

# Politecnico di Milano

V facoltà di ingegneria

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

Dipartimento di Elettronica e Informazione



## *Sistema ottico per la misura dell'umidità*

Relatore:  
Prof. Michele Norgia

Tesi di laurea di:  
Mascia Matteo  
Matr. N° 740232

Anno accademico 2011-2012

# INDICE:

<b>Introduzione</b>	4
<b>Capitolo 1: I laser</b>	6
1.1 Emissione spontanea, stimolata ed assorbimento	7
1.2 Concetto fisico del laser	11
1.3 Proprietà del fascio laser	14
1.4 Inversione di popolazione	18
<b>Capitolo 2: Protocolli di comunicazione</b>	22
2.1 Protocollo I <sup>2</sup> C	23
2.1.1 Specifiche elettriche del bus I2C	25
2.1.2 Comunicazioni sul bus I2C	29
2.2 RS-232	30
2.2.1 Il problema della comunicazione	30
2.2.2 Comunicazione su RS-232	33
2.3 RS-485	35
<b>Capitolo 3: Misuratore di umidità, progettazione hardware</b>	37
3.1 Funzionamento	38
3.2 Driver laser	42
3.3 Fotodiodo utilizzato	46
3.4 Ottica	48
3.5 Progetto supporto laser	49
3.6 Annullamento dell'offset	52
3.6.1 Principio di funzionamento	53
3.6.2 Parte circuitale	54
3.7 Estrazione del segnale utile	58
3.7.1 Principio di funzionamento	59
3.7.2 Parte circuitale	62
3.8 Misuratore di distanza	65
3.9 Interfacciamento con microcontrollore	67
3.9.1 Descrizione del microcontrollore	67
3.9.2 Alimentazione e programmazione	69
3.9.3 Clock	71

3.9.4 Configurazione	72
3.10 Modulo PWM	75
<b>Capitolo 4: Descrizione software</b>	<b>77</b>
4.1 Direttive	78
4.2 Dichiarazione variabili	81
4.3 Impostazione registri del microcontrollore	82
4.4 Annullamento dell'offset	84
4.5 Misura della distanza	88
4.6 Azionamento laser e integrazione	89
4.7 Misura dell'umidità	91
4.7.1 Algoritmo di misura	92
4.7.2 Taratura e invio al modulo PWM	96
4.7.3 Codice completo della misura	100
<b>Prove e risultati di misura</b>	<b>103</b>
<b>Possibili sviluppi futuri</b>	<b>105</b>
<b>Conclusione</b>	<b>106</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>108</b>
<b>Appendice</b>	<b>109</b>

# Introduzione

Le misure dinamiche *contact-less* hanno la caratteristica di non essere invasive e quindi non perturbare l'oggetto interessato. Questa particolarità li rende particolarmente utili in molte applicazioni di misura nelle quali è necessario mantenere una certa distanza dall'oggetto in questione. Questo è possibile tramite l'utilizzo dei laser e delle loro proprietà, che permettono di ottenere misure di varie grandezze fisiche con elevata precisione.

L'obiettivo di questa Tesi è quello di creare un misuratore di umidità relativa, applicabile in campo industriale, tramite le tecniche di assorbimento e riflessione delle lunghezze d'onda, in grado di misurare differenze di umidità relative nell'ordine dell'1%. Il punto di forza del dispositivo che andrò a presentare è il costo relativamente basso dei componenti utilizzati, che lo rende competitivo ed utilizzabile sul mercato; in commercio infatti esistono dispositivi che effettuano lo stesso tipo di misura, ma con costi decisamente più elevati.

Il lavoro di Tesi è stato suddiviso in 4 capitoli principali:

Nel primo capitolo vengono richiamate le basi teoriche del laser, come emissione stimolata, assorbimento, meccanismi di pompaggio degli elettroni, proprietà fisiche ed inversione di popolazione; concetti essenziali per avere una comprensione più profonda del funzionamento del dispositivo.

Nel secondo capitolo verranno descritti nel dettaglio i protocolli di comunicazione utilizzati per l'interfacciamento dei vari dispositivi; verranno analizzati il bus I<sup>2</sup>C ed i protocolli RS-232 ed RS-485.

Nel terzo capitolo verrà trattata la parte di progettazione hardware, analizzando ogni blocco costituente del misuratore ed il relativo circuito elettronico, soffermando l'attenzione anche sulla descrizione e l'utilizzo del microcontrollore. All'inizio di questo capitolo è presente un'introduzione al principio di funzionamento del dispositivo.

Nel quarto capitolo si discuterà della parte software necessaria per il funzionamento, con particolare attenzione alla configurazione del microcontrollore ed agli algoritmi di misura. Seguiranno i possibili sviluppi futuri del dispositivo e le conclusioni.

# Capitolo 1:

## I Laser

*Nel seguente capitolo verranno richiamati i concetti alla base del funzionamento dei laser come emissione stimolata, assorbimento, meccanismi di pompaggio degli elettroni, proprietà fisiche ed inversione di popolazione; concetti essenziali per avere una comprensione più profonda del funzionamento del dispositivo.*

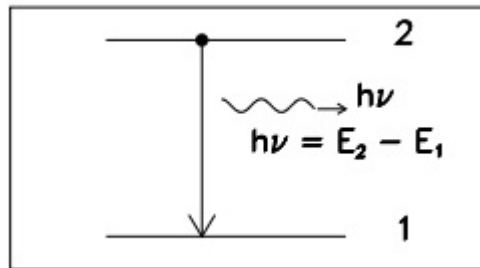
## 1.1 Emissione spontanea, stimolata ed assorbimento

Consideriamo due livelli energetici, 1 e 2, di un elettrone in un certo sistema quantistico (atomo, molecola, cristallo), di energie rispettivamente  $E_1$  ed  $E_2$  con  $E_1 < E_2$ . Per semplicità nei prossimi paragrafi parleremo di un atomo e supporremo che il livello 1 sia lo stato fondamentale, cioè lo stato di minima energia consentita per l'atomo, e che il sistema sia inizialmente nel livello eccitato 2. Poiché  $E_2 > E_1$  l'atomo tende a decadere al livello 1. La corrispondente differenza di energia  $E_2 - E_1$  deve essere ceduta dall'atomo. Quando questa energia viene liberata sotto forma di un'onda elettromagnetica il processo viene chiamato emissione spontanea o radiativa: esso corrisponde all'emissione di un fotone di energia:

$$h\nu = E_2 - E_1$$

e quindi di frequenza

$$\nu = (E_2 - E_1)/h$$



*Figura 1.1 Processo di emissione spontanea*

L'emissione radiativa è uno dei due modi secondo cui l'atomo può decadere: il decadimento, infatti, può avvenire anche per via non radiativa, nel qual caso la differenza di energia  $E_2 - E_1$  viene ceduta secondo una forma diversa da un'onda em, per esempio come energia cinetica o interna degli atomi circostanti.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

In un sistema formato da molti atomi uguali, nel quale, ad un certo istante,  $N_2$  atomi per unità di volume si trovano sul livello 2, la probabilità di decadimento per emissione spontanea per unità di tempo e di volume, ovvero la velocità di decadimento per unità di volume, è data dalla relazione:

$$\left(\frac{dN_2}{dt}\right)_{spont} = -AN_2$$

dove  $N_2$  è il numero di atomi nello stato 2 per unità di volume e il coefficiente  $A$  è chiamato probabilità per unità di tempo o densità di probabilità di emissione spontanea del singolo atomo e prende anche il nome di coefficiente  $A$  di Einstein. Chiamando vita media per emissione spontanea,  $\tau_{sp}$ , l'intervallo di tempo dopo il quale la probabilità di trovare il singolo atomo sul livello 2 (ovvero dopo il quale il numero di atomi sul livello 2) si è ridotta di un fattore  $1/e$  ( $e$  = numero di Nepero), a causa del processo di emissione spontanea, il coefficiente di Einstein è l'inverso della vita media:

$$A = \frac{1}{\tau_{spont}}$$

Consideriamo ora ancora la situazione in cui l'atomo si trova nello stato 2, ma è investito da un'onda elettromagnetica di frequenza  $\nu$ , uguale alla frequenza atomica. C'è una probabilità finita che l'onda forzi l'atomo ad effettuare la transizione  $2 \rightarrow 1$  (emissione stimolata), mediante l'emissione di un'onda em che si aggiunge a quella incidente.

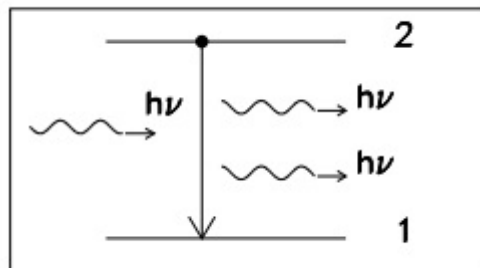


Figura 1.2 Processo di emissione stimolata



## Sistema ottico per la misura dell'umidità

C'è una differenza sostanziale rispetto al caso dell'emissione spontanea, in cui l'onda emessa da un atomo non ha nessuna relazione di fase definita con quella emessa da un altro atomo e può essere emessa in qualsiasi direzione. Nell'emissione stimolata, poichè il processo è forzato dall'onda em incidente, l'emissione di ogni atomo avviene in fase con l'onda incidente e nella stessa direzione. Possiamo anche in questo caso scrivere:

$$\left(\frac{dN_2}{dt}\right)_{stim} = -W_{21}N_2$$

dove  $W_{21}$  è detta densità di probabilità di transizione stimolata del singolo atomo.  $W_{21}$  dipende dall'intensità dell'onda incidente tramite la relazione:

$$W_{21} = \sigma_{21}F$$

dove  $F$  è il flusso di fotoni dell'onda incidente e  $\sigma_{21}$  è la sezione d'urto per emissione stimolata, cioè la probabilità di transizione stimolata per singolo fotone incidente e per singolo atomo. Il flusso  $F$  si misura in numero di fotoni  $\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ ,  $\sigma_{21}$  si misura in  $\text{cm}^2$ ; di solito si usa il suo sottomultiplo barn:  $1\text{barn}=10^{-24}\text{cm}^2$ .

Consideriamo, infine, il processo di assorbimento, sempre fra i due livelli 1 e 2: in esso il sistema, che si trova inizialmente nello stato fondamentale 1, assorbe un fotone incidente di frequenza  $\nu$ , pari alla frequenza atomica, e si porta sul livello eccitato 2.

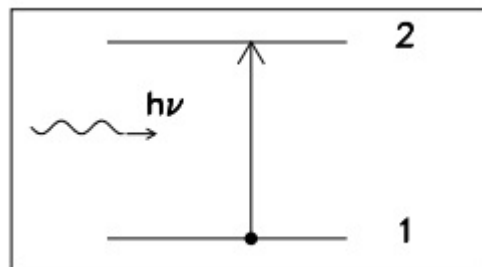


Figura 1.3 Processo di assorbimento

Si può scrivere:

$$\left(\frac{dN_1}{dt}\right) = -W_{12}N_1$$

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

dove  $W_{12}$  è la probabilità di assorbimento per unità di tempo o velocità di assorbimento e si è indicato con  $N_1$  il numero di atomi nello stato 1 per unità di volume, e dove

$$W_{12} = \sigma_{12}F$$

con  $\sigma_{12}$  la sezione d'urto di assorbimento. All'inizio del ventesimo secolo Einstein ha dimostrato che (per livelli non degeneri):

$$\sigma_{12} = \sigma_{21} = \sigma$$

Il numero di atomi per unità di volume in un certo livello,  $N$ , verrà chiamato la popolazione di quel livello. Nel sistema internazionale  $N$  è espresso in (numero di stati)  $m^{-3}$  ed assume solitamente valori molto elevati, da  $\sim 10^{15} m^{-3}$  a  $\sim 10^{27} m^{-3}$ .

Abitualmente ci si riferisce, per praticità, ad  $1cm^3$  come unità di volume e, conseguentemente,  $N$  varia da  $\sim 10^9 cm^{-3}$  a  $\sim 10^{21} cm^{-3}$ .

### 1.2 Concetto fisico del laser

Consideriamo ora un'onda piana di intensità (numero di fotoni equivalenti)  $I=h\nu F$ , che viaggia in un certo materiale, lungo l'asse  $z$ , e siano  $N_1$  e  $N_2$  le popolazioni degli atomi nei livelli 1 e 2 dello stesso materiale. La frequenza  $\nu$  dell'onda piana sia pari alla frequenza atomica del materiale, cioè sia  $h\nu=E_2-E_1$ . L'intensità dell'onda subirà una variazione  $dI = h\nu dF$  man mano che questa si propaga nel mezzo.

Consideriamo solo i processi di emissione stimolata, che per ogni fotone incidente "aggiunge" un altro fotone nella stessa direzione di quello incidente, e di assorbimento che "toglie" un fotone incidente. Il numero di fotoni aggiunti e tolti, per unità di tempo, è dato dalle equazioni viste nel paragrafo precedente, cambiate di segno.

Si ha quindi che:

$$dF = \sigma F(N_2 - N_1)dz$$

e si vede che il materiale si comporta come un amplificatore ( $dF/dz > 0$ ) se  $N_2 > N_1$ , mentre si comporta come un assorbitore ( $dF/dz < 0$ ) se  $N_2 < N_1$ . Basta ricordare che le popolazioni dei livelli sono descritte, nel caso dell'equilibrio termico, dalla statistica di Boltzmann:

$$\frac{N_1^e}{N_2^e} = e^{\frac{-(E_2-E_1)}{kT}}$$

dove si sono indicate con  $N_1^e$  e  $N_2^e$  le popolazioni dei due livelli all'equilibrio, per capire che, in caso di equilibrio termico,  $N_2 < N_1$  e quindi il materiale agisce come un assorbitore. Per  $E_2-E_1=1\text{eV}$ , caso delle transizioni ottiche,  $N_1^e/N_2^e \sim 10^{-18}$  a temperatura ambiente.

Se si riesce a raggiungere una condizione di non equilibrio per cui c'è una inversione di popolazione, cioè una situazione in cui le popolazioni dei due livelli soddisfano alla condizione  $N_2 > N_1$ , che è l'inversa di quella all'equilibrio termodinamico, il materiale agirà come un amplificatore alla frequenza  $\nu$ .

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

Un materiale con un' inversione di popolazione verrà detto materiale attivo. Se la separazione in energia  $E_2 - E_1$  fra i due livelli in esame corrisponde ad una frequenza  $\nu$  nel campo delle microonde, l'amplificatore così ottenuto si chiama amplificatore MASER (Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation). Se, invece, la frequenza  $\nu$  cade nel campo delle frequenze ottiche, l'amplificatore così ottenuto si chiama amplificatore LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation).

Per ottenere un oscillatore, cioè un generatore di radiazione, da un amplificatore, che non genera radiazione ma la amplifica solamente, è necessario introdurre una controreazione positiva; nel caso del laser essa viene ottenuta di solito ponendo il materiale attivo tra due specchi, ad esempio piani e paralleli, dotati di alta riflettività.

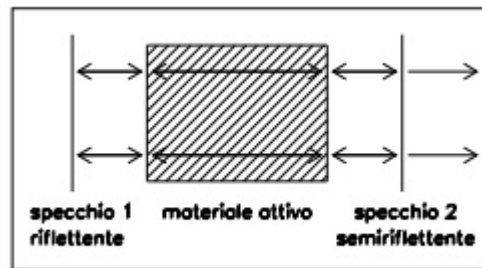


Figura 1.4 Schema del materiale attivo posto tra due specchi.

Un'onda piana di frequenza  $\nu$  nel visibile viaggerà avanti e indietro attraverso il materiale attivo e verrà amplificata ad ogni passaggio. Parte della luce potrà venire estratta se uno degli specchi è semitrasparente, come lo specchio 2 in figura. Si avrà oscillazione, cioè generazione di radiazione, quando l'inversione  $N_2 - N_1$  è tale che il guadagno per passaggio nel materiale attivo compensi le perdite per passaggio, ad esempio le perdite allo specchio 2 semiriflettente.

Si può verificare subito che esiste una condizione di soglia per il funzionamento del laser. Dette  $R_1$  e  $R_2$  le riflettanze dei due specchi ed  $l$  la lunghezza del materiale attivo, deve essere per la soglia:

$$R_1 R_2 e^{2\sigma(N_2 - N_1)l} = 1$$

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

dove  $e^{2\sigma(N_2-N_1)l}$  rappresenta il guadagno per il doppio passaggio (rapporto tra il numero di fotoni presenti dopo il doppio passaggio e quello iniziale) e  $R_1R_2$  rappresenta la perdita nel doppio passaggio, dovuta alle trasmittanze degli specchi. Si osservi che la trasmittanza dello specchio 2, semiriflettente, è l'elemento che permette di estrarre un fascio laser utilizzabile al di fuori della cavità formata dai due specchi:  $(1 - R_2)$  rappresenta la frazione di energia (ovvero di fotoni) che non viene riflessa indietro nella cavità.

Dall'equazione si vede che la soglia viene raggiunta quando l'inversione di popolazione  $N_2-N_1$  raggiunge un valore critico, detto inversione critica.

Essa corrisponde alla situazione in cui le perdite per doppio passaggio equilibrano il guadagno corrispondente. Una volta raggiunta l'inversione critica l'oscillazione parte per effetto dell'emissione spontanea da parte degli atomi del materiale attivo.

### 1.3 Proprietà del fascio laser

Le caratteristiche più peculiari del fascio di uscita di un laser sono:

- **Monocromaticità**

Tale proprietà è una conseguenza di due fatti concomitanti: solo un'onda elettromagnetica di frequenza  $\nu = (E_2 - E_1)/h$  può essere amplificata e, costituendo i due specchi una cavità risonante, si potrà avere oscillazione solo alle frequenze caratteristiche di risonanza della cavità. La seconda circostanza porta ad una larghezza di riga del laser molto minore (anche 10 ordini di grandezza per cavità ultrastabili) della normale larghezza della transizione  $2 \rightarrow 1$ , così come osservata nell'emissione spontanea.

- **Coerenza**

Ricordiamo che si suole parlare di coerenza spaziale e coerenza temporale.

– *Coerenza spaziale*

Dati due punti P1 e P2 del fronte d'onda al tempo  $t_0$  di un'onda em, si indichino con E1 e E2 i rispettivi campi elettrici. Per definizione di fronte d'onda, la differenza di fase tra i due campi elettrici al tempo  $t_0$  sarà zero. Se tale differenza di fase rimane zero a qualsiasi istante t, i due punti si diranno coerenti. Se questo avviene qualunque siano i due punti sul fronte d'onda, si dirà che l'onda em possiede coerenza spaziale perfetta. In realtà per un qualsiasi punto P1 il punto P2 deve essere contenuto entro un'area finita S contenente P1. In questo caso si dirà che l'onda possiede coerenza spaziale parziale e per ogni punto P si può introdurre un'area di coerenza opportunamente definita.

– *Coerenza temporale*

In un generico punto P dello spazio si consideri il campo elettrico dell'onda em al tempo t ed al tempo  $(t + \tau)$ . Se la differenza di fase tra E(t) ed E(t +  $\tau$ ) rimane costante per qualunque t e se questo avviene per  $0 \leq \tau \leq \tau_0$ , si dirà che l'onda em possiede coerenza temporale parziale con un tempo di coerenza pari a  $\tau_0$ ; se, invece, la differenza di fase rimane costante anche per qualunque

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

valore di  $\tau$ , si dice che l'onda em possiede coerenza temporale perfetta. Un esempio di onda em coerente per un tempo  $\tau_0$  è indicato nella figura seguente: in essa è rappresentato un campo elettrico di tipo sinusoidale con salti di fase ad ogni intervallo di tempo in media pari a  $\tau_0$ .

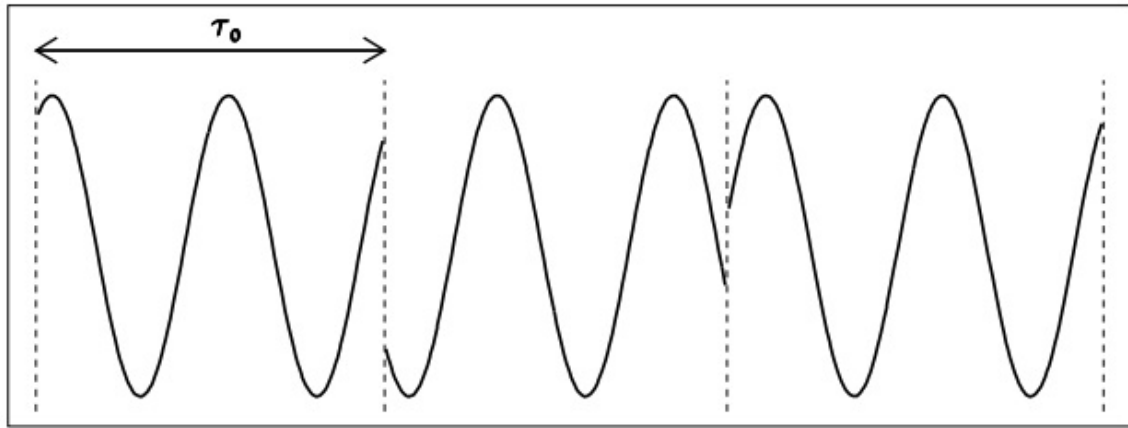


Figura 1.5 Onda elettromagnetica con coerenza temporale parziale pari a  $\tau_0$

E bene notare che i due concetti di coerenza spaziale e temporale sono distinti e che, ad esempio, un'onda em può possedere una parziale coerenza temporale pur essendo perfettamente coerente da un punto di vista spaziale. Se, infatti, la stessa onda della figura precedente rappresenta sia il campo elettrico in P1 che in P2 del fronte d'onda, l'onda em sarà spazialmente coerente pur essendo parzialmente coerente da un punto di vista temporale.

### • Direzionalità

Questa proprietà è una conseguenza del fatto che il materiale attivo è posto essenzialmente in una cavità risonante costituita da due specchi. Infatti, solo un'onda em che si propaghi nella direzione ortogonale agli specchi (o in una direzione ad essa molto vicina) potrà oscillare.

Consideriamo dapprima un fascio laser che possieda coerenza spaziale perfetta. La divergenza intrinseca di un fascio laser, dovuta alla diffrazione di un fascio elettromagnetico di sezione trasversa (circolare) finita, è data dal rapporto  $\theta_d = \beta\lambda/D$ , dove  $\theta_d$  è l'angolo di divergenza indicato nella figura seguente,  $\lambda$  è la lunghezza d'onda della radiazione,  $D$  è il diametro del fascio

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

luminoso e  $\beta$  è un fattore numerico dell'ordine dell'unità che dipende dalla forma della distribuzione di ampiezza e da come vengono definiti la divergenza e il diametro del fascio.

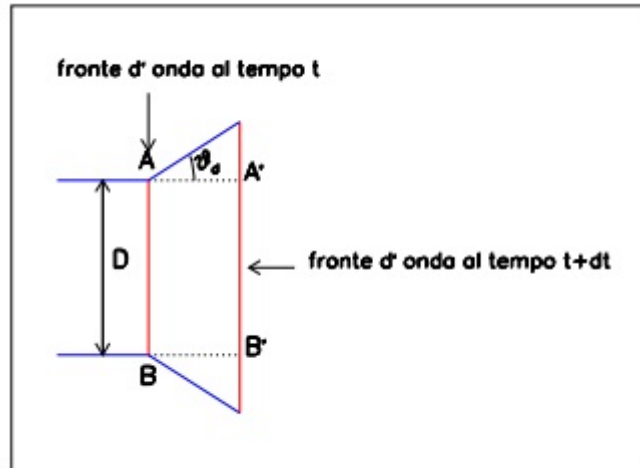


Figura 1.6 Schema dell'angolo di divergenza

In questo caso si parla di un fascio laser limitato per diffrazione. Se si considera un fascio laser con lunghezza d'onda  $\lambda = 630 \text{ nm}$  (rosso) e con diametro pari a 3 mm, si ottiene, per  $\beta = 1$ ,  $\theta_d \sim 2 \cdot 10^{-4} \text{ rad}$ , ovvero un incremento del diametro pari a  $2 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$  per ogni metro di propagazione, valore estremamente piccolo!

Se il fascio laser è solo parzialmente coerente dal punto di vista spaziale, l'area di coerenza  $S$  si comporta come elemento diffrangente per cui la divergenza del fascio risulta essere  $\theta_d = \beta \lambda / S^{1/2}$ , maggiore di quella di un fascio laser limitato per diffrazione.

La direzionalità del fascio luminoso che emerge da una cavità laser aumenta, poi, con la lunghezza della cavità stessa per ragioni geometriche.



## Sistema ottico per la misura dell'umidità

- **Brillanza**

Ricordiamo che si definisce brillanza la potenza emessa da una sorgente di onde em per unità di superficie e per unità di angolo solido. Più precisamente:  $dP = B \cos\theta \cdot dS \cdot d\Omega$ , dove  $dP$  è la potenza emessa da un elemento di superficie  $dS$  entro l'angolo solido  $d\Omega$  centrato all'angolo  $\theta$  rispetto alla normale all'elemento di superficie. Per una sorgente isotropa, o da Lambert, la brillanza  $B$  è una costante. In genere,  $B$  può dipendere da  $\theta$ . Un fascio laser ha una brillanza molto grande come conseguenza del fatto che il fascio è collimato. Al limite,  $B$  per un fascio laser ideale potrebbe essere assimilata ad una  $\delta$  di Dirac.

