione del diodo è previsto l'impiego dell'alimentatore stabilizzato da laboratorio *Agilent 6673A* collegato ad un personal computer su cui è caricato il software di pilotaggio dedicato. Il monitoraggio del sensore, invece, avviene attraverso il sistema di acquisizione dati a 24 bit *PROSIG 8004*. Il sistema dispone di quattro ingressi analogici e uno tachimetrico, tutti con connessioni *BNC* standard. Internamente è dotato di condizionatori di segnale per misure dirette di tensione o per l'impiego di sensori *ICP* con amplificatori programmabili, filtri anti alias e trasduttori di potenza. Il tutto è controllabile mediante il software apposito *Dats*. La massima capacità di campionamento è di  $100k\text{samples/s}$  a 24 bit e  $400k\text{samples/s}$  a 16 bit e il range di misura spazia da  $\pm 10\text{mV}$  a  $\pm 10\text{V}$  con un'accuratezza su tutto il campo di misura dello 0.1%.

Con questa configurazione, premendo l'interruttore a pulsante, si comanda il relè di potenza che chiude il circuito di alimentazione dell'avvolgimento *MB56*. Questo a sua volta aziona l'elettrovalvola mettendo così in comunicazione l'uscita designata con il circuito pneumatico collegato al serbatoio del compressore. In un tempo inferiore ai  $50\text{ms}$  (il tempo di risposta dell'elettrovalvola è infatti minore) si genera così, in corrispondenza del sensore di temperatura, un flusso d'aria. È la differenza di pressione tra serbatoio e ambiente di prova che spinge l'aria a percorrere il circuito pneumatico fino ad uscire dall'elettrovalvola ed espandersi. L'espansione libera energia che in parte si converte in energia cinetica e quindi il getto d'aria percorre un tratto a velocità elevata. Nell'allontanarsi dalla sezione di uscita, il getto tende a mescolarsi con l'aria dell'ambiente circostante e a perdere velocità. Ad una certa distanza, iniziano a presentarsi gli effetti di eventuali forze di galleggiamento, legate alla differenza di densità tra l'aria compressa e quella circostante. Queste forze diventano predominanti nella dinamica del fenomeno, modificando la forma del getto, nel momento in cui l'energia cinetica dello stesso assume valori prossimi allo zero. È questo il motivo per cui è bene prevedere il posizionamento del sensore di temperatura da testare in prossimità della sezione di uscita del getto.

La fisica dei getti, che si occupa di problemi di questo tipo, è una disciplina molto complessa, ma sotto opportune ipotesi può fornire un modello matematico affidabile per il sistema in esame, anche senza un approccio eccessivamente calcoloso. Per semplicità, il sistema pneumatico può essere pensato composto dal serbatoio in pressione, da un condotto di diametro  $6\text{mm}$  (il tubo di collegamento tra serbatoio ed elettrovalvola), da una valvola che apre o chiude il circuito e da un manometro per monitorare la pressione dell'aria a monte dell'elettrovalvola (figura 5.36).

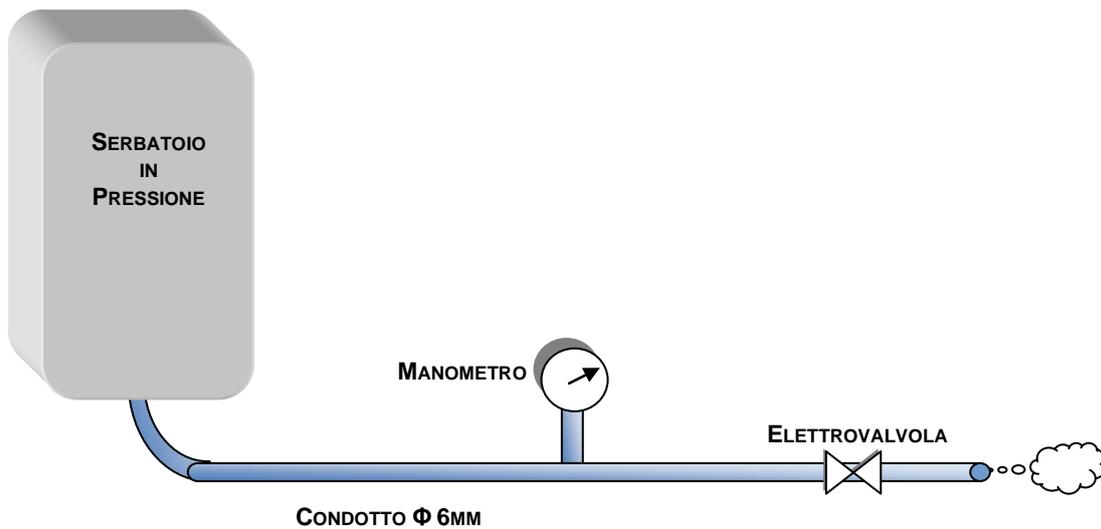


Figura 5.35 – Banco prove in aria

All'apertura dell'elettrovalvola, si osserva una forte getto di aria, la cui velocità non dipende dalle dimensioni del foro di uscita. La determinazione di questo valore di velocità può essere effettuata in maniera piuttosto semplice se si ritengono soddisfatte alcune ipotesi semplificative:

- Il processo può essere approssimato come adiabatico reversibile, cioè tutte le dissipazioni di energia verso l'esterno sono considerate nulle;
- L'energia cinetica nello stato iniziale, cioè ad elettrovalvola chiusa, può essere ritenuta nulla, essendo trascurabile rispetto all'energia cinetica nello stato finale, cioè ad elettrovalvola aperta.

L'energia totale del sistema può essere allora espressa dalla somma di energia cinetica ed energia interna:

$$(5.36) \quad \Delta e = \Delta u + \Delta e_c = \Delta u + \frac{w_2^2}{2}$$

Il lavoro svolto dal sistema verso l'esterno, invece, vale:

$$(5.37) \quad l = p_2 v_2 - p_1 v_1$$

I termini  $v_1$  e  $v_2$  sono rispettivamente i volumi specifici dell'aria a monte e a valle dell'elettrovalvola; mentre  $p_1$  e  $p_2$  sono la pressione nel serbatoio e quella atmosferica. Per il primo principio della termodinamica si può scrivere:

$$(5.38) \quad u_1 - u_2 + \frac{w_2^2}{2} = p_2 v_2 - p_1 v_1$$

Ricordando che per un sistema chiuso l'entalpia la si può esprimere come somma di energia interna e lavoro  $h=u+pv$ , l'equazione 5.38 si riscrive come differenza di entalpia tra lo stato iniziale e quello finale:

$$(5.39) \quad h_1 - h_2 = \frac{w_2^2}{2}$$

Poiché l'unico lavoro è quello meccanico di variazione del volume (non c'è lavoro isocoro) e poiché la trasformazione è talmente rapida da poter essere considerata adiabatica (non c'è scambio di calore), la variazione di entalpia può essere espressa anche dalla relazione:

$$(5.40) \quad h_1 - h_2 = \int_{p_2}^{p_1} v dp$$

Uguagliando l'equazione 5.39 con l'equazione 5.40, l'equazione risoltrice del problema è:

$$(5.41) \quad \frac{w_2^2}{2} = \int_{p_2}^{p_1} v dp$$

Noto che l'indice adiabatico  $\gamma$  per l'aria è circa pari a 1.41 e che la trasformazione adiabatica è rappresentata anche dall'equazione:

$$v_2 = v_1 \left( \frac{p_1}{p_2} \right)^{\frac{1}{\gamma}}$$

la risoluzione dell'integrale proposto nell'equazione 5.41 porta, dopo semplici passaggi, a:

$$(5.42) \quad \frac{w_2^2}{2} = \frac{\gamma}{\gamma - 1} p_1 v_1 \left[ 1 - \left( \frac{p_1}{p_2} \right)^{\frac{1}{\gamma} - 1} \right]$$

Da questa è immediato ricavare il valore di velocità:

$$(5.43) \quad w_2 = \sqrt{2 \frac{\gamma}{\gamma - 1} p_1 v_1 \left[ 1 - \left( \frac{p_1}{p_2} \right)^{\frac{1}{\gamma} - 1} \right]}$$

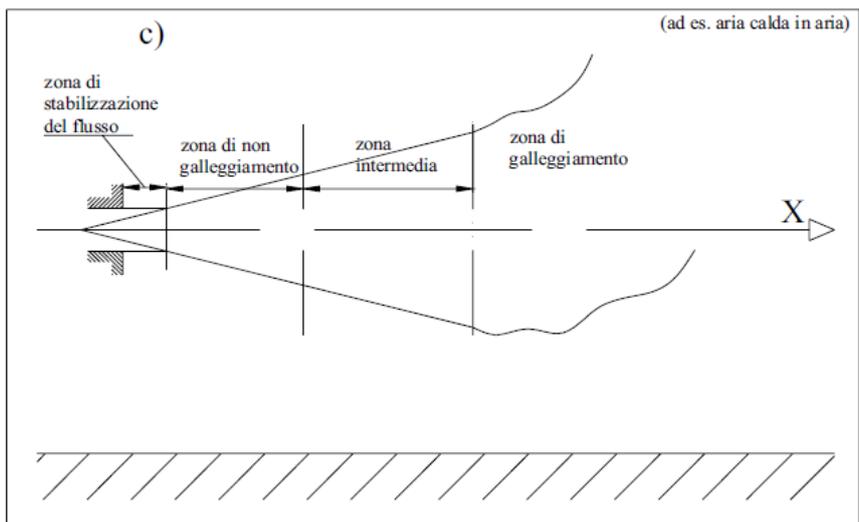
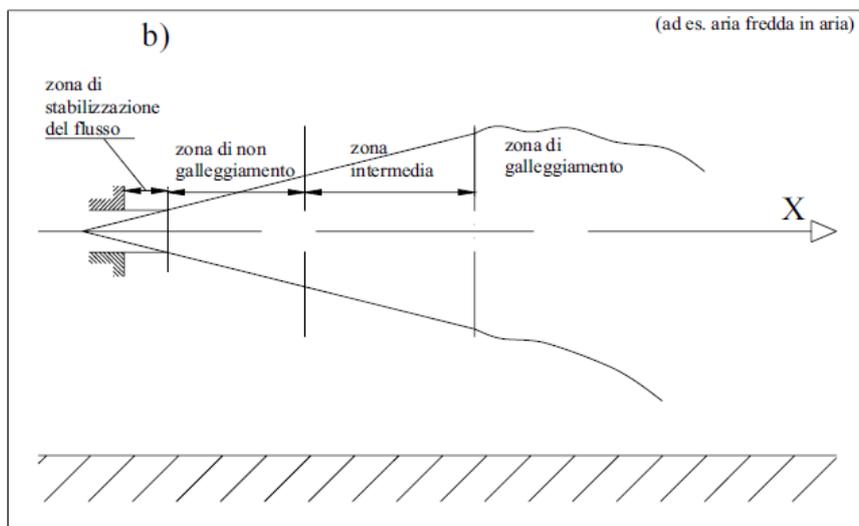
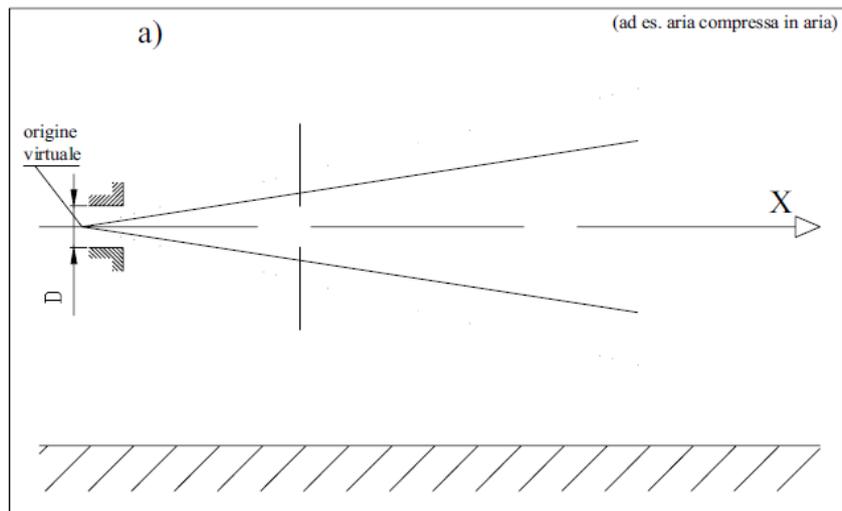
Dell'equazione sopra, l'unico termine ancora incognito è il volume specifico  $v_1$  dello stato iniziale. Assimilando l'aria ad un gas perfetto, è possibile risalire al volume specifico dell'aria ad elettrovalvola chiusa attraverso l'equazione di stato dei gas perfetti.

$$v_1 = \frac{R T_1}{P_1} = \frac{8314.472 \frac{m^3 Pa}{K kmol}}{28.96 \frac{g}{mol}} \cdot \frac{293.15 K}{500000 Pa} \cong 0.168 \frac{m^3}{kg}$$

Si ricorda come  $R$  sia la costante dei gas perfetti ed assuma un valore pari a  $8314.472 JK^{-1} kmol^{-1}$ .

$$w_2 = \sqrt{2 \cdot \frac{1.41}{0.41} \cdot 500000 Pa \cdot 0.168 \frac{m^3}{kg} \left[ 1 - 5^{-\frac{0.41}{1.41}} \right]} \cong 465 \frac{m}{s}$$

Quindi, nel caso in cui si vogliono effettuare transitori termici a gradino mediante flusso d'aria, è sufficiente agire sull'interruttore di apertura e chiusura dell'elettrovalvola e monitorare l'uscita del sensore. Mentre, se si vogliono effettuare le prove di taratura mediante l'eccitazione laser, si deve mantenere aperta l'elettrovalvola al fine di avere le medesime condizioni di prova del caso precedente, selezionare tramite software la tipologia di prova desiderata, avviare sempre da software la prova e monitorare l'uscita del sensore di temperatura.