### 1.4 Inversione di popolazione

Resta a questo punto da vedere come si riesca a generare una inversione di popolazione. La prima idea che potrebbe venire in mente per generare un'inversione di popolazione è di investire il sistema a due livelli con una intensa onda em a frequenza  $\nu = (E_2 - E_1)/h$ . Infatti, siccome all'equilibrio termodinamico ci sono più atomi sul livello 1 che sul livello 2, prevarrà il fenomeno dell'assorbimento su quello dell'emissione stimolata. Quindi l'onda em porterebbe più atomi dal livello 1 al livello 2 che non dal livello 2 al livello 1 e si potrebbe in questo modo sperare di produrre una inversione di popolazione. Si vede, però, subito che un tale sistema non può funzionare, almeno in regime continuo. Al momento, infatti che si raggiunga l'equalizzazione delle due popolazioni, cioè  $N_1 = N_2$ , si vede che vengono a bilanciarsi i fenomeni di assorbimento ed emissione stimolata ed il materiale diventa trasparente (cioè il numero di fotoni assorbiti per unità di è uguale al numero di fotoni emessi per emissione stimolata). Utilizzando dunque solo i due livelli 1 e 2 non è possibile generare tra essi un'inversione di popolazione.

Per poter realizzare l'inversione è necessario operare con dei sistemi atomici (e non solo atomici) per i quali sia possibile utilizzare tre o più livelli e si parlerà di laser a tre o quattro livelli a seconda del numero di livelli utilizzati. Lo schema di principio di operazione di tali sistemi è riportato nella figura seguente.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

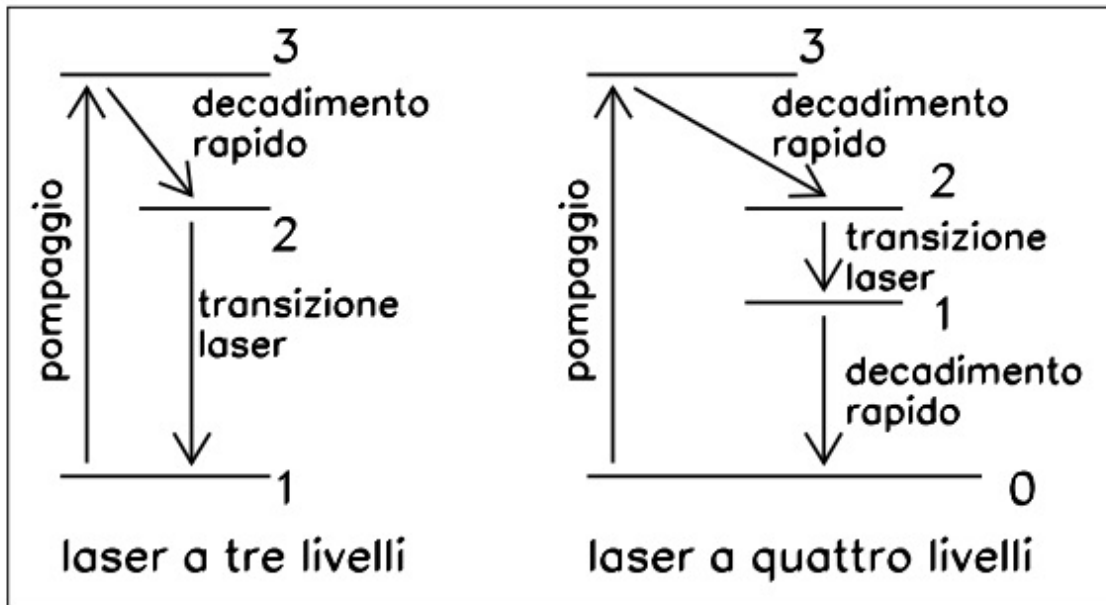


Figura 1.7 Schema di laser a tre livelli e laser a quattro livelli

Nel laser a tre livelli si portano, in maniera opportuna, atomi dal livello 1 al livello 3; se il materiale in esame è tale che, una volta che un atomo sia portato sul livello 3, esso decada rapidamente sul livello 2, si potrà in questo modo ottenere una inversione di popolazione tra i livelli 1 e 2.

È più facile ottenere l'inversione di popolazione in un laser a quattro livelli che in uno a tre livelli. Per comprendere il motivo di ciò, si deve notare, innanzitutto, che le differenze di energia tra tutti i livelli in esame corrispondono a frequenze nel campo ottico; dalla statistica di Boltzmann si ricava che, all'equilibrio termodinamico, tutti gli atomi sono praticamente sul livello energetico più basso, essendo le differenze di energia  $E_2 - E_1$  molto maggiori di  $kT$  (a temperature ordinarie). Se perciò chiamiamo  $N$  il numero di atomi per unità di volume, in condizioni di equilibrio essi si troveranno tutti sul livello 1. Cominciamo ora a portare atomi dal livello 1 al 3. Essi si riverseranno subito su 2 e, se il decadimento fra 3 e 2 è sufficientemente rapido, il livello 3 sarà sempre praticamente vuoto. In queste condizioni occorrerà innanzi tutto portare sul livello 2 metà degli atomi.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

Da questo punto in poi, un qualsiasi altro atomo che venga portato dal livello 1 al livello 3 sarà utile ai fini dell'inversione di popolazione.

Nel caso del laser a quattro livelli, essendo anche il livello 1 vuoto, il primo atomo che venga portato sul livello 3 e quindi sul livello 2 produrrà subito un'inversione di popolazione fra i livelli 1 e 2. Perché poi il sistema a quattro livelli continui a funzionare come tale durante l'azione laser, occorre che anche la transizione fra 1 e 0 sia molto rapida. Infatti, durante l'azione laser, gli atomi si riportano dal livello 2 sul livello 1, da cui è necessario che siano rimossi rapidamente se si vuole continuare a tenere spopolato il livello 1. Ottimi candidati per funzionare come materiali attivi laser saranno perciò quei materiali per i quali le condizioni imposte per le varie transizioni siano verificate.

La discussione precedente indica che, quando possibile, è più conveniente cercare materiali attivi che operino secondo uno schema a 4 livelli piuttosto che a 3 livelli, così come si può pensare di usare schemi con più di 4 livelli. Bisogna osservare che il termine 4 livelli viene usato per ogni laser nel quale il livello più basso della transizione laser è essenzialmente vuoto poiché si trova al di sopra dello stato fondamentale di molti  $kT$ . Allora se i livelli 2 e 3 sono lo stesso livello, si ha uno schema a 4 livelli nel senso suddetto, pur avendo solo 3 livelli.

Di recente ha assunto notevole importanza una nuova categoria di laser, i cosiddetti laser a quasi tre livelli. In questo caso lo stato fondamentale è costituito da un insieme di molti sottolivelli fitti e il livello 1 della transizione laser è uno di questi sottolivelli. Per questi laser il livello 1 è un sottolivello dello stato fondamentale ed il livello 0 è il più basso dei sottolivelli del livello fondamentale. Se i sottolivelli dello stato fondamentale sono accoppiati da processi di decadimento, per esempio non radiativi, le popolazioni di tali sottolivelli sono sempre in equilibrio termico. Se la separazione energetica dei livelli 1 e 0 è confrontabile con  $kT$ , c'è sempre una popolazione non nulla sul livello 1 e il laser si comporta in una maniera intermedia tra gli schemi a 3 e 4 livelli.

Il processo con cui atomi vengono portati da 1 a 3 (per i tre livelli) e da 0 a 3 (per i quattro livelli) è detto pompaggio.

## **Capitolo 2**

# **Protocolli di comunicazione**

*In questo capitolo verranno descritti i principi di funzionamento dei protocolli di comunicazione utilizzati tra i dispositivi interni al progetto, per la comunicazione e l'interfacciamento con eventuali dispositivi esterni.*

### 2.1 Protocollo I<sup>2</sup>C

Il protocollo I<sup>2</sup>C è uno standard ideato dalla Philips, che ne possiede per altro la proprietà.

Venne ideato nel 1980 per superare le difficoltà inerenti all'utilizzo di bus paralleli per la comunicazione tra un'unità di controllo e le varie periferiche. Le soluzioni che vengono adottate per permettere la comunicazione tra un microcontrollore e le periferiche esterne fanno generalmente uso di una comunicazione parallela. Per tale ragione il bus su cui deve viaggiare l'informazione è costituito da molti fili. Fin quando bisogna collegare una sola periferica al microcontrollore i problemi legati alla presenza di molte linee possono essere tenuti sotto controllo. Qualora le periferiche dovessero essere più di una, far giungere il bus ad ogni periferica può diventare un problema.

Un semplice bus ad otto linee comporta comunque la presenza ad ogni integrato di almeno altrettanti pin necessari per la comunicazione. Questo significa che le dimensioni dell'integrato vengono ad essere dipendenti dalla dimensione del bus stesso. Ciò comporta che lo stesso PCB sul quale andrà montato l'integrato sarà più grande e quindi più costoso.

Questi problemi vengono interamente superati dal bus I<sup>2</sup>C, che permette una comunicazione tra periferiche con due sole linee; questa è la ragione per cui non è raro avere integrati con bus I<sup>2</sup>C a soli otto pins. I<sup>2</sup>C bus è uno standard seriale che a differenza del protocollo RS232, che permette un collegamento punto punto tra due sole periferiche, permette di collegare sullo stesso bus un numero elevato di periferiche, ognuna individuata da un proprio indirizzo.

La possibilità di poter collegare più periferiche sullo stesso bus è permesso anche dal bus CAN. Quest'ultimo protocollo è stato ideato per operare in ambienti particolarmente rumorosi e in cui si debba raggiungere un grado di sicurezza nella trasmissione dati particolarmente elevata. Per tali ragioni il bus CAN è ormai accettato come standard in ambito automobilistico, per mettere in comunicazione i vari dispositivi elettronici che sempre più

frequentemente vengono installati a bordo. Un notevole vantaggio dei dispositivi che fanno uso del bus I<sup>2</sup>C è quello della loro semplicità d'uso. Infatti tutte le regole del protocollo che bisogna rispettare per una corretta comunicazione vengono gestite a livello hardware, dunque il progettista non si deve preoccupare di nulla. Da quando è nato, tale protocollo è stato aggiornato al fine di adeguarlo alle diverse esigenze che il mondo dell'elettronica andava mostrando. Tutte le modifiche apportate sono sempre state compatibili dall'alto verso il basso, ovvero gli integrati che soddisfano gli ultimi standard possono comunicare sempre con gli integrati della generazione precedente. La prima versione del bus I<sup>2</sup>C permette di trasmettere fino a 100kbit/s (modalità standard). Questa velocità è stata portata a 400kbit/s nelle modifiche apportate nel 1992 (modalità veloce). Nel 1998 la velocità è stata portata fino a 3.4Mbit/s (modalità ad alta velocità). Non necessariamente gli integrati di ultima generazione devono rispettare la modalità ad alta velocità. Le periferiche che fanno uso del bus I<sup>2</sup>C per comunicare con un'unità di controllo sono: memorie, real time clock calendar, LCD, potenziometri digitali, convertitori A/D, sintonizzatori radio, sensori per la temperatura, controllori audio e molto altro. Si capisce dunque che le possibilità di scelta da parte del progettista sono notevoli. Un altro vantaggio che permette di raggiungere il bus I<sup>2</sup>C è quello di poter aggiungere o togliere delle periferiche dal bus senza influenzare il resto del circuito. Questo si traduce in una facile scalabilità verso l'alto del sistema, ovvero si può migliorare un sistema aggiungendo nuove caratteristiche senza dover toccare l'hardware.



### 2.1.1 Specifiche elettriche del bus I<sup>2</sup>C

Il bus I<sup>2</sup>C è un bus seriale che necessita di sole due linee nominate SDA (Serial Data) e SCL (Serial Clock) più la linea di massa. Ambedue le linee sono bidirezionali. La prima è utilizzata per il transito dei dati che sono in formato ad 8 bit, mentre la seconda è utilizzata per trasmettere il segnale di clock necessario per la sincronizzazione della trasmissione. Il bus I<sup>2</sup>C permette la connessione di più periferiche su uno stesso bus ma permette la comunicazione tra due soli dispositivi alla volta. Chi trasmette le informazioni è chiamato trasmettitore mentre chi le riceve è chiamato ricevitore. L'essere il trasmettitore o il ricevitore non è una posizione fissa, ovvero, un trasmettitore può anche divenire ricevitore in una differente fase della trasmissione dati. In ogni comunicazione è invece fissa la posizione del cosiddetto Master (Padrone) e del cosiddetto Slave (Schiavo). Il Master è il dispositivo che inizia la comunicazione ed è lui a terminarla, lo slave può solo ricevere o trasmettere informazioni su richiesta del Master.

Non tutti i dispositivi possono essere dei Master del bus I<sup>2</sup>C. Per esempio una memoria per il mantenimento dei dati non sarà un Master del bus, mentre è ragionevole supporre che un microcontrollore lo possa essere.

Su uno stesso bus è inoltre possibile la presenza di più Master, ma solo uno alla volta ricoprirà questo ruolo. Se per esempio due microcontrollori iniziano una comunicazione, anche se potenzialmente potrebbero essere ambedue dei Master, solo uno lo sarà, in particolare il Master sarà quello che ha iniziato la comunicazione, mentre l'altro sarà uno slave. Ogni periferica inserita nel bus I<sup>2</sup>C possiede un indirizzo che sul bus la individua in modo univoco. Questo indirizzo può essere fissato dal produttore in sede di fabbricazione o parzialmente fissato dal progettista. L'indirizzo è costituito da 7 bit nelle versioni standard o da 10 bit nelle versioni estese. Nel caso di indirizzamento a 7 bit si avrebbe potenzialmente la possibilità di indirizzare 128 periferiche mentre nel caso di 10 bit si avrebbe la possibilità di indirizzare fino a 1024 periferiche.

Il numero di periferiche ora citate non sono comunque raggiungibili dal momento che alcuni indirizzi, come si vedrà, sono riservati a funzioni speciali.

Nel caso in cui l'indirizzo che l'integrato ha all'interno del bus I2C venga fissato dall'industria, conduce al fatto che su un bus non potranno essere presenti due integrati dello stesso tipo. Questa soluzione viene generalmente scelta per per i real time clock calendar, ovvero per gli orologi. E' ragionevole infatti presumere che in un circuito, e in particolare sullo stesso bus, sia presente un solo orologio che mantenga ora e data. Tale scelta porta il vantaggio che l'integrato potrà avere meno pin.

Per tale ragione in questo caso sia ha la possibilità di impostare l'indirizzo dell'integrato intervenendo su alcuni bit. Ad esempio la memoria 24LC256 della Microchip possiede tre pin in uscita nominati A0, A1, A2, per mezzo dei quali è possibile impostare i tre bit meno significativi dell'indirizzo che caratterizza la memoria. Questo significa che sarà possibile mettere fino ad otto memorie dello stesso tipo sullo stesso bus. Il numero di pin disponibili al progettista, per modificare l'indirizzo, varia a seconda dell'applicazione dell'integrato. Un limite sul numero massimo di periferiche che è possibile connettere sul bus è dunque imposto dall'indirizzo. Un vincolo molto più stringente è imposto dalla capacità totale della linea che deve essere limitata a non più di 400pF. Il valore di questa capacità viene a dipendere dal numero di dispositivi e dalla lunghezza del bus stesso. Potenzialmente, dal momento che una linea tipicamente introduce una capacità parassita di circa 80pF/m, potrà essere lunga fino a 5m.

Il limite imposto dalla capacità viene a dipendere dalla velocità con cui devono avvenire le transizioni dei bit dal livello basso al livello alto (rise time).

Qualora si debbano raggiungere distanze maggiori, o il numero dei dispositivi è così elevato da superare tale capacità, è possibile spezzare il bus, in due o più parti, per mezzo di ripetitori. Da quanto appena esposto si comprende che un bus che possa funzionare a 100kbit/s non necessariamente deve lavorare a tale frequenza.

Sarà il Master, opportunamente impostato, a scandire il sincronismo e dunque la velocità di trasmissione. La necessità di dividere il bus in due la si può avere anche nel caso in cui siano presenti dispositivi con diversi standard di velocità. La divisione del bus è necessaria solo nel caso in cui si voglia far comunicare le periferiche a più alta velocità al loro massimo. Nel caso ci si adegua alla periferica più lenta non è necessario dividere il bus. Gli integrati che sfruttano I<sup>2</sup>C possono lavorare a diverse tensioni, dai tipici 5V a 3.3V ed anche 2.5V permettendo consumi così ridotti da poter essere montati anche sui dispositivi portatili alimentati a batteria. Nel caso si debba far comunicare periferiche, che certamente staranno in due distinti bus, che lavorano a tensioni differenti, è necessario porre un ponte tra i due bus al fine di permettere un corretta comunicazione.

Ultima nota, prima di vedere come avviene una comunicazione sul bus I<sup>2</sup>C, riguarda le linee SDA e SCL. Queste linee devono essere implementate per mezzo di uscite open drain o open collector. Questa nota è particolarmente importante qualora si voglia implementare il protocollo I<sup>2</sup>C interamente per via software. Tale caratteristica rende necessaria una resistenza di pull up per ogni linea, ovvero di una resistenza collegata tra la linea e V<sub>cc</sub>. Questo significa che quando le linee SDA e SCL non sono utilizzate, sono a livello alto.

Valori tipici per le resistenze di pull up sono compresi tra 2k $\Omega$  e 10k $\Omega$ . Il primo valore è utilizzato per un bus fino a 400kbit/s mentre il secondo per velocità fino a 100kbit. Il valore corretto viene comunque a dipendere, oltre che dalla frequenza di trasmissione, anche dalla capacità totale di linea. Nel caso di trasmissioni a 100kbit/s la resistenza pull up è sufficiente fino a capacità totali di linea pari a 400pF. Nel caso di velocità a 400kbit/s la resistenza di pull up è sufficiente fino a capacità totali di linea non superiori a 200 pF, mentre per velocità a 3.4Mbits/s la resistenza è idonea fino a capacità non superiori a 100 pF.

Cosa significa questo limite? Il problema della capacità di linea è legato al tempo di salita con cui si riesce ad ottenere una variazione dal livello logico basso a livello logico alto. Nel caso in cui si faccia uso di una resistenza, i fronti

di salita hanno un andamento esponenziale tipico, della carica e scarica di un condensatore.

All'aumentare della capacità, il tempo di salita tende a degradarsi a tal punto da non rispettare più le specifiche elettriche I<sub>2</sub>C. Per porre rimedio a questo limite bisogna porre, in sostituzione della resistenza di pull up, un generatore di corrente costante. Tale generatore, avendo una corrente indipendente dal livello di carica della capacità di linea, provvederà a far ottenere dei fronti di salita la cui pendenza rimane costante.

### 2.1.2 Comunicazioni sul bus I<sup>2</sup>C

Vediamo ora come avviene una comunicazione su di un bus I<sup>2</sup>C. Come detto solo le periferiche che possono essere dei Master possono avviare una comunicazione. Supponiamo che un microcontrollore voglia leggere da una memoria esterna collegata al bus I<sup>2</sup>C dei dati precedentemente memorizzati.

Le fasi che devono essere seguite sono le seguenti:

1. Il Master controlla se le linee SDA e SCL non siano attive, ovvero siano poste ambedue a livello alto.
2. Se il bus è libero invia il messaggio che fa capire alle altre periferiche che il bus è ora occupato. Le altre periferiche si metteranno allora in ascolto per comprendere con chi il Master ha intenzione di comunicare.
3. Il Master provvede all'invio del segnale di sincronizzazione sulla linea SCL, che sarà rappresentato da un onda quadra, non necessariamente periodica.
4. Il Master invia l'indirizzo della periferica con la quale vuole parlare.
5. Il Master segnala poi se la comunicazione che vuole intraprendere verso la periferica è di lettura o scrittura.
6. Il Master attende la risposta da parte della periferica che nella chiamata ha riconosciuto il suo indirizzo. Se nessuna periferica risponde il Master libera il bus.
7. Dopo l'avvenuto riconoscimento della periferica, il Master inizia lo scambio dei dati. Lo scambio avviene inviando pacchetti di 8 bit. Ad ogni pacchetto si deve attendere il segnale che avvisa dell'avvenuta ricezione.
8. Quando la trasmissione è terminata il Master libera il bus inviando un segnale di stop.

### 2.2 RS-232

Lo standard RS232 rappresenta un protocollo di comunicazione che permette senza un eccessivo hardware, la comunicazione tra due

sistemi elettronici. Verranno spiegate le caratteristiche principali di questo protocollo illustrando anche l'hardware necessario per una applicazione pratica.

#### 2.2.1 Il problema della comunicazione

Un qualunque dispositivo hardware dopo aver elaborato un segnale in maniera analogica o digitale deve poter comunicare per mezzo di un'interfaccia di output i risultati ottenuti. In particolare la visualizzazione o un'ulteriore elaborazione possono avvenire per mezzo di un altro dispositivo che può trovarsi fisicamente distante dal primo. Sorge dunque il problema della trasmissione di dati.

Per breve tratto si tende a far prevalere una comunicazione parallela laddove effettivamente i dati da trasmettere siano digitali. Con trasmissione parallela si intende l'utilizzo di più linee dati (fili) per trasmettere l'informazione.

Si pensi ad esempio ai bus collegati al microprocessore, che permettono lo scambio tra quest'ultimo e le varie periferiche sulla scheda madre. Questo tipo di collegamento permette velocità particolarmente elevate. Nonostante le apparenti brevi distanze che separano il microprocessore dalle varie periferiche, è necessario attendere un tempo non nullo affinché tutti i bit che costituiscono l'informazione da trasmettere arrivino alla fine del bus. Per tale ed altre ragioni la trasmissione parallela non viene utilizzata per lunghe distanze. In realtà la massima distanza viene a dipendere anche dalla massima frequenza con la quale si vuole trasmettere l'informazione. A tal proposito si pensi alla porta parallela utilizzata per la stampante, che può raggiungere distanze dei 3m senza molti problemi. Questo non sarebbe possibile se si

volesse trasmettere le informazioni alla stampante alla stessa velocità con cui il microprocessore può leggere o scrivere nella memoria RAM (Random Access Memory).

Per lunghe distanze si tende ad utilizzare una trasmissione seriale. Per trasmissione seriale si intende che l'informazione può viaggiare su un'unica linea dati. In questa classe di trasmissioni rientra lo standard RS232.

Sia che la trasmissione sia parallela o seriale si parla di trasmissioni simplex, half-duplex e full-duplex. Con questi nomi si caratterizza ulteriormente il tipo di trasmissione. In particolare si ha una trasmissione simplex quando i dati viaggiano in un unico senso, ovvero si invia un'informazione senza preoccuparsi di nessuna risposta da parte del ricevitore. Con questo tipo di trasmissione non è dunque possibile sapere se l'informazione è effettivamente giunta a destinazione ed inoltre non c'è un vero scambio di informazioni.

Per trasmissione half-duplex si intende una trasmissione che può avvenire in ambo i sensi ma non contemporaneamente.

Il fatto che la trasmissione non debba avvenire contemporaneamente può essere dovuta alla presenza di un solo cavo per la trasmissione dati o poiché le risorse hardware non permettono di ottenere una comunicazione bidirezionale nello stesso intervallo di tempo.

In ultimo vi è la trasmissione full-duplex che permette una comunicazione in ambo i sensi e in contemporanea. Questo non necessariamente significa che siano presenti due linee dati, una per la trasmissione e una per la ricezione, infatti con la cosiddetta multiplazione di frequenza, utilizzata per esempio in telefonia, è possibile trasmettere più informazioni in contemporanea su un unico cavo.

Due altri sottogruppi di trasmissioni che è possibile individuare sia tra quelle parallele che quelle seriali è l'insieme delle trasmissioni sincrone e quelle asincrone. Per trasmissione sincrone si intende che assieme alle linee dati viene trasmesso anche un segnale di clock in modo da sincronizzare le varie fasi di trasmissione e ricezione dati<sup>4</sup>. Con trasmissioni sincrone, avendo a

disposizione una base dei tempi, è possibile raggiungere velocità di trasmissione più alte che non nel caso asincrono. Anche se letteralmente asincrono vuol dire senza sincronismo, non significa che questo non sia presente. Per asincrono si intende solo che il sincronismo non viene trasmesso per mezzo di un clock presente su una linea ausiliaria.

Il sincronismo è sempre necessario. Nelle trasmissioni asincrone, sia il trasmettitore che il ricevitore sono preimpostati a lavorare ad una certa velocità. Quando il ricevitore si accorge che il trasmettitore ha iniziato a trasmettere, conoscendo la sua velocità saprà interpretarlo.



### 2.2.2 Comunicazione su RS-232

Per l'invio di dati sono presenti molti tipi di trasmissioni sia seriali che parallele. Come anche in ogni lingua affinché i due interlocutori si possano capire è necessario che parlino la stessa lingua.

Ogni idioma ha una struttura grammaticale che permette una corretta trasmissione dell'informazione. In termini tecnici si parla di protocollo per intendere l'insieme di regole e specifiche che il trasmettitore e il ricevitore devono avere affinché si possano comprendere.

I livelli di tensione sono riportati in seguito:

<b>Livello logico</b>	<b>Trasmettitore</b>	<b>Ricevitore</b>
0	da +5V a +15V	da +3V a +25V
1	da -5V a -15V	da -3V a -25V
Non definito	da -3V a +3V	

Come è possibile osservare l'intervallo di tensione che caratterizza ogni livello logico è molto ampio. Confrontando i livelli di tensione di questo protocollo con lo standard TTL in cui i livelli di tensione sono compresi tra 0V (0 logico) e 5V (1 logico) è possibile notare che un livello di tensione alto corrisponde ad uno zero logico.

Nonostante l'ampiezza dell'intervallo di tensioni ammissibili nel protocollo RS232, generalmente si usano livelli di tensione compresi tra  $\pm 12V$ .

I livelli di tensione più bassi vengono utilizzati al fine di limitare l'irradiazione di campi elettromagnetici verso l'esterno. Questi potrebbero dare fastidio agli altri cavi che viaggiano in prossimità del nostro cavo RS232. Al fine di limitare interferenze elettromagnetiche con altri cavi è imposto un limite anche per lo slew-rate a  $30V/\mu s$ . Questo parametro quantifica la rapidità con la quale avviene la variazione dei livelli logici ovvero della tensione.

Per ottenere una migliore immunità al rumore proveniente dall'ambiente esterno si tende ad usare i livelli di tensione più alti. Tra le altre caratteristiche tecniche che bisogna ricordare c'è quella relativa alle impedenze di ingresso e di uscita delle varie porte di trasmissione e ricezione. In particolare l'impedenza d'ingresso deve essere compresa tra i  $3k\Omega$  e i  $7k\Omega$ , mentre l'impedenza di uscita deve essere maggiore di  $300\Omega$ . Queste ultime caratteristiche possono interessare meno poiché si suppone che l'hardware che si compra per le trasmissioni RS232 sia realmente idoneo per l'RS232!

### 2.3 RS-485

Lo standard RS485 è dal punto di vista elettrico molto simile all'RS422.

La differenza sostanziale è il supporto delle linee multi-drop, cioè linee in cui coesistono più ricevitori e trasmettitori sulla stessa coppia di fili. Al fine di evitare conflitti è ovviamente necessario che un solo trasmettitore alla volta sia attivo. Questo implica l'uso di trasmettitori che, oltre alle uscite corrispondenti allo zero e all'uno, possano gestire anche un "terzo stato" in cui l'elettronica appare come fisicamente non collegata alla linea (stato detto ad alta impedenza, three-state o Hi-Z).

I ricevitori possono invece essere tutti attivi contemporaneamente ed in genere lo sono effettivamente.

La topologia più usata con questo protocollo è quella a due fili (oltre alla massa) rappresentata nello schema seguente. Questa connessione permette la trasmissione bidirezionale (ma ovviamente non contemporanea) tra due o più nodi che, dal punto di vista elettrico, sono tra loro equivalenti.

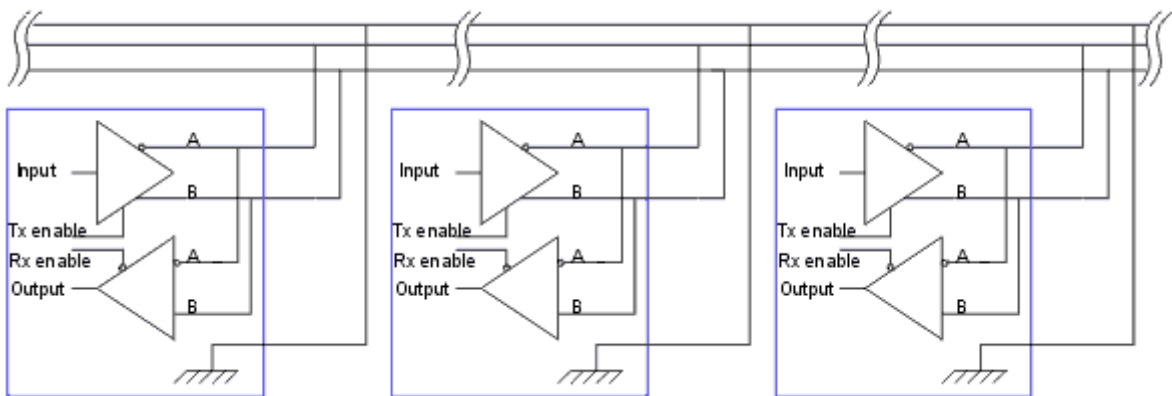


Figura 2.1 schema dei collegamenti del bus RS-485

La sezione rice-trasmittente di ciascuno dei nodi è evidenziato nella figura da un rettangolo blu.

Le connessioni verso la linea di trasmissione sono costituite semplicemente dai due terminali A e B comuni sia alla sezione di ricezione che a quella di trasmissione e dalla massa. Possono essere ovviamente presenti dei moduli dotati del solo ricevitore o, caso meno probabile, del solo trasmettitore. Il collegamento di terra non ha funzioni nella trasmissione ma è richiesto, come verrà illustrato nella prosecuzione di questa guida.

Ciascun modulo trasmettitore deve possedere verso il dispositivo digitale di un ingresso dati e di un ingresso di abilitazione alla trasmissione, pilotato localmente, che permette di disabilitare il trasmettitore quando non serve: al fine di evitare conflitti è necessario prevedere un qualche meccanismo che impedisca l'attivazione contemporanea di più trasmettitori oppure sia in grado rilevare tali conflitti ed intervenire opportunamente. I driver RS485 sono comunque progettati per non riportare danni anche in caso di corto circuito permanente, limitando la corrente massima a 250 mA.

Nello schema disegnato è previsto anche un segnale di abilitazione del ricevitore, sebbene spesso non necessario: è infatti possibile lasciare tutti i ricevitori sempre attivi oppure collegare insieme i due ingressi di abilitazione essendo normalmente attivi su livelli logici opposti.

Lo standard originario permette la connessione di massimo 32 ricevitori ma utilizzando integrati a basso assorbimento tale limite può essere abbondantemente superato.

## **Capitolo 3:**

### **Misuratore di umidità,**

### **Progettazione hardware**

*In questo capitolo verranno descritte dettagliatamente le varie parti hardware del progetto, facendo particolare attenzione alla fase di manipolazione del segnale ed acquisizione delle misure, si tratterà inoltre la parte riguardante l'interfacciamento con il microcontrollore, descrivendo anche le parti integrate in quest'ultimo ed i loro principi di funzionamento. La parte introduttiva di questo capitolo spiega il principio di funzionamento del dispositivo.*

### 3.1 Funzionamento

Il fine di questo progetto di tesi è la costruzione di un misuratore a basso costo per monitorare l'umidità dell'argilla, attraverso principi di riflessione ed assorbimento delle lunghezze d'onda da parte dell'acqua.

Il principio fisico alla base del funzionamento è noto e già utilizzato nella maggior parte dei misuratori ottici industriali presenti sul mercato. L'implementazione classica utilizza una lampada ad incandescenza (che emette in un ampio spettro di lunghezze d'onda) ed una serie di filtri ottici, selezionati in modo sequenziale tramite un azionamento meccanico. Attraverso l'elaborazione dei segnali filtrati riflessi dalla superficie del materiale da analizzare, è possibile fornire con precisione la misura dell'umidità.

Il grafico sottostante riporta lo spettro di assorbimento dell'acqua. Come si può notare sono presenti picchi di assorbimento a diverse lunghezze d'onda, che si possono arbitrariamente selezionare per l'elaborazione. La maggior parte dei misuratori presenti in commercio si avvale della grande differenza presente tra  $2\mu\text{m}$  e  $3\mu\text{m}$  (circa un fattore 100).

La costruzione con questo principio porta ad una elevata precisione, a discapito di grandi costi di progettazione e realizzazione. Nella figura 3.2 è mostrato il complesso schema di lenti e riflessioni necessarie per effettuare questo tipo di misurazione.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità



Figura 3.1 Grafico dello spettro di assorbimento dell'acqua in base alla lunghezza d'onda



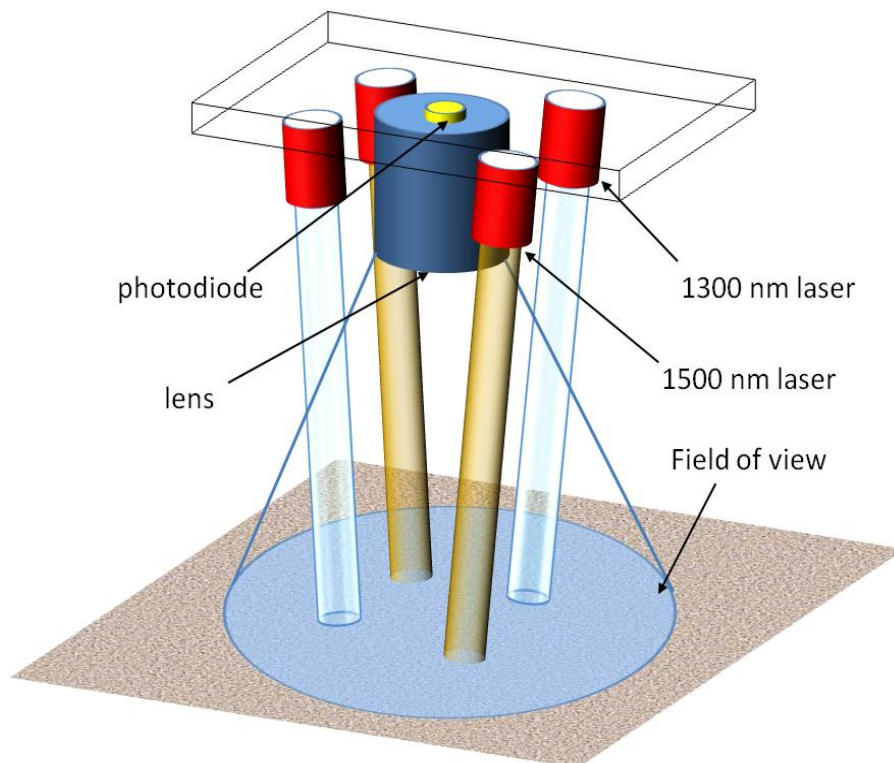
Figura 3.2 Schema di un misuratore di umidità ottico in commercio

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

Considerando i laser esistenti in commercio a basso costo, compatibilmente con la curva di assorbimento sopra riportata, si nota che l'acqua ha un picco di assorbimento a 1500nm, mentre ha uno scarso assorbimento a 1300nm (differenza di circa un fattore 30). Verranno usate queste lunghezze d'onda (avvalendosi quindi di laser a basso costo invece di lampade ad incandescenza e complessi sistemi di lenti).

Irradiando la superficie da analizzare, alternativamente con le due lunghezze d'onda prescelte, ed analizzando i segnali riflessi attraverso un fotodiode, è possibile risalire all'umidità relativa del materiale colpito.

Per avere una potenza riflessa accettabile sono state usate due coppie di laser (due a 1550nm e due a 1300nm). Utilizzando un multiplexing dei laser a divisione di tempo, campionando ed elaborando in modo opportuno i segnali attraverso un algoritmo ricavato sperimentalmente, si ottiene l'umidità relativa.



*Figura 3.3 Setup ottico: due coppie di laser, una lente ad infrarossi ed un fotodiode*



In particolare, il segnale riflesso dalla coppia di laser viene rivelato dal fotodiode ed opportunamente filtrato; attraverso una doppia integrazione ed un circuito dedicato per la cancellazione dell'offset dovuto alla luce esterna, ci si propone di arrivare a percepire variazioni percentuali dell'umidità nell'ordine dell'1%.

Lo schema in figura 3.3 riporta il setup ottico del dispositivo; i laser sono posti simmetricamente rispetto alla lente centrale per compensare errori dovuti ad una eventuale non perpendicolarità del misuratore rispetto alla superficie. Per mantenere il sistema in classe di sicurezza I, le due coppie di laser sono impulsate con un duty-cycle del 10%.

Nei paragrafi successivi saranno spiegate dettagliatamente le parti circuitali del progetto.

### 3.2 Driver laser

La fase di progetto dei driver dei diodi laser deve tenere conto delle limitazioni date dalla regolazione fine della corrente e della massima corrente sopportabile dal dispositivo. Per questo progetto sono stati utilizzati 4 diodi laser (uguali a coppie) con correnti diverse. La necessità di accendere e spegnere indipendentemente ogni laser rende obbligatori quattro circuiti di alimentazione separati, collegati a quattro interruttori comandati da segnali provenienti dal microcontrollore.

Il diodo laser da 1550nm necessita di una corrente minima di 20mA e deve avere una corrente operativa inferiore a 50mA mentre il diodo laser da 1320nm ha una corrente minima di 15mA ed una corrente massima di 25mA; Per avere la maggiore precisione possibile nella misura è stato scelto di far operare i diodi laser ad una corrente vicina a quella massima, rispettivamente 45mA e 23mA, per avere la massima potenza emessa e quindi in segnale rivelato il più ampio possibile (i datasheet dei laser utilizzati sono riportati in appendice).

In generale i diodi laser sono componenti molto fragili ed una corrente od un voltaggio superiore al dovuto, anche per un tempo minimo, rischiano di farlo bruciare; per questo è necessario progettare attentamente i circuito di driver.

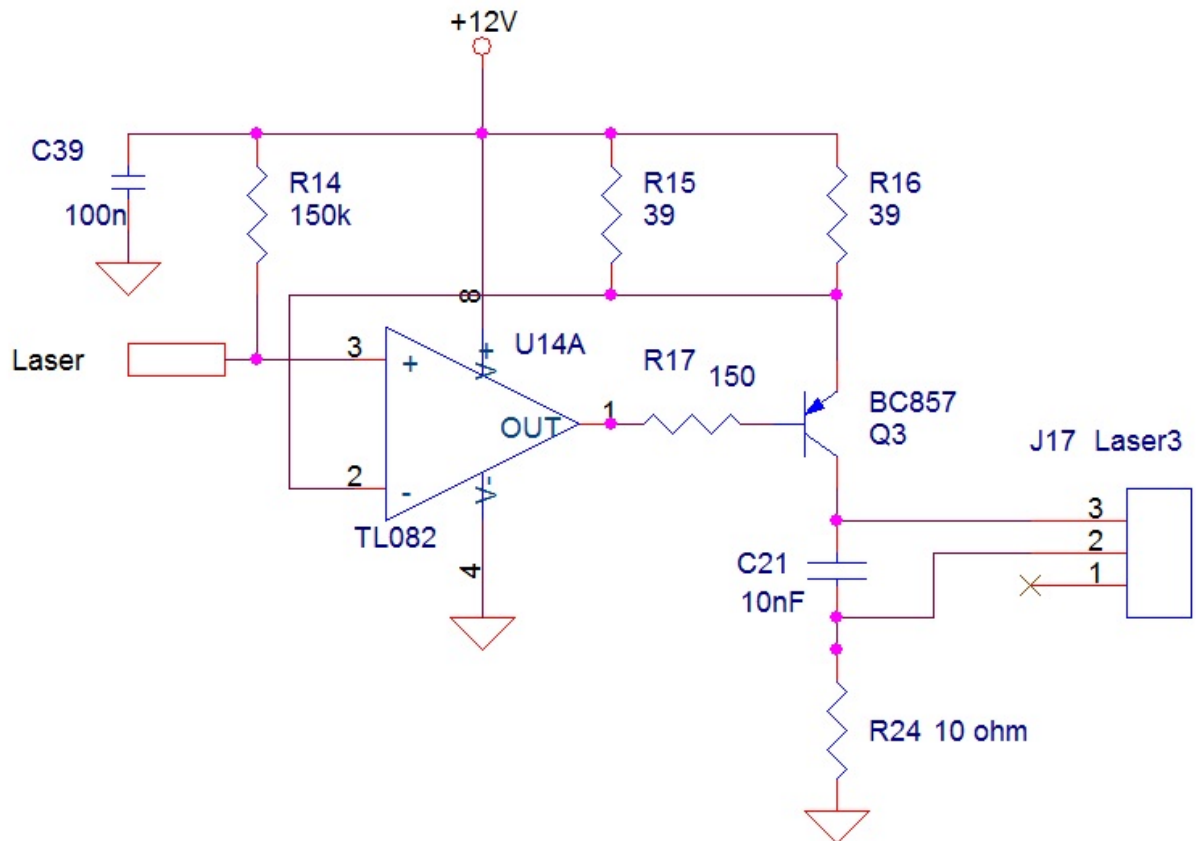


Figura 3.4 Circuito di driver dei laser

Il livello di tensione dell'ingresso *LASER* viene riportato al nodo 2; sul parallelo delle due resistenze da  $39\Omega$  cade una tensione pari a  $12V - V_{LASER}$  e quindi una corrente pari a:

$$I_{LASER} = \frac{12V - V_{LASER}}{19.5\Omega}$$

L'uscita dell'opamp si porta ad una tensione appropriata per regolare la  $V_{GS}$  del pnp in modo da far scorrere  $I_{LASER}$  nel transistor. Quando l'ingresso *LASER* è un circuito aperto il nodo + dell'opamp è portato a 12V dalla resistenza da 180kΩ e come si può vedere c'è una caduta di tensione nulla su tutte le resistenze, con una seguente corrente nulla nel transistor di uscita e laser spento. Come opamp è stato usato il TL082, ideale per le sue caratteristiche di basso rumore, basse correnti di bias e costo contenuto (datasheet in Appendice).

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

Il valore della tensione  $V_{LASER}$  è regolata tramite un partitore resistivo con un trimmer. Come si può vedere il trimmer è collegato ad una capacità da 10nF che ha il ruolo di evitare eventuali sbalzi di tensione dovuti alla commutazione degli interruttori.

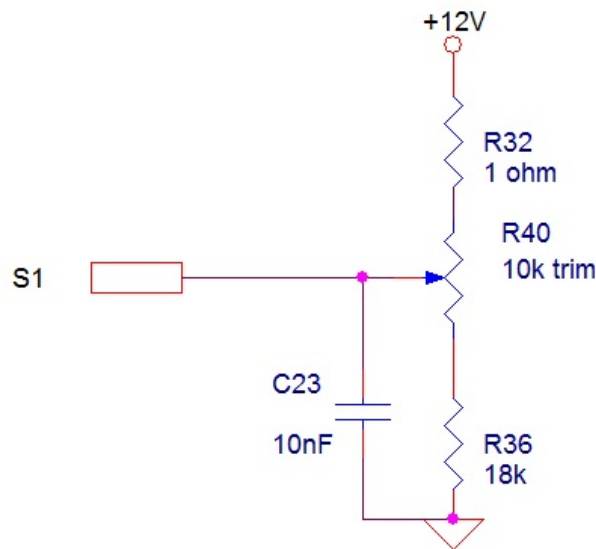


Figura 3.5 circuito per la regolazione della tensione in ingresso al driver del laser

I laser da 1550nm lavorano con una corrente di 45mA e necessitano quindi di:

$$V_{LASER} = 12V - 45mA * 19.5\Omega = 11.12V$$

I laser da 1320nm lavorano con una corrente di 23mA e necessitano quindi di:

$$V_{LASER} = 12V - 25mA * 19.5\Omega = 11.5V$$

Per avere la possibilità di accendere e spegnere i laser via software è stato usato il componente DG412, che contiene quattro switch indipendenti comandati da altrettanti segnali digitali ("uno" logico corrisponde ad interruttore chiuso).

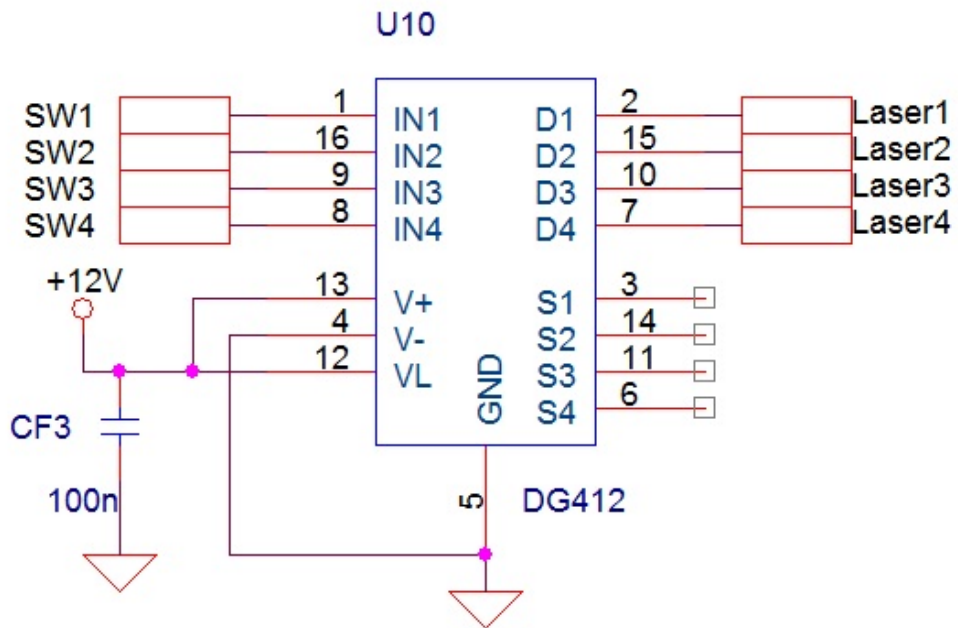


Figura 3.6 Collegamento dello switch DG412. Per il datasheet rimando all'Appendice.

### 3.3 Fotodiode utilizzato

Per la ricezione del segnale è stato usato il fotodiode PT511 in InGaAs, in grado di operare bene tra i 1000nm ed i 1650nm. Come si nota dalla curva di responsività spettrale riportata in figura 3.7, le lunghezze d'onda del visibile (400nm-700nm) non sono rivelate dal fotodiode.

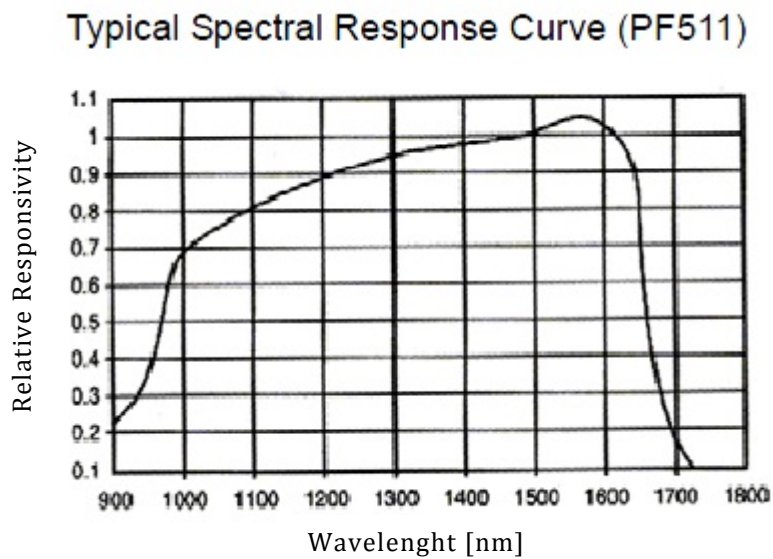


Figura 3.7 Curva di responsività spettrale relativa del fotodiode

Il fotodiode produce una corrente linearmente dipendente dalla potenza della radiazione incidente (tramite il coefficiente di responsività, misurato infatti in [A/W]). Per poter acquisire e manipolare il segnale è però molto meglio avere un segnale di tensione ed è per questo che è stato progettato uno stadio a transimpedenza.

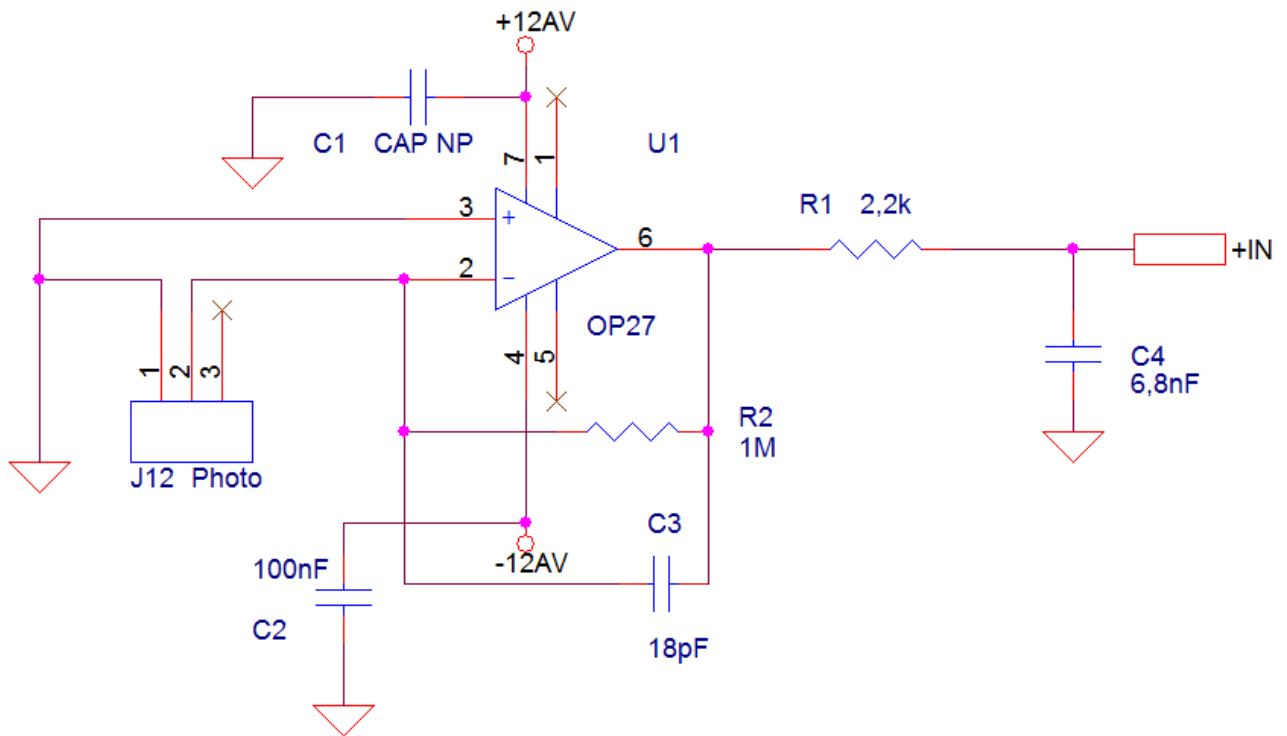


Figura 3.8 Circuito per l'acquisizione dei segnali dal fotodiode

È un filtro del secondo ordine passa basso; il parallelo di R2 (1MΩ) e C3 (18pF) introduce un polo alla frequenza:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi * R2 * C3} = 9kHz$$

Mentre R1 (2.2kΩ) e C4 (6.8nF) introducono un altro polo alla frequenza:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi * R1 * C4} = 10kHz$$

Il fotodiode rileva la potenza dei raggi laser riflessi sulla superficie dell'argilla; è possibile che si presentino forti spike o annullamenti del segnale dipendenti dalla conformazione della superficie stessa. Il filtro serve proprio per eliminare questi picchi non voluti.