**Figura 5.36 – Fenomeno fisico getto d'aria**

#### 5.4.4 BANCO PROVA IN ACQUA.

Il nuovo obiettivo che ci si propone è quello di sviluppare un sistema che permetta di condurre una campagna prove con una termoresistenza posizionata in una condotta, in cui è prevista la circolazione di acqua. Il circuito idraulico è ad anello chiuso caratterizzato dalla presenza di un serbatoio da 5l, a temperatura e pressione ambiente, e da una pompa con portata di 1000l/h. Il vincolo indispensabile di un accesso ottico al sensore termico, ha richiesto la progettazione e realizzazione di un tratto di condotta, in cui di fronte alla sede della termoresistenza sia prevista una finestra in materiale non opaco alla radiazione laser. Perciò, su di un tratto di tubazione rigida in PVC di diametro esterno 40mm, si è realizzata un'asola larga 10mm e lunga 60mm su cui incollare la finestra ottica mediante del silicone. La finestra è stata realizzata in policarbonato dello spessore di 5mm, che presenta un indice di rifrazione  $n_{pc}$  di 1.5675 ed un coefficiente di trasmissione  $\tau_{pc}$  di 0.9 circa per la lunghezza d'onda di 915nm. La simulazione in ambiente Zemax del sistema così realizzato ha fornito ottimi risultati: la presenza lungo il cammino ottico della finestra in policarbonato e dell'acqua non comporta grandissime variazioni in termini di distanza focale di lavoro e diametro dello spot. La presenza di questi ulteriori ostacoli sul cammino ottico fa prevedere, però, una maggior attenuazione della potenza ottica effettivamente incidente sul sensore; in altre parole a parità di potenza ottica emessa da una sorgente, è atteso un gradiente termico meno intenso rispetto al caso di prova in aria.

I componenti optoelettronici, il sistema di pilotaggio del diodo laser e il sistema di acquisizione, che compongono il banco per prove in acqua, sono gli stessi illustrati nel paragrafo precedente. Ciò che cambia è il sistema di movimentazione del fluido in quanto si ha a che fare con un liquido. Come accennato il sistema idraulico ad anello chiuso realizzato è dotato di un serbatoio capiente con lo scopo di fornire al circuito una riserva d'acqua a temperatura sufficientemente uniforme per tutta la durata di una prova e da una pompa che serve a far circolare acqua in pressione nella condotta di test. La portata è una grandezza definita come la quantità di fluido generico che attraversa una sezione di area  $A$  nell'unità di tempo. Se il fluido è incomprimibile e il moto è stazionario, si può considerare valida la legge di conservazione della portata, che stabilisce come la portata rimanga sempre uguale a se stessa in tutte le sezioni di un tubo di flusso. Idealizzando la condotta di test del banco per prove in acqua, questa può essere considerata alla maniera di un tubo di flusso, in quanto è un condotto rigido, privo di buchi, all'interno del quale non si può accumulare materia.

Perciò la massa che entra nel condotto di prova, in un certo tempo, deve essere uguale a quella che ne esce nello stesso intervallo temporale. Sotto l'ulteriore ipotesi semplificativa di flusso diretto ortogonalmente alla sezione del condotto, la portata può essere espressa come prodotto tra velocità e area della sezione:

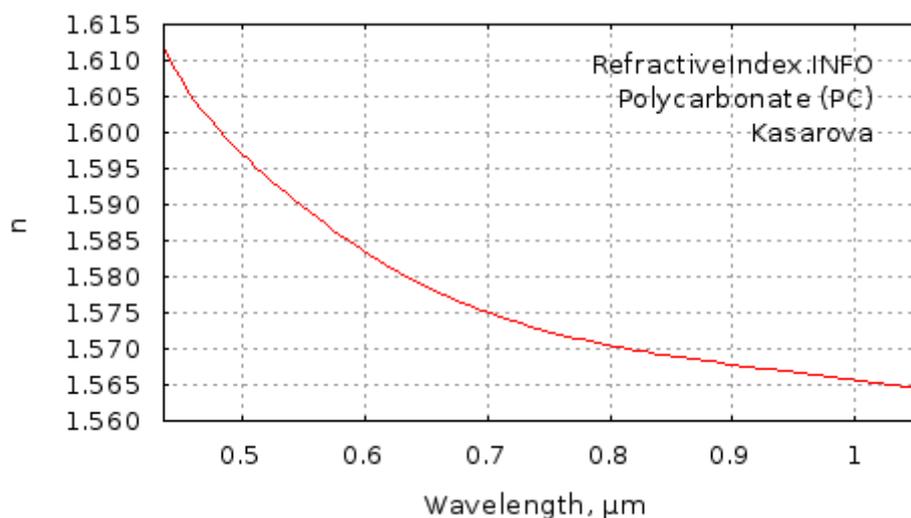


Figura 5.37 – Indice di rifrazione del polycarbonato

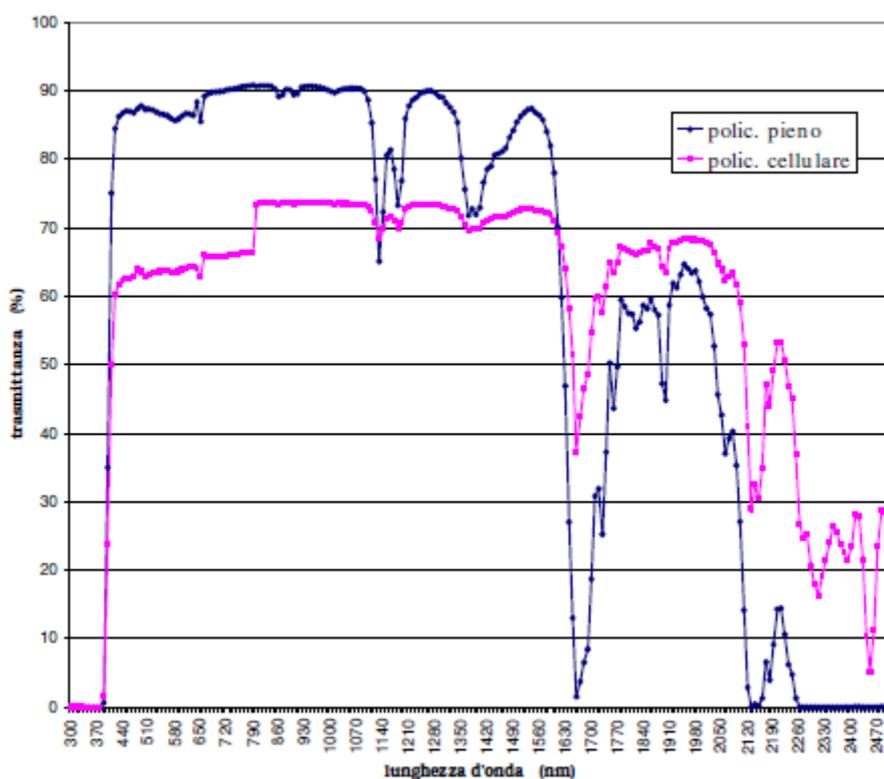
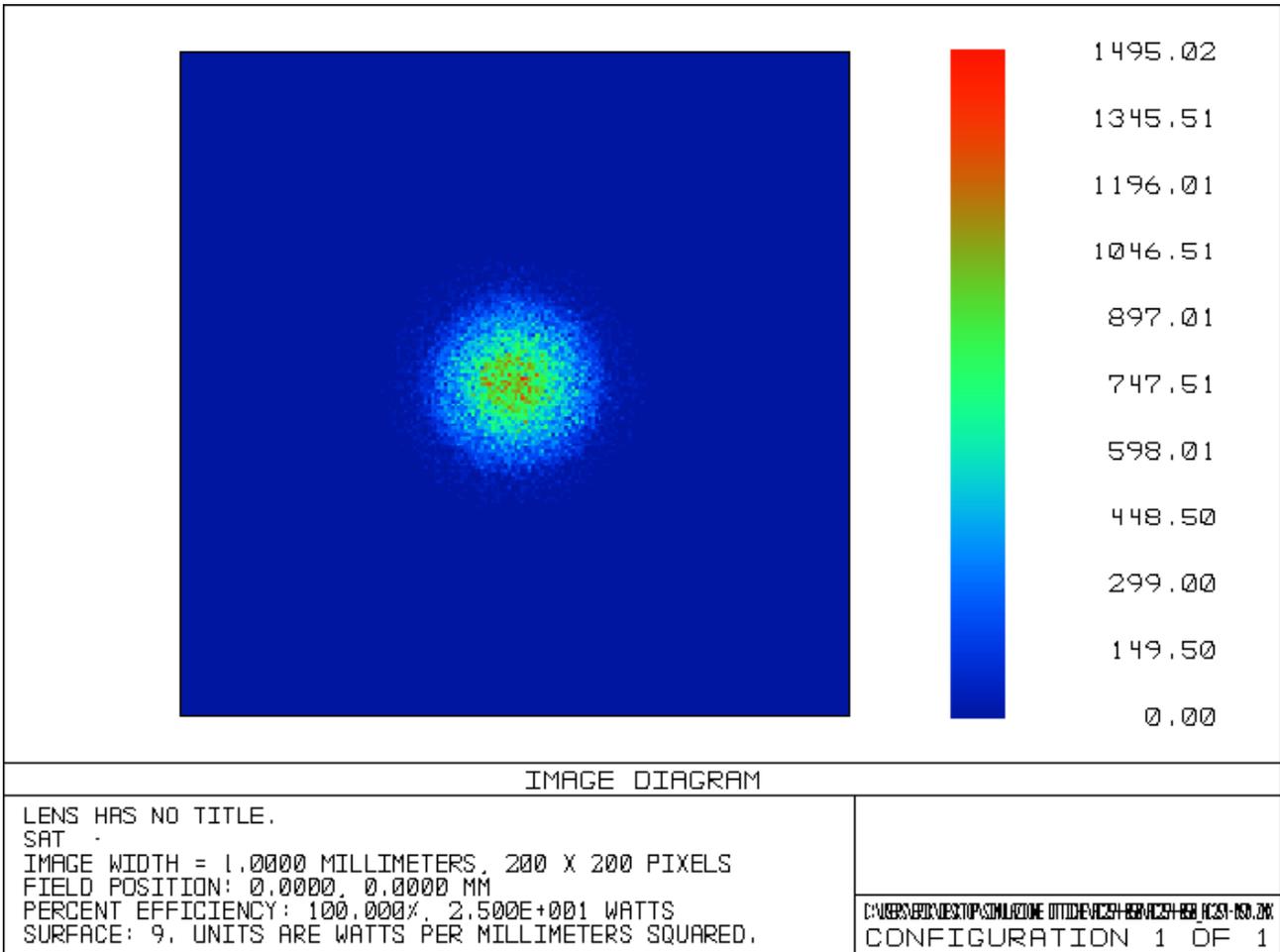
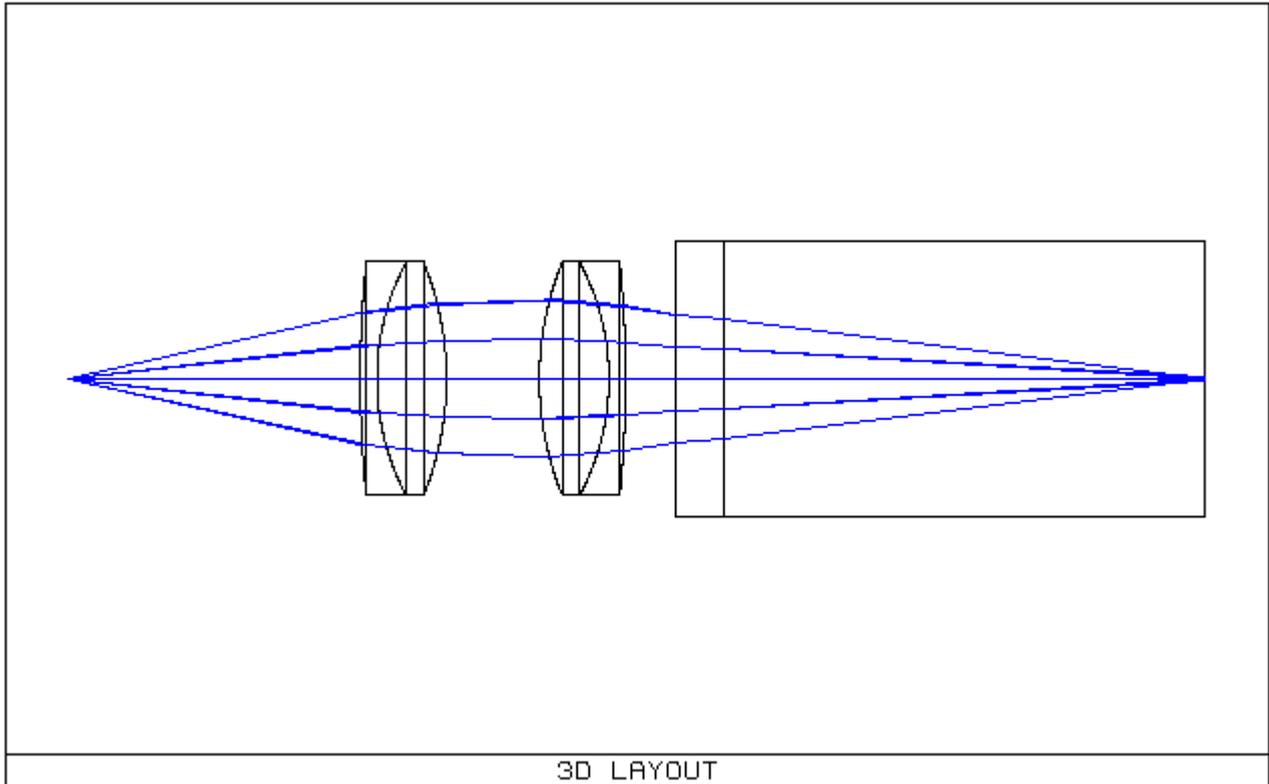