### 3.4 Ottica

Sia per i due led che il fotodiodo è stata utilizzata una piccola ottica in grado di ottimizzare le prestazioni di misura. Per i due laser sono stati utilizzati due case con una piccola lente convessa, che ci ha permesso di regolare la grandezza degli spot. All'inizio si è provata una configurazione perfettamente convergente per i quattro laser, avendo una notevole potenza ricevuta a discapito però di un'enorme dipendenza del segnale dalla conformazione della superficie colpita. Allargando gli spot fino a circa 2.5cm di diametro si è visto che la potenza ricevuta era decisamente insufficiente per elaborare il segnale con la precisione richiesta ma la dipendenza dalla conformazione della superficie era drasticamente diminuita. Si è scelto di regolare a 1cm il diametro dello spot per una misura ottimale.

Per il fotodiodo è stata invece utilizzata una piccola lente in plastica con filtro di luce ambiente, in grado di convogliare il segnale sulla parte sensibile del fotodiodo e di filtrare tutta la componente del visibile del sistema. La focale della lente è di 5cm. Il posizionamento corretto di questa lente ha richiesto molti aggiustamenti per trovare il punto di ottimo. Infatti avvicinandola al fotodiodo si aumenta l'area di visione, ma si diminuisce la potenza ricevuta. Questo perchè coprendo un'area maggiore si rivela una maggior quantità di luce riflessa proveniente da fonti esterne rispetto a quella proveniente dai laser, che rimane costante. Avendo però un'area di visione maggiore si migliora la tolleranza ad errori di allineamento. Dopo numerose prove si è scelto di posizionare la lente a 2.5cm dalla punta del fotodiodo.



### 3.5 Progetto supporto laser

La corretta focalizzazione e l'indirizzamento dei laser è assolutamente fondamentale per il funzionamento del dispositivo. Uno spostamento del fascio laser di pochi gradi, con il conseguente rischio di non essere più rivelato dal fotodiodo, rende particolarmente difficoltoso il progetto del supporto.

Inizialmente si è progettato il supporto in ABS (acrilonitrile-butadiene-stirene), un comune polimero termoplastico utilizzato per creare oggetti leggeri e rigidi; le difficoltà riscontrate legate alla notevole dilatazione termica del materiale durante la creazione dei fori e di conseguenza alla scarsa precisione dell'angolatura ottenuta, hanno spostato la scelta verso un materiale più affidabile: l'alluminio.

Il supporto è un blocco di 50mm x 30mm x 29mm con cinque fori: quattro per le lenti dei laser di diametro 10mm ed uno per la lente del fotodiodo realizzato a doppia corsa. In questo modo è possibile regolare leggermente la posizione della lente per un cono di visione ottimale (la lente è di diametro 16mm mentre la parte finale del foro è di diametro 18mm).

Si è scelto di far convergere leggermente i fasci dei laser in modo da avere una perfetta sovrapposizione di questi ad una distanza di 30 cm dalla scheda. Attraverso semplici calcoli trigonometrici si è ottenuto un angolo di convergenza di  $3.2^\circ$  sul lato lungo e di  $1.2^\circ$  sul lato corto.

Le figure sottostanti aiutano a capire la struttura del supporto.

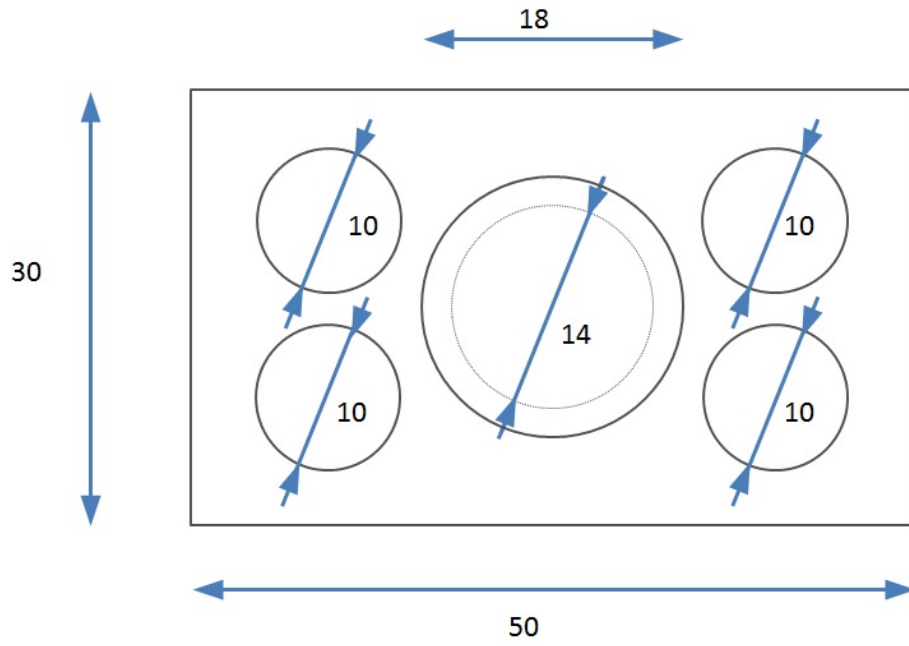


Figura 3.9 Supporto per i laser: Vista dal basso

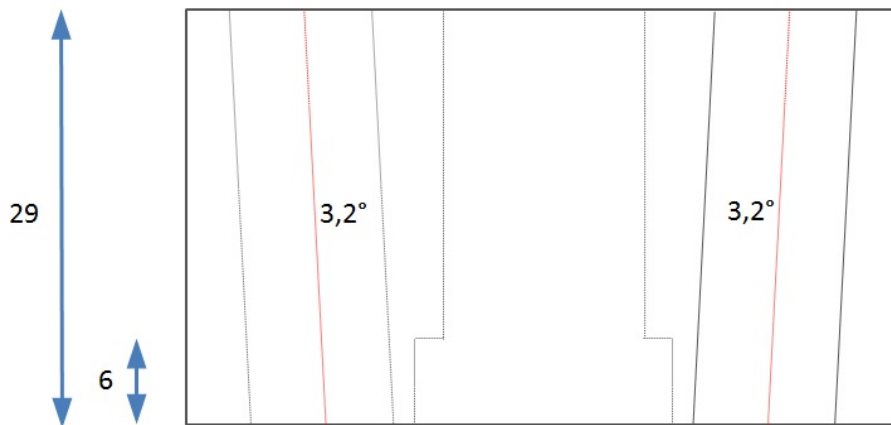


Figura 3.10 Supporto per i laser: Vista frontale

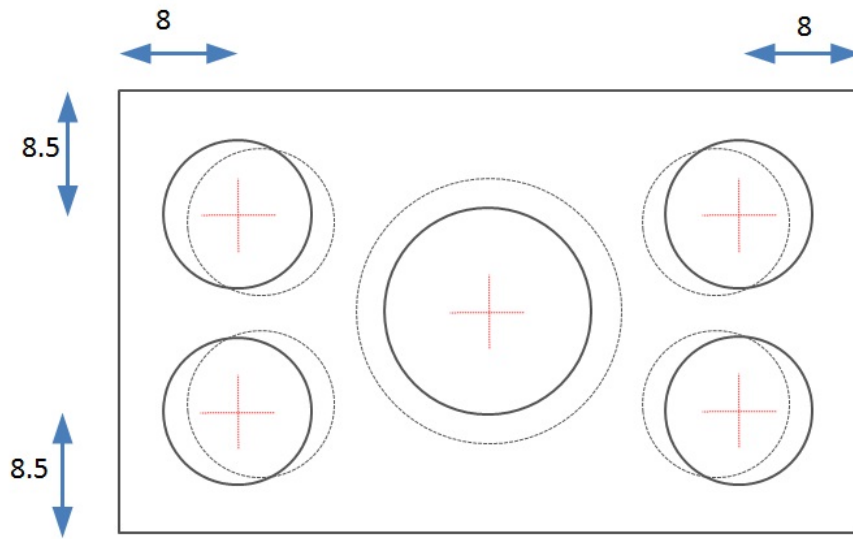


Figura 3.11 Supporto per i laser: Vista dall'alto

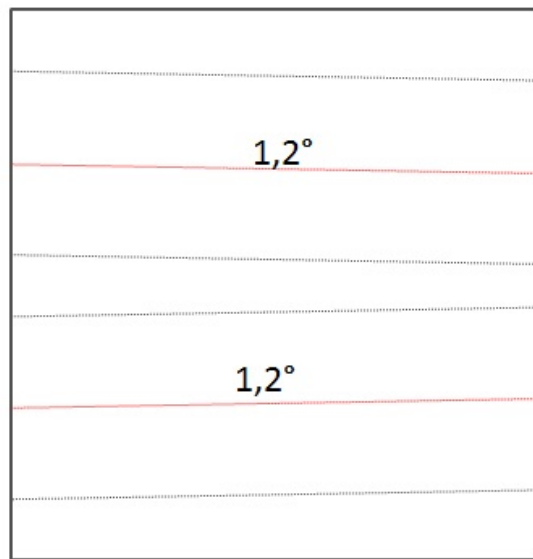


Figura 3.12 Supporto per i laser: Vista dal lato

### 3.6 Annullamento dell'offset

Il segnale proveniente dal fotodiodo è ovviamente affetto da rumore. Nonostante la schermatura con la lente scura per evitare il passaggio delle lunghezze d'onda del visibile, altre frequenze vengono rilevate dal fotodiodo (questo perchè la luce ambiente ha uno spettro molto ampio ed ha anche una forte componente nel vicino infrarosso) e producono un segnale di offset che va eliminato per migliorare la precisione. Si è visto per esempio che nel caso in cui il misuratore si trovi in una stanza con illuminazione con lampade al neon, la misura è affetta da un offset di circa 300mV.

In più, la radiazione utile riflessa dall'argilla e rivelata dal fotodiodo ha un'ampiezza del tutto paragonabile a quella dell'offset e si rende quindi fondamentale questa operazione.

È stato quindi introdotto un circuito per l'eliminazione dell'offset, che verrà qui spiegato dettagliatamente.

### 3.6.1 Principio di funzionamento

Il meccanismo di funzionamento del circuito di annullamento dell'offset deve tenere conto del fatto che non si può conoscere a priori l'entità del segnale stesso, che varia sensibilmente rispetto alle condizioni ambientali di lavoro. La luce solare, le lampade al neon o ad incandescenza alterano molto il segnale ricevuto dal fotodiodo.

Il segnale di offset viene centrato ad una tensione di riferimento per poi essere campionato dall'ADC interno al microcontrollore. L'operazione di traslazione del segnale viene fatta poichè l'ADC ha un'alimentazione da 0V a 5V e senza la traslazione non campionerebbe correttamente segnali negativi. Dopo varie misure dell'offset in condizioni ambientali differenti, si è visto che l'entità del segnale può sporadicamente essere leggermente negativa (in modulo mai superiore a 400mV). Si è quindi scelto di centrare il segnale ad 1V per avere un margine superiore di 4V ed un margine inferiore molto conservativo di 1V.

Una volta disponibile il valore dell'offset campionato dall'ADC (segnale digitale) e memorizzato nella memoria del microcontrollore, è necessario manipolarlo opportunamente e fornire un segnale analogico che, tramite un apposito circuito, permetta l'annullamento del disturbo. Per questo in fase di progetto è stato scelto di inserire un DAC (dac7571, 12bit con protocollo di comunicazione I<sup>2</sup>C), che permette tramite il valore acquisito dall'ADC, di annullare l'offset ed avere in uscita solo il segnale proveniente dai laser centrato a 0V.

### 3.6.2 Parte circuitale

Non conoscendo a priori l'entità del segnale di offset, sono stati inseriti 2 trimmer per modificare sperimentalmente i valori di traslazione.

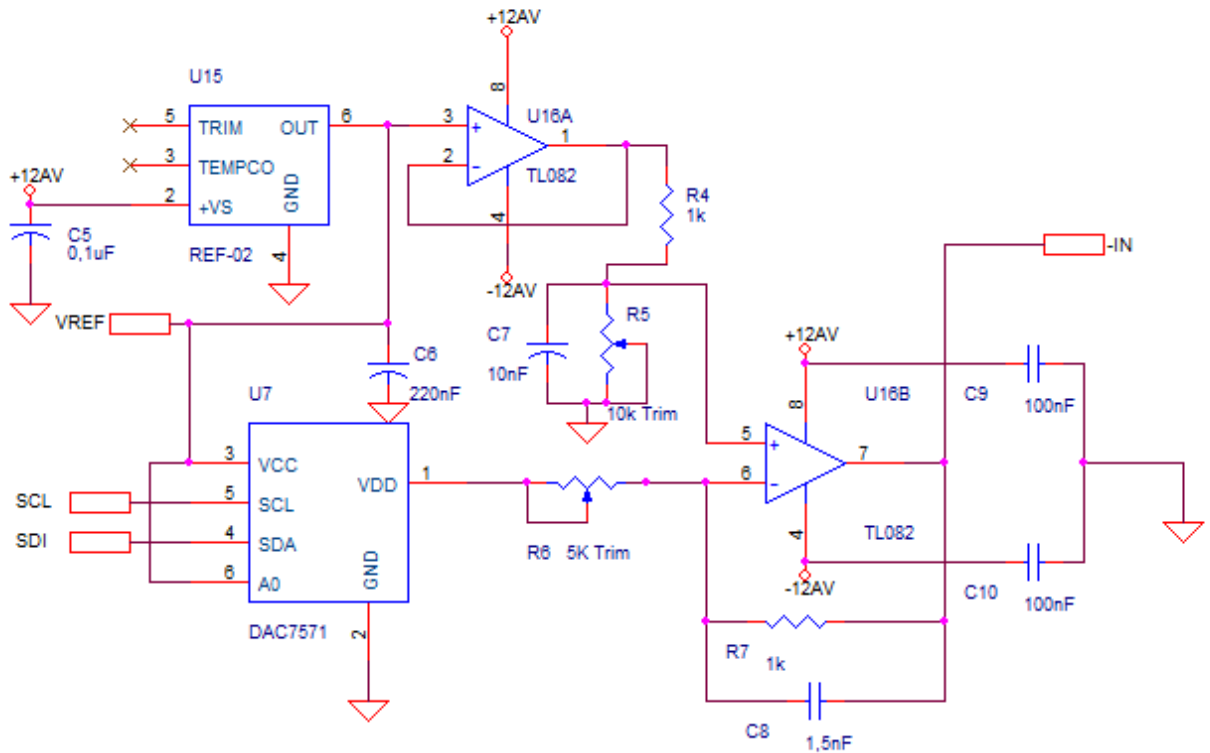


Figura 3.13 Circuito per l'annullamento dell'offset

Tramite il teorema della sovrapposizione degli effetti, si può trovare l'equazione che regola il trasferimento tra la tensione fornita dal DAC (decisa via software) e l'uscita dell'opamp, dipendente dai valori dei trimmer.

$$\alpha = \frac{TR1}{TR1 + 1k\Omega};$$

$$V_+ = 5V * \frac{TR1}{TR1 + 1k\Omega} = 5V * \alpha;$$

$$\beta = \frac{1k\Omega}{TR2};$$

$$V_+ = V_{DAC} * \frac{1k\Omega}{TR2} = 5V * \beta;$$

Il valore  $V_{OUT}$  di tensione all'uscita dell'opamp vale quindi:

$$V_{OUT} = 5V * \alpha * (1 + \beta) - V_{DAC} * \beta;$$

Come detto in precedenza è stato scelto di centrare il segnale da far campionare all'ADC ad 1V. Il segnale  $V_{OUT}$  va quindi sommato al segnale proveniente dal fotodiode; per questa operazione (che necessita di un'elevata precisione) è stato usato un INA. Il progetto prevede che  $V_{OUT}$  venga collegato al nodo invertente dell'INA, quindi al nodo  $V_{INAMP}$  avremo  $-V_{OUT}$  e nell'espressione precedente l'uscita va centrata a -1V.

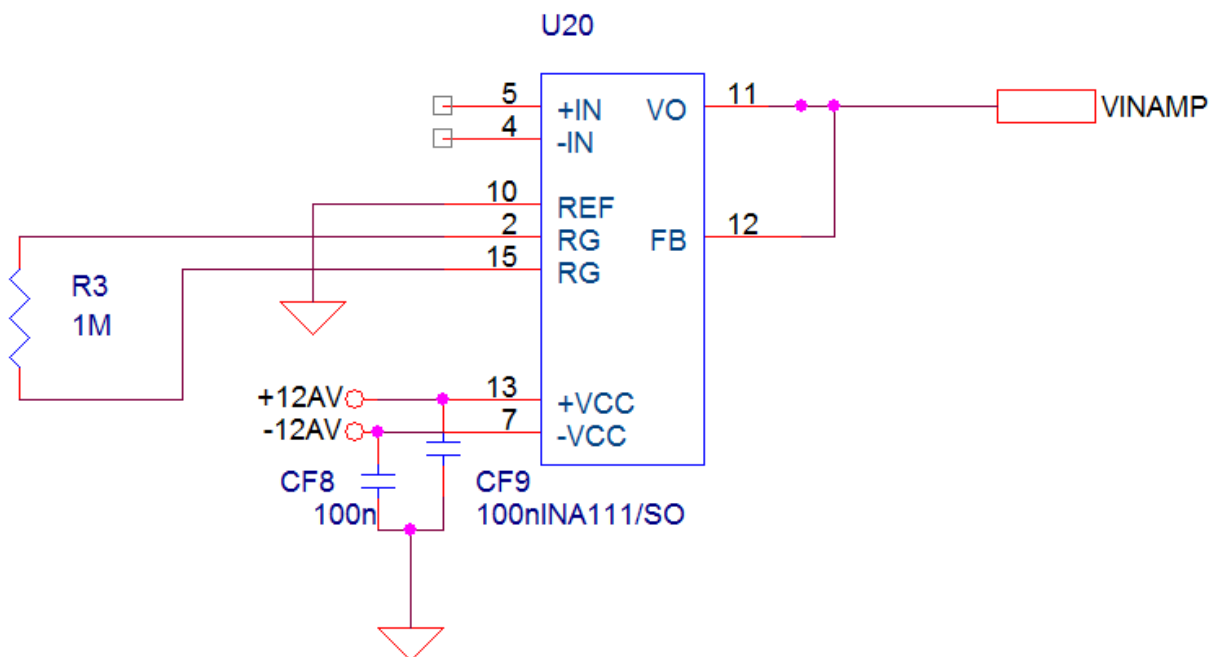


Figura 3.14 Schema dei collegamenti dell'INA111. Per il datasheet rimando in Appendice

Sapendo tutto questo è possibile trovare i valori di  $\alpha$  e  $\beta$  e le corrispondenti impostazioni iniziali da dare ai trimmer.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

Le condizioni sono:  $V_{DAC} = 0V$ ;  $V_{OUT} = 1V$ ; e  $V_{DAC} = 5V$ ;  $V_{OUT} = -1V$ .

Il sistema risultante è:

$$1V = 5V * \alpha * (1 + \beta);$$

$$-1V = 5V * \alpha * (1 + \beta) - 5V * \beta;$$

Applicando le condizioni e risolvendo il sistema si trova:

$$\alpha = \frac{1}{7}; \beta = \frac{2}{5};$$

e di conseguenza:

$$TR1 = 167\Omega; TR2 = 2.5k\Omega;$$

Ora che si sono trovate le impostazioni dei trimmer, si possono tracciare le caratteristiche di trasferimento " $V_{DAC} - V_{OUT}$ " e " $V_{DAC} - V_{INAMP}$ ".

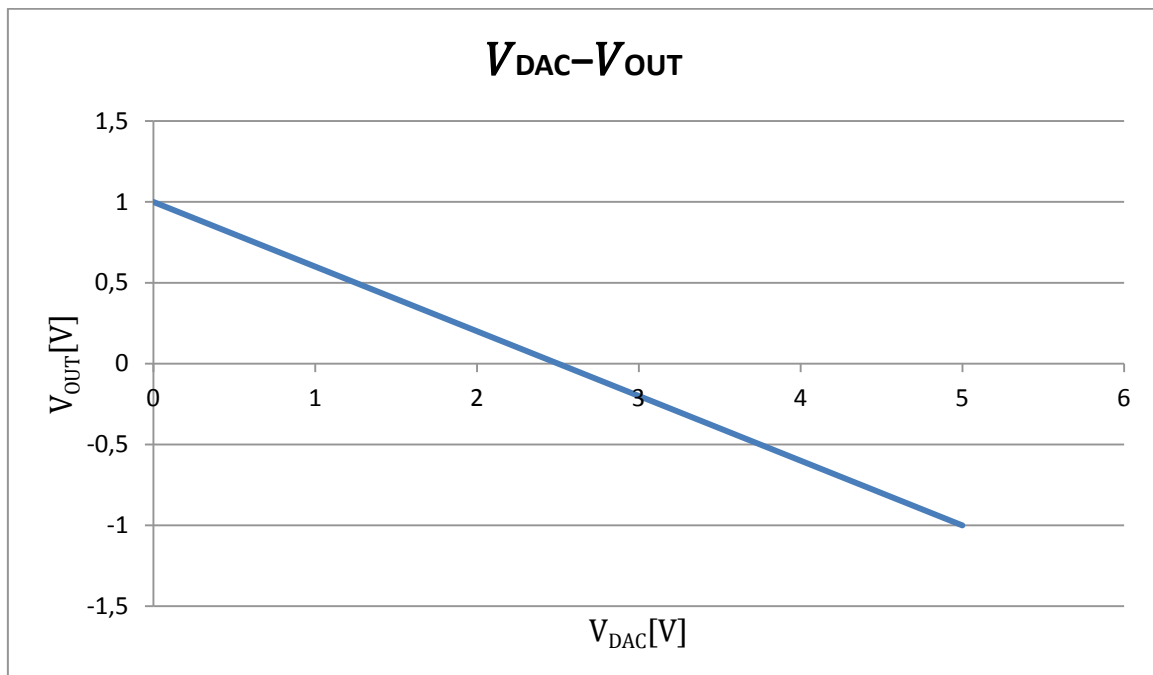


Figura 3.15 Grafico  $V_{DAC}-V_{OUT}$

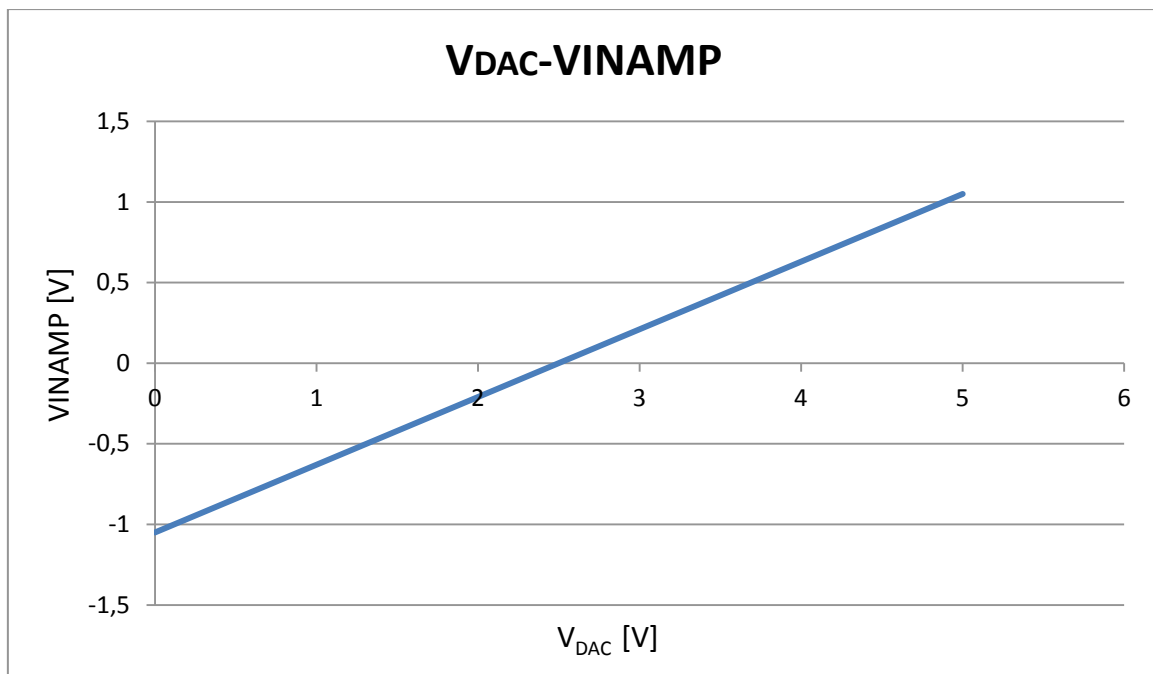
Per sommare  $V_{OUT}$  e il segnale del fotodiode, è stato usato un INA111: un amplificatore per la strumentazione a guadagno variabile adatto per l'acquisizione dei segnali per le sue proprietà di basso rumore, bassissimo offset, alta precisione ed elevato settling time. Come mostrato dal datasheet



(visibile in Appendice), il guadagno dell'ina è settato tramite una resistenza esterna.