Figura 5.38 – Trasmissione del polycarbonato

Surf:Type	Comment	Radius	Thickness	Glass	Semi-Diameter	Conic
2*	Standard 1ST AC254-050	125.600000	1.800000	1.78, 25.4	12.700000	U 0.000000
3*	Standard 2ND AC254-050	27.050000	7.500000	1.68, 55.4	12.700000	U 0.000000
4*	Standard 3RD AC254-050	-33.550000	10.000000		12.700000	U 0.000000
5*	Standard INPUT 2ND SURF	Infinity	0.000000		8.509032	U 0.000000
6*	Standard 1ST AC254-050	33.550000	7.500000	1.68, 55.4	12.700000	U 0.000000
7*	Standard 2ND AC254-050	-27.050000	1.800000	1.78, 25.4	12.700000	U 0.000000
8*	Standard 3RD AC254-050	-125.600000	5.500000	V	12.700000	U 0.000000
9*	Standard 1ST WINDOW	Infinity	5.000000	1.57, 27.6	15.000000	U 0.000000
10*	Standard 2ND WINDOW	Infinity	52.000000	V 1.33, 55.8	15.000000	U 0.000000
IMA	Standard	Infinity			0.076693	U 0.000000

Figura 5.39 – Lens Data Editor simulazione irraggiamento su banco prove in acqua



Perciò la massa che entra nel condotto di prova, in un certo tempo, deve essere uguale a quella che ne esce nello stesso intervallo temporale. Sotto l'ulteriore ipotesi semplificativa di flusso diretto ortogonalmente alla sezione del condotto, la portata può essere espressa come prodotto tra velocità e area della sezione:

$$(5.44) \quad Q = wA$$

Nota la portata garantita dalla pompa installata nel circuito idraulico, attraverso l'equazione ??? è possibile risalire alla velocità media dell'acqua all'interno della condotta di prova:

$$w = \frac{0.000278 \frac{m^3}{s}}{\pi(0.020 - 0.0012)^2 m^2} \cong 0.25 \frac{m}{s}$$

Per condurre le prove con questo sistema è sufficiente mettere in moto la pompa per provvedere al ricircolo dell'acqua, assicurarsi che il fascio laser sia incidente sul sensore ed eseguire i test con le stesse modalità previste per le prove in aria.

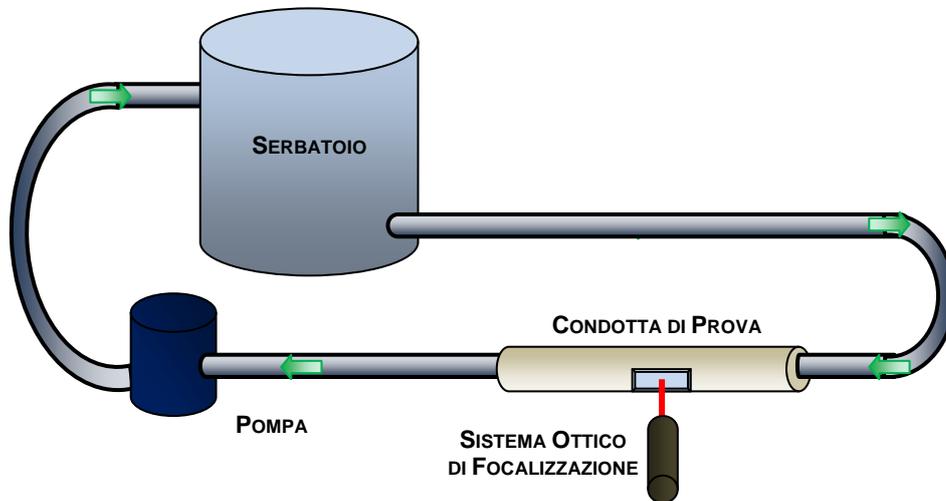
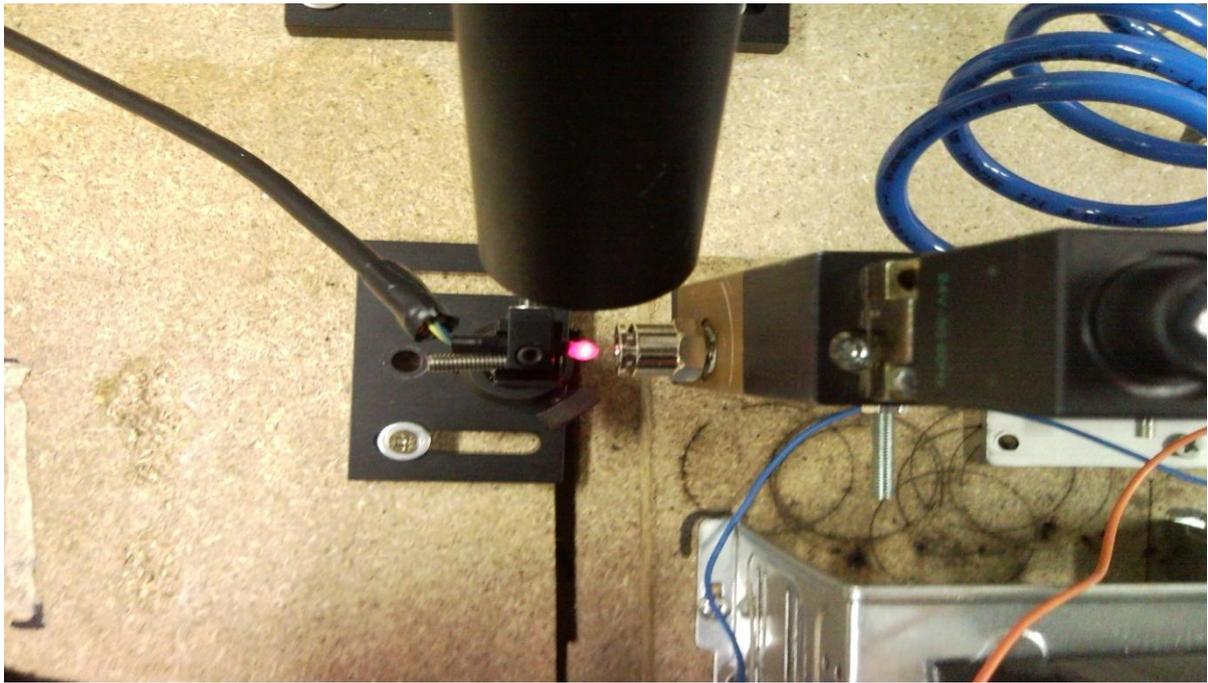
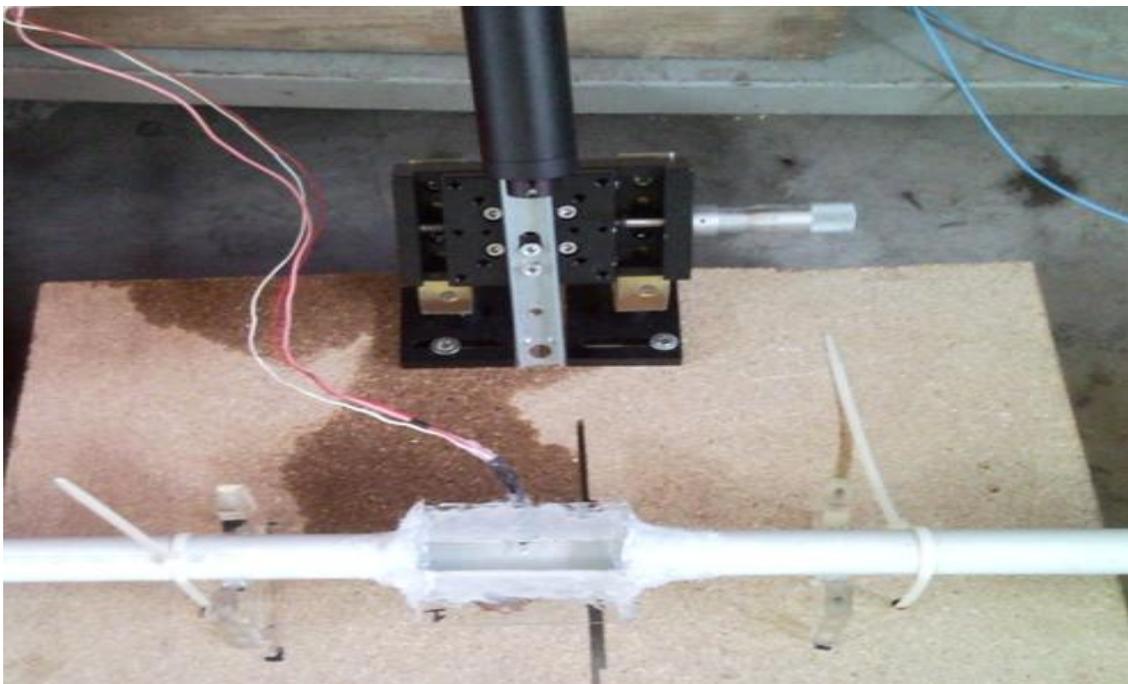


Figura 5.40 – Banco prove in acqua



**Figura 5.41 – Banco prove in aria**



**Figura 5.42 – Banco prove in acqua**

### 5.4.5 BANCO PROVA IN GALLERIA DEL VENTO.

Prevedere delle prove della metodologia all'interno di una galleria del vento non apporta assolutamente niente di nuovo dal punto di vista teorico rispetto alle già previste prove in aria (stessa sorgente laser, stesso sistema di monitoraggio e stessa metodologia di prova). L'importanza della realizzazione di queste prove sta nel verificare il funzionamento della strumentazione e della tecnica in condizioni di prova difficili, caratterizzate da elevate velocità del flusso d'aria e turbolenze.

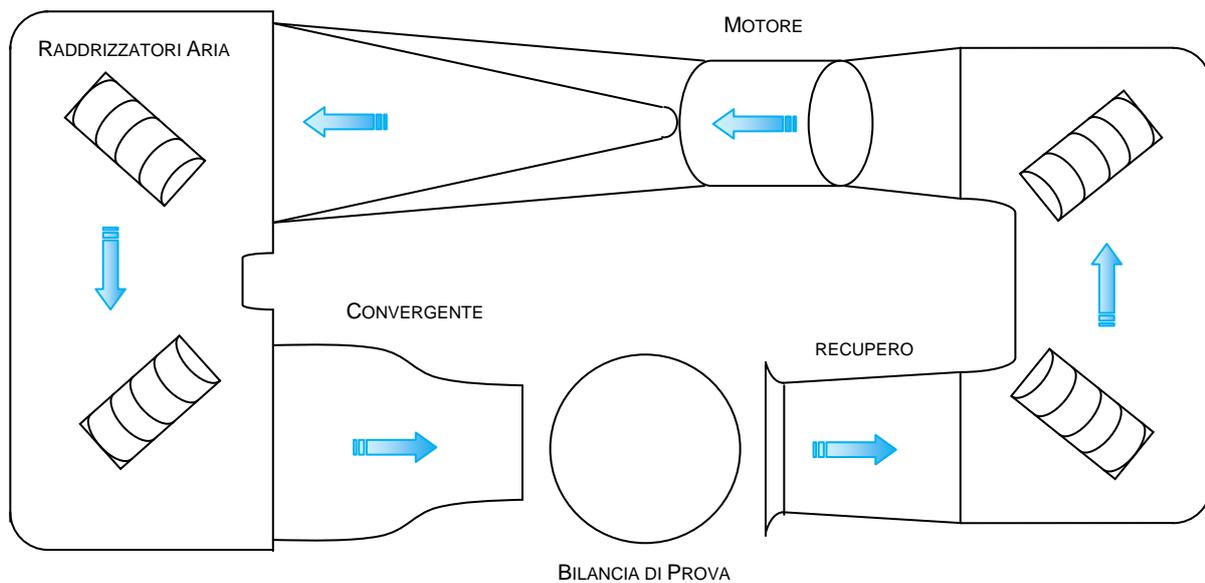


Figura 5.43 – Schema galleria del vento di Perugia

Le prove sono state allestite presso la galleria del vento della facoltà di Ingegneria dell'Università degli Studi di Perugia. La galleria del vento di Perugia (figura 5.43) è un impianto subsonico a circuito chiuso e camera di prova aperta che opera a pressione atmosferica. È dotata di un ventilatore assiale a singolo stadio con calettamento variabile messo in rotazione da un motore elettrico da  $365kW$ . La velocità massima raggiungibile si attesta intorno ai  $150km/h$ . Per le caratteristiche prestazionali e dimensioni, è adatta alla caratterizzazione aerodinamica di veicoli a due ruote, mediante una bilancia di carico in grado di misurare le forze aerodinamiche a cui il veicolo è soggetto. Tale strumento è composto da una struttura fissa per garantire la funzione di sostegno e una mobile per permettere il funzionamento delle celle di carico.

Allora la bilancia di carico è l'unica struttura presente nella camera di prova a cui è possibile fissare il sistema. Il collegamento tra sistema di prova e bilancia deve essere assolutamente rigido e sicuro, perché non solo eventuali vibrazioni potrebbero inficiare il corretto puntamento del sistema di focalizzazione del fascio laser di eccitazione, con conseguenti errori di misura, ma soprattutto qualsiasi elemento che dovesse staccarsi dalla struttura diventerebbe estremamente pericoloso per strumenti e persone. Si è pensato allora di realizzare una struttura compatta in cui sensore da tarare, sistema ottico di focalizzazione, sorgente laser e relativo dissipatore di calore fossero fissati attraverso collegamenti bullonati su di una piastra di alluminio 400x400x10mm. Questa piastra a sua volta è collegata con bulloni ad un tubo cavo di sezione quadrata con lato 100mm e spessore 4mm, che serve per stringere saldamente il sistema con le ganasce presenti sulla bilancia di carico strumentata. A completare la struttura c'è una slitta di micro posizionamento che serve per regolare lo spostamento verticale del sistema ottico, in maniera da assicurare la giusta distanza di lavoro rispetto al sensore. La centralina di controllo e amplificazione del segnale della termoresistenza è posizionata in prossimità della struttura, protetta da una copertura fissata sulla bilancia mediante nastro adesivo.

A completare il banco prova sono predisposti il diodo laser *K91SA3F-25W*, l'alimentatore *Agilent 6673A* e il sistema di acquisizione *Prosig 8004*.

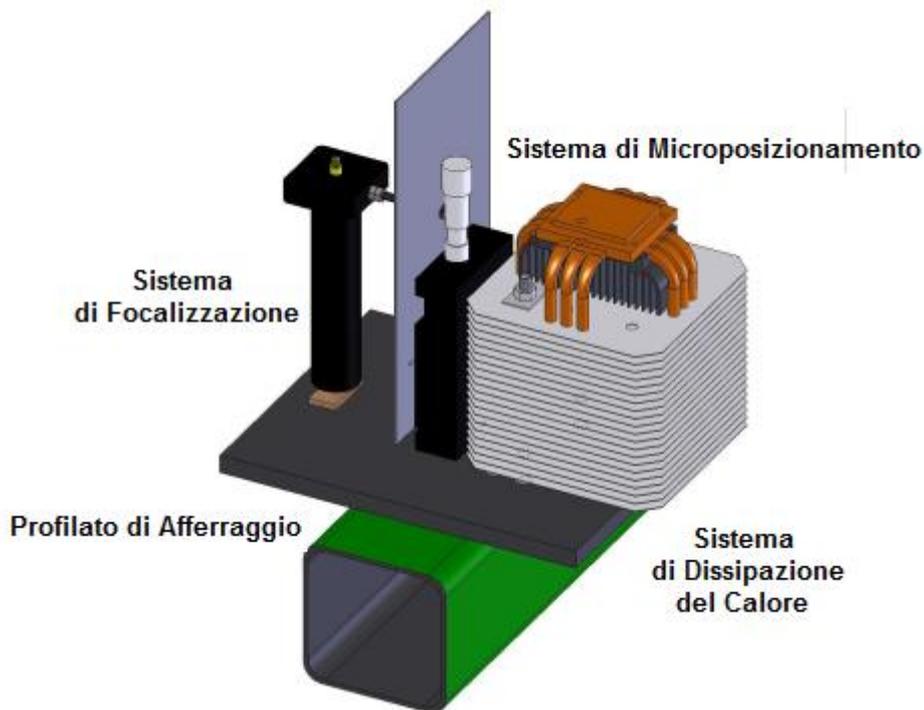
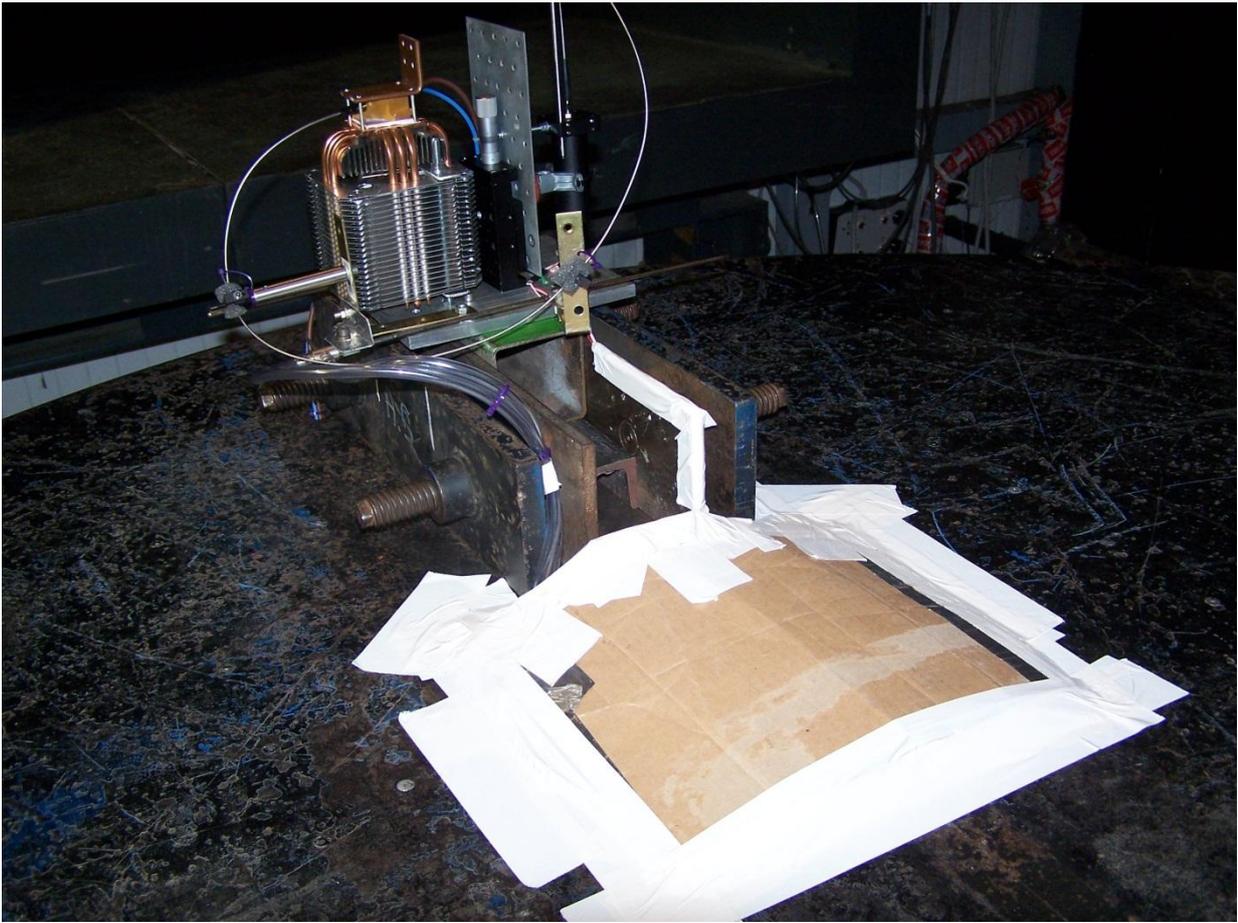


Figura 5.44 – Strumentazione da inserire in galleria del vento



**Figura 5.45 – Banco prova allestito in galleria**

## 6. PROVE PER LA TARATURA DINAMICA

---

L'utilità della taratura dinamica *in situ* è stata ampiamente dimostrata, specialmente in quelle applicazioni in cui è fortemente a rischio la sicurezza e la salute delle persone. Infatti, l'unico metodo per conoscere gli effetti che le condizioni di flusso e la temperatura esercitano sulle prestazioni dinamiche di un sensore è testare il sensore nelle sue effettive condizioni di installazione ed esercizio.

La metodologia di taratura dinamica mediante sorgenti di luce laser presenta già alcuni esempi in letteratura. Pur cambiando la strumentazione utilizzata, nella maggior parte dei casi la prova consiste nel riscaldare il sensore mediante la radiazione laser per poi andare ad osservare il transitorio di raffreddamento. A seconda di quale sia il regime di funzionamento del laser (continuo, pulsato o modulato in frequenza), possono cambiare le tecniche analitiche per esaminare questo transitorio, ma l'obiettivo è sempre quello di conoscere la costante di tempo caratteristica del sensore e altre informazioni utili, quali l'influenza della costante di scambio termico convettivo (quindi indirettamente della velocità del fluido in moto) sulle prestazioni dinamiche.

Quello che si propone è una fondamentale validazione della metodologia e della strumentazione allestita con prove in laboratorio che mettano in confronto i risultati ottenibili per mezzo della taratura laser con quelli ricavabili attraverso un gradiente termico imposto con una variazione di temperatura del fluido di lavoro. Nello specifico è stato scelto di operare in aria, per la maggior facilità di implementazione del banco prova.

A validazione avvenuta si è deciso di effettuare campagne prove diversificate a seconda dei diversi parametri di interesse. Per esempio si sono voluti testare differenti tipologie di gradienti di riscaldamento: a gradino, a rampa e ad impulso. Nonché si è voluta testare la validità dell'approccio nel momento in cui non si operasse più con un fluido aeriforme, bensì liquido.

Ulteriori test sono stati condotti in galleria del vento per verificare la resistenza meccanica della parte ottica del sistema nel momento in cui le condizioni di lavoro risultassero estreme.

### 6.1 PRINCIPI DI INTERAZIONE LASER MATERIA

#### 6.1.1 INTRODUZIONE.

Il fenomeno dell'interazione tra radiazione e materia è un argomento vasto e complesso, che chiama in causa un numero estremamente vasto di fenomeni fisici nel tentativo di dare spiegazione i

risultati riscontrabili nella pratica. Se si prende come esempio di radiazione la luce laser, risultando comunque inerente a questo lavoro, sono molteplici gli esempi di come questa radiazione trasporti con sé livelli anche elevati di energia. Nel momento in cui lungo il suo cammino si frappone un mezzo o un corpo, la radiazione vi interagisce cedendo totalmente o in parte questa energia. Quello che interessa è capire cosa comporta questa interazione tra radiazione e materia.

In molti casi l'energia assorbita dalla superficie di un corpo è convertita in altre forme, che nel caso particolare di luce laser incidente sono principalmente legate ad effetti fotochimici e foto termici. Questi fenomeni intervengono e si sovrappongono con modalità e in misura alquanto variabili, producendo risultati che vanno dal piccolo incremento di temperatura all'ablazione vera e propria del materiale.

Il principale meccanismo che regola tutti i fenomeni di interazione tra laser e materia è l'assorbimento ottico: prima di generare qualsivoglia effetto la luce laser deve essere assorbito dal materiale.

### 6.1.2 TEORIA DELLA PROPAGAZIONE IN UN MEZZO TRASPARENTE.

Ad eccezione che nel vuoto, quando una radiazione laser si propaga è costretta ad attraversa un mezzo. In ottica esiste una legge empirica, conosciuta *Legge di Beer-Lambert*, che regola come varia l'intensità di un fascio luminoso lungo il suo cammino attraverso un mezzo omogeneo. Per mezzi gassosi, questa prevede che il rapporto tra l'intensità luminosa  $I(z)$ , trasmessa ad una certa distanza  $z$  nel mezzo, e quella incidente  $I_0$  sia un esponenziale del tipo:

$$(6.1) \quad \frac{I(z)}{I_0} = e^{-\alpha'z}$$

Quindi l'intensità (o la potenza) incidente decrescono a partire dal valore nominale incidente secondo un esponenziale negativo funzione della distanza percorsa  $z$  e di un parametro caratteristico del materiale che è il coefficiente di assorbimento  $\alpha'$ . Di solito viene rappresentato in termini della componente immaginaria  $\kappa$  dell'indice di rifrazione complesso (coefficiente di estinzione) e della lunghezza d'onda  $\lambda$  della radiazione incidente:

$$(6.2) \quad \alpha' = \frac{4\pi\kappa}{\lambda}$$

Riassumendo il coefficiente di assorbimento tiene conto dell'attenuazione in intensità cui è soggetta un onda elettromagnetica che si propaga in un mezzo assorbente. L'inverso di  $\alpha'$  assume un nuovo

significato ugualmente importante, che prende il nome di lunghezza di assorbimento  $l_a$ , o lunghezza ottica, che è una caratteristica propria del mezzo. La sua definizione classica è quella di distanza in corrispondenza della quale l'intensità della radiazione al valore  $I/e$ , cioè alla profondità  $l_a$  l'intensità diviene circa il 37% di quella incidente.

$$(6.3) \quad l_a = \frac{1}{\alpha} = \frac{\lambda}{4\pi\kappa}$$

Con riferimento all'equazione (6.1), è interessante definire un'espressione analitica che definisca la densità di potenza volumetrica trasportata dalla radiazione per una distanza  $z$  attraverso il generico mezzo. Questa espressione è:

$$(6.4) \quad J_V = -\frac{dI}{dz} = \alpha' I_0 (1 - R) e^{-\alpha' z}$$

Tipicamente è espressa in  $Wcm^{-3}$ . Il parametro  $R$  è il coefficiente di riflessione associato al mezzo. Una sua semplice espressione si ottiene nel caso di onda piana che, propagandosi nel vuoto o aria, viene ad incidere ortogonalmente su un mezzo di indice di rifrazione  $n$ . Tale espressione viene detta di Fresnell e ha la forma:

$$(6.5) \quad R = \left| \frac{n - 1}{n + 1} \right|^2$$

Due considerazioni vanno fatte a questo punto della trattazione. La prima è che da quanto detto il processo di assorbimento della radiazione laser è completamente regolato da due parametri del mezzo: il coefficiente di assorbimento  $\alpha'$  e il coefficiente di riflessione  $R$ . Questi dipendono a loro volta sia dalle caratteristiche microscopiche del materiale, sia dalle caratteristiche peculiari della luce laser (lunghezza d'onda). La seconda considerazione è che questo modello del fenomeno di assorbimento è valido appieno per intensità del fascio laser non troppo elevate. Infatti, per intensità superiori a qualche  $Jcm^{-3}$  si instaura un particolare fenomeno che prende il nome di ablazione. Fenomeno che nella particolare applicazione di taratura dinamica è assolutamente da evitare, in quanto andrebbe a danneggiare il sensore.