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G};$$

In questo caso è richiesta un'elevata precisione ma non un guadagno significativo poichè gli stadi successivi si occuperanno di estrarre il segnale utile; per questo è stata inserita un resistenza di  $1M\Omega$ , che imposta il guadagno a 1.05;



*Figura 3.16 Grafico  $V_{DAC}$ - $V_{INAMP}$*

La parte software che permette di modificare in modo adeguato il valore di  $V_{DAC}$  verrà descritta nel capitolo di progettazione software.

### 3.7 Estrazione del segnale utile

A questo punto abbiamo a disposizione il segnale proveniente dai laser, riflesso dalla superficie dell'argilla, rilevato dal fotodiodo, opportunamente filtrato e senza offset.

L'entità del segnale si attesta su valori nell'ordine di qualche centinaio di millivolt; per ottenere una buona precisione nella misura è necessario che il segnale occupi potenzialmente tutta la scala di tensioni disponibili per il campionamento (l'ADC del microcontrollore è alimentato da 0V a 5V) ed è quindi necessario amplificarlo.

### 3.7.1 Principio di funzionamento

Nel capitolo precedente è stato spiegato il metodo di annullamento dell'offset iniziale, che per questioni di tempo necessario, viene effettuato solo nell'istante di accensione del dispositivo. È però intuibile che la radiazione esterna non necessaria incidente sul fotodiodo, possa variare sensibilmente nel tempo; si rende necessario ai fini del progetto un metodo di amplificazione che riesca anche ad eliminare questo segnale spurio.

Per questa necessità è stato utilizzato un doppio integratore switching (comandato con segnali digitali provenienti dal microcontrollore) per applicazioni di precisione (ACF2101).

L'integratore provvede ad immagazzinare carica in una capacità, fornendo un segnale di tensione proporzionale ad un segnale di corrente in ingresso. Per poter scegliere l'entità del segnale di corrente, è stato posto un trimmer tra il segnale e l'ingresso dell'integratore.

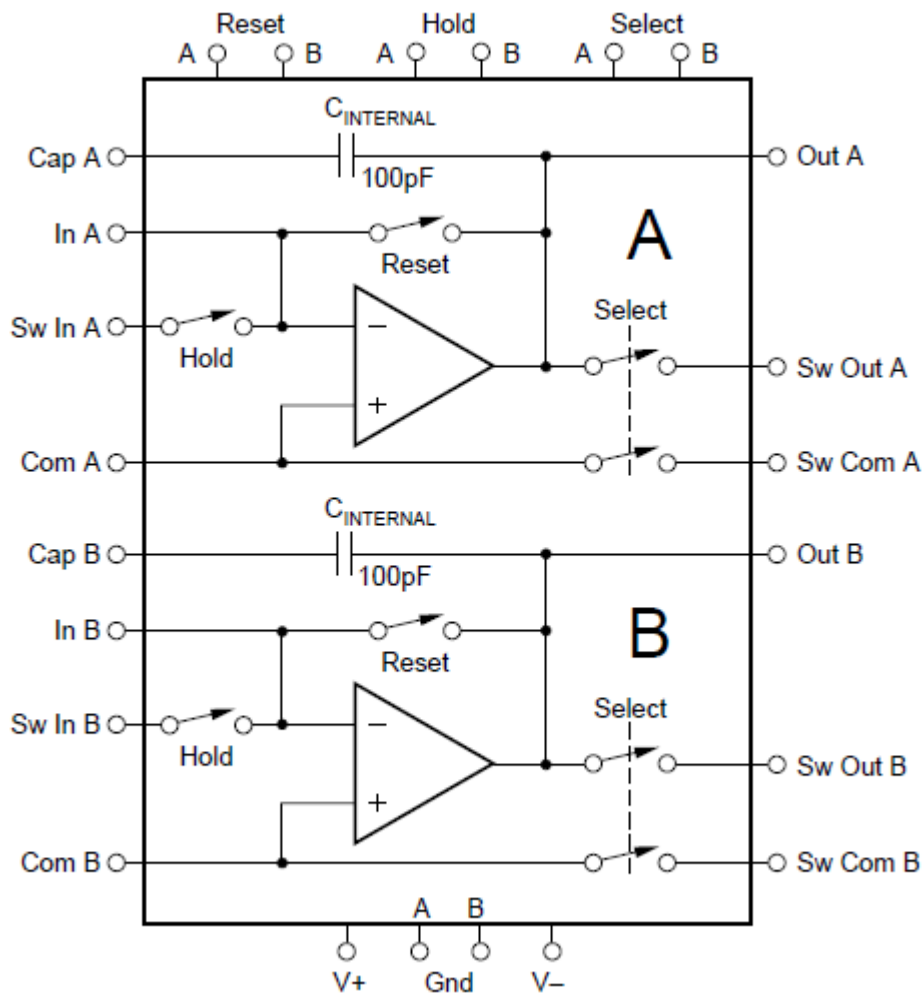


Figura 3.17 Schema interno dell'integratore ACF2101. Per il datasheet rimando in Appendice

Come si può vedere dall'immagine sopra, tramite gli ingressi digitali HoldA e HoldB (attivi bassi) comandati dal microcontrollore è possibile iniziare l'integrazione in due canali differenti. I due ingressi digitali di Reset (attivi bassi) servono per cortocircuitare la capacità corrispondente e quindi resettare il valore di uscita.

Al nodo VINAMP (uscita dell'INA per l'annullamento dell'offset) è stato collegato un trimmer per regolare manualmente la corrente. Questo è a sua volta collegato ai due ingressi SWINA e SWINB, ovvero i nodi di terra virtuale dei due amplificatori per l'integrazione.

Il principio di funzionamento è il seguente:

viene chiuso l'interruttore HoldA per un tempo pari a  $t_{INT}$  con la coppia di laser alla stessa lunghezza d'onda accesi (il segnale in ingresso è costante per tutto il tempo dell'integrazione), successivamente vengono spenti i laser e chiuso l'interruttore HoldB anch'esso per un tempo pari a  $t_{INT}$ . A questo punto sulle uscite OutA e OutB si hanno rispettivamente i segnali amplificati della radiazione incidente sul fotodiode con i laser accesi e con i laser spenti. La differenza di questi ci dà il segnale utile amplificato da campionare.

La successiva spiegazione della parte circuitale farà capire meglio la configurazione.

### 3.7.2 Parte circuitale

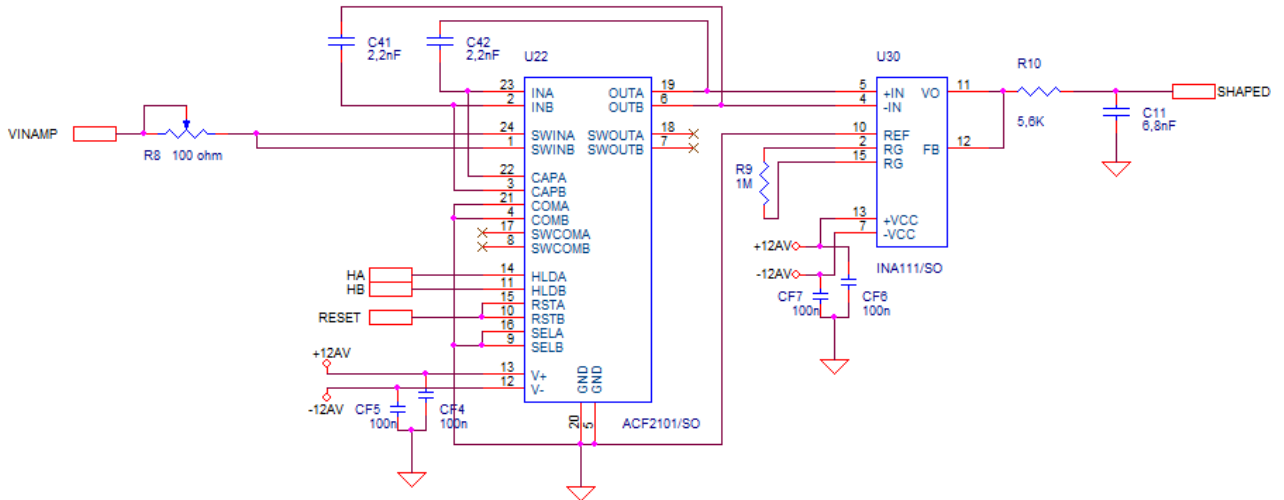


Figura 3.18 Schema dei collegamenti tra l'integratore e l'INA

Nel dettaglio, la corrente in ingresso all'integratore è:

$$I_{INT} = \frac{V_{VINAMP}}{R_8};$$

Quando l'interruttore di Hold viene chiuso, la capacità si carica con corrente costante  $I_{INT}$  e si ha una tensione di uscita proporzionale al tempo di integrazione:

$$V_{INT} = -\frac{I_{INT}}{C_{TOT}} * t_{INT};$$

L'ACF2101 fornisce al suo interno una capacità di integrazione di 100pF, che risulta troppo piccola per questo scopo poichè con la corrente a nostra disposizione, il tempo di integrazione, per avere tensioni dell'ordine di qualche volt, sarebbe decisamente troppo basso. È stata quindi inserita una capacità esterna di 2.2nF in modo da avere una capacità totale di 2.3nF (23 volte maggiore di quella iniziale).

Per effettuare la differenza tra i due segnali (OutA e OutB) è stato utilizzato un amplificatore per la strumentazione (INA111), lo stesso utilizzato per l'annullamento dell'offset (anche la configurazione è la stessa; per approfondimento vedere il capitolo precedente).

Come si può vedere sullo schermo dell'oscilloscopio collegato a SHAPED in fase di funzionamento, si possono distintamente distinguere le varie fasi del processo: la prima integrazione positiva per 300us, la successiva integrazione negativa per 300us e la stabilizzazione finale per il campionamento; il processo viene ripetuto per ogni coppia di laser.

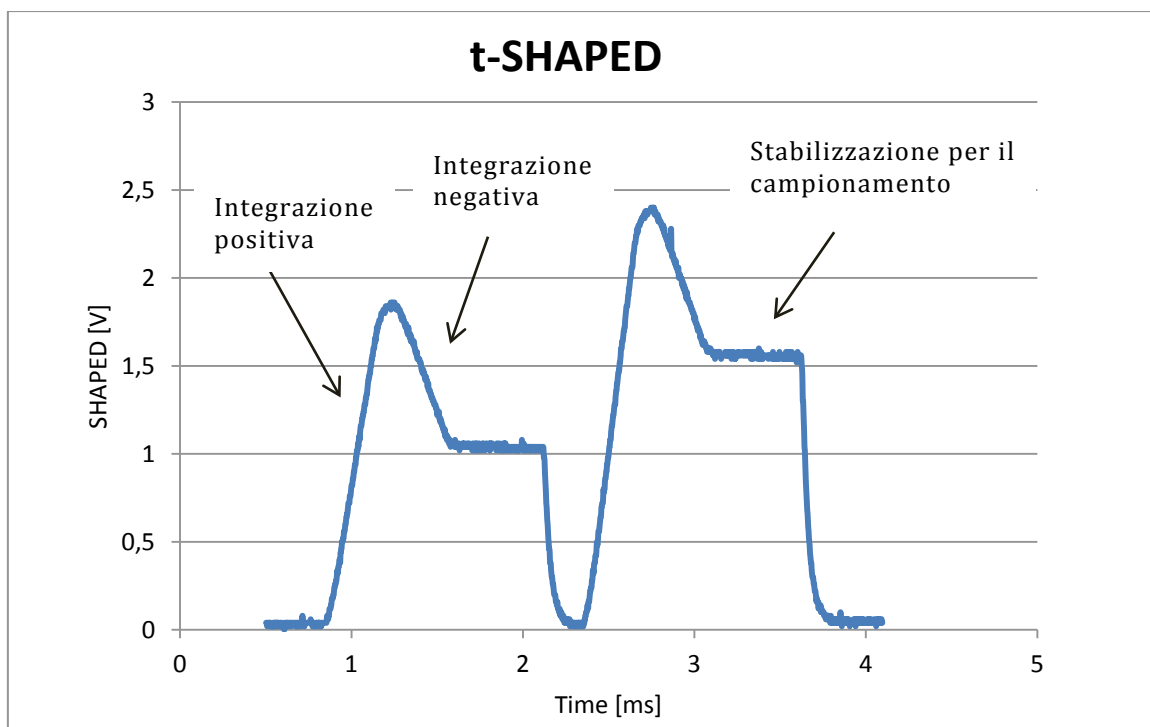


Figura 3.19 Grafico t-SHAPED. Si possono distintamente vedere le varie parti del processo.

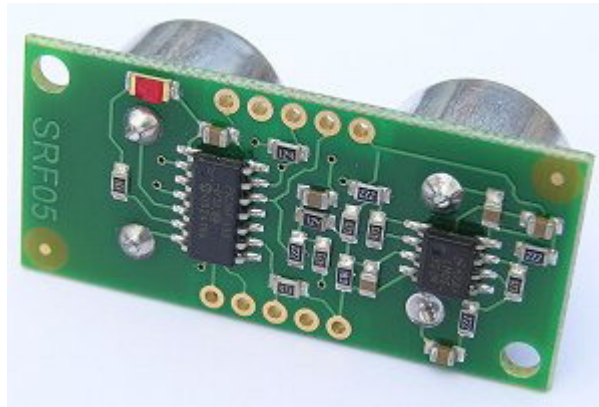
L'uscita dell'INA va collegata ad un ingresso del microcontrollore, che accetta tensioni tra 0V e 5V; il tutto è regolato per avere tensioni intermedie in ingresso, ma per evitare spike non desiderati che possono danneggiare il microcontrollore è stato inserito un semplice filtro passa-basso RC in uscita (polo a 4kHz). Il filtro però svolge un altro importante ruolo: In caso di funzionamento con una luce solare molto forte, è possibile che il picco della

triangolare in uscita dall'integratore superiori i 5V. Gli ingressi del microcontrollore contengono circuiti di protezione che non permettono tensioni superiori a 6V. La resistenza serie impedisce conflitti diretti e nel caso si presentino tensioni superiori, viene solo generata una minima corrente che entra nel microcontrollore.



### 3.8 Misuratore di distanza

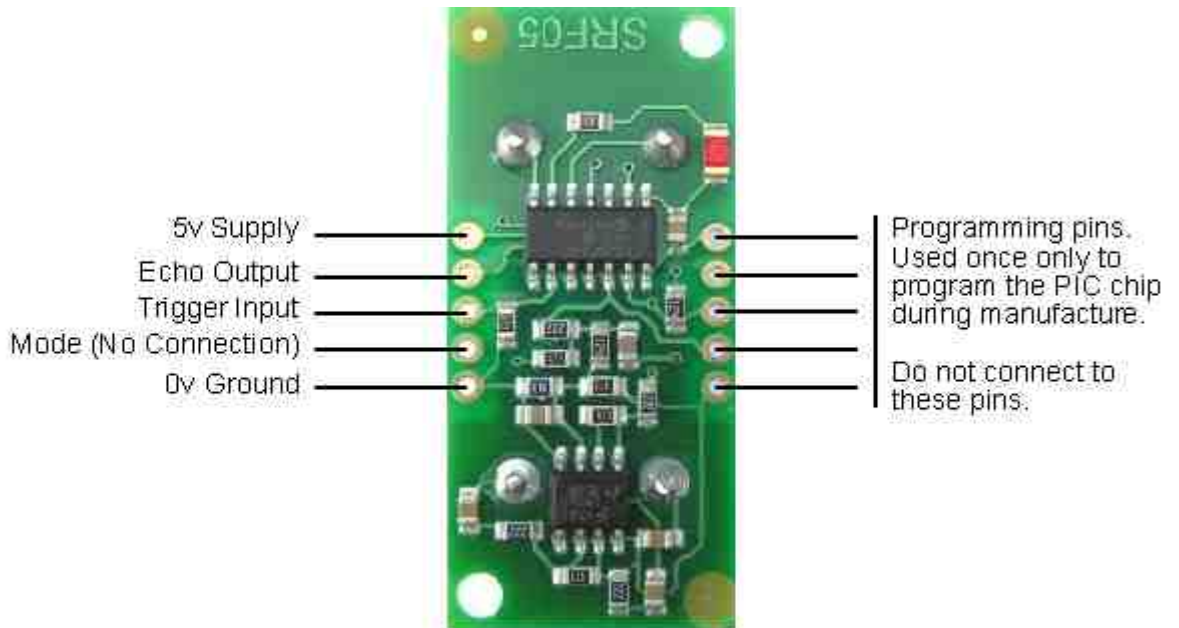
All'intero sistema è stato integrato un piccolo misuratore ad ultrasuoni in grado di misurare la distanza della terra dal sensore. Il modulo utilizzato è il modello SFR05, un modulo ad ultrasuoni con due capsule, una ricevente e una trasmittente, gestite tutte da un microcontrollore integrato che è in grado di trasmettere un segnale in uscita proporzionale alla distanza della punta dall'argilla.



*Figura 3.20 Foto del misuratore di distanza SRF05*

Il dispositivo ha una tensione operativa 0V-5V, una corrente operativa tipica di 4mA ed un clock a 40kHz. La portata è ampiamente nelle specifiche del progetto e varia da 1cm a 4m.

Questo sensore è stato predisposto e inserito per eventuali sviluppi futuri, visto che la distanza misurata non entra in alcun modo nell'algoritmo di calcolo. Il valore della distanza viene però periodicamente inviato al protocollo RS-485 in modo da avere un dato aggiuntivo che potrebbe essere utile.



Connections for 2-pin Trigger/Echo Mode (SRF04 compatible)

*Figura 3.21* Descrizione dei pin del componente SRF05

Fornendo in ingresso un impulso digitale di durata minima 10us, nel pin di uscita si ha un impulso di durata proporzionale alla distanza.

Il dispositivo è stato agganciato al circuito tramite un connettore a 5 pin: alimentazione, massa, input, output e configurazione; il pin di configurazione è stato lasciato flottante come segnalato nel datasheet per l'impostazione con un pin di input ed uno di output (in caso di collegamento a massa il dispositivo fornisce l'impulso d'uscita dallo stesso pin dell'ingresso).

### 3.9 Interfacciamento con microcontrollore

Per l'interfaccia digitale abbiamo usato il microcontrollore ad alte prestazioni PIC18F4620.

#### 3.9.1 Descrizione del microcontrollore

Il PIC18F4620 ha un'architettura di tipo harvard, ovvero la memoria utilizzata per il programma e la memoria utilizzata per i dati possiedono un bus dedicato. Questo comporta l'assenza di conflitti legati al contemporaneo utilizzo della memoria, per la lettura di dati o del programma. Il PIC possiede al suo interno tutta la circuiteria necessaria per fornire un clock al sistema o per prelevare il clock da un quarzo esterno, 35 porte di input/output arbitrariamente impostabili, un ADC a 10bit multiplexato con diverse porte di I/O, due moduli Capture/Compare/PWM gestibili indipendentemente, quattro timer, il supporto per comunicazioni con protocollo I<sup>2</sup>C, RS-232, RS-485 (modulo EUSART) ed altre caratteristiche non utili ai fini di questa descrizione.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

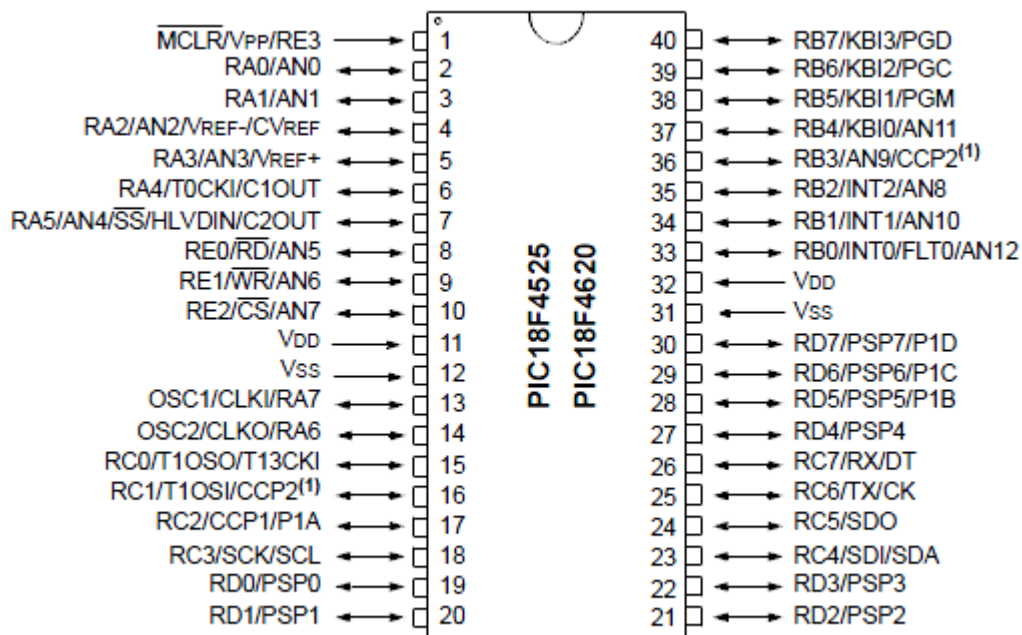


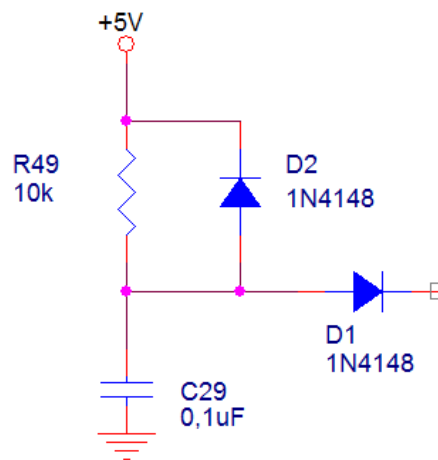
Figura 3.22 Schema dei pin del microcontrollore

Nei capitoli seguenti verranno descritti i collegamenti e le impostazioni del PIC utili per far funzionare il circuito e per fare in modo che il microcontrollore si occupi di gestire i vari interruttori per l'azionamento dei laser, di campionare i diversi segnali, manipolarli e fornire il valore dell'umidità di uscita tramite vari tipi di protocolli in seguito descritti.

### 3.9.2 Alimentazione e programmazione

Il pic è alimentato a 5V (tramite uno stabilizzatore di tensione 7805). Il pin di MCLR è un ingresso “attivo basso” che resetta il microcontrollore ed è anche utilizzato per la programmazione dello stesso. È stato inserito un filtro RC passa basso (polo a 160Hz) per evitare dei reset indesiderati che potrebbero presentarsi in caso di instabilità della tensione di alimentazione. Sono anche stati inseriti due diodi:

Il diodo D2 si accende quando la tensione sulla capacità C29 supera i 5.7V e protegge quindi il microcontrollore dalle sovratensioni. Il diodo D1 è invece utile in fase di programmazione, perchè fa in modo che il programmatore non veda la capacità, che funzionerebbe anche in questo caso da filtro e impedirebbe una corretta programmazione.



*Figura 3.23 Circuito di alimentazione del pin MCLR*

La programmazione avviene attraverso un connettore di tipo ICSP a 5 pin, collegati ad alimentazione, massa, MCLR ed ai pin RB6 ed RB7 come illustrato nel datasheet.