### 6.1.3 TEORIA DELLA PROPAGAZIONE IN UN MEZZO OPACO.

Il fenomeno di assorbimento della radiazione da parte di un mezzo è un processo dinamico estremamente complesso. In linea di principio l'energia della luce assorbita è convertita in calore, che si può diffondere verso l'interno del mezzo, secondo le leggi che regolano la trasmissione del

flusso di calore, o viene dissipata verso l'esterno. È intuibile come un procedimento rigoroso per la determinazione dell'incremento della temperatura riconducibile a questo fenomeno sia estremamente difficoltoso a causa delle innumerevoli variabili in gioco. Allora è meglio procedere imponendo delle ipotesi di lavoro semplificative che consentano di ottenere una stima comunque attendibile della temperatura, ma con tempi di calcolo relativamente contenuti.

Si prenda in esame un corpo su cui incide un generico fascio laser, costituito da materiale omogeneo ed isotropo di densità  $\rho$  e calore specifico a volume costante  $c_v$ . Da questo si estragga un concetto di volume infinitesimo  $\Delta V$  e superficie  $\Delta S$ . La variazione di temperatura  $dT$  imposta dalla radiazione laser assorbita comporta una corrispondente variazione dell'energia interna  $dU$  del volume infinitesimo:

$$(6.6) \quad dU = dT \rho c_v \Delta V$$

Questa relazione risulta valida solo nell'ipotesi che il concetto risulti indeformabile, cioè che il volume  $\Delta V$  non subisca variazioni a seguito dell'assorbimento della radiazione (la condizione è espressa nella formula dalla presenza del calore specifico a volume costante  $c_v$ ).

Per risalire alla variazione infinitesima di temperatura a partire dall'equazione (6.6) è necessario conoscere come varia nel tempo di  $U$ . Purtroppo l'energia interna non è detto che sia costante e le cause della sua variazione dipendono da innumerevoli fattori, il cui contributo può sia farla aumentare che diminuire. Indicando con  $dE_s$  il flusso di calore dovuto alla sorgente laser e con  $dE_c$  quello scambiato con l'esterno, la variazione infinitesima di energia interna assume una forma piuttosto semplice:

$$(6.7) \quad dU = dE_s - dE_c$$

Il contributo positivo a secondo termine è noto dalla conoscenza del flusso di calore volumetrico generato per unità di tempo  $q_s$  moltiplicato per il volume di controllo e l'intervallo di tempo  $dt$ :

$$(6.8) \quad dE_s = q_s \Delta V dt$$

La determinazione del calore scambiato verso l'esterno si ottiene integrando sulla superficie  $\Delta S$  del concetto il flusso di calore scambiato  $q_c$ . Rappresentando la superficie  $\Delta S$  come un vettore ad essa normale di valore infinitesimo  $dS$  e il flusso superficiale di calore che migra nell'unità di tempo verso la direzione esterna del volumetto attraverso un vettore, anch'esso ortogonale alla superficie

$\Delta S$ , di modulo positivo  $q_c$ , la quantità di calore dissipata nell'intervallo  $dt$  è esprimibile dall'integrale:

$$(6.9) \quad dE_c = dt \cdot \oint_{\Delta S} \vec{q}_c \cdot d\vec{S}$$

Grazie all'enunciato del teorema della divergenza, si può affermare che il flusso di calore (inteso come campo vettoriale sufficientemente regolare) attraverso la superficie chiusa  $\Delta S$  coincide con l'integrale della divergenza del flusso di calore svolto nel volume  $\Delta V$ .

$$(6.10) \quad dE_c = dt \cdot \oint_{\Delta S} \vec{q}_c \cdot d\vec{S} = dt \cdot \int_{\Delta V} \text{div} \vec{q}_c \cdot dV$$

Il vettore  $\vec{q}_c$  è un parametro puntuale che esprime un calore per unità di superficie e di tempo. Dovendo integrare su un volume infinitesimo, la quantità  $dE_c$  corrisponde alla stessa funzione integranda per il differenziale  $\Delta V$ .

$$(6.11) \quad dE_c = dt \cdot \text{div} \vec{q}_c \cdot \Delta V$$

Un'ulteriore espressione valida per il flusso di calore è data dalla legge di Fourier, la quale asserisce che è la presenza un gradiente di temperatura non nullo a generare il flusso di calore. Quest'ultimo è proporzionale al gradiente di temperatura attraverso il parametro  $k$  (tensore della conducibilità termica) secondo la relazione:

$$(6.12) \quad q_c = -k \cdot \nabla T$$

Nel caso in cui il sistema abbia dipendenza in una sola direzione, la legge di Fourier si semplifica in:

$$(6.13) \quad q_c = -k \cdot \frac{dT}{dz}$$

Il segno negativo esprime come ad ogni scambio di calore con l'esterno la temperatura del volumetto diminuisca.

Sostituendo l'espressione del calore  $q_c$  dato dall'equazione (6.13) nell'equazione (6.11) e ricordando che la conducibilità termica  $k$  può essere portata fuori dall'operatore di divergenza (è una costante), si ottiene una nuova espressione del calore scambiato:

$$(6.14) \quad dE_c = -dt \cdot k \cdot \text{div}(\nabla T) \cdot \Delta V = -dt \cdot k \cdot \nabla^2 T \cdot \Delta V$$

Ora sono note tutte e tre le grandezze  $dU$ ,  $dE_s$  e  $dE_c$  dell'equazione (6.7) e si può scrivere:

$$(6.15) \quad dT \rho c_v \Delta V = q_s \Delta V dt + dt \cdot k \cdot \nabla^2 T \cdot \Delta V$$

Semplificando  $\Delta V$  e dividendo per la quantità  $\rho c_v dt$ , si ottiene l'equazione di Fourier:

$$(6.16) \quad \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{q_s}{\rho c_v} + \frac{k}{\rho c_v} \nabla^2 T$$

Ivi è stato introdotto il simbolo di derivata parziale in quanto la temperatura dipende non solo dal tempo, ma anche dalla derivata parziale.

Per risalire ad una formulazione analitica più facile da utilizzare, è utile ricordare la definizione di diffusività termica, come quel parametro che tiene conto della resistenza opposta dal materiale a trasmettere calore e espressa dall'equazione:

$$(6.17) \quad D = \frac{k}{\rho c_v}$$

Inoltre si deve anche ricordare che il calore sviluppato dalla radiazione laser  $q_s$  è una funzione sia dello spazio che del tempo. Allora l'equazione di Fourier prende la forma:

$$\frac{\partial T}{D \partial t} = \frac{q_s(x, y, z, t)}{k} + \nabla^2 T$$

Questa equazione consente di risalire all'andamento della temperatura, funzione dello spazio e del tempo, una volta note le condizioni al contorno. Se per semplicità si pone il caso in cui la propagazione del calore sia monodirezionale, la propagazione laterale si può trascurare e l'equazione di Fourier si semplifica nella dipendenza ad una sola variabile spaziale:

$$(6.18) \quad \frac{\partial T}{D \partial t} = \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{q_s(x, y, z, t)}{k}$$

In processi di questo tipo si è soliti definire, oltre alla già citata lunghezza di assorbimento della radiazione  $I_a$ , anche la cosiddetta lunghezza di diffusione termica  $I_{th}$ , definita come:

$$(6.19) \quad I_{th} \approx \sqrt{\frac{\pi k \tau_L}{\rho c_v}}$$

Il termine  $\tau_L$  è l'intervallo di tempo che identifica la durata della radiazione laser incidente sul volumetto in esame. Oltre che dalla durata della radiazione, il valore della lunghezza di diffusione termica dipende anche dall'andamento temporale che la radiazione assume. Questo è il motivo per cui nella relazione appena scritta non è presente il simbolo di uguaglianza, ma quello di circa uguale.

Un caso particolare si ha quando la lunghezza di diffusione termica è molto maggiore di quella di assorbimento. In questo frangente la sorgente diviene puramente di superficie, cioè tutta l'energia trasportata dalla radiazione laser viene assorbita dallo strato superficiale del target. Allora non è errato considerare  $q_s$  nullo e si può scrivere:

$$(6.20) \quad \frac{\partial T}{D \partial t} = \frac{\partial^2 T}{\partial z^2}$$

Rimane ora da analizzare come dedurre le condizioni al contorno per rendere determinato il problema. Innanzi tutto è ovvio supporre che, prima dell'irraggiamento laser, la temperatura del corpo bersaglio fosse in equilibrio con quella ambiente. Quindi:

$$T(z, 0) = T_{amb} \quad \text{per } t = 0$$

In più nella maggior parte dei casi non tutta la radiazione incidente è assorbita dal bersaglio; una parte è riflessa in funzione del valore del coefficiente di riflessione  $R$  del corpo. Dunque, per quanto detto precedentemente, la sorgente di superficie viene ad avere una forma del tipo:

$$q_s(x, y, t) = I_0 \beta(x, y) \theta(t)$$

$I_0$  è l'intensità della radiazione incidente,  $\beta(x,y)$  la funzione di distribuzione spaziale e  $\theta(t)$  quella temporale. Facendo l'ulteriore ipotesi che la diffusione del calore avvenga solo all'interno del corpo bersaglio, è corretto affermare che questa diffusione di calore deve uguagliare, per il bilancio energetico, il calore che investe il corpo sulla superficie:

$$(6.21) \quad (1 - R)q_s(x, y, t)|_{z=0} = -k \frac{\partial T(t)}{\partial z} \Big|_{z=0}$$

Quindi la soluzione generica all'equazione (6.21) fornisce l'andamento temporale della temperatura sulla superficie del target ed ha la forma:

$$(6.22) \quad T(z, t) = T_{amb} + I_0 \beta(x, y) \frac{(1 - R)}{\sqrt{\pi k \rho c_v}} \int_0^t \theta(t - \tau) \tau^{-\frac{1}{2}} d\tau$$

Per l'altro caso, in cui cioè è la lunghezza ottica ad essere molto più grande di quella di diffusione, la temperatura si distribuisce in profondità e la si può calcolare a partire dal prodotto tra la potenza fornita e la durata della radiazione laser, diviso il calore specifico volumetrico:

$$(6.23) \quad T(z, t) = T_{amb} + \alpha I_0 \frac{(1 - R)}{\rho c_v} e^{-\alpha z}$$

## 6.2 TARATURA DINAMICA CON VARIAZIONE A GRADINO DELLA TEMPERATURA

Quanto descritto nei paragrafi precedenti dimostra come ad una radiazione incidente sul sensore corrisponde un incremento di temperatura del sensore stesso che dipende, ipotizzando il fascio laser non variabile nel tempo e nello spazio, dalla potenza ottica del fascio laser, dal coefficiente di assorbimento del materiale e dal fattore di vista tra sistema ottico di focalizzazione e sensore. Per diminuire il numero di fattori incogniti in gioco e semplificare così l'esecuzione delle prove, alcuni espedienti possono risultare estremamente utili. Il primo è quello di spruzzare uno strato sottile di vernice nera sul sensore in prova, allo scopo di aumentare il coefficiente di assorbimento e poterlo considerare con buona approssimazione unitario. Il secondo è quello di minimizzare gli effetti dell'angolo di incidenza del fascio laser sulla superficie del sensore e lo si può ottenere riducendo il più possibile le dimensioni dello spot. Agendo sulle ottiche del sistema di focalizzazione si può cercare di ottimizzare tale parametro, ma bisogna tenere bene a mente il limite oltre il quale la

densità di potenza nella zona di incidenza è sufficiente a generare ablazione del materiale. Se ciò dovesse accadere si rischia di danneggiare in maniera irreparabile il sensore.

La taratura dinamica mediante una variazione a gradino della temperatura è di semplice realizzazione con l'eccitazione laser. Infatti installato il sensore da tarare nell'ambiente di misura, questo è in grado di misurare la temperatura del fluido in cui è immerso  $T_{fl}$ . Una volta che la sorgente viene pilotata con la modalità di prova a gradino, il sensore viene ad essere colpito quasi istantaneamente dalla radiazione laser e quindi vede la propria temperatura aumentare fino ad un certo valore di regime  $T_{rs}$ . A questo punto la prova vede l'interruzione istantanea della radiazione e il monitoraggio del transitorio di raffreddamento. Quindi noto l'andamento temporale della temperatura dal valore  $T_{rs}$  al valore  $T_{fl}$  è possibile sfruttare le relazioni già viste per i strumenti del primo ordine e risalire al valore della costante di tempo  $\tau$ .

### **6.2.1 VALIDAZIONE DEL METODO.**

Per verificare l'effettiva validità della tecnica proposta è stato impiegato il banco prova in aria descritto al paragrafo 5.4.3, in cui è stata installata una termoresistenza della Labfacility *DM-313* connessa alla centralina dotata dell'integrato *INA126P*. Per aumentare il coefficiente di assorbimento del sensore si è predisposto uno strato di cera su di esso che poi è servito da base per l'applicazione di un sottile strato di vernice spray di colore nero. È prevedibile che una misura di questo tipo rallenti la risposta del sensore rispetto a quanto dichiarato dal costruttore.