Per il collegamento ICSP viene usato un dispositivo di interfacciamento fornito dalla casa produttrice dei PIC (Microchip): il PICKIT3, a sua volta collegato al

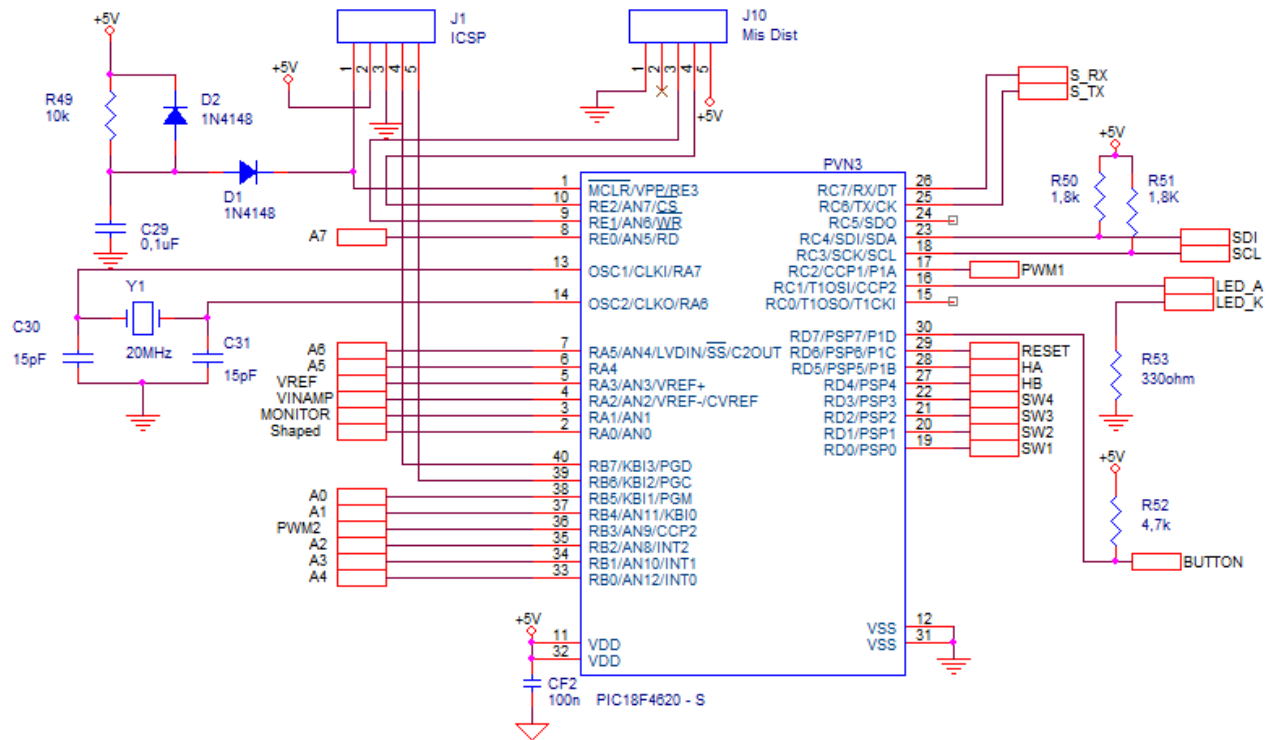
computer tramite protocollo USB. Come IDE viene usato MPLAB, sempre di Microchip, che permette la scrittura del codice C, la compilazione ed il debug attraverso PICKIT3.

### 3.9.3 Clock

Nonostante il PIC possa fornire dall'interno il segnale di clock, questo è limitato ad una frequenza massima di 8MHz, un po' troppo bassa per l'applicazione che si sta sviluppando. Per questo in fase di progetto si è scelto di introdurre un quarzo esterno alla frequenza di 20MHz. Il microcontrollore è stato quindi impostato in modalità HS ("High-Speed").

Le specifiche di progetto richiedono infatti di effettuare almeno tre misure al secondo. Ogni volta che viene inviato il dato al modulo PWM, il dispositivo effettua 56 acquisizioni. Il tempo necessario per campionamenti ed elaborazione è circa di 200ms; in questo modo si effettuano cinque misure al secondo, ampiamente all'interno della specifica.

### 3.9.4 Configurazione



*Figura 3.24 Schema dei collegamenti del microcontrollore*

In seguito verrà descritta la funzione di ogni pin del microcontrollore:

- I pin SW1, SW2, SW3 ed SW4 (output) comandano gli interruttori del dispositivo DG412 e accendono o spengono i rispettivi laser.
- I pin HA, HB e RESET (output) comandano gli interruttori dell'integratore rispettivamente per avviare la prima integrazione, la seconda integrazione ed il reset della tensione d'uscita (dal datasheet del componente si nota che sono ingressi attivi bassi).
- Il segnale VREF (input) proviene dal dispositivo REF02, che provvede a fornire una tensione di 5V molto stabile e indipendente dalla temperatura; è stato usato come riferimento per l'ADC (interno al microcontrollore), per il DAC e per il circuito di eliminazione dell'offset.



- Il pin VINAMP (input) proviene dall'uscita dell'amplificatore per la strumentazione del circuito di eliminazione dell'offset. All'accensione, viene campionato il valore della tensione in quel nodo e manipolato opportunamente al fine di fornire l'esatto valore da inviare al DAC per l'annullamento dell'offset.
- Il pin SHAPED (input) è il nodo di uscita dell'amplificatore per la strumentazione posto dopo l'integratore. La tensione in questo punto viene campionata e memorizzata per fornire il valore dell'umidità.
- Il pin MONITOR (input) fornisce un valore di tensione proporzionale alla corrente che scorre nei laser.
- I pin PWM1 e PWM2 (output) sono le uscite dei due moduli pwm integrati nel microcontrollore. Il pin PWM1 fornirà un segnale modulato con duty cycle dipendente dal valore dell'umidità misurata.
- I pin SDA e SCL sono dedicati al protocollo I<sup>2</sup>C, che in questo caso comanda il DAC, ma è possibile inserire altre periferiche (vedi capitolo dedicato al protocollo I<sup>2</sup>C).
- I pin S\_TX e S\_RX sono dedicati alla trasmissione seriale e sono l'uscita del modulo EUSART integrato nel microcontrollore. Il circuito prevede l'inserimento di un transceiver RS-485, ma è possibile anche inserire un transceiver per le comunicazioni in RS-232 (vedi capitolo dedicato al protocollo RS-485 e RS-232).
- Il pin LED\_A (output) comanda un diodo led.
- Il pin BUTTON (input), con la sua resistenza di pull-up, rileva se è stato premuto l'interruttore per il reset dell'umidità.
- I pin A0, A1, A2, A3, A4, A5, A6 ed A7 non sono utilizzati in questo progetto. Nonostante questo sono stati collegati al connettore di uscita per eventuali sviluppi futuri.

Per la comunicazione con l'esterno, in fase di progetto sono stati inseriti due connettori: Il primo è composto da 26 pin, collegati a tutte le uscite utili del microcontrollore; mentre il secondo è di soli 14 pin ed è stato inserito per la fase di testing del circuito.

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

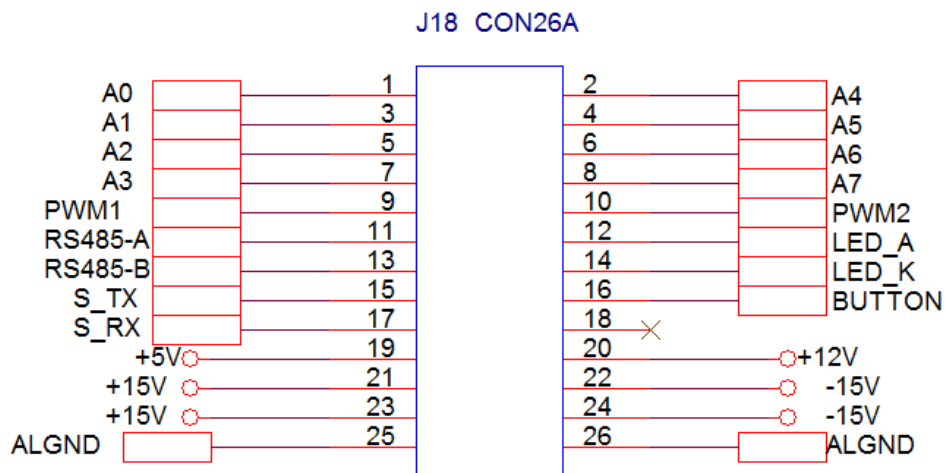


Figura 3.25 Connettore per la lettura della misura e per la comunicazione con altri dispositivi

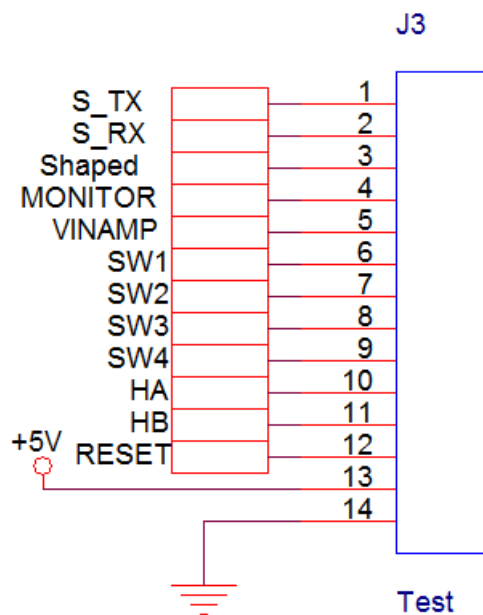
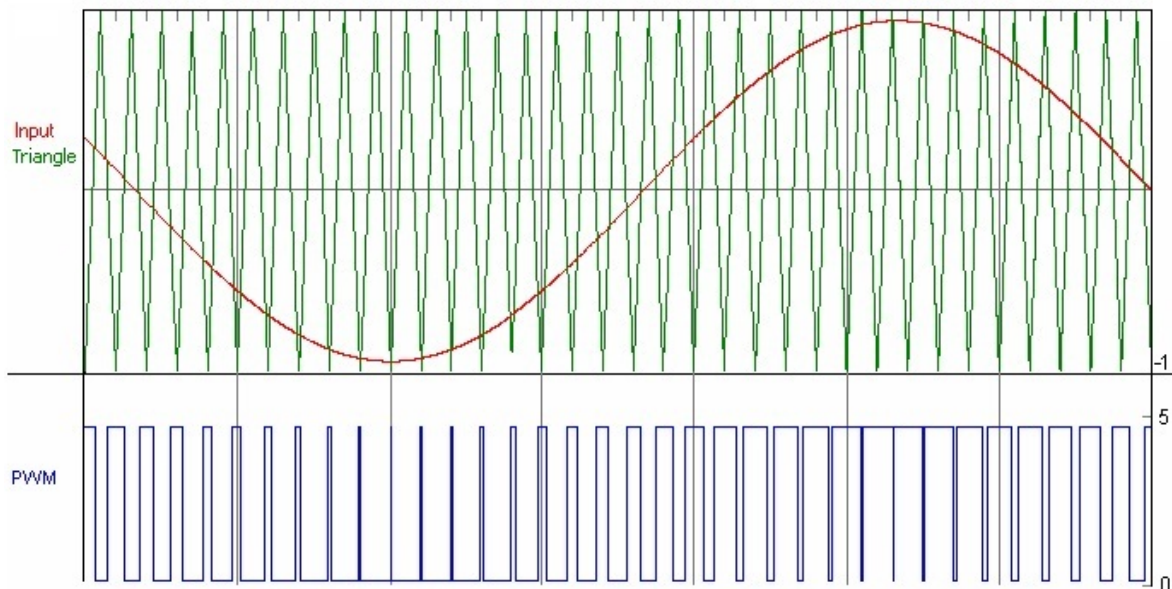


Figura 3.26 Connettore di test

### 3.10 Modulo PWM

Come richiesto dalle specifiche di progetto, il segnale di uscita deve essere un segnale PWM (pulse-with-modulation) modulato in base al valore di umidità misurata. Per questo verrà fatta una breve panoramica sul modulo PWM integrato nel microcontrollore e sul suo utilizzo.

Il modulo PWM fornisce in uscita un segnale digitale periodico, caratterizzato da un periodo (T) e da un duty-cycle (d).



Il periodo è definito come il tempo che intercorre tra due fronti di salita, mentre il duty-cycle è definito come il rapporto tra il tempo in cui l'impulso ha valore "1" ed il periodo

$$d = \frac{T_{HIGH}}{T};$$

ed ha ovviamente valori compresi tra 0 (il segnale ha sempre valore zero) ed 1 (il segnale ha sempre valore uno).

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

---

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

## Capitolo 4:

### Descrizione software

*Per la scrittura del software è stato usato il linguaggio "C" attraverso l'IDE fornito da Microchip, MPLAB, ed il rispettivo compilatore per i pic18, C18. Il debug è stato possibile grazie al dispositivo PICKIT3 collegato al computer tramite usb ed al microcontrollore con connettore ICSP a 5 pin. In questo capitolo verrà descritta dettagliatamente la parte di codice progettata per il funzionamento del dispositivo*

### 4.1 Direttive

Le direttive in C iniziano sempre con # e rappresentano delle indicazioni che il preprocessore (e non il compilatore) utilizzerà prima di avviare la compilazione del programma. Le direttive non appartengono al programma che il PIC fisicamente eseguirà; questo significa che una direttiva non è un'istruzione eseguibile dal PIC e non verrà dunque tradotta in codice eseguibile. Per mezzo della direttiva `#include` si include un file (solitamente di estensione `.h`) che contiene delle istruzioni, delle funzioni e delle variabili utili ai fini del programma.

```
#include "delays.h"  
#include "i2c.h"  
#include "usart.h"  
#include "stdio.h"
```

Il file `delays.h` contiene le funzioni per inserire delle pause; i file `i2c.h` e `usart.h` contengono le funzioni e le costanti per i rispettivi standard di comunicazione; ed `stdio.h` contiene le funzioni per lo standard di input e output.

```
#pragma config OSC = HS           //high speed (20 MHz)  
#pragma config PBADEN = OFF      //PORTB digitali al  
reset  
#pragma config LVP = OFF         //low voltage  
disabilitato  
#pragma config WDT = OFF         //watchdog disabilitato
```

Con la direttiva `#pragma` si modificano alcuni registri di configurazione del microcontrollore. Ad esempio la modalità di oscillazione, la configurazione dei pin del blocco PORTD come analogici o digitali, l'attivazione o meno del watchdog timer ed altre impostazioni non utili ai fini di questa descrizione. Per ulteriori approfondimenti sulle direttive si rimanda al datasheet del microcontrollore.

A questo punto si rende necessaria la creazione di alcune costanti. Il microcontrollore infatti assegna ad ogni pin un nome alquanto scomodo da

ricordare ed utilizzare; con la direttiva `#define` si può cambiare ognuno di questi nomi così da rendere più leggibile e portabile il codice. Infatti, qualora si dovesse rianalizzare e modificare il codice, questo avrebbe una leggibilità decisamente migliore.

```
#define LASER1 PORTDbits.RD0
#define LASER2 PORTDbits.RD1
#define LASER3 PORTDbits.RD2
#define LASER4 PORTDbits.RD3 //porte per i laser
#define BUTTON PORTDbits.RD7
#define LED_A PORTCbits.RC1 //Led
#define HA PORTDbits.RD5 //holdA integratore
#define HB PORTDbits.RD4 //holdB integratore
#define RES PORTDbits.RD6 //reset integratore
#define ULCTR PORTEbits.RE1
#define ULOUT PORTEbits.RE2 //misuratore di
distanza
#define DAC7571 0x9A //DAC per l'offset
#define ADC ADCON0bits.GO //conversione ADC
#define delay10us(x) Delay10TCYx(5*x)
#define delay100us(x) Delay100TCYx(5*x)
#define delayms(x) Delay1KTCYx(5*x) //Ritardi
#define T 3 //Tempo di integrazione
#define MEDIEoff 128
#define MEDIE1 8
#define MEDIE2 7
#define MEDIETAR 100
```

Come si può notare, ai pin utili sono stati assegnati nomi riconducibili alle loro funzioni.

Vorrei soffermarmi sulla descrizione della direttiva:

```
#define DAC7571 0x9A
```

Il DAC utilizzato (per l'annullamento dell'offset) comunica con il protocollo I<sup>2</sup>C (vedi capitolo dedicato), che gli impone di avere un indirizzo univoco di 8 bit per essere identificato. Il datasheet fornisce questo indirizzo:

1	0	0	1	1	0	A0	0
---	---	---	---	---	---	----	---

A0 è configurabile attraverso un pin, che in questo caso è stato collegato a 5V impostando A0=1.

Il valore esadecimale di "10011010" vale "9A"; infatti lo scopo della direttiva precedente è assegnare il nome "DAC7571" all'indirizzo del componente.



## 4.2 Dichiarazione variabili

La prima cosa da fare all'inizio del programma è la dichiarazione delle variabili che si intende utilizzare:

```
unsigned short dist=0;
int OFF=0, DELTADAC=0, umo=0, u=0, umopwm;
int PM12=0,PM34=0,PD12=0,PD34=0;
float off=0, pm12=0, pm34=0, pd12=0, pd34=0,
UM[MEDIE2], um=0, vMin, vMax, umidita=0,
umiditapass=0, umbottone=0, distanza=0;
unsigned char dmsb, dlsb, min, max; //Scrittura nel
DAC
unsigned char k=0, j=0; //contatori per le medie
char z=0; //vale anche -1 quindi non può essere
unsigned
```

A causa della ridotta capacità di memoria del microcontrollore, bisogna fare attenzione ai tipi di dati utilizzati. Per i dati relativi ai valori dell'umidità è necessario operare con variabili di tipo float (32 bit), mentre per i contatori possiamo usare degli unsigned char che occupano solo 8 bit.

## 4.3 Impostazione registri del microcontrollore

Per un corretto funzionamento del dispositivo, bisogna impostare i registri di configurazione relativi all'hardware utilizzato:

```
TRISA = 0b11001111; /*RA3 è input per il Vref
dell'ADC,          RA0 RA1 RA2 sono gli input
di misura*/

TRISB = 0b00000000; //RB3 è output per il PWM2
TRISC = 0b10000000; /*RC7 è input perchè è RX
dell'eusart, RC2 è PWM1 */

TRISD = 0b10000000; //RD7 è input per il bottone
LATC = 0x00;
TRISEbits.TRISE1 = 0;
TRISEbits.TRISE2 = 1; //bit per il misuratore di
distanza

CCP1CONbits.CCP1M3 = 1;
CCP1CONbits.CCP1M2 = 1;
CCP1CONbits.CCP1M1 = 0;
CCP1CONbits.CCP1M0 = 0; //Modulo CCP1 settato come
PWM

CCP2CONbits.CCP2M3 = 1;
CCP2CONbits.CCP2M2 = 1;
CCP2CONbits.CCP2M1 = 0;
CCP2CONbits.CCP2M0 = 0; //Modulo CCP2 settato come
PWM

PR2 = 0b11111111; /*risoluzione PWM a 10bit.
FPWM=19.4553 kHz TPWM=51.4 us */

T2CONbits.TMR2ON = 1; //Accendo il timer2
INTCON = 0x00; //Disabilito tutti gli interrupt
```

Per prima cosa sono stati impostati i registri TRISx, che determinano se la rispettiva porta è di input od output (se il rispettivo bit è pari a "1" è un pin di input, altrimenti di output). Successivamente di sono impostati i registri dei due moduli CCP (Capture/Compare/PWM) per farli lavorare come PWM (il datasheet fornisce questi dati). Sono anche stati impostati il registro PR2 ed il

Timer2 per un corretto funzionamento del modulo PWM (vedi capitolo dedicato). Questo software non fa uso di interrupt, che sono stati disabilitati.

Tramite funzioni di libreria incluse nei file "i2c.h" e "usart.h" si inizializzano i due protocolli di comunicazione e si apre l'ADC interno al microcontrollore per abilitarlo alle conversioni.

```
InitMaster();          /*Inizializzo I2C e porta  
seriale */  
  
setADC();             //apro ADC
```

## 4.4 Annullamento dell'offset

Dopo numerose misure si è visto che l'offset dato dalla luce esterna e dalle varie radiazioni ambientali, non supera i  $\pm 700\text{mV}$ ; si è quindi scelto di centrare l'acquisizione del segnale ad 1V (l'ADC non campiona tensioni negative).

Per comunicare al DAC la tensione desiderata è stata usata questa funzione:

```
void WriteDAC(unsigned char addr, unsigned char dmsb,
              unsigned char dlsb) {

    StartI2C();
    WriteI2C(addr);
    WriteI2C(dmsb & 0x0F);
    WriteI2C(dlsb);
    StopI2C();

}
```

Tramite le funzioni della libreria "i2c.h" si accende il protocollo I<sup>2</sup>C, si scrive l'indirizzo del DAC sul bus (e si attende una risposta), si scrivono prima i quattro bit più significativi (dmsb), poi gli otto meno significativi (dlsb) e si chiude la comunicazione.

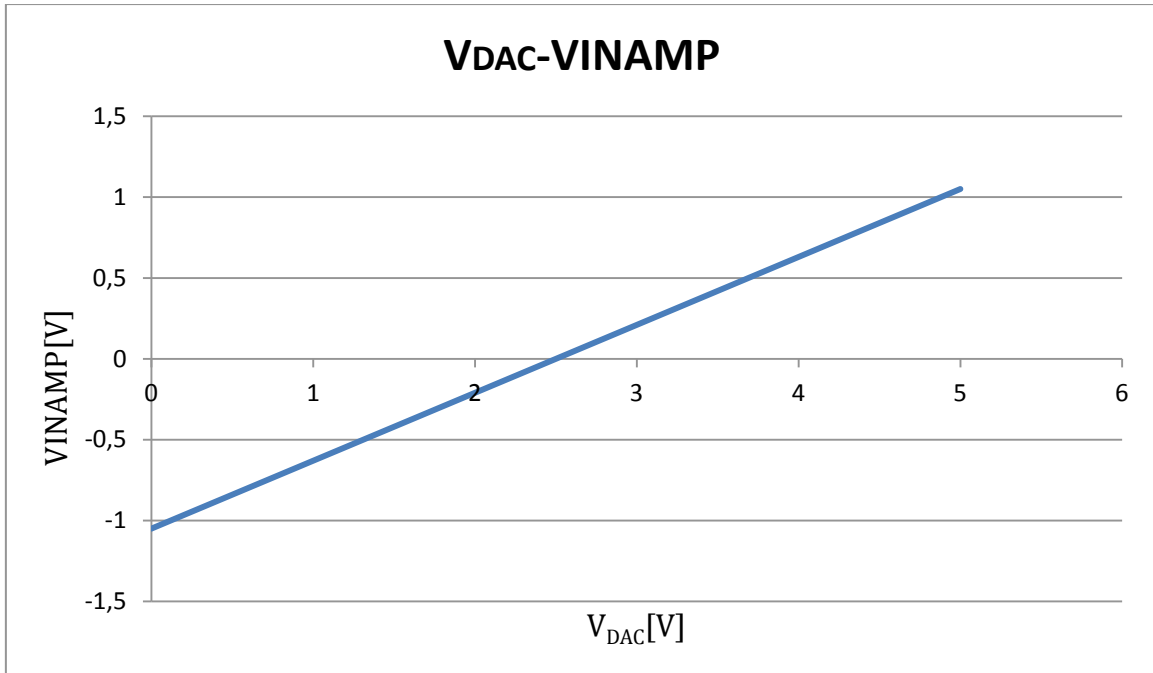


Figura 4.1 Grafico  $V_{DAC}$ - $V_{INAMP}$

Come si può vedere dal grafico, per avere in uscita 1V, bisogna fornire al DAC una tensione di 5V (digitale):

```
WriteDAC(DAC7571, 0xFF, 0xFF);
```

A questo punto non resta che campionare il valore di tensione presente all'uscita, che sarà appunto l'offset, traslato di 1V.

```
float ADCoffset(unsigned char NUMEROMEDIE) {  
  
    unsigned char i=0;  
    int OFF=0;  
    float off=0;  
  
    ADCON0bits.CHS3 = 0;  
    ADCON0bits.CHS2 = 0;  
    ADCON0bits.CHS1 = 1;  
    ADCON0bits.CHS0 = 0; //Channel AN2  
  
    for(i=0;i<NUMEROMEDIE;i++){  
  
        ADC=1; //conversione  
        while (ADC!=0);
```

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

```
    OFF=ADRESL + ADRESH * 256;
    off+=OFF;

} //fine for

return off/NUMEROMEDIE;

}
```

Per avere una misura più precisa è stato inserito nella funzione un ciclo “for” che effettua la media di 128 acquisizioni e ritorna un valore in virgola mobile, corrispondente all’offset traslato di 1V.

Una volta campionato l’offset, bisogna fornire un valore al DAC (dipendente dall’offset) tale per cui il pin di uscita dell’INA sia pari a 0V.