Lo scopo è quello di andare a confrontare la costante di tempo ottenibile mediante la prova di injection ad aria compressa, con quella ottenuta mediante il transitorio di raffreddamento dopo aver scaldato il sensore con la radiazione laser. Per essere sicuri che le due prove siano caratterizzate dalle medesime condizioni di flusso, si è deciso di condurre i test secondo la seguente procedura:

1. Generare un transitorio termico a gradino mediante il getto di aria compressa.
2. Ripetere per almeno dieci volte e valutare l'andamento temporale mediato sulle dieci acquisizioni della temperatura.
3. Calcolare la costante di tempo a partire dalla curva media.
4. Generare un transitorio termico a gradino mediante la radiazione laser.
5. Ripetere per almeno dieci volte e valutare l'andamento mediato su tali prove della temperatura.
6. Valutare la costante di tempo a partire dall'andamento mediato della temperatura
7. Mettere a confronto i due valori trovati.

Per l'analisi in maniera rapida e ripetibile dei dati acquisiti sono stati sviluppati appositi programmi in ambiente Matlab (Appendice A). I risultati ottenuti sono riportati in tabella 6.1 e graficati in figura 6.1 e 6.2.

Numero Prova	Metodo Laser	Metodo Injection
1	4.738s	4.571s
2	5.080s	4.756s
3	4.717s	4.975s
4	4.853s	4.860s
5	4.788s	4.804s
6	4.802s	4.684s
7	4.873s	5.085s
8	5.065s	4.757s
9	4.607s	4.930s
10	4.585s	4.666s

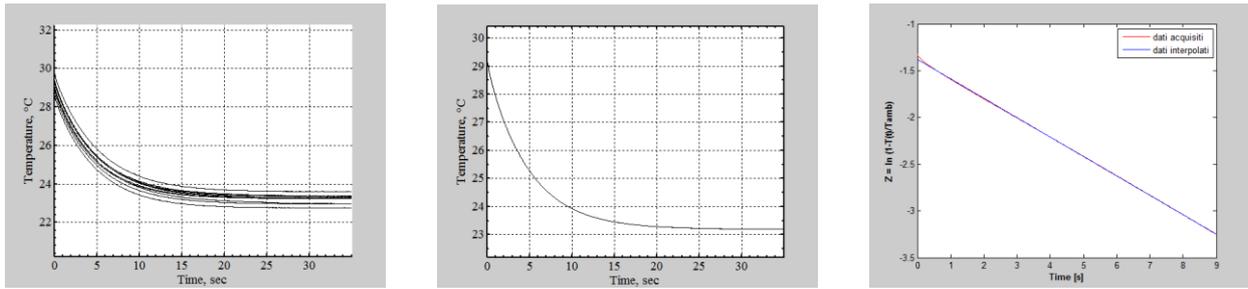
**Tabella 6.2 - Dati prova di validazione**

Il tempo di risposta del sensore valutato mediante la metodologia laser mostra un valor medio di  $4.811s$  e una deviazione standard di  $0.167s$ . La prova con aria compressa, invece, fornisce un valore del tempo di risposta pari a  $4.809s$  e una deviazione standard di  $0.156s$ . Quindi si può affermare che le due tecniche di taratura forniscono valori molto simili, come evidenziato dal confronto delle rispettive distribuzioni normali (figura 6.3), con un errore tra i valori delle  $\tau$  ricavate dalle curve mediate pari a:

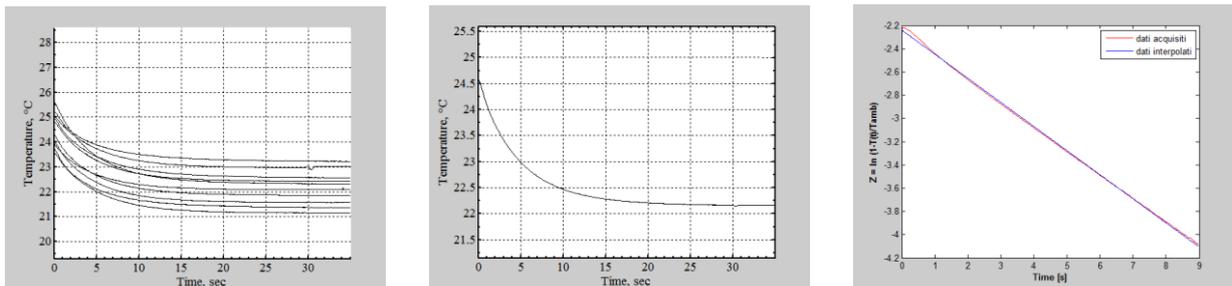
$$e_{\tau} = \frac{|4.809 - 4.811|}{4.809} \cong 0.04\%$$

L'incertezza relativa si assesta sul 3.5%.

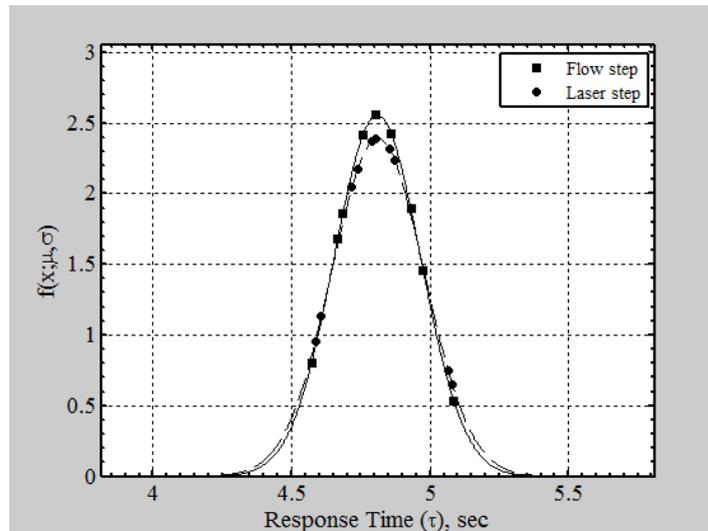
Definito con  $\tau_m$  il valor medio della costante di tempo e con  $s$  la sua deviazione standard, l'incertezza tipo di categoria A del metodo di taratura dinamica con un gradino termico imposto mediante radiazione laser è pari a:



**Figura 6.1 – Caso Laser: a) Andamento temperatura delle dieci prove  
b) Curva di temperatura mediata c) Andamento funzione Z**



**Figura 6.2 – Caso Aria Compressa: a) Andamento temperatura delle dieci prove  
b) Curva di temperatura mediata c) Andamento funzione Z**



**Figura 6.3 – Distribuzioni di probabilità dei due metodi**

$$u(\tau_m) = \frac{s}{\sqrt{N}} = 0.052 \text{ s}$$

Scelto pari a 2 il fattore di copertura  $k$ , l'incertezza estesa è:

$$U(\tau_m) = k u(\tau_m) = 0.104 \text{ s}$$

### 6.2.2 GRADINO IN ACQUA.

Utilizzando il banco prova descritto al paragrafo 5.4.4, è possibile verificare l'applicabilità della metodologia proposta anche per fluidi non gassosi. Infatti, si sottolinea nuovamente che l'unico vincolo richiesto al fluido è che risulti trasparente alla radiazione laser. In questo caso viene testata una termoresistenza *DM-303*, sempre della Labfacility, in quanto avendo dimensioni leggermente maggiori ( $2 \times 2.3 \text{ mm}$ ) risulta di più facile individuazione all'interno della condotta per il puntamento del laser. La termoresistenza è connessa alla centralina con integrato *LM324N*.

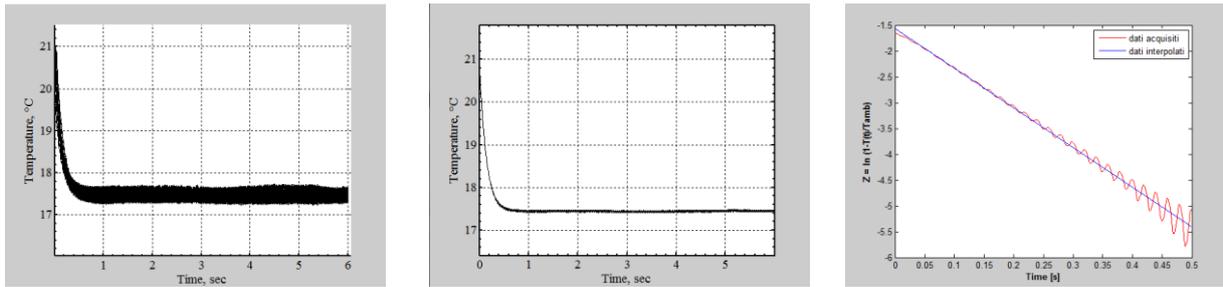
Una volta messo in funzione il banco prova, la procedura di prova, del tutto simile a quella del paragrafo precedente, è costituita dai seguenti passi obbligatori:

1. Generare un transitorio termico a gradino mediante la radiazione laser.
2. Ripetere per almeno dieci volte e valutare l'andamento mediato su tali prove della temperatura.
3. Valutare la costante di tempo a partire dall'andamento mediato della temperatura.

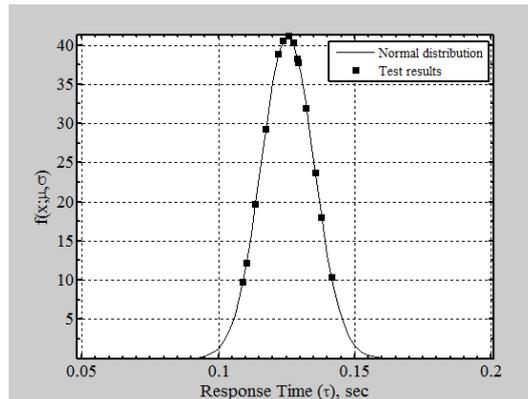
I risultati della prova sono riportati nella tabella seguente.

<b>Numero Prova</b>	<b>Metodo Laser in Acqua</b>
<b>1</b>	0.135s
<b>2</b>	0.129s
<b>3</b>	0.141s
<b>4</b>	0.129s
<b>5</b>	0.138s
<b>6</b>	0.126s
<b>7</b>	0.110s
<b>8</b>	0.127s
<b>9</b>	0.132s
<b>10</b>	0.114s
<b>11</b>	0.124s
<b>12</b>	0.126s
<b>13</b>	0.122s
<b>14</b>	0.109s
<b>15</b>	0.117s

**Tabella 6.3 - Dati prova in acqua**



**Figura 6.4 – Caso Laser in Acqua: a) Andamento temperatura di quindici prove  
b) Curva di temperatura mediata c) Andamento funzione Z**



**Figura 6.5 – Distribuzioni di probabilità**

Il tempo di risposta del sensore immerso in un flusso d'acqua in moto mediante la tecnica di taratura laser ha riportato un valor medio di  $0.125s$  con una deviazione standard pari a  $0.009s$ . Sulla base di questi dati, l'incertezza tipo di categoria A e l'incertezza espansa con fattore di copertura 2 risultano essere rispettivamente uguali a:

$$u(\tau_m) = \frac{s}{\sqrt{N}} = 0.002 s$$

Scelto pari a 2 il fattore di copertura  $k$ , l'incertezza è:

$$U(\tau_m) = k u(\tau_m) = 0.004 s$$

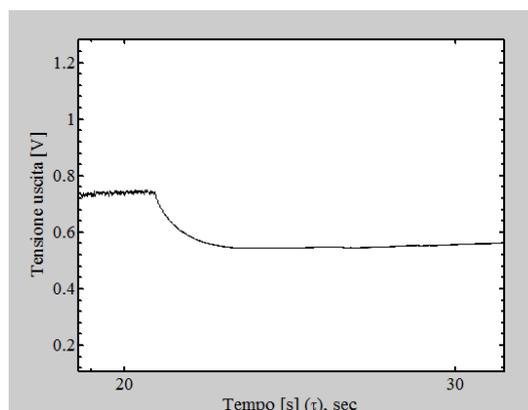
I risultati come la metodologia proposta si adatti bene ad essere impiegata anche in condotte in pressione per il trasporto di liquidi.

### 6.2.3 TEST IN GALLERIA DEL VENTO.

La campagna prove realizzata presso la galleria del vento della Facoltà di Ingegneria di Perugia non aggiunge niente dal punto di vista della validità della tecnica di taratura dinamica per mezzo di gradini termici realizzati mediante diodi laser ad elevata brillantezza. Infatti, non si tratta altro che di ulteriori prove con il sensore di temperatura immerso in un flusso gassoso. Il valore aggiunto di questi test risiede nelle condizioni di flusso estreme, che rappresentano una verifica probante dal punto di vista meccanico per il sistema di taratura. Per questo motivo il sensore, una termoresistenza *DM-303* della Labfacility, è stato ricoperto di cera e fissato alla piastra di supporto per mezzo di un materiale refrattario.

Purtroppo a causa delle modalità di utilizzo della galleria, che necessita di tempi di avvio e di sosta dopo ogni soffiata piuttosto lunghi, e per problemi di riscaldamento dell'ambiente di prova legati al motore elettrico che movimentata il ventilatore, non è possibile assicurare le medesime condizioni di prova per ciascuna misura effettuata. Ne consegue che non è possibile effettuare un'analisi statistica accurata dei test. Con un approccio, allora, puramente qualitativo ai risultati ottenuti, si può notare che l'andamento della temperatura percepita dal sensore nella generica prova è del tutto paragonabile a quelli riscontrati per le risposte al gradino con sensore immerso sia aria che in acqua (figura 6.6). Il tempo di risposta valutato mediamente si aggira intorno agli 0.5s.

Quindi si può affermare che il sistema sviluppato per la taratura dinamica dei sensori può essere impiegato anche in situazioni di flusso estreme.