L’ADC interno al microcontrollore è a 10 bit (1024 livelli); in caso di offset nullo il valore campionato è pari ad 1V (per come è strutturato il circuito), ovvero  $\frac{1}{5}$  del massimo possibile, e l’ADC fornirebbe un valore pari a:

$$\frac{1024}{5} = 205;$$

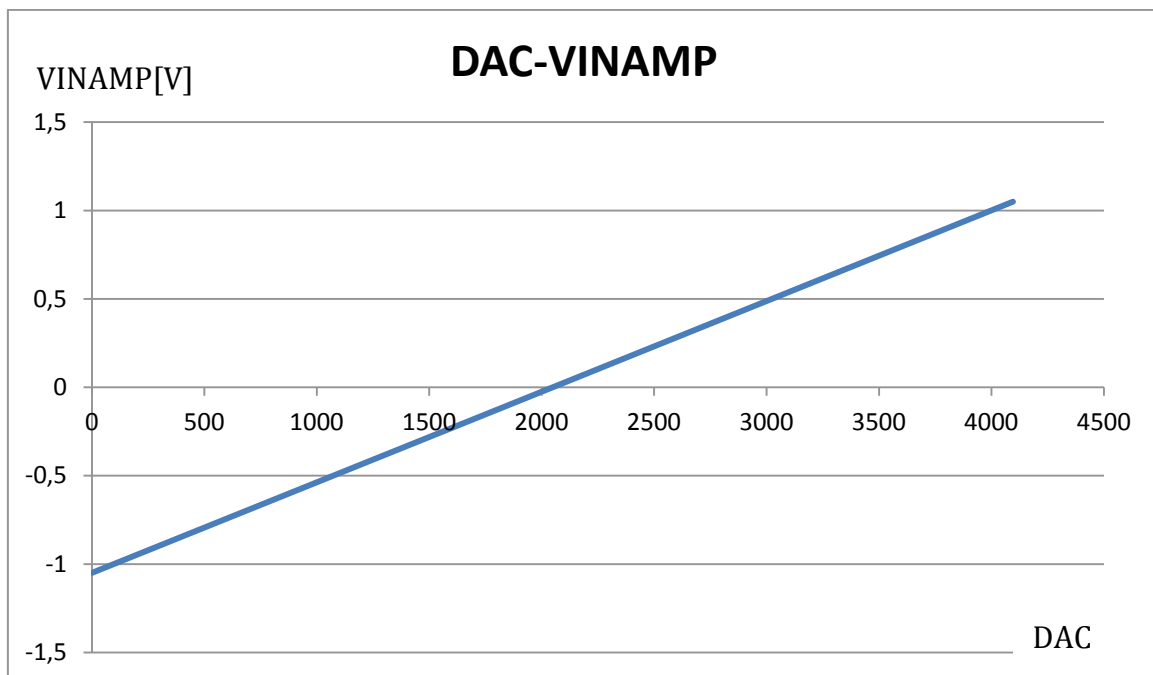


Figura 4.2 Grafico DAC-VINAMP

Come si può vedere dalla caratteristica di trasferimento tra il valore digitale fornito al DAC e la tensione di uscita, in caso di offset nullo (l'ADC campiona 1V, ovvero '205') bisogna dare al DAC il valore '2048' (metà dinamica), mentre in caso di offset pari ad 1V (l'ADC campiona 2V, ovvero '410') bisogna dare al DAC il valore '0' per controbilanciare ed avere un valore di uscita nullo.

Tramite un semplice sistema si può trovare l'equazione che regola questo trasferimento:

$$DAC = m * OFFSET + q;$$

$$2048 = m * 205 + q;$$

$$0 = m * 410 + q;$$

Si ottiene:

$$m=10;$$

$$q=4095;$$

Quindi l'equazione finale da implementare nel codice risulta:

$$DAC = 4095 - 10 * OFFSET;$$

Di seguito il codice per scrivere nel DAC:

```
DELTADAC = 4095 - (int)(9.8*off);  
dmsb=DELTADAC/256;  
dlsb=DELTADAC-(dmsb*256);  
  
WriteDAC(DAC7571,dmsb,dlsb); //scrittura su DAC
```

Essendo il DAC a 12 bit, per avere i 4 bit più significativi si divide il valore per  $2^8$  (256); per trovare gli 8 bit meno significativi si sottraggono al totale i 4 bit più significativi.

Ora in uscita dall'INA collegato con il fotodiodo ed il circuito con il DAC si ha un valore di tensione pressochè nullo.

### 4.5 Misura della distanza

Tramite il dispositivo SFR05 è molto semplice implementare via software la misura della distanza. Basta fornire un impulso in ingresso della durata di almeno 10us e automaticamente viene fornito un impulso in uscita con una durata temporale proporzionale alla distanza. Per effettuare il conteggio della larghezza dell'impulso di ritorno è stato scritto il seguente codice:

```
ULCTR = 1;    // impulso in ingresso
delay10us(3); /*30us di attesa... il datasheet dice
almeno 10us */

ULCTR = 0;    // fine dell'impulso
while(!ULOUT) // attesa dell'impulso di ritorno
Delay1TCY();
while(ULOUT){
    Delay1TCY();
    dist++; //conteggio
}
distanza=dist/3.45;
```

Tramite un ciclo while si verifica che l'impulso sia ancora presente; se la condizione è verificata, si attende un ciclo di clock e si incrementa il contatore. Al termine del conteggio è disponibile un valore numerico proporzionale alla distanza. Dividendolo per 3.45 (dato presente nel datasheet) si ottiene la misura in millimetri.



## 4.6 Azionamento laser e integrazione

Di seguito il codice per azionare i laser ed integrare il segnale:

```
// LASER 1 E 3 1550nm

ADCON0bits.CHS1=0;
ADCON0bits.CHS0=1; //RA1 (monitor)
LASER1=1;
LASER3=1;           //accende i LASER
delay10us(10);     /*100us di attesa prima di
iniziare ad integrare */

ADC=1;             //abilito la conversione
while (ADC!=0);   /*attesa che sia finita la
conversione */

PM12=ADRESL + ADRESH * 256; /*memorizza il power
monitor dei LED1 E 2 */

HB=0;             //abilita l'integrazione in su
delay100us(T);   //Tempo di integrazione
HB=1;             //disabilita l'integrazione in su
LASER1=0;
LASER3=0;        //spegne i LASER
delay10us(10);   /*100us di attesa prima di
iniziare ad integrare in giù */

HA=0;             //abilita l'integrazione in giù
delay100us(T);   //Tempo di integrazione
HA=1;             //disabilita l'integrazione in giù
ADCON0bits.CHS3=0;
ADCON0bits.CHS2=0;
ADCON0bits.CHS1=0;
ADCON0bits.CHS0=0; //shaped RA0
delay100us(5);
ADC=1;           //abilito la conversione
while (ADC!=0);
PD12=ADRESL + ADRESH * 256; /*memorizza il
segnale del LED1 */

delay10us(5);    //50us prima di resettare
l'integratore
RES =0;
delay100us(1);   //100us di reset
RES =1;
```

Per prima cosa si accendono i laser (due per volta; questo è il codice per i primi due laser, che si ripete successivamente per gli altri due a 1300nm). Viene campionato il valore del power monitor, ovvero un segnale dipendente dalla corrente che scorre nei laser, per un eventuale controllo di malfunzionamento (non implementato in questo software); infatti la corrente che scorre nei laser è fissata e in caso di cambiamento improvviso del valore di power monitor, si potrebbe inserire un messaggio di errore.

Si abilita l'integrazione del primo canale chiudendo l'interruttore HoldB per un tempo pari a 300us, si spengono i laser e si abilita l'integrazione del secondo canale chiudendo l'interruttore HoldA, anch'esso per 300us, in modo da avere come valore finale la differenza tra il segnale con i laser accesi ed il segnale con i laser spenti. In questo modo si ha solo il valore utile (senza offset provocato da fonti esterne di radiazione luminosa).

Successivamente il valore in uscita viene campionato e l'integratore viene resettato, chiudendo l'interruttore di reset (per 100us) che cortocircuita le capacità dove è stata immagazzinata la carica dell'integrazione.

Questo codice viene ripetuto un'altra volta utilizzando però gli altri due laser ed avendo così due valori finali: uno relativo ai due laser la cui lunghezza d'onda viene assorbita dall'acqua (1550nm), ed uno relativo ai due laser la cui lunghezza d'onda non viene assorbita dall'acqua (1300nm).

### 4.7 Misura dell'umidità

Tramite il codice precedentemente descritto si ha la possibilità di configurare il microcontrollore, annullare l'offset iniziale, azionare i laser e campionare il valore di ritorno al fotodiodo. Ora è necessario fornire un valore proporzionale all'umidità percepita tramite un algoritmo che elabora i due valori campionati dall'ADC.

Il problema che si è subito presentato è la dispersione dei valori; ovvero il segnale campionato dall'ADC è affetto da rumore, riconducibile a radiazioni esterne di luce ed alla conformazione dell'argilla sottostante. È stato quindi necessario inserire un sistema di medie per stabilizzarlo.

Il segnale proveniente da ogni coppia di laser viene quindi campionato per sette volte e sommato in una variabile; una volta elaborati i valori ottenuti viene inserito in un vettore di otto elementi. Il procedimento viene ripetuto fino al completo riempimento del vettore. Infine vengono azzerati il massimo ed il minimo presenti nel vettore e si effettua la media dei valori rimanenti.

Nel dettaglio, per eseguire questi due cicli sono stati usati due contatori: 'k' e 'z'. Una volta acquisiti i segnali delle due coppie di laser, 'k' viene incrementato di uno, fino al raggiungimento della condizione del ciclo (in questo caso 'k=7'); si hanno così quattro variabili di tipo float contenenti la somma dei valori acquisiti dal fotodiodo ('pd12' e 'pd34') e la somma dei power monitor ('pm12' e 'pm34'). Mentre i valori del power monitor sono stati acquisiti per scopi di controllo delle correnti, le variabili 'pd12' e 'pd34' sono fondamentali per fornire la misura dell'umidità.

```
pm12 = pm12 + PM12 ;  
pm34 = pm34 + PM34 ;  
pd12 = pd12 + PD12 ;  
pd34 = pd34 + PD34 ;  
k++ ;
```

### 4.7.1 Algoritmo di misura

Una volta disponibili le variabili acquisite dalle due coppie di laser, è necessario trovare un algoritmo che permetta di avere una misura relativa dell'umidità. In principio era stato implementato un algoritmo che effettuava il semplice rapporto tra le due variabili; il risultato non era però soddisfacente poichè oltre ad avere una sensibilità non altissima relativa al range di umidità di interesse, si aveva un'enorme dipendenza dalla distanza che rendeva impraticabile ogni tipo di misura. È infatti necessario che il dispositivo sia insensibile alle variazioni di distanza in un range di circa 5cm/7cm.

Osservando i segnali al variare della distanza, si è implementato un algoritmo di "differenza fratto somma", che ha subito dato risultati migliori, ma ancora non del tutto soddisfacenti. Attraverso numerosi tentativi sperimentali si è osservato che era necessario diminuire la dipendenza dalla somma (a denominatore) e si è giunti ad un'equazione parametrica del tipo:

$$Umidita = \frac{pd12 - pd34 + \alpha}{pd12 + pd34 + \beta}$$

Per trovare i parametri  $\alpha$  e  $\beta$  sono stati usati due campioni di argilla con umidità nota. Con il primo campione posto a 15cm dal sensore si sono effettuate delle misure per acquisire i valori mediati di  $pd12$  e  $pd34$  e inseriti nell'equazione sopra. Si è ripetuto il procedimento con l'argilla a 20cm e si sono eguagliate le formule ottenendo la prima equazione.

Ripetendo il processo con l'altro campione di argilla si hanno così due equazioni in due incognite  $\alpha$  e  $\beta$ . Come previsto dalla teoria si è ottenuto un valore di  $\alpha$  prossimo a zero e  $\beta$  nell'ordine di 10000.

Con questi valori la misura risulta stabile e parzialmente indipendente dalla distanza in un range di 7cm. La sensibilità è molto elevata; con una variazione del 5% dell'umidità relativa, il dispositivo tende a saturare. Successivamente verrà infatti descritta la parte di codice necessaria per la centratura dell'umidità di riferimento.

```
if (k==MEDIE1) {  
    UM[z]= (pd12-pd34)/(pd12+pd34+15000);  
    // calcolo umidità
```

Il rapporto è stato calcolato in questo modo poichè la variabile '*pd12*' rappresenta il valore della potenza ottica rivelata dal fotodiodo, prodotta dalla coppia di laser a 1550nm. Questa lunghezza d'onda è proprio quella che viene assorbita dall'acqua, infatti, la potenza rivelata dal fotodiodo in presenza di acqua sulla superficie dell'argilla, si abbassa. Nonostante questo il valore della variabile *pd12* è sempre maggiore rispetto a *pd34* a causa della maggiore potenza del laser a 1550nm; diminuendo il proprio valore all'aumentare della quantità di acqua, il rapporto crescerà in modo inversamente proporzionale all'umidità.

Alla fine del ciclo della variabile '*k*', vengono effettuati dei controlli sulla variabile '*z*'. Se siamo al primo controllo (ovvero  $z=0$ ), si impostano il massimo ed il minimo; altrimenti si verifica se il valore è maggiore (o minore) del massimo (o del minimo) e se la condizione è verificata, si registra il numero e la sua posizione nel vettore.

```
if (z == 0) {  
    vMin=UM[z];  
    vMax=UM[z];  
    min=max=0;  
  
} //fine if "z"  
  
if (UM[z]<vMin){  
    vMin=UM[z];  
    min=z;  
  
} //fine if vMin  
  
if (UM[z]>vMax){  
    vMax=UM[z];  
    max=z;  
  
} //fine if vMax
```

Al termine dei controlli viene incrementato il contatore 'k' e vengono azzerate le variabili utilizzate in precedenza per memorizzare i campioni acquisiti.

```
z++;  
pm12=0;  
pm34=0;  
pd12=0;  
pd34=0;  
k=0;  
um=0;  
off=0;  
dist=0;
```

Ovviamente quando il contatore 'z' raggiunge la condizione finale (ovvero z=8) e di conseguenza il vettore UM[z] è stato riempito, viene calcolato il valore dell'umidità mediato e comunicato tramite l'uscita pwm del microcontrollore.

Per prima cosa vengono azzerati gli elementi del vettore corrispondenti al massimo ed al minimo; successivamente, gli elementi del vettore rimasti vengono mediati, ed a questo punto abbiamo un valore numerico mediato e proporzionale all'umidità, che però non è ancora pronto per essere comunicato al pwm.

```
if (z==MEDIE2-1) { /* z comincia da zero e quindi  
tolgo uno */  
  
    UM[min]=0;  
    UM[max]=0;  
    delay10us(1);  
    for (j=0;j<MEDIE2;j++) um=um+UM[j];  
    umidita=um/(MEDIE2 - 2); /*Tolgo a MEDIE2 per  
il massimo e il minimo */
```

Durante la fase di testing del software è emerso che il valore dell'umidità misurato può talvolta presentare delle variazioni giustificate da interferenze provenienti da fonti esterne. È stato quindi necessario inserire un'ulteriore media, in questo caso pesata con il valore precedentemente acquisito, per evitare di vedere questi disturbi. È stato scelto di considerare il 70% dell'ultima misura ed il 30% di quella precedente; è quindi un filtro passa basso implementato via software.

```
if (umiditapass==0) umiditapass=umidita;  
delay10us(3);  
umidita=(umidita*0.7+umiditapass*0.3);
```

Nella prima acquisizione, alla variabile '*umiditapass*' viene assegnato lo stesso valore dell'umidità, per evitare errori di calcolo.

Ora che è disponibile il valore numerico dell'umidità, correttamente mediato e filtrato, è il momento di "scrivere" nel modulo pwm. Per modificare il duty cycle del pwm il microcontrollore fornisce un registro di 10 bit (1024 livelli); assegnando il valore "0" al registro si ha in uscita un segnale a 0V; assegnando il valore "1023" si ha in uscita un segnale a 5V (si rimanda al datasheet del microcontrollore per ulteriori approfondimenti); ipotizzando di aver immagazzinato nella variabile '*d*' il valore da impostare, avremo in uscita un segnale periodico con periodo fisso (deciso nella configurazione iniziale, in questo caso pari a 51.4us) e duty cycle in percentuale pari a:

$$duty - cycle[\%] = \frac{d}{1023} * 100;$$

### 4.7.2 Taratura e invio al modulo PWM

Il dato numerico che è a disposizione non è conforme alla scala di valori che è possibile comunicare al modulo PWM, ed è quindi necessario normalizzarlo. Tramite il codice di seguito riportato è possibile vedere come nella prima acquisizione, alla variabile 'umbottone' sia stato assegnato il valore dell'umidità tramite una funzione di taratura.

```
if (umbottone==0) {
    DutyPWM(0);
    umbottone=taratura();
}
```

Le specifiche di progetto impongono una grande quantità di medie per la taratura in un tempo di circa due secondi.

Riporto in seguito il codice per la funzione di taratura:

```
float taratura(void) {

    float tar=0;
    int c=0, t=0;
    pd12=0;
    pd34=0;

    while(1) {
        for (c=0;c<MEDIE1;c++) {

            LASER1=1;
            LASER4=1;           //accende i LASER
            delay10us(10);      //100us di attesa prima
            di iniziare ad integrare
            HB=0;                //abilita l'integrazione in su
            delay100us(T);       //Tempo di integrazione
            HB=1;                //disabilita l'integrazione in su
            LASER1=0;
            LASER4=0;           //spegne i LASER
            delay10us(10);      //100us di attesa prima
            di iniziare ad integrare in giù
            HA=0;                //abilita l'integrazione in giù
            delay100us(T);       //Tempo di integrazione
            HA=1;                //disabilita l'integrazione in giù
            ADCON0bits.CHS3=0;
            ADCON0bits.CHS2=0;
        }
    }
}
```



## Sistema ottico per la misura dell'umidità

---

```
ADCON0bits.CHS1=0;
ADCON0bits.CHS0=0; //shaped RA0
delay100us(5);
ADC=1; //abilito la conversione
while (ADC!=0);
PD12=ADRESL + ADRESH * 256; //memorizza il
segnale del LED1
delay10us(5); //50us prima di resettare
l'integratore
RES =0;
delay100us(1); //100us di reset
RES =1;

// LASER 2 E 4 1300nm

LASER3=1;
LASER2=1;
delay10us(10); //100us di attesa prima
di iniziare ad integrare
HB=0; //abilita l'integrazione in su
delay100us(T); //Tempo di integrazione
HB=1; //disabilita l'integrazione in su
LASER2=0;
LASER3=0; //spegne i LASER
delay10us(10); //100us di attesa prima
di iniziare ad integrare in giù
HA=0; //abilita l'integrazione in giù
delay100us(T); //Tempo di integrazione
HA=1; //disabilita l'integrazione in giù
delay100us(5);
ADC=1; //abilito la conversione
while (ADC!=0);
PD34=ADRESL + ADRESH * 256; //memorizza il
segnale del LED1
delay10us(5); //50us prima di resettare
l'integratore
RES =0;
delay100us(1); //100us di reset
RES =1;

/* MISURA UMIDITA' PER LA TARATURA */

pd12 = pd12 + PD12;
pd34 = pd34 + PD34;

delay100us(1);

} //fine for
```

```
tar=tar+(pd12-pd34)/(pd12+pd34+15000);
pd12=0;
pd34=0;
t++;

if (t==MEDIETAR) return (tar/MEDIETAR*1000);

} //fine while
}
```

La parte di accensione dei laser, acquisizione dei segnali del fotodiode e integrazione è analoga a quella già descritta quindi non mi soffermerò. Il processo di acquisizione è ripetuto 700 volte e mediato, in un tempo totale di circa due secondi.

In 'umo' è registrato il numero da inserire nel registro del pwm, che alla prima acquisizione è sempre pari a 512 perchè 'umbottone' e 'umidita' sono uguali. In questo modo il duty-cycle è automaticamente impostato a metà dinamica alla prima acquisizione. Tramite la pressione del bottone presente all'esterno del progetto, è possibile cambiare il valore di 'umbottone' e quindi ri-impostare il duty-cycle al 50% sempre tramite la funzione di taratura.

```
if (BUTTON==0) {
delayms(2);
if (BUTTON==0) {
DutyPWM(0);
umbottone=taratura();
umiditapass=0;
while (BUTTON!=1);
}
}
```

Durante il processo di taratura il Duty-Cycle è impostato a zero.

Questo sistema di autosest del duty-cycle permette di misurare qualsiasi valore di umidità. Una volta che si ha a disposizione il campione di materiale con la "corretta" quantità di acqua, si imposta tramite il bottone il duty-cycle al 50% e si possono vedere le variazioni intorno al valore scelto. Per osservare in modo più preciso le variazioni del duty-cycle basta inserire un filtro RC passa basso (polo a 10Hz). I ripidi fronti del segnale pwm vengono appiattiti e si

osserva una tensione continua, che non è nient'altro che la media del segnale nel tempo, ovviamente variabile in base al valore del duty-cycle.

Riporto di seguito la funzione per modificare il duty-cycle:

```
void DutyPWM(int umF) {  
  
    /*  
    Per cambiare il duty cycle del PWM si devono  
    scrivere 2 registri:  
    CCPRL (8 bit)  
    CCPXCONbits.DCxB1  
    CCPXCONbits.DCxB0 (son i 2 LSB)  
    */  
    if (umF>1022) umF=1023;  
    if (umF<2) umF=1;  
  
    CCPRL = ((umF & 0b0000001111111100) >> 2);  
    CCP1CONbits.DC1B1 = ((umF & 0b0000000000000010) >>  
1);  
    CCP1CONbits.DC1B0 = (umF & 0b0000000000000001);  
  
}
```

### 4.7.3 Codice completo della misura

Per completezza, riporto il codice completo scritto per elaborare i valori forniti dal fotodiode:

```
/*      MISURA UMIDITA'      */

pm12 = pm12 + PM12;
pm34 = pm34 + PM34;
pd12 = pd12 + PD12;
pd34 = pd34 + PD34;
off = off + OFF;
k++;

delay100us(1);

if (k==MEDIE1) {

    UM[z]=(pd34-pd12)/(pd34+pd12+15000); // calcolo
umidità

// MISURA DI DISTANZA

if (z == 0) {

    vMin=UM[z];
    vMax=UM[z];
    min=max=0;

} //fine if "z"

if (UM[z]<vMin){

    vMin=UM[z];
    min=z;

} //fine if vMin

if (UM[z]>vMax){

    vMax=UM[z];
    max=z;

} //fine if vMax

if (z==MEDIE2-1) { /*z comincia da zero e quindi
tolgo uno. */
```

## Sistema ottico per la misura dell'umidità

---

```
UM[min]=0;
UM[max]=0;
delay10us(1);
for (j=0;j<MEDIE2;j++) um=um+UM[j];
umidita=um/(MEDIE2 - 2);    /*Tolgo a MEDIE2 per
il massimo e il minimo */

if (umiditapass==0) umiditapass=umidita;
delay10us(3);
umidita=(umidita*0.7+umiditapass*0.3);

if (umbottone==0) {
    DutyPWM(0);
    umbottone=taratura();
}

umo=(umidita/umbottone*512);
umo=(512-umo)+512;
umiditapass=umidita;

z=-1;
DutyPWM(umo);
umrs=umo/4;
WriteUSART(umrs);
umo=0;
umrs=0;

//DISTANZA

ULCTR = 1;          // impulso in ingresso
delay10us(3);      /*30us di attesa... il
datasheet dice almeno 10us */

ULCTR = 0;          // fine dell'impulso
while(!ULOUT)      /* attesa dell'impulso di
ritorno */

Delay1TCY();
while(ULOUT){
    Delay1TCY();
    dist++; //conteggio
}

distanza=dist/3.45;

for(j=0;j<MEDIE2;j++) UM[j]=0;
```

```
} //fine if "z"

if (BUTTON==0) {
delayms(2);
if (BUTTON==0) {
    LED=1;
    DutyPWM(0);
    umbottone=taratura();
    umiditapass=0;
    LED=0;
while (BUTTON!=1);
}
}

z++;
pm12=0;
pm34=0;
pd12=0;
pd34=0;
k=0;
um=0;
off=0;
dist=0;

} //fine if "k"
```

## Prove e risultati di misura

Prima di giungere a risultati plausibili sono state effettuate numerose prove per ottimizzare il dispositivo. L'obiettivo era ovviamente raggiungere una misura il più possibile ripetibile, indipendente dalla distanza e dalla conformazione della superficie dell'argilla.

Come primo tentativo si sono impostate le lenti dei laser per avere dei fasci convergenti e perfettamente focalizzati ad una distanza di circa 20cm, con la lente del fotodiode ad una distanza di 4cm; questo perchè con i fasci focalizzati, la potenza ricevuta dal fotodiode è decisamente elevata anche con correnti di polarizzazione dei laser minime. Si è però notato che in questo modo la misura risulta eccessivamente sensibile sia dalla distanza (variazioni di 1V per spostamenti di qualche centimetro), che dalla conformazione superficiale dell'argilla stessa. Inoltre si è visto che con il fascio focalizzato, si ha una forte componente di riflessione sulla superficie, indipendente dal grado di umidità, che falsa il valore in uscita in particolari condizioni. In questo modo si ottengono risultati soddifacenti solo in condizioni totalmente stazionarie, non quindi adatte alle specifiche del progetto.

Si è quindi provato ad impostare le lenti dei laser per avere dei fasci leggermente divergenti con un diametro di 2cm ad una distanza di 20cm. Con i fasci divergenti la misura risulta maggiormente indipendente dalla "rugosità superficiale" (questo perchè in questo modo il fascio colpisce una superficie maggiore ed il risultato viene automaticamente mediato) anche se la potenza ricevuta si è dimezzata. Nonostante questo miglioramento, la dipendenza dalla distanza era ancora notevole e non plausibile alle richieste.

Per ottenere risultati soddifacenti si è provato a collimare i laser con un diametro di circa 7mm. Concentrando i quattro fasci in un'area di diametro 4cm ad una distanza di 20cm si è raggiunto un punto di ottimo nella misura. Con questa configurazione si ottiene un'ottimo e ripetibile risultato anche variando la distanza in un intorno di 5cm dal punto di taratura. Questo perchè spostandosi di più, i fasci laser escono dall'area di ricezione della lente del

fotodiodo. Per permettere un'area di ricezione maggiore, è stata avvicinata la lente del fotodiodo a 2.5cm. Con questa impostazione si è raggiunta un'indipendenza dalla distanza in un intorno di 10 cm dal punto di taratura; risultato perfettamente all'interno delle specifiche del progetto.

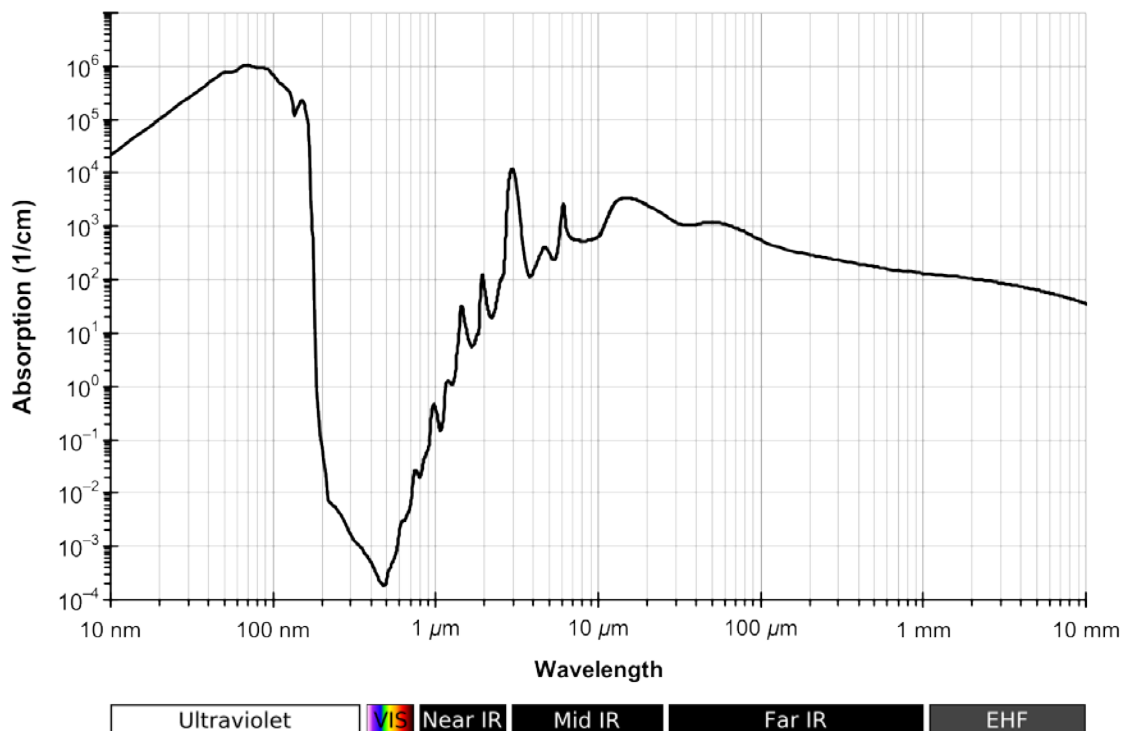
Con questa configurazione sono state effettuate prove con diverse conformazioni di argilla a molteplici condizioni di umidità. Le misure sono state coerenti e ripetibili.

Per quanto riguarda la parte software, si è partiti calcolando banalmente il rapporto tra i due segnali ricevuti, ottenendo buoni risultati solo a particolari livelli di umidità. Un'impostazione dell'algoritmo come "differenza fratto somma" con l'aggiunta di un parametro a denominatore ha permesso di arrivare a risultati decisamente più soddisfacenti e parzialmente indipendenti dal livello di umidità (si forniscono valori corretti con un'umidità variabile dal 10% al 20%).



## Possibili sviluppi futuri

Osservando lo spettro di assorbimento dell'acqua (qui sotto riportato) si può notare come ci sia una differenza di assorbimento notevole anche tra 800nm e 1 $\mu$ m.



Considerando che è possibile reperire sul mercato dei laser a queste lunghezze d'onda, si può pensare di progettare un prototipo con quattro laser differenti; le lunghezze d'onda di interesse sarebbero 800nm, 1 $\mu$ m, 1.3 $\mu$ m e 1.5 $\mu$ m. Con ripetute misure sarebbe possibile creare un algoritmo più complesso che riconosca l'umidità relativa in modo più preciso rispetto al prototipo trattato in questa tesi. Inoltre si potrebbe utilizzare come variabile aggiuntiva la distanza fornita dall'SRF05, già implementato nel progetto, per avere un dato quasi totalmente indipendente dalla distanza.

# Conclusione

L'attività di tesi svolta ha avuto come obiettivo il progetto di un prototipo di misuratore di umidità relativa a costi contenuti.

Dopo un attento studio dei principi fisici alla base del funzionamento e della curva di assorbimento dell'acqua, si è scelto di costruire una struttura simmetrica con due coppie di laser, rispettivamente a 1300nm e 1500nm, ed un fotodiodo in GaAlAs corredato di una lente ad infrarossi posizionati in centro.

Tutto il sistema è stato ottimizzato con una serie di filtri, un circuito dedicato per la cancellazione dell'offset dovuto alla luce esterna ed un supporto in alluminio per l'indirizzamento dei laser e la taratura della lente del fotodiodo.

Attraverso l'ampificazione e la doppia integrazione a divisione di tempo si sono ottenuti due valori relativi ai segnali riflessi dalla superficie dell'argilla, che sono stati elaborati via software tramite un microcontrollore della famiglia *pic* ad alte prestazioni. Numerose prove sperimentali hanno condotto ad un algoritmo ottimizzato di "somma fratto differenza" con l'aggiunta di un parametro, che ha permesso di fornire il valore dell'umidità relativa.

Nel dettaglio, si è quindi utilizzato un sistema impulsato accendendo alternatamente i laser a 1300nm ed i laser a 1500nm. Per minimizzare il contributo di rumore si è realizzato in sistema a doppia integrazione: per 0.3ms il segnale è integrato positivamente con i laser a 1300nm accesi, successivamente il segnale è integrato negativamente con i laser spenti e mantenuto costante per 0.5ms in modo da essere campionato dal microcontrollore (il processo è poi ripetuto con i laser a 1500nm). Un filtro analogico passa basso è stato posto in ingresso al microcontrollore per aumentare ulteriormente il rapporto segnale-rumore.

La doppia integrazione, unita ad un circuito dedicato per la cancellazione dell'offset, ha portato ad una buona reiezione del rumore ed un'eccellente cancellazione del contributo della luce esterna.

Per valutare le performance del sensore di misura, sono state effettuate una serie di acquisizioni con campioni ad umidità diverse. Le percentuali di umidità considerate variano dal 10% al 20% e le misure sono state effettuate ad una distanza variabile tra i 15cm ed i 25cm.

I dati sono stato acquisiti tramite il voltaggio analogico dell'uscita PWM (0V-5V). I valori ottenuti in condizioni stazionarie presentano una deviazione standard minore di 0.05V. Muovendo l'argilla, mantenendo lo strumento alla stessa distanza, la deviazione standard raggiunge valori di 0.1V. l'influenza della luce esterna, anche se rapidamente variabile, è nulla, ed il sistema non satura durante l'integrazione anche in condizioni di forte luminosità.

In particolare , il voltaggio d'uscita ha presentato variazioni di 0.4V per una variazione di umidità dell'1%; è quindi possibile osservare variazioni di umidità relative nell'ordine dello 0.5%. Queste prestazioni sono più che adeguate per il livello di accuratezza richiesto dalle specifiche. Il prossimo passo è testare il prototipo sul campo per confermare le performance positive ottenute durante lo sviluppo.

# Bibliografia

[1]S.O.Kasap, *Optoelectronics and Photonics*, Prentice Hall, (2001)

[2]E.Bava, R.Ottoboni, C.Svelto, *Fondamenti della misurazione*, Esculapio, (2005)

[3]F.Zappa, R.Zappa, *Sistemi Elettronici*, Progetto Leonardo, (2003)

[4]H.Deitel,P.Deitel, *Corso completo di programmazione*, Apogeo, (2007)

[5]Sedra, Smith, *Circuiti per la microelettronica*, EdiSES, (2006)

[6]J. W. Mactaggart, *Infrared moisture measuring apparatus*, United States Patent 4171918, 1979.

[7]J. A. Curcio and C. C. Petty, *The Near Infrared Absorption Spectrum of Liquid Water*, J. Opt. Soc. Am. 41, 302-302 (1951)

# Appendice

Di seguito sono riportati I datasheet dei component utilizzati:

**ROITHNER LASERTECHNIK**  
 A-1040 VIENNA, SCHOENBRUNNER STRASSE 7, AUSTRIA  
 TEL: +43 -1- 586 52 43-0 FAX: +43 -1- 586 52 43 44  
 office@roithner-laser.com www.roithner-laser.com

## ML701B1R-E21A



### 1.3 $\mu\text{m}$ Laserdiode

(MITSUBISHI)

#### CHARACTERISTICS

lasing wavelength: typ. 1320 nm (+/- 10 nm)  
 power: 3 mW cw  
 I<sub>h</sub>: typ. 15 mA  
 I<sub>op</sub>: typ. 25 mA  
 V<sub>op</sub>: typ. 1.10 V  
 I<sub>mon</sub>: typ. 350  $\mu\text{A}$   
 package: 5.6 mm  
 divergence: typ. 25 x 40 °

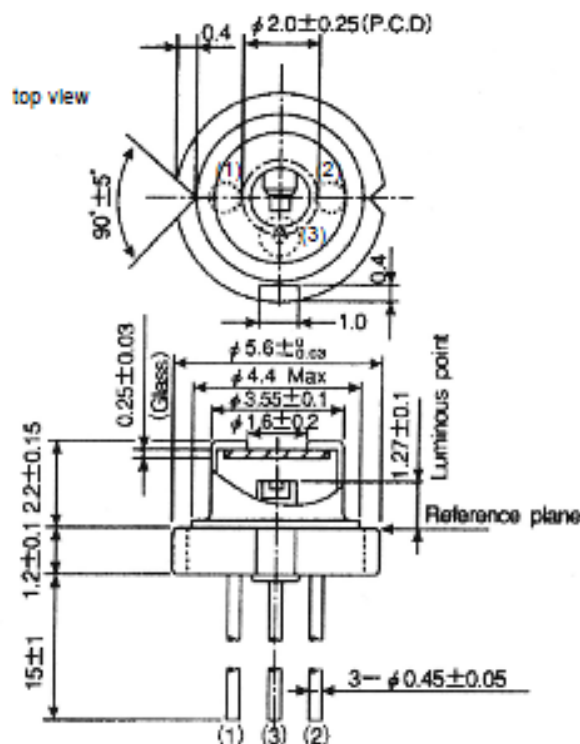
**NOTE!**  
**LASERDIODE**  
**MUST BE COOLED!**

#### PIN CONNECTION

- (1) laser diode anode
- (2) photodiode cathode
- (3) common laser diode cathode and photodiode anode, case

**ATTENTION**  
 CONTROL PRODUCTION  
 FOR HANDLING  
 ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE

Dimension : mm




**ROITHNER LASERTECHNIK GmbH**

 WIEDNER HAUPTSTRASSE 76 1040 VIENNA AUSTRIA  
 TEL. +43 1 586 52 43 -0. FAX. -44. OFFICE@ROITHNER-LASER.COM


# L155T5M



## TECHNICAL DATA

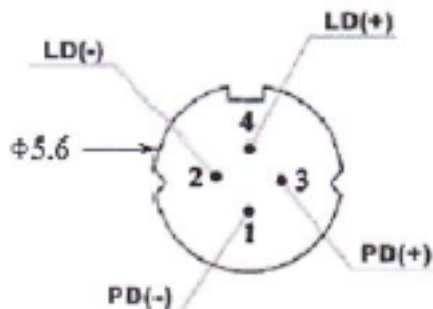
### Infrared Laser Diode

Lasing wavelength: 1550 nm, typ.  
 Max. optical power: 5 mW  
 Package: 5.6 mm (TO-18)

**NOTE!**  
**LASERDIODE**  
**MUST BE COOLED!**



### PIN CONNECTION:



- 1) Photodiode cathode
- 2) Laserdiode cathode
- 3) Photodiode anode
- 4) Laserdiode anode

### Specification (Tc = 25°C)

CHARACTERISTIC	MIN	UNIT
Optical Output Power	5	mW
Threshold Current	<20	mA
Operation Current	<50	mA
Operation Voltage	<3	V
Slope Efficiency	≥0.15	mW/mA
Series Resistance	<8	Ω
Central Wavelength	1550 ±10	nm
Spectral Width	<4.5	Nm
Wavelength Temperature Coefficient	0.3	nm/°C
Beam Divergence	20	deg
Beam Divergence	40	deg
Operating Temperature	-40 ... +85	°C
Storage Temperature	-40 ... +100	°C
Polarization	TM	



ACF2101

## Low Noise, Dual SWITCHED INTEGRATOR

### FEATURES

- INCLUDES INTEGRATION CAPACITOR, RESET AND HOLD SWITCHES, AND OUTPUT MULTIPLEXER
- LOW NOISE:  $10\mu\text{Vrms}$
- LOW CHARGE TRANSFER:  $0.1\text{pC}$
- WIDE DYNAMIC RANGE: 120dB
- LOW BIAS CURRENT:  $100\text{fA}$

### APPLICATIONS

- CURRENT TO VOLTAGE CONVERSION
- PHOTODIODE INTEGRATOR
- CURRENT MEASUREMENT
- CHARGE MEASUREMENT
- CT SCANNER FRONT END
- MEDICAL, SCIENTIFIC, AND INDUSTRIAL INSTRUMENTATION

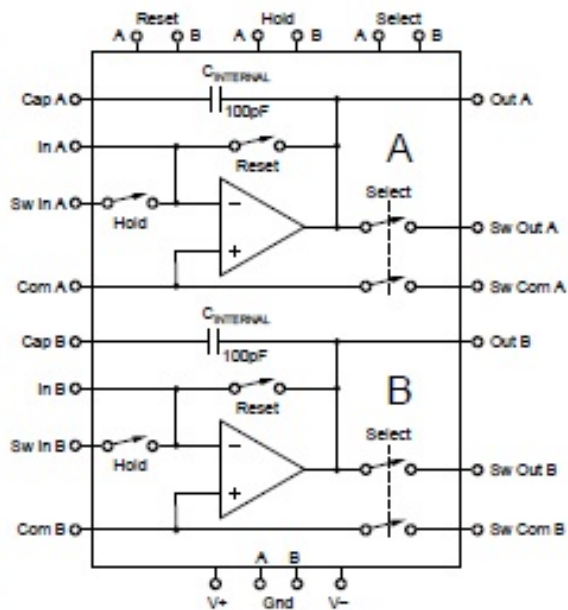
### DESCRIPTION

The ACF2101 is a dual switched integrator for precision applications. Each channel can convert an input current to an output voltage by integration, using either an internal or external capacitor. Included on the chip are precision  $100\text{pF}$  integration capacitors, hold and reset switches, and output multiplexers.

As a complete circuit on a single chip, the ACF2101 eliminates many of the problems commonly encountered in discrete designs, such as leakage current errors and noise pickup. The integrating approach can provide lower noise than conventional transimpedance amplifier designs and also eliminates the need for high performance, high value feedback resistors.

The extremely low bias current and low noise of the ACF2101's *Difet*<sup>®</sup> amplifiers, along with active laser trimming of both offset and drift, assure precision current to voltage conversion.

Although designed for  $+5\text{V}$ ,  $-15\text{V}$  supplies, the ACF2101 can be operated on supplies up to  $\pm 18\text{VDC}$ . It is available in both 24-pin plastic DIP and SOIC packages.







INA111

## High Speed FET-Input INSTRUMENTATION AMPLIFIER

### FEATURES

- FET INPUT:  $I_b = 20\text{pA max}$
- HIGH SPEED:  $T_s = 4\mu\text{s}$  ( $G = 100, 0.01\%$ )
- LOW OFFSET VOLTAGE:  $500\mu\text{V max}$
- LOW OFFSET VOLTAGE DRIFT:  $5\mu\text{V}/^\circ\text{C max}$
- HIGH COMMON-MODE REJECTION:  $106\text{dB min}$
- 8-PIN PLASTIC DIP, SOL-16 SOIC

### APPLICATIONS

- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

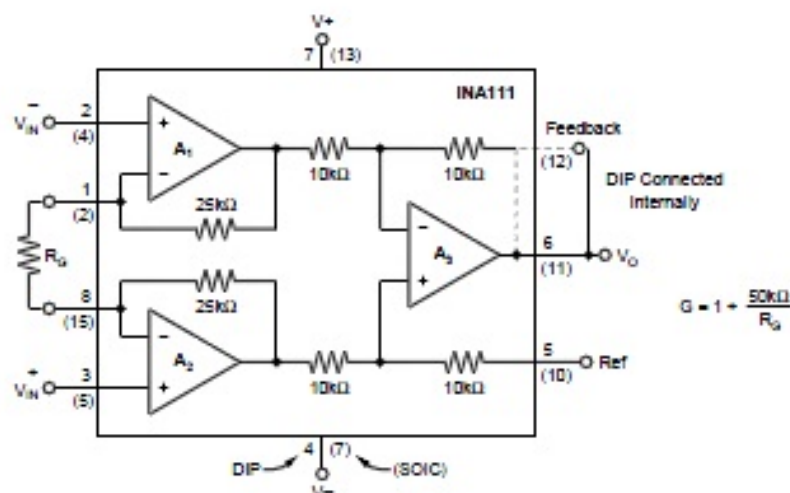
### DESCRIPTION

The INA111 is a high speed, FET-input instrumentation amplifier offering excellent performance.

The INA111 uses a current-feedback topology providing extended bandwidth (2MHz at  $G = 10$ ) and fast settling time ( $4\mu\text{s}$  to 0.01% at  $G = 100$ ). A single external resistor sets any gain from 1 to over 1000.

Offset voltage and drift are laser trimmed for excellent DC accuracy. The INA111's FET inputs reduce input bias current to under 20pA, simplifying input filtering and limiting circuitry.

The INA111 is available in 8-pin plastic DIP, and SOL-16 surface-mount packages, specified for the  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  temperature range.





# PT5xx InGaAs photodiode with 300 μm sensitive area

## Absolute Maximum Ratings

Forward Current	10 mA
Optical Current	10 mA
Reverse Voltage	25 V
Power Waste	100 mW
Operating Temp.	-40°C .. 85°C
Storage Temp.	-40°C .. 85°C
Soldering	260°C, 10 sec.

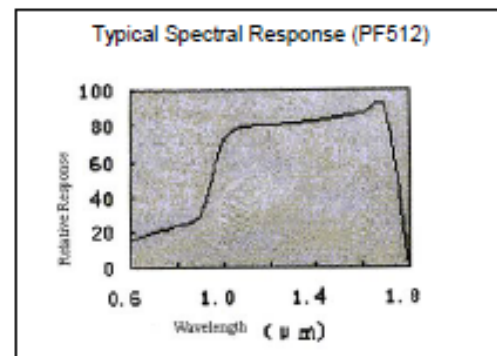
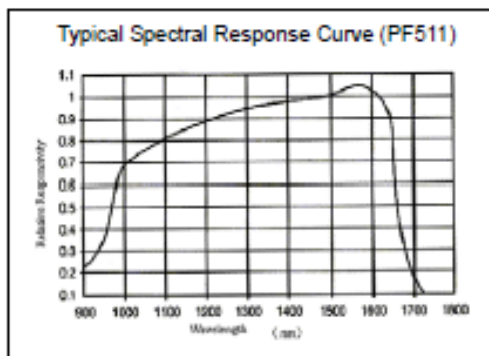
## Description

This series of InGaAs PIN photodiodes have a Ø300 μm sensitive area. Internal optical attenuator of PT512 is used to measure higher optical power. The highest detectable optical power of PT512 can go up to 25 dBm.

PT5xx series are mostly applied for optical measurement. User can select appropriate units according to the needed wavelength and linear range.

## Specifications (25°C)

Type	PT511	PT512	Unit
Wavelength Range	1.0 .. 1.85	1.0 .. 1.85	μm
Linear Range (0V)	-70 .. +10	-55 .. +25	dBm
Responsibility (0V)	R <sub>1310nm</sub> ≥ 0.80 R <sub>1550nm</sub> ≥ 0.85	0.01.. 0.03 (λ = 1.31 μm .. 1.55 μm)	A/W
Dark Current (-5V)	5		nA
Capacitance (-5V)	≤ 12		pF
Sensitive Diameter	300		μm
Inserting Deviation	±0.1		dB
Operating Voltage	0 .. -10		V
Inserting Lifetime	10 <sup>5</sup>		h





## +2.7 V to +5.5 V, I<sup>2</sup>C INTERFACE, VOLTAGE OUTPUT, 12-BIT DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

### FEATURES

- Micropower Operation: 140  $\mu$ A @ 5 V
- Power-On Reset to Zero
- +2.7-V to +5.5 V-Power Supply
- Specified Monotonic by Design
- Settling Time: 10  $\mu$ s to  $\pm 0.003\%$ FS
- I<sup>2</sup>C™ Interface up to 3.4 Mbps
- On-Chip Output Buffer Amplifier, Rail-to-Rail Operation
- Double-Buffered Input Register
- Address Support for up to Two DAC7571s
- Small 6 Lead SOT Package
- Operation From  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $105^{\circ}\text{C}$

### APPLICATIONS

- Process Control
- Data Acquisition Systems
- Closed-Loop Servo Control
- PC Peripherals
- Portable Instrumentation

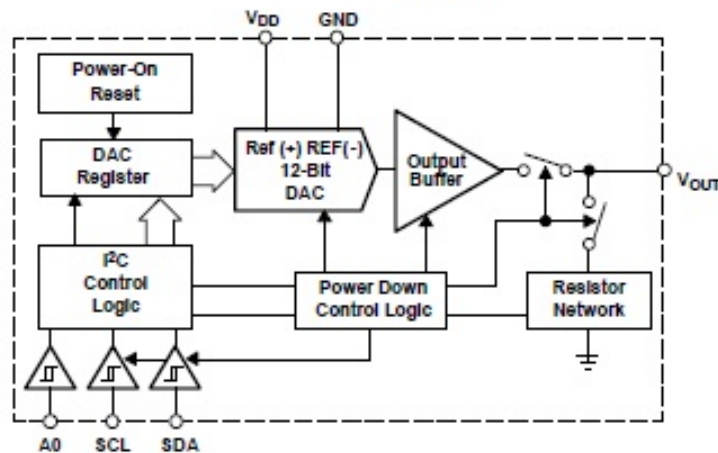
### DESCRIPTION

The DAC7571 is a low-power, single channel, 12-bit buffered voltage output DAC. Its on-chip precision output amplifier allows rail-to-rail output swing to be achieved. The DAC7571 utilizes an I<sup>2</sup>C compatible two wire serial interface that operates at clock rates up to 3.4 Mbps with address support of up to two DAC7571s on the same data bus.

The output voltage range of the DAC is set to  $V_{DD}$ . The DAC7571 incorporates a power-on-reset circuit that ensures that the DAC output powers up at zero volts and remains there until a valid write to the device takes place. The DAC7571 contains a power-down feature, accessed via the internal control register, that reduces the current consumption of the device to 50 nA at 5 V.

The low power consumption of this part in normal operation makes it ideally suited for portable battery operated equipment. The power consumption is less than 0.7 mW at  $V_{DD} = 5$  V reducing to 1  $\mu$ W in power-down mode.

The DAC7571 is available in a 6-lead SOT 23 package.





### Monolithic Quad SPST, CMOS Analog Switches

The DG411 series monolithic CMOS analog switches are drop-in replacements for the popular DG211 and DG212 series devices. They include four independent single pole throw (SPST) analog switches, and TTL and CMOS compatible digital inputs.

These switches feature lower analog ON resistance ( $<35\Omega$ ) and faster switch time ( $t_{ON}<175\text{ns}$ ) compared to the DG211 or DG212. Charge injection has been reduced, simplifying sample and hold applications.

The improvements in the DG411 series are made possible by using a high voltage silicon-gate process. An epitaxial layer prevents the latch-up associated with older CMOS technologies. The 44V maximum voltage range permits controlling 40V<sub>p,p</sub> signals. Power supplies may be single-ended from +5V to 44V, or split from  $\pm 5\text{V}$  to  $\pm 20\text{V}$ .

The four switches are bilateral, equally matched for AC or bidirectional signals. The ON resistance variation with analog signals is quite low over a  $\pm 15\text{V}$  analog input range. The switches in the DG411 and DG412 are identical, differing only in the polarity of the selection logic. Two of the switches in the DG413 (#2 and #3) use the logic of the DG211 and DG411 (i.e., a logic "0" turns the switch ON) and the other two switches use DG212 and DG412 positive logic. This permits independent control of turn-on and turn-off times for SPDT configurations, permitting "break-before-make" or "make-before-break" operation with a minimum of external logic.

### Features

- ON Resistance (Max) .....  $35\Omega$
- Low Power Consumption ( $P_D$ ) .....  $<35\text{mW}$
- Fast Switching Action
  - $t_{ON}$  (Max) .....  $175\text{ns}$
  - $t_{OFF}$  (Max) .....  $145\text{ns}$
- Low Charge Injection
- Upgrade from DG211, DG212
- TTL, CMOS Compatible
- Single or Split Supply Operation
- Pb-Free Plus Anneal Available (RoHS Compliant)

### Applications

- Audio Switching
- Battery Operated Systems
- Data Acquisition
- Hi-Rel Systems
- Sample and Hold Circuits
- Communication Systems
- Automatic Test Equipment