**Figura 6.6 - Andamento temperatura in galleria del vento**

### 6.3 TARATURA DINAMICA CON VARIAZIONE LINEARE DELLA TEMPERATURA

La taratura dinamica di sensori di temperatura mediante un gradiente termico a rampa si basa sempre sull'interazione laser-materia per generare il riscaldamento, però al posto di una variazione istantanea della potenza ottica incidente, si fa in modo di avere una variazione graduale con andamento lineare. In questo caso non è più sufficiente la sola analisi del segnale in uscita dal sensore per poter valutare la costante di tempo, bensì serve la conoscenza di come varia la potenza in ingresso al sistema. Infatti, come già illustrato, se si assimila il sensore di temperatura ad uno strumento del primo ordine la costante di tempo può essere valutata come il ritardo che l'uscita impiega per seguire l'andamento dell'ingresso. A tale fine è stato allestito un circuito per il monitoraggio della corrente di alimentazione del diodo laser, sfruttando le potenzialità del trasduttore *LEM HXS20-N* accoppiato ad un amplificatore di segnale *INA126P* (figura 6.7).

In questo caso, si prevede di realizzare con il banco per prove in aria mantenendo l'elettrovalvola chiusa una serie di misure per mettere a confronto i valori di costante di tempo ricavabili con le due metodologie per verificare se ci sono e di che entità sono le differenze. Viene impiegata una nuova temoresistenza DM-314 sempre della Labfacility.

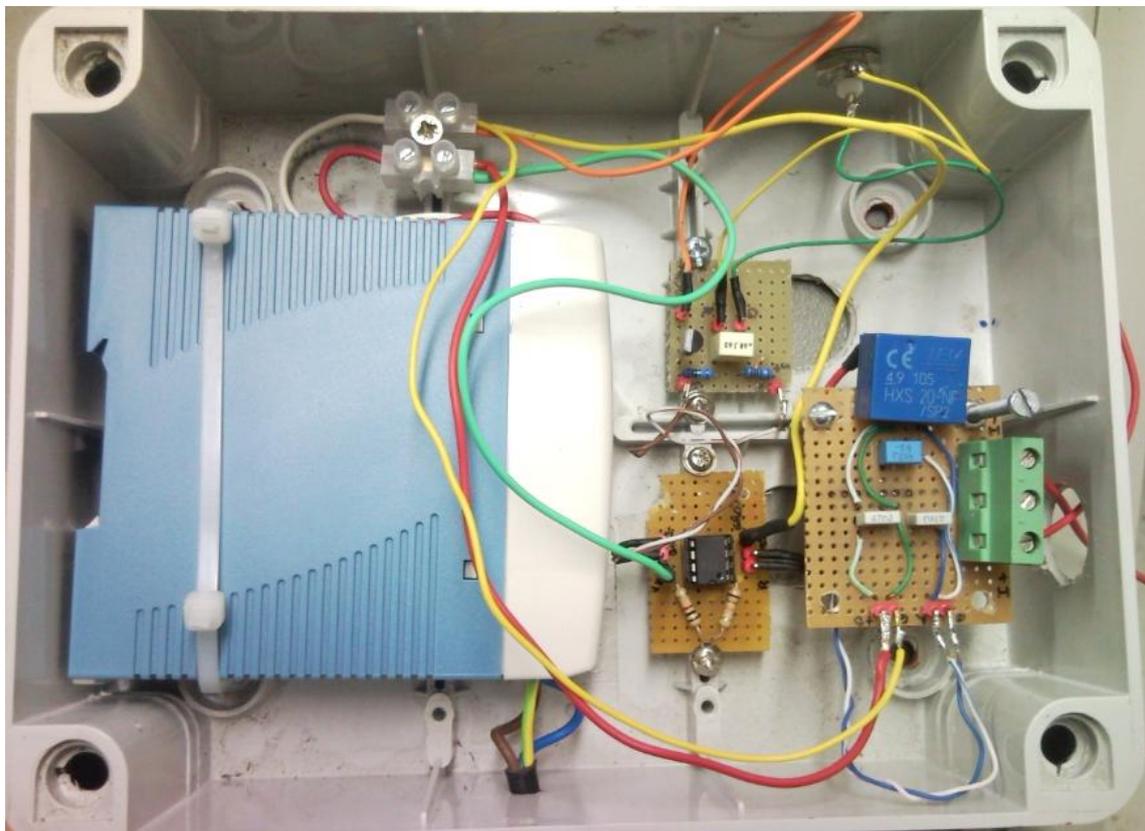


Figura 6.7 – Trasduttore di corrente

La procedura sviluppata prevede le seguenti sette fasi:

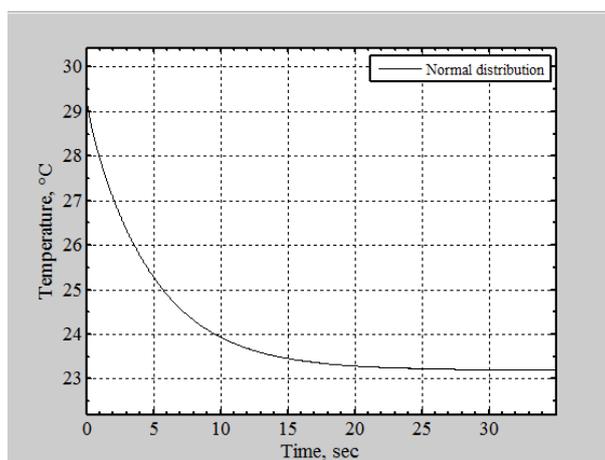
1. Generare un transitorio termico a gradino mediante luce laser.
2. Ripetere per almeno dieci volte e valutare l'andamento temporale mediato sulle dieci acquisizioni della temperatura.
3. Calcolare la costante di tempo a partire dalla curva media.
4. Generare un transitorio termico a rampa mediante la radiazione laser.
5. Ripetere per almeno dieci volte e valutare l'andamento mediato su tali prove della temperatura.
6. Valutare la costante di tempo a partire dal ritardo tra l'andamento del segnale in ingresso e quello in uscita.
7. Mettere a confronto i due valori trovati.

Le misure effettuate hanno portato ai seguenti risultati sperimentali.

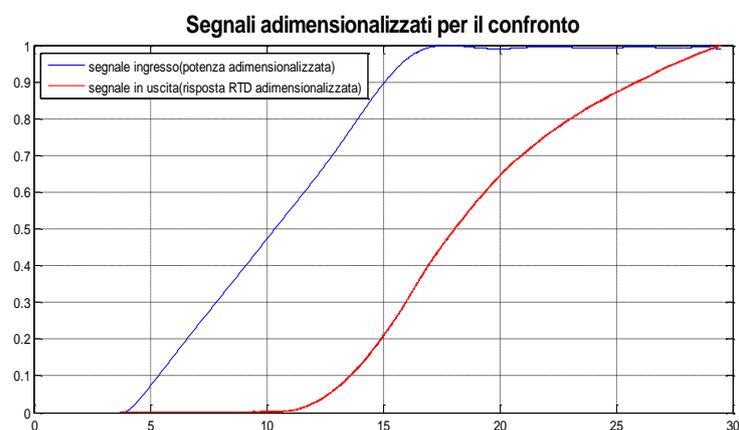
<b>Numero Prova</b>	<b>Metodo Gradino</b>	<b>Metodo Rampa</b>
<b>1</b>	8.743s	8.701s
<b>2</b>	9.030s	8.906s
<b>3</b>	8.657s	8.885s
<b>4</b>	8.753s	8.877s
<b>5</b>	8.782s	8.854s
<b>6</b>	8.811s	8.734s
<b>7</b>	8.873s	8.847s
<b>8</b>	9.015s	8.813s
<b>9</b>	8.706s	8.980s
<b>10</b>	8.584s	8.716s

**Tabella 6.5 – Dati prova in aria per confronto gradino con rampa**

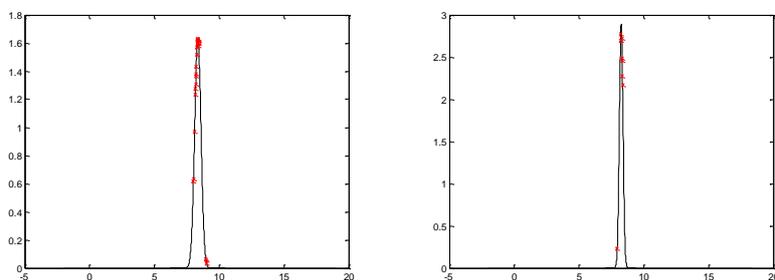
Il tempo di risposta del sensore valutato mediante la metodologia laser a gradino mostra un valore medio di 8.795 e una deviazione standard di 0.143s. La prova con aria compressa, invece, fornisce un valore del tempo di risposta pari a 8.831s e una deviazione standard di 0.0.09s. Quindi si può affermare che le due tecniche di taratura forniscono anche questa volta valori molto simili, con un errore tra i valori delle  $\tau$  ricavate dalle curve mediate pari a:



**Figura 6.8 – Curva mediata risposta al gradino**



**Figura 6.9 – Curva mediata e normalizzata per il confronto tra i segnali della prova a rampa**



**Figura 6.10 – Distribuzioni di probabilità prova a rampa e a gradino**

$$e_{\tau} = \frac{|8.795 - 8.831|}{8.795} \cong 0.04\%$$

Da queste prove preliminari sembrerebbe che la prova a rampa presenti valori del tempo di risposta meno accurati rispetto alla risposta a gradino, ma caratterizzati da una minor dispersione. Ciò potrebbe far pensare alla presenza di qualche errore, probabilmente imputabile all'approssimazione di considerare la dipendenza tra temperatura e potenza ottica incidente perfettamente lineare, mentre l'equazione (6.22).

## 7. CONCLUSIONI

---

Il lavoro illustrato pone le basi per lo sviluppo di una nuova metodologia di taratura dinamica *in situ* per sensori di temperatura. La strumentazione composta da un moderno diodo laser ad elevata brillantezza, un sistema di focalizzazione dedicato e un alimentatore programmabile, permette di sviluppare un sistema modulabile che può provvedere al controllo e verifica di numerosi sensori posti anche lontano l'uno dall'altro. Inoltre, grazie alle prove in galleria del vento di è dimostrata affidabile e robusta. Non solo la strumentazione ma anche l'approccio metodologico si è dimostrato estremamente semplice e funzionale, da implementare in un impianto ed da utilizzare. I risultati sperimentali poi si assestano a valori dell'incertezza relativa intorno al 3.5% contro valori ben più alti degli altri metodi (Ad esempio l'LCSR ha un incertezza relativa maggiore del 20%). La possibilità poi di poter riprodurre gradini termici a rampa non solo fornisce buoni risultati per il calcolo della costante di tempo, ma può risultare anche utile in quei casi si vuole provare come risponde un sensore lungo tutto un certo range di temperatura

## APPENDICE A. PROGRAMMI MATLAB.

---

### A1. DIODO

Programma per valutare i parametri da inserire nella simulazione in ambiente Zemax

```
clear all
close all
clc
l=100;
w=10;
divx=2;
divy=0.5;
conv=0.0174532925;
divx=divx*conv;
divy=divy*conv;
m=tan(divx)/tan(divy)
t=1/(2*tan(divx))
t1=t/(m+1)
t1=t1/1000
t2=m*t1
t2=t2/1000
phi=(m+1)^2/(m*t)
phi=phi*1000
na=sin(divx)
ht=(w/(2*m))
ht=ht/1000
```

### A2. TAUCALC

Programma per la valutazione di prove a gradino.

```
close all
clear all
clc

%%
tia = 25;
tfa = 34.8;
tit = 0;
tft = 9;

av=20;
E=1.6;
nf = 10;
samplerate = 100;

%%

for q = 1:nf
    [nome, percorso] = uigetfile({'*.mat';'*.*'}, 'File Selector');
    dir = fullfile(percorso,nome);
    load(dir);
```

```

    if q==1;
        A(:,1) = Acut(:,1);
        A(:,1) = A(:,1)-min(A(:,1));
    end

    A(:,q+1) = Acut(:,2);
    size(A)

end

start = min(A(:,1));
stop = max(A(:,1));

%%
T = tempconv(A, av, E, nf);

tauinj = temporisposta(T, tia, tfa, tit, tft, samplerate, nf);

tauinjavg = mean(tauinj);
tauinjdev = std(tauinj);

xinj = [0:0.002:35];
yinj = normpdf(xinj, tauinjavg, tauinjdev);
tinj = normpdf(tauinj, tauinjavg, tauinjdev);

figure()
plot(xinj, yinj, 'k', 'markersize', 2.5, 'markerfacecolor', 'k')
hold on
plot(tauinj, tinj, 'ks', 'markersize', 5, 'markerfacecolor', 'k')
axis([(tauinjavg-2) (tauinjavg+2) 0 (max(yinj)+.5)]);
grid on
h1=gca;
set(h1, 'fontname', 'times new roman', ...
        'fontsize', 14, ...
        'fontweight', 'normal', ...
        'linewidth', 2, ...
        'xminor tick', 'on', ...
        'yminor tick', 'on');
hx = xlabel('Response Time (\tau), sec');
hy = ylabel('f(x; \mu, \sigma)');
set(hx, 'fontname', 'times new roman', 'fontsize', 14, 'fontweight', 'normal');
set(hy, 'fontname', 'times new roman', 'fontsize', 14, 'fontweight', 'normal');
leg=legend('Normal distribution', 'Test results', 'location', 'northeast');
set(leg, 'fontname', 'times new roman', 'fontsize', 10, 'fontweight', ...
        'normal', 'linewidth', 2);

Aavg(:,1) = T(:,1);

for i = 1:max(size(T))
    Aavg(i,2) = mean(T(i,2:nf));
end

figure()
plot(Aavg(:,1), Aavg(:,2), 'k', 'markersize', 2.5, 'markerfacecolor', 'k');
grid on
axis([(min(Aavg(:,1))) (max(Aavg(:,1))) ...
      (min(Aavg(:,2))-1) (max(Aavg(:,2))+1)]);
p1=gca;
set(p1, 'fontname', 'times new roman', ...

```

```

        'fontsize',14,...
        'fontweight','normal',...
        'linewidth',2,...
        'xminor tick','on',...
        'yminor tick','on');
px = xlabel('Time, sec');
py = ylabel('Temperature, °C');
set(px, 'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
set(py, 'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');

tauinjm = temporisposta(Aavg,tia,tfa,tit,tft,samplerate,1);

ver=[-1:0.002:3];
or=zeros(1,max(size(ver)))+tauinjm;

figure();
plot(xinj,yinj);
hold on
plot(tauinj,tinj,'xr');
plot(or,ver,'k');

%%

for q = 1:nf
    [nome, percorso] = uigetfile({'*.mat';'*.*'},'File Selector');
    dir = fullfile(percorso,nome);
    load(dir);

    if q==1;
        B(:,1) = Acut(:,1);
        B(:,1) = B(:,1)-min(B(:,1));
    end

    B(:,q+1) = Acut(:,2);
    size(B)

end

start = min(B(:,1));
stop = max(B(:,1));

%%

T1 = tempconv(B,av,E,nf);

taustep = temporisposta(T1,tia,tfa,tit,tft,samplerate,nf);

taustepavg = mean(taustep);
taustepdev = std(taustep);

xstep = [0:0.002:35];
ystep = normpdf(xstep,taustepavg,taustepdev);
tstep = normpdf(taustep,taustepavg,taustepdev);

figure()
plot(xstep,ystep,'k','markersize',2.5,'markerfacecolor','k')
hold on
plot(taustep,tstep,'ks','markersize',5,'markerfacecolor','k')
axis([(taustepavg-2) (taustepavg+2) 0 (max(ystep)+.5)]);

```

```

grid on
k=gca;
set(k,'fontname','times new roman',...
    'fontsize',14,...
    'fontweight','normal',...
    'linewidth',2,...
    'xminor tick','on',...
    'yminor tick','on');
kx = xlabel('Response Time (\tau), sec');
ky = ylabel('f(x;\mu,\sigma)');
set(kx,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
set(ky,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
leg=legend('Normal distribution','Test results','location','northeast');
set(leg,'fontname','times new roman','fontsize',10,'fontweight',...
    'normal','linewidth',2);

Bavg(:,1) = T1(:,1);

for i = 1:max(size(T1))
    Bavg(i,2) = mean(T1(i,2:nf));
end

figure()
plot(Bavg(:,1),Bavg(:,2),'k','markersize',2.5,'markerfacecolor','k');
grid on
axis([ (min(Bavg(:,1))) (max(Bavg(:,1))) ...
    (min(Bavg(:,2))-1) (max(Bavg(:,2))+1) ]);
h1=gca;
set(h1,'fontname','times new roman',...
    'fontsize',14,...
    'fontweight','normal',...
    'linewidth',2,...
    'xminor tick','on',...
    'yminor tick','on');
hx = xlabel('Time, sec');
hy = ylabel('Temperature, °C');
set(hx,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
set(hy,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
leg=legend('Normal distribution','Test results','location','northeast');
set(leg,'fontname','times new roman','fontsize',10,'fontweight',...
    'normal','linewidth',2);

taustepm = temporisposta(Bavg,tia,tfa,tit,tft,samplerate,1);

ver1=[-1:0.002:3];
or1=zeros(1,max(size(ver1)))+taustepm;

figure();
plot(xstep,ystep);
hold on
plot(taustep,tstep,'xr');
plot(or1,ver1,'k');

%%

figure()
plot(tauinj,tinj,'ks','markersize',5,'markerfacecolor','k')
hold on
plot(taustep,tstep,'ko','markersize',5,'markerfacecolor','k')
axis([(taustepavg-1) (tauinjavg+1) 0 (max(yinj)+.5)]);

```

```

grid on
h1=gca;
set(h1,'fontname','times new roman',...
     'fontsize',14,...
     'fontweight','normal',...
     'linewidth',2,...
     'xminor tick','on',...
     'yminor tick','on');
hx = xlabel('Response Time (\tau), sec');
hy = ylabel('f(x;\mu,\sigma)');
set(hx,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
set(hy,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
leg=legend('Flow step','Laser step','location','northeast');
set(leg,'fontname','times new roman','fontsize',10,'fontweight',...
     'normal','linewidth',2);
plot(xinj,yinj,'k','markersize',2.5,'markerfacecolor','k')
plot(xstep,ystep,'--k','markersize',2.5,'markerfacecolor','k')

```

### A3. TEMPCONV

Function che converte il segnale in tensione della termoresistenza in un segnale in temperatura.

```

function [T] = tempconv(A,av,E,n)

alfa = 0.00385
delta = 1.4999

for q = 1:n
    V(:,q) = A(:,q+1)./av;
    DR(:,q) = r0*4*V(:,q)./(E-2*V(:,q));
end

a = delta/10000;
b = -(1+delta/100);
C= DR./(r0*alfa);

T(:,1) = A(:,1);

for q = 1:n
    T(:,q+1) = (-b-sqrt(b^2-(4*a).*C(:,q)))./(2*a);
end

figure()
grid on
axis([ (min(T(:,1))) (max(T(:,1))) (min(T(:,2))-3) (max(T(:,2))+3) ]);
h1=gca;
set(h1,'fontname','times new roman',...
     'fontsize',14,...
     'fontweight','normal',...
     'linewidth',2,...
     'xminor tick','on',...
     'yminor tick','on');
hx = xlabel('Time, sec');
hy = ylabel('Temperature, °C');
set(hx,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');
set(hy,'fontname','times new roman','fontsize',14,'fontweight','normal');

```

```

leg=legend('Normal distribution','Test results','location','northeast');
set(leg,'fontname','times new roman','fontsize',10,'fontweight',...
'normal','linewidth',2);

for q = 1:n
    hold on
    plot(T(:,1),T(:,q+1),'k','markersize',2.5,'markerfacecolor','k');
    pause(1)
end

```

## A4. TEMPORISPOSTA

Function per ricavare il tempo di risposta da prove a gradino

```

function [tau] = temporisposta(T,tiamb,tfamb,titau,tftau,samplerate,n)

inia = tiamb*samplerate+1;
fina = tfamb*samplerate+1;

for q=1:n
    Trif(:,1) = T(inia:fina,q+1);
    Tavg(q,1) = mean(Trif);
    Tvar(q,1) = var(Trif);
end

init=titau*samplerate+1;
fint=tftau*samplerate+1;

trif = T(init:fint,1);

for q=1:n
    Ttc(:,1) = T(init:fint,q+1);

    L(:,1) = Ttc./Tavg(q,1);
    Z(:,q) = log(1-L(:,1));
    y = Z(:,q);
    x = trif(:,1);
    m = length(x);

    Sxx = sum(x.^2);
    Sxy = sum(x.*y);
    Sx = sum(x);
    Sy = sum(y);
    Dd = Sx^2-m*Sxx;
    Bb = (Sx*Sy-m*Sxy)/Dd;
    Aa = (Sx*Sxy-Sxx*Sy)/Dd;

    punti = max(size(x));
    xi = linspace(min(x),max(x),punti);
    yi = Bb*xi+Aa;

    figure();
    plot(x,y,'r',xi,yi,'b');
    xlabel('Time [s]','FontWeight','bold');
    ylabel('Z = ln (1-T(t)/Tamb)','FontWeight','bold');
    v = legend('dati acquisiti','dati interpolati',2);
    set(v,'Location','NorthEast');

```

```
tau(1,q) = real(-1/Bb);  
end
```

## APPENDICE B. BIBLIOGRAFIA.

---

1. E. O. Doebelin, *Strumenti e metodi di misura*, McGraw Hill, Milano, 2005.
2. G. Rossi, *Misure meccaniche e termiche – Basi teoriche e principali sensori e strumenti*, Carocci, Roma, 2010.
3. R. P. Benedict, P.E., *Fundamentals of temperature, pressure, and flow measurements – 3rd edition*, John Wiley & Sons, New York, 1984.
4. T. D. McGee, *Principles and methods of temperature measurements*, John Wiley & Sons, New York, 1988.
5. T. W. Kerlin, *Industrial Temperature Measurement*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, N.C., 1982
6. H. M. Hashemian, *Maintenance of Process Instrumentation in Nuclear Power Plants*, Springer, Berlin, 2006
7. T. J. Quinn, *Temperature – 2nd edition*, Academic Press, 1983.
8. R. Budwig and C. Quijano, *A new method for in situ dynamic calibration of temperature sensors*, Fluids, ASME, Vol. 77, New York, USA, 1989.
9. E. Schreck, B. Hiller and G. P. Singh, *Calibration of micron-size thermocouples for measurements of surface temperature*, Rev. Sci. Instrum. 64 (1), January 1993.
10. Z. H. P. Deheng and L. Jinhui, *A dynamic calibration system for transient surface temperature transducers*, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1994.
11. P. Castellini and G. L. Rossi, *Dynamic characterization of temperature sensors by laser excitation*, Rev. Sci. Instrum. 67 (7), July 1996.
12. B. Serio, Ph. Nika and J. P. Prenel, *Static and dynamic calibration of thin-film thermocouples by means of a laser modulation technique*, American Institute of Physics, 2000.
13. Z. Hanchang, H. Xiaojian, C. Weili and H. Liang, *Traceable dynamic calibration for high temperature sensors using CO<sub>2</sub> laser*, IEEE SENSORS 2006, EXCO, Daegu, Korea.
14. H. Lina, H. Xiaojian, Z. Hanchang and H. Liang, *Measurement on the performance of the CO<sub>2</sub> laser applied to dynamic calibration of surface temperature sensor*, IEEE, 2009.
15. Normativa IEC 60751/83, *Industrial platinum resistance thermometer sensors*.

16. G. Santucci, E. P. Tomasini, *Sugli errori di misura della temperatura di un liquido in moto in un condotto*, La Termotecnica, Vol. 8, 1978.
17. H. Ingason, *Investigation of thermal response of glass bulb sprinklers using plunge and ramp tests*, Fire Safety Journal 30, 1998.
18. J. W. Murdock, C. J. Foltz, C. Gregory, *A practical method of determining response time of thermometers in liquid baths*, Journal of Engineering for Power, January 1963.
19. R. Cipollone and G. d'Emilia, *An insight into specific aspect of the dynamic response of beaded thermocouples surface mounted*, Internal Report, Dip. Energetica Uni. Aquila, 1988
20. D. R. Keyser, *The dynamic response of thermometer-well assemblies*, Internal Report, Naval Ship Engineering Center, Philadelphia, 1968
21. Soonil Nam, *Predicting response times of fixed-temperature, rate-of-rise, and rate-compensated heat detectors by utilizing thermal response time index of detectors*, FM Global, Norwood
22. W. Minkina, *Theoretical and experimental identification of the temperature sensor unit step response non-linearity during air temperature measurement*, Sensors and Actuators, Vol. 78, 1999.
23. J. Yin, M. K. Jensen, *Analytic model for transient heat exchanger response*, International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 46, 2003.
24. Soonil Nam, L. P. Donovan, J. G. Kim, *Establishing heat detectors' thermal sensitivity index through bench-scale tests*, Fire Safety Journal, Vol. 39, 2004.
25. R. C. S. Freire, J. S. R. Neto, G. S. Deep, A. M. N. Lima, P. C. Lobo, *Experimental determination of the time constant of a thermoresistive sensor*, IEEE Xplore
26. R. Zimmerschied, R. Isermann, *Nonlinear time constant estimation and dynamic compensation of temperature sensors*, Control Engineering Practice Vol. 18, 2010.
27. H. M. Hashemian, *Temperature sensor diagnostics - Troubleshooting old technology devices takes high-tech tilt*, Temperature sensor diagnostics – ISA.
28. V. V. Semak, B. Damkroger and S Kempka, *Temporal evolution of the temperature field in the beam interaction zone during laser material processing*, J. Phys. D: Appl. Phys., Vol. 32, 1999.
29. R. Kingslake, R. B. Johnson, *Lens design fundamentals – 2nd edition*, Elsevier, Oxford, 2010.
30. M. Luise, G. M. Vitetta, *Teoria dei segnali – Terza edizione*, McGraw Hill, Milano, 2009.
31. F. Kreith, *The CRC Handbook of Thermal Engineering*, CRC Press, USA, 2000

32. M. Felli, *Lezioni di fisica tecnica – Volume secondo: trasmissione del calore, energia solare, ambiente globale*, Morlacchi Editore, Perugia, 2000.
33. G. Guglielmini, C. Pisoni, *Elementi di trasmissione del calore – Seconda edizione*, Casa Editrice Ambrosiana, 2004.
34. O. Svelto, *Principi dei Laser*, Tamburini, 1970
35. G. Luoni, *Taglio laser – Prontuario per il taglio dei metalli*, DTP Studio Editrice, Novara, 1999.
36. G. Luoni, *I diodi laser*, DTP Studio Editrice, Novara, 1999.
37. S. O. Kasap, *Optoelectronics and photonics: principles and fundamentals*, Prentice Hall, 2001
38. G. G. Gladush, *Physics of laser materials processing – Theory and experiment*, Springer, Berlin, 2011.
39. Y. Yashkir, M. Nantel, B. Hockley, *Numerical simulation of the laser dynamics and laser/matter interactions, and its applications for laser micro-machining*, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics IOS Press.
40. M. Sreckovic, J. Ilic, M. Davidovic, B. Djokic, Ž. Tomic, Z. Latinovic and D. Družijanic, *Laser interaction with material - theory, experiments and discrepancies*, Acta Physica Polonica A, Vol. 116, 2009.
41. Norma UNI CEI ENV 13005, *Guida all'espressione dell'incertezza di misura*.